

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

2012

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Сборник научных трудов

Научный редактор Г. Я. Шайдуров

Красноярск
СФУ
2012

УДК 621.37/.39
С 56

С56 Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. / науч. ред. Г. Я. Шайдуров ; отв. за вып. А. А. Левицкий. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2012. – 556 с.
ISBN 978-5-7638-2550-3

Представлены научные труды участников ежегодной Всероссийской научно-технической конференции молодых ученых и студентов, посвященной 117-й годовщине Дня радио, состоявшейся в г. Красноярске 3–4 мая 2012 г.

Отражены разработки в областях радиотехники и радиоэлектроники по направлениям: радиотехнические системы; радионавигация; СВЧ-технологии, антенны и устройства; микроэлектроника, микросистемная техника и нанофотоника; конструирование и технология электронных средств; приборостроение; телекоммуникации.

Предназначен для научных работников, аспирантов и студентов радиотехнического профиля.

Редакционная коллегия:

А. М. Алешечкин – д-р техн. наук, проф.; Б. А. Беляев – д-р техн. наук, проф.; А. И. Громыко – д-р техн. наук, проф.; Ю. В. Коловский – канд. техн. наук, проф.; А. А. Левицкий – канд. физ.-мат. наук, доц.; Д. Ю. Пономарев – канд. техн. наук, доц.; С. И. Трегубов – доц.; Г. Я. Шайдуров – д-р техн. наук, проф.

УДК 621.37/.39

ISBN 978-5-7638-2550-3

© Сибирский федеральный университет, 2012

К ТРИДЦАТИЛЕТИЮ ХАРЬКОВСКИХ РАЗРАБОТОК, ИССЛЕДОВАНИЙ И ИСПЫТАНИЙ АДАПТИВНЫХ РЕШЕТЧАТЫХ ФИЛЬТРОВ

Д. И. Леховицкий

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, г. Харьков, проспект Ленина, 14
E-mail: lekhovitskiy@rambler/ru

Рассматриваются общие элементы различных систем адаптивной пространственно – временной обработки гауссовых сигналов и место в них адаптивных решетчатых фильтров (**АРФ**). Обсуждаются преимущества **АРФ** по сравнению с другими фильтрами аналогичного назначения, результаты их модельных, полунатурных и натурных испытаний в адаптивных системах защиты от помех и спектрального оценивания входных воздействий в действующих РЛС, особенности практической реализации на современной цифровой элементной базе.

Введение

Адаптивные решетчатые фильтры (**АРФ**) [2–5] – эффективное средство решения широкого круга радиотехнических задач первичной адаптивной пространственно – временной обработки сигналов, связанных с использованием обеляющих или обращающих фильтров входных воздействий. Их достоинства обусловлены рациональной организацией процедур оценивания ковариационных матриц (**КМ**) и формирования различных функций от них, предусматриваемых алгоритмами обработки как гауссовых, так и негауссовых процессов. Эти функции формируются по факторизованным (в виде произведения слабозаполненных матриц – сомножителей) представлениям оценочных **КМ** или матриц, обратных им. Сомножители этих представлений, оцениваемые на этапе адаптации, определяют матричную импульсную характеристику (**МИХ**) и, тем самым, структуру соответствующей ступени многоступенчатого обеляющего или обращающего фильтра, а их число – количество этих ступеней. Такая организация, реализующая «фундаментальную идею численного анализа больших систем [1]», используется не только в **АРФ**, однако именно на их основе часто обеспечивается более высокая эффективность обработки, чем на основе многоступенчатых фильтров с другой структурой ступеней. Несмотря на эти достоинства, уровень внедрения **АРФ** в практику явно ниже того, который они заслуживают.

В докладе обобщаются основные результаты теоретико-экспериментальных исследований **АРФ**, впервые в СССР начатых совместно с **В.Я. Ширманом** автором более 30 лет назад и продолженных им затем совместно с адъюнктами и соискателями **ВИРТА им. Л.А. Говорова** (Харьков), с коллегами из ряда заказывающих и разрабатывающих предприятий Украины, России и Белоруссии, с сотрудниками и аспирантами Харьковского национального университета радиоэлектроники (**ХНУРЭ**).

1. Обеляющие и обращающие фильтры

АРФ предназначены выполнять функции обеляющих или обращающих фильтров – важнейших элементов различных систем первичной пространственно-временной обработки гауссовых сигналов [2] – в реальных условиях априорной неопределенности и динамической изменчивости параметров входных воздействий

Фильтр с $N \times N$ **МИХ** $\mathbf{T} = \left\{ t_{ij} \right\}_{i.j=1}^{M}$ называется **обеляющим** (whitening) фильтром случайного вектора $\mathbf{u} = \left\{ u_{\ell} \right\}_{\ell=1}^{M}$ с нулевым средним и **КМ**

$$\mathbf{\Phi} = \left\{ \varphi_{ij} \right\}_{i,j=1}^{M} = \overline{\mathbf{u} \cdot \mathbf{u}^{*}}, \qquad (1.a)$$

если преобразованный в нем N – мерный вектор $\mathbf{v} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{u}$ имеет **КМ**

$$\mathbf{\Phi}_{\mathrm{v}} = \overline{\mathbf{v}\cdot\mathbf{v}^{*}} = \mathbf{T}\cdot\mathbf{\Phi}\cdot\mathbf{T}^{*} = \mathbf{I}_{M}, \qquad (1.б)$$

равную $M\times M$ единичной матрице $\mathbf{I}_M$ – **КМ** $M-$ мерного вектора белого шума. Здесь и далее черта сверху и звездочка – символы статистического усреднения и эрмитового сопряжения соответственно

Из (1.*б*) следует, что

$$\mathbf{T}^{*}\cdot\mathbf{T} = \mathbf{\Psi} = \left\{\omega_{ij}\right\}_{i,j=1}^{M} = \mathbf{\Phi}^{-1}, \qquad (2)$$

т.е. **МИХ Т** обеляющего фильтра вектора $\mathbf{u} = \left\{u_{\ell}\right\}_{\ell=1}^{M}$ представляет собой «корень» матрицы $\mathbf{\Psi}$, обратной его **КМ Ф**.

Фильтр с $N\times N$ **МИХ** $\mathbf{G} = \left\{g_{ij}\right\}_{i.j=1}^{M}$ называется **обращающим** (inverse) фильтром случайного вектора $\mathbf{u} = \left\{u_{\ell}\right\}_{\ell=1}^{M}$ с нулевым средним и **КМ** (1.*а*), если преобразованный в нем вектор $\mathbf{r} = \mathbf{G}\cdot\mathbf{u}$ имеет **КМ**

$$\mathbf{\Phi}_{\mathbf{r}} = \mathbf{G}\cdot\mathbf{\Phi}\cdot\mathbf{G}^{*} = \mathbf{\Psi} = \mathbf{\Phi}^{-1}, \qquad (3)$$

обратную **КМ Ф** входного вектора **u**.

Очевидно, что в силу (1), (2) условию (3) удовлетворяют фильтры с **МИХ**

$$\mathbf{G} = \mathbf{T}^{*}\cdot\mathbf{T} = \mathbf{\Psi} = \mathbf{\Phi}^{-1}. \qquad (4)$$

Тем самым обращающий фильтр может быть образован последовательным соединением обеляющего фильтра с **МИХ Т** и фильтра с **МИХ** $\mathbf{T}^{*}$.

2. Факторизованные представления КМ и фильтры на их основе

А. Факторизованное представление **МИХ А** в виде **произведения** $\mathbf{A} = \prod_{i=1}^{m}\mathbf{B}_i$ слабозаполненных (с большим числом нулевых элементов) матриц $\mathbf{B}_i$ позволяет строить фильтр с **МИХ А** в виде *m*-каскадного (*m*-ступенчатого) фильтра с **МИХ** *i*-й ступени, равной $\mathbf{B}_i$, $i\in 1, m$. Преимущества таких фильтров порождены несколькими причинами. Наиболее важной из них является существенно лучшая обусловленность сомножителей, чем матрицы в целом, число обусловленности которой равно произведению чисел обусловленности этих сомножителей [1]. Практически важны также простота и «однородность» сомножителей, позволяющие строить фильтр из совокупности простых и однотипных элементов – «кирпичиков». Такое построение может оказаться и более экономичным по затратам памяти, поскольку число параметров, определяющих сомножители $\mathbf{B}_i$, может быть заметно меньше общего числа элементов матрицы $\mathbf{A}$.

В вычислительной математике используются различные факторизованные представления матриц, порождающие многоступенчатые фильтры различной структуры, в общем случае неравноценные по тем или иным показателям. Хорошо известны, в частности, многоступенчатые **обеляющие** фильтры с **нижней** треугольной **МИХ Н** или **верхней** треугольной **МИХ** $\mathbf{N}^{*}$, являющихся сомножителями верхне-нижнего или нижне-верхнего треугольных разложений **Холецкого** [1]

$$\mathbf{H}^* \cdot \mathbf{H} = \mathbf{\Psi} = \mathbf{N} \cdot \mathbf{N}^* \qquad (5)$$

МИХ $\mathbf{\Psi} = \mathbf{\Phi}^{-1}$ **обращающего** фильтра. Сомножителями этих матриц могут быть матрицы Гаусса, Краута, Якоби и т.д. [1], а фильтры на их основе могут строиться из совокупности однотипных двухвходовых весовых сумматоров, число которых в последующей ступени на единицу меньше, чем в предыдущей [2]. Им свойственны все достоинства многоступенчатых фильтров, а также универсальность – пригодность для **КМ** любой структуры.

Эта универсальность имеет, однако, и оборотную сторону. Из-за нее очень сложно учесть и использовать для повышения эффективности обработки возможную на практике специфику структуры исходной **КМ** (например, ее персимметрию или теплицевость), которая разрушается уже после первого шага (ступени) преобразований.

Б. Эти недостатки ослаблены в показанных на рис. 1 для $M = 6$ решетчатых фильтрах (**РФ**), синтезированных на основе "обобщенной факторизации Левинсона (**ОФЛ**) [4]".

Они строятся из набора нормирующих множителей $s_1(\ell)$, $\ell \in 1, M$ в первой (последней) ступени первого (*б*) (второго (*ж*)) **РФ** и "нормированных элементарных решетчатых фильтров (**ЭРФ**)" – двухвходовых весовых сумматоров с перекрестными связями (*а*), (*г*), число которых уменьшается (увеличивается) на единицу от ступени к ступени этих **РФ**. Первый **РФ** (*б*) имеет $2 \cdot M \times M$ **МИХ** $\mathbf{W}_{1b}$ (*в*), состоящую из $M \times M$ нижней ($\mathbf{H}_b$) и верхней ($\mathbf{N}_b^*$) ленточных треугольных матриц с шириной ленты $m = 3$, равной числу его ступеней. Второй **РФ** (*ж*) при комплексно сопряженных параметрах **ЭРФ** (*а*) и (*г*) имеет $M \times 2 \cdot M$ **МИХ** $\mathbf{W}^*_{1b}$ (*д*), состоящую из $M \times M$ верхней ($\mathbf{H}_b^*$) и нижней ($\mathbf{N}_b$) ленточных треугольных матриц с шириной ленты $m = 3$, равной числу его ступеней. Соединение выходов первого **РФ** (*б*) с одноименными входами второго (*ж*) образует **РФ** с **эрмитовой** $M \times M$ ленточной **МИХ** $\mathbf{\Psi}_b = \mathbf{W}^*_{1b} \cdot \mathbf{W}_{1b}$ (*е*) с шириной ленты $z = 2 \cdot m - 1$.

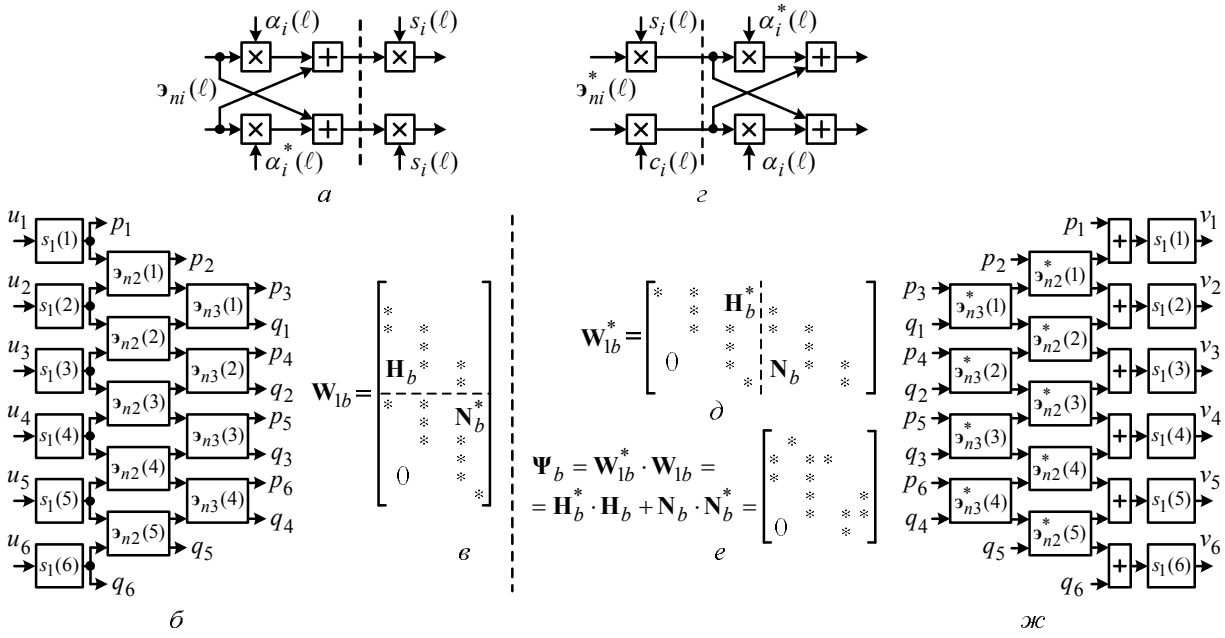


Рис. 1. **РФ** с ленточными (band) треугольными и эрмитовыми **МИХ**

По мере роста числа ступеней ширина ленты всех **МИХ** увеличивается, и при $m = M$ **МИХ** $\mathbf{H}_b$ и $\mathbf{N}_b$ ($\mathbf{H}_b^*$ и $\mathbf{N}_b^*$) становятся заполненными нижними (верхними) треугольными матрицами, а **МИХ** $\mathbf{\Psi}_b$ объединения **РФ** рис. 1 – заполненной $M \times M$ матри-

цей. Если при этом параметры $\alpha_i(\ell)$ двухвходовых **ЭРФ** первого **РФ** будут равны взятому со знаком минус коэффициенту корреляции процессов на их входах, а множители $s_i(\ell)$ будут нормировать к единице мощности процессов на их выходах, то этот **РФ** объединит в своем составе два **обеляющих** фильтра (с **МИХ Н** и $\mathbf{N}^*$), а соединение выходов первого **РФ** с соответствующими входами второго образует **обращающий** фильтр с **МИХ Ψ** (5).

В. Наиболее важное отличие **РФ** от многоступенчатых фильтров другой структуры заключается в «наследовании» его параметрами структурных особенностей исходной **КМ** [4, 5]. Так, персимметрия **КМ** (симметрия относительно побочной диагонали) порождает априорное равенство параметров **ЭРФ,** симметрично расположенных относительно центрального **ЭРФ** соответствующей ступени. Следствием теплицевости **КМ** (равенства элементов ее диагоналей) являются равенства параметров всех **ЭРФ** каждой ступени **РФ.** Если, кроме того, теплицева **КМ** является **КМ** процесса авторегрессии порядка $p < M$, то **РФ** «укорачивается»: $\alpha_i = 0$, $s_i = 1$ для всех $i > p+1$.

Такое «наследование» позволяет достаточно просто использовать для повышения эффективности адаптивной обработки априорную информацию о специфике структуры реально неизвестной **КМ** путем простого усреднения **оценок** априори равных параметров **ЭРФ**, полученных по «базовым» алгоритмам адаптивной **настройки РФ** для **КМ** общего вида (без явно выраженной специфики) [5]. Выигрыш от учета, в частности, теплицевости априори неизвестной **КМ** может быть очень большим.

Г. В реальных условиях априорной неопределенности могут использоваться различные «базовые» алгоритмы **адаптивной настройки РФ (АРФ)**. Так, **АРФ** может быть настроен по явно сформированным оценкам **КМ,** в частности, по оценкам максимального правдоподобия [5–7] или по их «диагонально регуляризованным» модификациям [6]. Практически более удобна настройка по «корню» из оценочной **КМ**, в роли которого могут выступать непосредственно обучающие выборки входного процесса или результат их дополнения столбцами матрицы-регуляризатора [5]. Для существенно нестационарных входных воздействий, в частности, пассивных помех (ПП) или отражений от метеообразований (МО) различной физической природы в импульсных РЛС, наиболее важны «быстрые» рекуррентные алгоритмы настройки, предусматривающие не полный пересчет параметров по мере поступления обучающих выборок, а лишь их «экономную» корректировку. Разработанные для этой цели алгоритмы существенно более эффективны и экономичны, чем решающие ту же задачу алгоритмы в [3].

3. Некоторые результаты математических экспериментов и полунатурных испытаний АРФ

К настоящему времени **АРФ** прошли углубленную проверку в процессе математического моделирования, в полунатурных и натурных испытаниях в составе действующих РЛС. Ниже кратко описываются некоторые из них.

А. На рис. 2 приведены результаты математического моделирования работы адаптивных систем СДЦ на фоне пассивных помех (**ПП**) на основе **АРФ** в импульсных РЛС с постоянным интервалом зондирования, при котором (априори неизвестная) **КМ** междупериодных флуктуаций **ПП** может считаться теплицевой.

Рис. 2, *а*, *b* показывает зависимости от объема *K* обучающей выборки средних потерь χ в отношении сигнал/(помеха +шум) (**ОСПШ)** на выходе системы СДЦ по сравнению с его максимальным значением в отсутствие априорной неопределенности. Размер обрабатываемой когерентной пачки полезного сигнала $M = 50$, скорость цели – оптимальная, маскирующая **ПП** с относительной интенсивностью 50 дБ имеет гауссову корреляционную функцию с коэффициентом междупериодной корреляции $\rho = 0.96$. На рис. 2, *с* показаны аналогичные зависимости средних (сплошные) и максимальных (штриховые кри-

вые) значений **ОСПШ** при различных размерах пачкек M. Рис. 2, *a* характеризует настройку **АРФ** по алгоритмам, не учитывающим специфику КМ, рис.2, *b* – учитывающим только ее персимметрию, рис. 2, *c* – настройку по «теплицевым» алгоритмам Берга в сочетании с ленточной аппроксимацией матрицы, обратной **КМ** [7]. Кривые 1^0, 2^0, 3^0 на рис. 2, *a*, *b* соответствуют:

- максимально правдоподобным (**МП**) оценкам **КМ** [2];
- диагонально регуляризованным **МП** оценкам **КМ** [6];
- ленточно регуляризованным оценкам **КМ** [5–7];

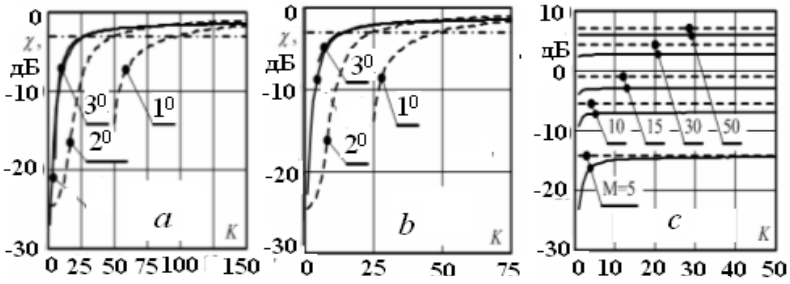


Рис. 2. Эффективность СДЦ на основе АРФ

Первые две оценки могут быть в принципе получены и без использования **АРФ**, но третью из них получить другим способом существенно сложнее, чем простым ограничением числа ступеней **АРФ**. Но именно эта оценка 3^0 в рассматриваемых условиях обеспечивает наибольшее «быстродействие» – на ее основе отмеченный штриховой линией уровень «3 дБ – потерь» **ОСПШ** достигается при выборке вдвое меньшего объема, чем при использовании диагонально регуляризованных **МП** оценок 2^0, в приведенном примере вдвое «более быстродействующих» по этому критерию, чем нерегуляризованные **МП** оценки 1^0. На основе **АРФ** с регулируемым числом ступеней можно достаточно просто реализовать и «теплицев» алгоритм Берга в сочетании с ленточной аппроксимацией матрицы, обратной **КМ** [5], что обеспечивает еще более высокое «быстродействие», увеличивающееся с ростом размера M обрабатываемой пачки. Так, в примерах рис. 2, *c* уровень средних потерь (разница (в дБ) между соответствующими сплошными и штриховыми линиями) не превосходит 3 дБ при $M = 10$ и пренебрежимо мал при $M \geq 30$ уже при единственной обучающей выборке ($K = 1$).

Б. Рис. 3 иллюстрирует работу системы СДЦ на основе «теплицева» **АРФ** в модели импульсной РЛС 10-см диапазона.

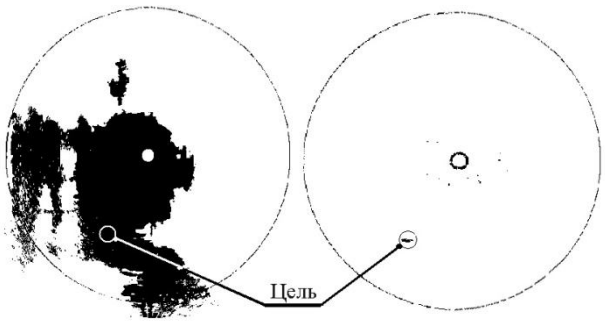


Рис. 3. **ИКО** при выключенном и включенном **АРФ**

Здесь слева показан вид экрана **ИКО**, засвеченного **ПП** от местных предметов, на фоне которых невозможно обнаружить полезный отраженный сигнал движущейся воздушной цели. Этот же экран после включения **АРФ** показан справа. Он практически очищен от **ПП**, цель надежно обнаруживается.

В. На рис. 4 показаны некоторые результаты полунатурных испытаний адаптивной системы СДЦ на основе АРФ (**СДЦ – АРФ**) в составе широко распространенной РЛС 36Д6 [8]. По горизонтальной оси здесь отложена радиальная скорость (в м/с) сымитированных целей с **ОСШ** $h = 6$ дБ, маскируемых реальными **ПП** от облаков с относительной интенсивностью ≈ 40 дБ над уровнем собственного шума приемника. По вертикальной оси отложено число целей с соответствующей скоростью, обнаруженных штатной системой СДЦ (утолщенные кривые) и **СДЦ – АРФ**. Число целей в зоне **ПП** с каждой скоростью, в этом эксперименте равнялось 1091.

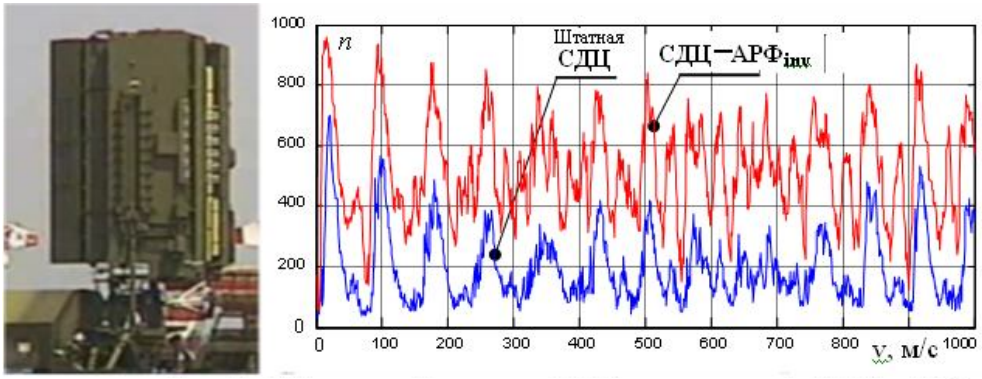


Рис. 4. СХ штатной системы СДЦ и адаптивной СДЦ – АРФ

Как видно из приведенных «скоростных характеристик (**СХ**)», выигрыш в числе обнаруженных целей адаптивной системой **СДЦ – АРФ** по сравнению со штатной СДЦ здесь достигает трех – четырех, а в некоторых точках – и более раз.

Г. Рис. 5 иллюстрирует эффективность адаптивной системы **СДЦ – АРФ** с «быстрым» рекуррентным алгоритмом настройки в некогерентной РЛС 8-мм диапазона, Здесь приведен вид амплитудного индикатора – двухлучевого осциллографа, на верхний луч которого выведен сигнал детектора РЛС на входе адаптивной системы **СДЦ – АРФ**, а на нижний – на ее выходе**.**

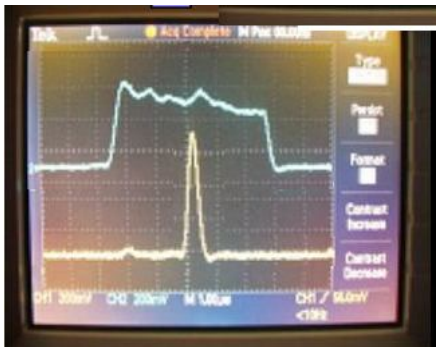


Рис. 5. **СДЦ – АРФ** в РЛС 8-мм диапазона

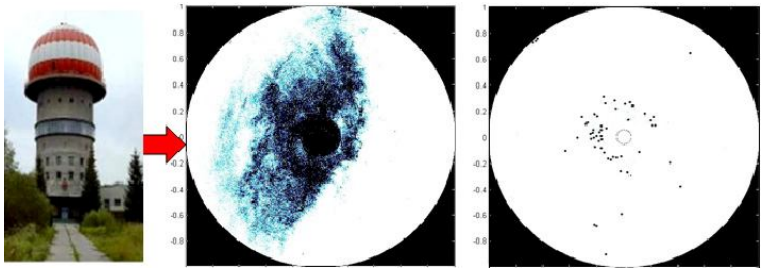


Рис. 6. **СДЦ – АРФ** в РЛС 23-мм диапазона

Видно, что полезный сигнал движущейся цели, полностью замаскированный на входе **ПП** – отражениями от тумана, уверенно обнаруживается на выходе адаптивной системы **СДЦ – АРФ.** В этом эксперименте использовались записи только реальных отражений как от **ПП**, так и воздушной цели.

Д. На рис. 6 показаны результаты испытаний **СДЦ – АРФ** в составе трассовой РЛС «Утес–Т» 23 – см диапазона, расположенной в зоне Домодедовского аэропорта. При ее выключении показанный слева экран РЛС засвечен мощными (> 50 дБ) отражениями от грозовых облаков, на фоне которых невозможно обнаружить даже интенсивные отраженные сигналы воздушных целей с малых дальностей, взлетающих или приземляющихся в

аэропорту. При включении **СДЦ – АРФ** на экране РЛС (справа) наблюдается множество точечных отметок от целей и, возможно, других объектов, подлежащих распознаванию в процессе последующей обработки.

Ж. Область использования **АРФ** не ограничивается системами скоростной селекции целей на фоне **ПП**. На их основе могут строиться эффективные адаптивные системы угловой селекции целей на фоне помех от точечных источников шумовых излучений, «сверхразрешающие» системы пеленгации – измерения их угловых координат, системы угло - скоростной селекции целей на фоне совокупности внешних излучений и **ПП** и т.п.

Такие возможности обусловлены тем, что при всем многообразии методов решения этих задач их важнейшей составной частью является преобразование входных воздействий или опорных векторов в адаптивных обеляющих или обращающих фильтрах. Они требуются, в частности, при формировании «спектральных функций (СФ)» многочисленных «сверхразрешающих» методов пеленгации, впервые полученных в основополагающих работах Я.Д. Ширмана 59-60 годов прошлого столетия и получивших огромное развитие в последующие годы [2, 9–11].

Плодотворная идея **А.Б. Гершмана** их комбинированного использования [10] наиболее просто и эффективно реализуется именно на основе **АРФ**. В качестве примера на рис. 7 показана схема одновременного формирования на общем **АРФ** СФ методов «минимальной дисперсии (МД)» **Кейпона** $\hat{S}_1(\alpha)$, «максимальной энтропии (МЭ)» Берга $\hat{S}_{M\Theta}(\alpha)$ «модифицированного алгоритма Кейпона (**МАК**)» $\hat{S}_3(\alpha)$ и $\hat{C}_3(\alpha)$ [2, 9–11]. Эти, а также целый ряд других «сверхразрешающих» СФ формируются путем простого комбинирования квадратов модулей выходных сигналов настроенного **АРФ**, на вход которого подаются компоненты опорного вектора сигнала. Достоинства такого построения и его преимущества перед известными «сверхразрешающими» пеленгаторами подробно раскрыты в [9, 10].

З. За счет использования специфических свойств **АРФ**, связанных с возможностью эффективно учесть априорную информацию о специфике (в частности, теплицевости) КМ входного процесса, а также простотой ленточной аппроксимации обратной матрицы удается с достаточно высоким качеством уже по одной обучающей выборке воспроизвести сложные дискретно – непрерывных спектры мощности случайных процессов различной природы. Это иллюстрируется рис. 8, где показаны результаты воспроизведения тестового спектра (*a*) Кея – Марпла [11] по единственной 64 – точечной последовательности отсчетов соответствующего случайного процесса различными «сверхразрешающими» методами спектрального оценивания, реализованными на основе ленточного **АРФ** (рис. 1, 7).

Рис. 8, *b* относится к методу **МД**, рис. 8, *c* – к методу **МЭ**, рис. 8, *d* – к **МАК**, рис. 8, *e* – к методу «теплового шума» Гейбриела – Семенова [2, 9]. Сравнение их с приведенными в [11] результатами воспроизведения этого спектра другими методами показывает заметные преимущества «решетчатой» реализации.

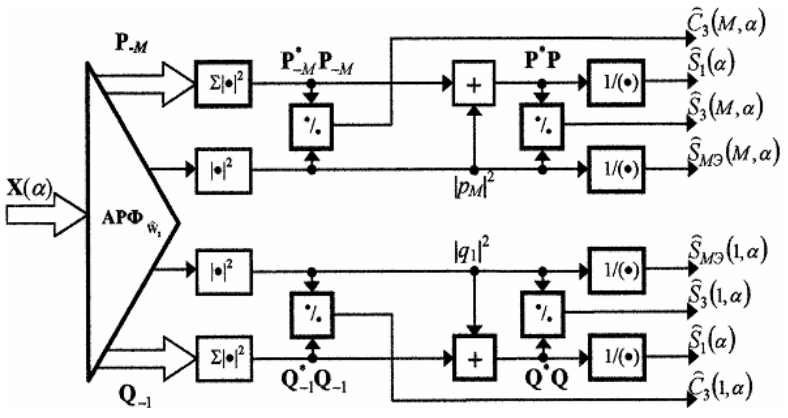


Рис. 7. **АРФ** – «сверхразрешающие» пеленгаторы

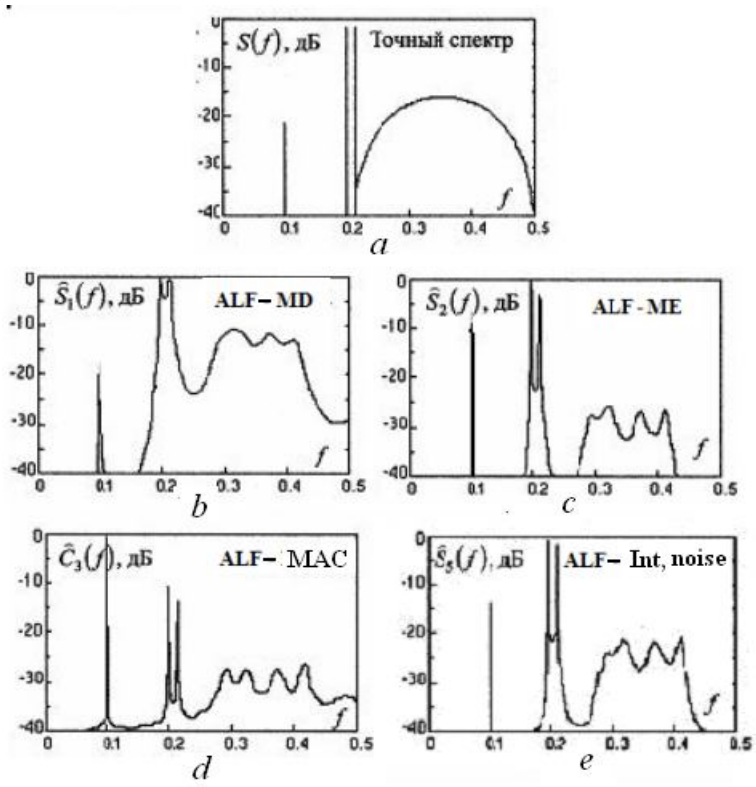


Рис. 8. Воспроизведение тестового спектра

Н. На сегодняшний день **АРФ** – это не только теория, алгоритмы и программы, но и готовые к непосредственному использованию в РЛС изделия на основе современных сигнальных процессоров. Так, в экспериментах, результаты которых показаны на рис. 5, 6, использовался **АРФ** с рекуррентными алгоритмами адаптивной настройки, реализованный в 2004 г. на сигнальном процессоре ADP–101PCI «**TIGER SHARC-101**» (рис. 9). В последующих полунатурных и натурных испытаниях использовались различные варианты **АРФ**, реализованные на сигнальном процессоре ADSP–21469 «**SHARC**» (рис. 10).



Рис. 9. АРФ на сигнальном процессоре



Рис. 10. АРФ на сигнальном процессоре

Заключение

Приведенные результаты лишь частично отражают возможности и достоинства **АРФ**, однако уже они свидетельствуют о возможности и целесообразности их практического использования при решении задач первичной цифровой адаптивной пространственно-временной обработки сигналов в модернизируемых и перспективных РЛС.

Список литературы

1. Численные методы условной оптимизации // под ред. Ф. Гилла и У. Мюррея. – М. : Мир, 1977. – 290 с.

2. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория : справочник. Изд. 2-е / под ред. Я.Д. Ширмана. – М. : Радиотехника, 2007. – 512 с.

3. Фридландер, Б. Решетчатые фильтры для адаптивной обработки данных / Б. Фридландер // ТИИЭР. – 1982. – Т. 70. – № 8. – С. 54–97.

4. Леховицкий, Д.И. Обобщенный алгоритм Левинсона и универсальные решетчатые фильтры / Д.И. Леховицкий // Радиофизика. – 1992. – Т. 35. – № 9–10. – С. 790–808.

5. Универсальные адаптивные решетчатые фильтры. Ч. 2. Адаптация при заданном корне из оценочной КМ / Д.И. Леховицкий, С.Б. Милованов, И.Д. Раков, Б.Г. Свердлов // Изв. вузов. Радиофизика. – 1992. – Т. 35. – № 11–12. – С. 969–991.

6. Абрамович, Ю.И. Регуляризованный метод адаптивной оптимизации по критерию максимума отношения сигнал/помеха / Ю.И. Абрамович // Радиотехника и электроника. – М., 1981. – Т. 26. – № 3. – С. 543–551.

7. Ленточно-диагональная регуляризация МП оценок КМ гауссовых помех в алгоритмах адаптации антенных решеток / Д.И. Леховицкий, Ю.И. Абрамович, Г.А. Жуга, Д.С. Рачков // Прикладная радиоэлектроника. – 2010. – Т. 9. – № 1. – С. 107–121.

8. Экспериментальные исследования систем СДЦ на основе адаптивных решетчатых фильтров в импульсных РЛС с попачечной вобуляцией периодов зондирования / Д.И. Леховицкий, В. П. Рябуха, Г. А. Жуга, В. Н. Лаврентьев // Прикладная радиоэлектроника. – 2008. – Т. 7. – № 1. – С. 3–16.

9. Статистический анализ «сверхразрешающих» методов пеленгации источников шумовых излучений в АР при конечном объеме обучающей выборки / Д.И. Леховицкий, Д.В. Атаманский, И.Г. Кириллов, П.М. Флексер // Антенны. – 2000. – № 2. – С. 23–39.

10. Гершман, А.Б. Комбинированная пеленгация с совместным использованием высокоразрешающих пеленгаторов различного типа / А.Б. Гершман // Радиотехника и электроника. – 1995. – Вып. 5. – С. 918–924.

11. Марпл-мл., С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С.Л. Марпл-мл. ; пер. с англ. под ред. И.С. Рыжака. – М. : Мир, 1990. – 584 с.

ПРОБЛЕМЫ ИЗЛУЧЕНИЯ И ОБРАБОТКИ СЕЙСМИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ПРИ ПОИСКЕ МЕСТОРОЖДЕНИЙ НЕФТИ И ГАЗА В УСЛОВИЯХ ВОСТОЧНОЙ СИБИРИ И АРКТИЧЕСКОГО БАССЕЙНА

Г. Я. Шайдуров

Сибирский федеральный университет, г. Красноярск

Поиск месторождений углеводородов в сложных геолого-геофизических условиях Восточной Сибири, по сравнению с Ямалом и Западной Сибирью, чрезвычайно осложнен неоднородностью верхней части геологического разреза из-за наличия многочисленных трапповых включений, маломощностью нефтяных и газовых ловушек, труднодоступностью и плохой проходимостью районов поиска. Специфичные проблемы существуют при сейсморазведочных работах на шельфе арктических морей и глубоководных районов Ледовитого океана.

Любая система сейсморазведки включает в себя излучатель зондирующего сейсмического сигнала и телеметрический комплекс в виде множества сейсмических датчиков, расстанавливаемых на поисковой площади и соединенных кабельной линией с подвижной вычислительной системой в виде сейсмостанции.

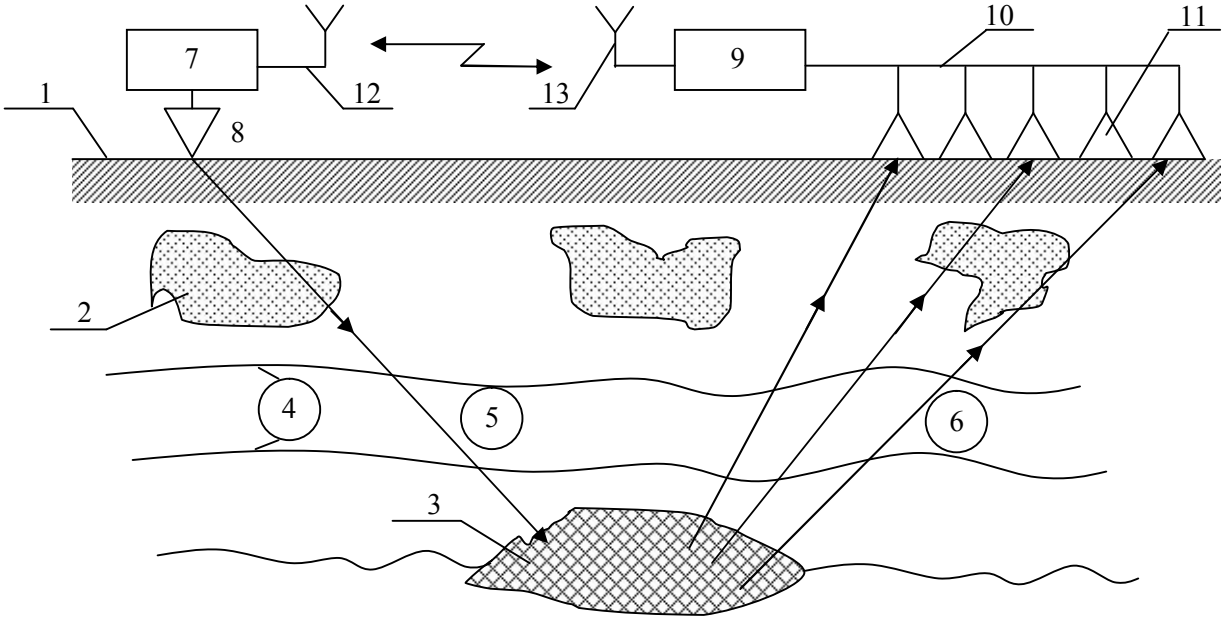


Рис. 1. Схема сейсморазведочной системы: 1 – верхняя граница геологического разреза; 2 – трапповые включения; 3 – углеводородная ловушка; 4 – границы геологических слоев; 5 – направление излучаемого сейсмического сигнала; 6 – отраженные лучи; 7 – источник зондирующего сигнала; 8 – излучающая плита-антенна; 9 – сейсмостанция; 10 – телеметрическая сейсмическая коса; 11 – сейсмодатчики; 12, 13 – антенны радиосистемы синхронизации

В качестве излучателя используют либо взрыв, либо невзрывные импульсные или вибрационные источники, обеспечивающие экологичность поисковых работ.

Физической основой сейсморазведки является: излучение и прием отраженных от геологических неоднородностей сейсмических сигналов; фильтрация, первичная обработка и накопление сигналов вычислительным комплексом сейсмостанции; вторичная обработка и построение сейсмического разреза; интерпретация результатов.

Рабочие частоты зондирующих сигналов используются в диапазоне 10–200 Гц, что при скорости распространения продольных сейсмических волн в горных породах 4000 м/с определяет длину рабочей волны от 400 до 20 м, в среднем 100 м.

Требуемые глубины поиска углеводородов составляют 4–5 км. Минимальная мощность, т.е. размер искомых нефтегазовых ловушек в Восточной Сибири, которые обнаруживает сейсморазведка составляет величину порядка 10 м.

Ситуация напоминает радиолокацию воздушных объектов, однако существенным осложняющим обстоятельством сейсморазведки является непредсказуемость и стохастичность геологической среды, зависимость результата от множества мешающих факторов – неровностей рельефа, неоднородностей верхней части геологического разреза, неопределенностью скорости распространения сейсмической волны, внешними акустическими шумами (микросейсмами), вибрацией излучателей и т.п.

Для идентификации нефтегазовых залежей и для обработки сигналов используются всевозможные методы линейной и нелинейной фильтрации, корреляционной обработки, Фурье и Вейвлет анализа, решетчатой фильтрации сигналов на базе системы разнесенных в пространстве сейсмодатчиков.

В конце 2010 г. СФУ совместно с ОАО «Енисейгеофизика» был выигран большой конкурсный проект по постановлению Правительства РФ П218 объемом 250 млн. руб. бюджетного финансирования на разработку эффективной импульсной невзрывной технологии поиска нефти и газа в условиях Восточной Сибири и создание научной школы СФУ в этой области.

Импульсная невзрывная технология основана на использовании уникальных электромагнитных источников сейсмического удара, созданных усилиями Красноярских геофизиков и изготавливаемых заводом ОАО «Енисейгеофизика» в г. Минусинске. Сегодня в России эта технология составляет около 20 % от невзрывных работ, а 80 % использует вибрационные машины с линейной частотной модуляцией излучаемого сигнала.

Импульсные невзрывные источники «Енисей» вдвое легче и дешевле вибрационных машин, потребляют энергии в 100 раз меньше при одинаковой геофизической отдаче. Недаром уже 20 машин экспортировано в США, 4 – в Иран, проявляют интерес другие страны (рис. 2).



Рис. 2. Источники продольных волн «Енисей» типа СЭМ-100 и КЭМ-4

Проектом П218 предусматривает совершенствование импульсных источников, введение адаптивного управления число ударов, частотной характеристикой и диаграммой направленности излучения, создание ряда принципиально новых источников поперечных волн. В отличие от продольных волн поперечные волны несут новую информацию о параметрах ловушек нефти и газа.

Поперечные волны в отличие от продольных являются векторными, с поляризацией ортогонального направления распространения в два раза более низкой скоростью распространения.

В ноябре 2011 г. в г. Минусинске были впервые продемонстрированы две модификации этих источников – тракторного и санного типов (см. фото рис. 3).

На рис. 3 приведены фотографии некоторых источников продольных волн серии «Енисей».

На рис. 4 демонстрируется водный вариант импульсного источника, успешные испытания которых проведены на реках Чуна и Бирюса. Координатно-временная привязка этого комплекса через навигационные системы ГЛОНАСС-GPS обеспечена группой д.т.н., профессора Ю.Л. Фатеева.

Нами, совместно со специалистами ОАО «Енисейгеофизика» запатентован ряд новых технических решений по импульсной невзрывной технологии. В рамках проекта П218 создается два учебно-испытательных геофизических полигона в пос. Богучаны и г. Минусинске.

В задачу работ входит выведение импульсной невзрывной технологии на международный рынок, разработка эффективной многоволновой технологии сейсморазведки.

Новая технология позволит решать сложную задачу морской геофизики по поиску углеводородов на шельфе арктических морей и сейсмического картирования глубоководных районов Ледовитого океана, в частности особенностей геологического строения хребта Ломоносова.



Рис.3. Санный источник поперечных волн



Рис. 4. Водный вариант источника

Нами предложена концепция решения перечисленных задач путем создания поискового комплекса на базе атомной подводной лодки [4]. Подобный комплекс может работать подо льдами и в любую погоду, что принципиально отличает его от надводных систем морской геофизики с буксируемыми телеметрическими косами.

Однако необходимо решить целый ряд сложнейших проблем – координатной привязки и связи лодок при хождении под паковыми льдами, реализацию метода сейсмической боковой локации с синтезированной апертурой, адаптивной обработки информации, обеспечение безопасности работ.

Надеемся, что опыт разработок радиотехнического отделения ИИФиРЭ СФУ поможет решению этих важнейших для России инновационных проблем.

Список литературы

1. Пат. РФ №2372629, кл. C1 от 02.06.08. Способ невзрывного воздействия на грунт при сейсмической разведке / В.А. Детков, В.В. Ивашин, И.Г. Федотов, Г.Я. Шайдуров.

2. Детков, В.А. Импульсные электромагнитные сейсмоисточники «Енисей»: особенности технического решения и применения [Текст] / В.А. Детков, П.Ю. Щадин, В.В. Ивашин // Приборы и системы разведочной геофизики. – Саратов, 2007. – № 4. – С. 30–34.

3. Детков, В.А. О возможности адаптивного управления импульсными невзрывными источниками [Текст] / В.А. Детков, Г.Я. Шайдуров // Приборы и системы разведочной геофизики. Саратовское отд. Евро-Азиатского геофизического общества (СО ЕАГО), г. Саратов, 2007. – № 4. – С. 14–16.

4. О технологии сейсмических исследований глубоководных районов дна Северного Ледовитого океана / Н.В. Левицкий, В.А. Детков, В.М. Мегеря, Г.Я. Шайдуров // Технологии сейсморазведки. – 2010. – № 3. – С. 75–79.

Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ»

АНАЛИЗ ВОЗДЕЙСТВИЯ ИМПУЛЬСНОЙ ПОМЕХИ НА ПАРАМЕТР ВЫЗВАННОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ ДЛЯ МЕТОДА НА ОСНОВЕ ЕЭМПЗ

В. С. Потылицын, Г. Я. Шайдуров (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: markuss86@mail.ru

Алгоритмы поиска в случайных полях, анализ воздействия импульсной помехи на дифференциальный метод поиска ВП ЕЭМПЗ.

В электроразведке полиметаллических руд широкое распространение получил метод вызванной поляризации (ВП), заключающийся в возбуждении геологического разреза импульсным током с помощью заземленной линии и регистрации переходной характеристики электрического поля с перемещающейся вдоль профиля наблюдений приемной линии.

Физической основой метода ВП является заряд границы раздела электронно-проводящего рудного тела. Проходящий через среду импульсный ток наблюдается на поверхности земли в виде потенциала разряда указанной границы.

Однако применение метода ВП в горно-таежной местности осложняется необходимостью использования достаточно мощных источников возбуждающего тока (от 100–10000 Вт), раскладки по профилю наблюдений длинной питающей линии (1–3 км), что обуславливает большие трудозатраты и стоимость работ.

В России запатентован метод извлечения информации ВП из естественного электромагнитного поля земли (ВП ЕЭМПЗ) [1–4], который позволяет исключить из работы питающую линию и возбуждающий генератор импульсов тока, путем обработки сигналов флуктуирующих теллурических токов Земли в диапазоне частот 0–20 Гц. В основу алгоритмов обработки принимаемых сигналов может быть положен либо корреляционный метод на основе теоремы идентификации объектов в случайных полях – теорема «Черного ящика» Н. Винера, либо дифференциальный алгоритм со спектральной обработкой сигналов [4].

В данной статье рассматриваются алгоритм идентификации в случайных полях с использованием дифференциального метода. Этот метод имеет как свои плюсы, так и минусы. К плюсам можно отнести следующие:

1) отсутствие питающих линий и мощных генераторов импульсного тока;
2) мобильность, быстрота измерений и профилирования;
3) чувствительность измерений по параметру N порядка 1 %.

К минусам можно отнести сильное влияние импульсных помех на результаты измерений.

Для проверки воздействия помех на метод ВП ЕЭМПЗ была использована программная среда Matlab. Для того что бы смоделировать реальный принимаемый сигнал, который используется в методе ВП ЕЭМПЗ, были смоделированы реализации белого шума с дисперсией 1 и по 3 мин каждая. Для каждого замера моделировалась своя реализация.

После того как реализации были смоделированы, они пропускались через цифровой фильтр. АЧХ и ФЧХ фильтра приведена на рис. 2, *а*, *б* соответственно.

Далее в один канал добавлялась аддитивная помеха. Параметр ВП вычислялся по формуле

$$N = \frac{\delta^2_{(x-k(y+p))}}{\delta^2_x},$$

где $\delta^2_{(x-ky)}$ – дисперсия разностного сигнала; δ^2_x – дисперсия первого канала; P – помеха добавленная во второй канал; K – подстроечный коэффициент, который выбился из условия $\delta^2_{(x-ky)} \to \min$.



Рис. 1. Моделируемая дифференциальная измерительная установка:
1 – неполяризующиеся электроды; 2 – рудное тело; 3 – измерительный прибор

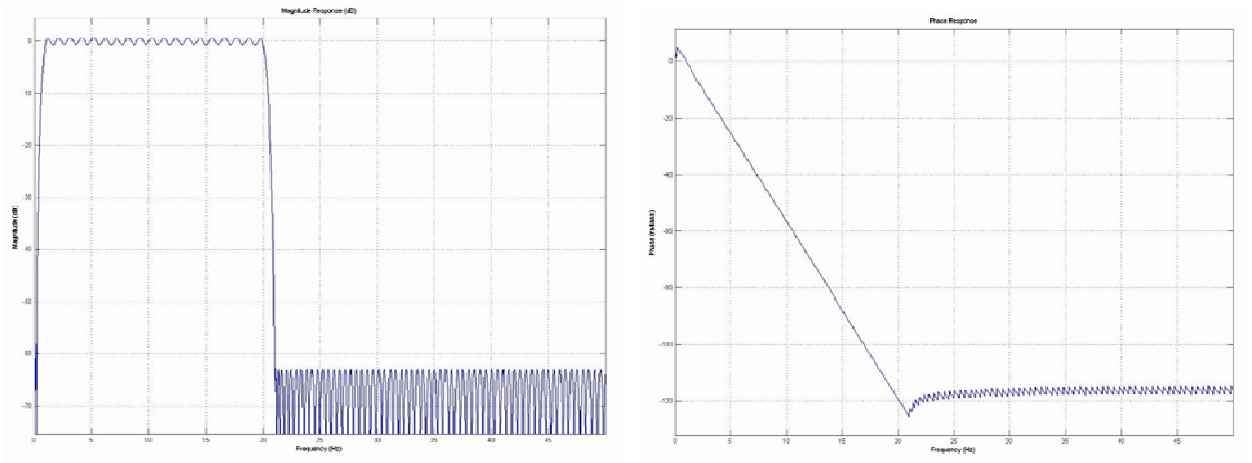


Рис. 2. АЧХ и ФЧХ цифрового фильтра

При моделировании условие $\delta^2_{(x-ky)} \to \min$ реализовывалось при помощи метода Пауэлла. Далее приводятся зависимости N от изменения параметров длительности одиночного видеоимпульса.

Так как на практике воздействие импульсных помех не происходит на один канал в отдельности, вследствие того что расстояние между приемными линиями составляет от 100м до 500м, то наиболее интересным представляется случай, когда помеха присутствует в обоих каналах, но имеются небольшие расстройки либо по амплитуде, либо по времени задержки или по длительности импульса.

На рис. 3 приведена зависимость коэффициента поляризации от длительности видеоимпульса, добавленного во второй канал при различных соотношениях сигнал шум. В первый канал добавлен видеоимпульс длительностью 1 с.

Как видно из графика, при полном совпадении длительностей импульсов коэффициент поляризации равен 0, что в свою очередь вполне логично. Так же можно сделать вывод, что с уменьшением соотношения сигнал-помеха, увеличивается влияние расстройки на коэффициент ВП N. С увеличением амплитуды помехи, скорость нарастания коэффициента поляризации растет, то есть при меньших соотношениях сигнал шум влияние расстройки увеличивается.

Как видно из графика, расстройка по длительности импульса слабо влияет на конечный коэффициент ВП, потому что даже в худшем случае, когда амплитуда помехи в 3 раза больше полезного сигнала и при значении коэффициента ВП $N = 0{,}1$ длительность импульса должна быть в 3 раза больше, что в реальных условиях вряд ли достижимо.

На рис. 4 приведена зависимость коэффициента поляризации от амплитуды импульсной помехи при различных соотношениях сигнал шум. В первый канал добавлен видеоимпульс длительностью 1 с.

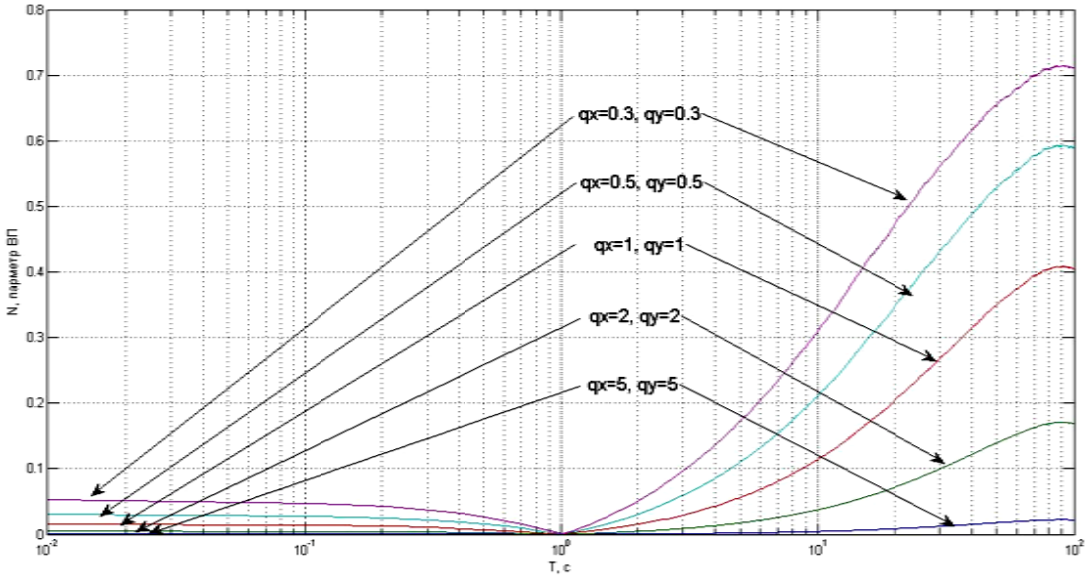


Рис. 3. Зависимость коэффициента поляризации N от длительности видеоимпульса при различных соотношения сигнал-помеха

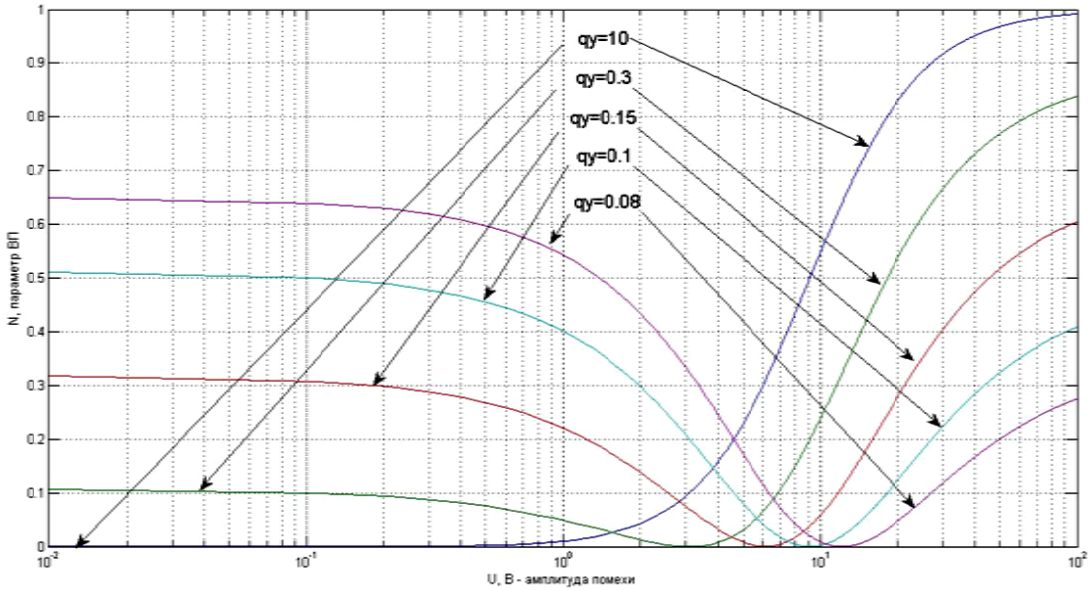


Рис. 4. Зависимость коэффициента поляризации *N* от соотношения сигнал шум

Как видно из графика, расстройка по амплитуде импульса влияет на конечный коэффициент ВП. В среднем для достижения $N = 0.1$, значение разности амплитуд помехи в разных каналах должна отличаться в 2–3 раза. Следует отметить, это при условии, что соотношение сигнал шум меньше 1. При значениях сигнал-шум больше 1, влияние данной расстройки можно считать пренебрежительно маленьким.

Из приведенных выше графиков, можно сделать следующие выводы:

1) Влияние импульсных помех будет, будет тем больше чем больше будет расстояние измерительных линий.

2) Основной вклад в ошибку измерений вносит расстройка по амплитуде помехи.

3) Возможность использования любых помех для поиска поллиметалических руд. Это связано с тем, что при совпадении помехи по форме и амплитуде, она становиться дополнительным источником напряжения, который так же можно использовать.

Список литературы

1. Шайдуров, Г. Я. О возможности использования естественных электромагнитных полей для регистрации потенциалов вызванной поляризации. Новая аппаратура и методика её применения в народном хозяйстве / Г. Я. Шайдуров. – Красноярск, 1967. – Вып. 2. – С. 3–7.

2. Борисов, Н. А. Об использовании электромагнитных естественных полей для выделения потенциалов вызванной поляризации / Н. А. Борисов, Г. Я. Шайдуров // Сб. тр. ВИТР. – 1972. – № 81. – С. 50–55.

3. А. с. 84682 от 14.04.1979. Корреляционное электроразведочное устройство / А. Н. Борисов, Н. П. Воробьев, Г. Я. Шайдуров.

4. Шайдуров, Г. Я. Дифференциальный метод извлечения информации о потенциалах ВП из ЕЭМПЗ / Г. Я. Шайдуров, Ю. Н. Козлов, Я. В. Маркушин.

ФОРМИРОВАНИЕ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА ОТ МЕТАЛЛИЧЕСКОЙ ПЛАСТИНЫ ПРИ ЗОНДИРОВАНИИ ПОДПОВЕРХНОСТНОГО ПРОСТРАНСТВА

И. Н. Шевченко, С. П. Панько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: Ivan88kozerrr@yandex.ru

Рассматриваются модели отраженных сигналов от расположенной в подповерхностном пространстве протяженной металлической пластины, полученные на основе представления пластины дискретным множеством точечных элементов и зондировании подповерхностного пространства короткими видеоимпульсами.

Радиотехнические методы определения внутренней структуры объектов находят применение в технике поиска скрытых объектов, полезных ископаемых, при проведении исследований внутренних органов и тканей методами ультразвуковых исследований (УЗИ) и оптико-акустической томографии (ОАТ), при технологическом контроле качества слоистых покрытий, при обследовании дорожного полотна, ледников, водоемов и т.д.

Большинство современных георадаров и устройств подповерхностного зондирования основаны на использовании линейной антенной системы в составе двух и более антенн, что требует для нахождения координат объектов изучения геологических структур разрезов по вертикали, получаемых путем перемещения георадара вдоль исследуемого профиля [1–3]. В работе [4] была решена задача определения координат точечной цели при её произвольном местоположении в плоскости исследуемого подповерхностного пространства за счет расположения на поверхности исследуемого пространства трех антенн в вершинах прямоугольного треугольника. Однако такие модель и устройство невозможно применить для другой не менее актуальной проблемы – определения координат и размеров протяженного объекта.

Любой объект произвольной формы можно представить дискретным множеством точечных элементов (локальных источников) [5–7]. Для этого, прежде всего, необходимо

задаться условием, при выполнении которого элемент является точечным. Данное условие возникает исходя из соотношения длительности зондирующего импульса и времени распространения падающей волны вдоль рассеивающего элемента [7], т.е. отношения размера элемента вдоль направления облучения к скорости распространения сигнала в среде

$$\frac{\tau_{\text{И}}}{\tau_{\text{Э}}} \geq 1, \tag{1}$$

где $\tau_И$ – длительность импульса; $\tau_Э$ – время распространения падающей волны вдоль рассеивающего элемента. В случае выполнения этого условия, отражение от элемента не вносит существенного изменения в зондирующий сигнал, и отраженный сигнал практически совпадает с зондирующим.

В качестве модели подповерхностного объекта рассмотрим протяженную плоскую металлическую пластину (рис. 1) длиной $L_Ц$ и шириной $D_Ц$, условно разбитую на нечетное количество N точечных элементов, удовлетворяющих (1), при условии что ширина пластины так же удовлетворяет данному условию. На рис. 2 приведен подповерхностный радиолокационный профиль такой пластины, полученный суммированием полей, отраженных от каждого её дискретного точечного элемента

$$t_{i,j} = \frac{1}{V}\sum_{n=1}^{N}\sqrt{(x_i - x_n)^2 + (y_j - y_{\text{Ц}})^2 + z_{\text{Ц}}^2}\ , \tag{2}$$

где $t_{i,j}$ – уравнение, описывающее радиолокационный профиль пластины; $z_Ц$ – глубина расположения цели; x_n – координата n-го точечного элемента пластины на оси x в интервале $[x_0, x_1]$; V – скорость распространения зондирующего сигнала в подповерхностном пространстве.

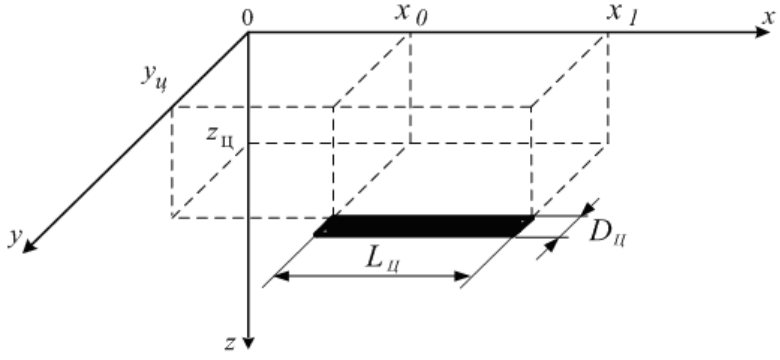


Рис. 1. Расположение пластины в подповерхностном пространстве

Проанализируем два частных случая, когда на поверхности исследуемого пространства расположена приемо-передающая антенна (ППА) перпендикулярно:

центру пластины;

началу (концу) пластины.

Пусть ППА излучает в зондируемое пространство видеоимпульс, длительность $\tau_и$ которого много больше временной протяженности точечного элемента пластины. Для случая, когда ППА расположена перпендикулярно центру пластины, зондирующий импульс сначала отразится от центрального точечного элемента (N+1)/2, затем он начнет отражаться от соседних точечных элементов и т.д., продвигаясь к краям пластины. В случае же когда ППА расположена перпендикулярно началу (концу) пластины, зондирующий импульс начнет последовательно отражаться от первого до N-го элемента. Время t_0 между излученным и принятым отраженным сигналом от точечного элемента пластины, расположенного

перпендикулярно ППА будет определяться отношением двойного пути от поверхности до элемента к скорости распространения сигнала в среде. Задержка между принятым отраженным сигналом от точечного элемента пластины, расположенного перпендикулярно ППА и принятым отраженным сигналом от соседнего точечного элемента будет определяться по формуле

$$\tau_З = 2\frac{\sqrt{Z_Ц{}^2 + \Delta d^2} - \sqrt{Z_Ц{}^2}}{V}, \qquad (3)$$

где Δd – расстояние между соседними точечными элементами. Причем отражение сигнала от каждого точечного элемента будет происходить в течение времени равного длительности зондирующего импульса. При этом отраженный сигнал от исследуемого объекта представляется суммой многих элементарных импульсов для идеальной среды без затухания и дисперсии, различающихся только временным положением.

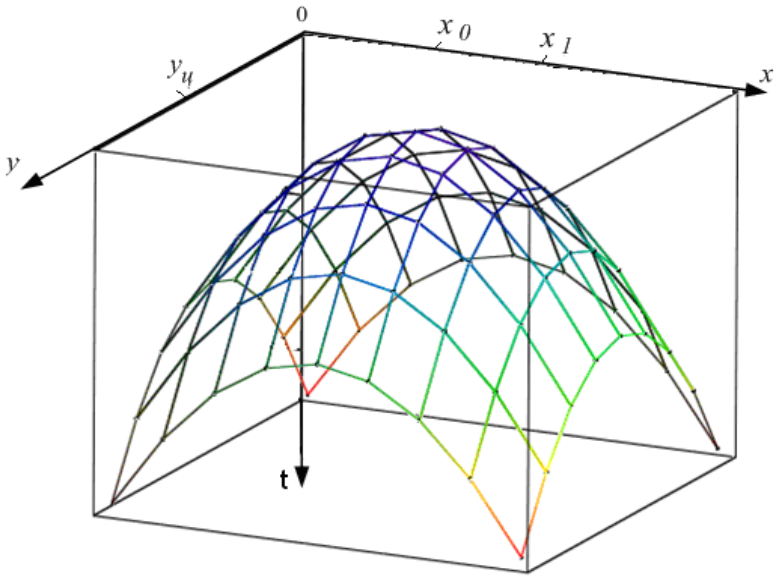


Рис. 2. Подповерхностный профиль пластины

На рис. 3 представлены результаты моделирования отраженных сигналов для выше описанных случаев в среде Mathcad при следующих исходных данных: $\tau_И = 1$ мкс; $L_Ц = 0{,}3$ м; $Z_Ц = 0{,}2$ м; $V = 1500$ м/с; $\tau_И / \tau_Э = 10$. Точками изображен импульс для случая, когда ППА расположена перпендикулярно центру пластины, непрерывной прямой – когда ППА расположена перпендикулярно одному из крайних положений пластины. Амплитуды отраженных сигналов нормированы по амплитудному значению максимального импульса.

Как видно по рис. 3, фронты и срезы отраженных сигналов для описанных случаев имеют одинаковую длительность, равную длительности зондирующего сигнала, но разную крутизну, и как следствие разные амплитуды принятых сигналов. Амплитуда импульса для случая, когда ППА расположена перпендикулярно центру пластины, в два раза больше чем в случае расположения ППА перпендикулярно началу (концу) пластины. Это объясняется тем, что в случае расположения ППА перпендикулярно центру пластины, после отражения зондирующего сигнала от точечного объекта $(N+1)/2$, в течение времени $\tau_и$ происходит нарастающее пространственное сложение элементарных отраженных импульсов от соседних точечных элементов (метод локальных частично когерентных источников [7]), количество которых в два раза больше чем в случае расположения ППА перпендикулярно началу (концу) пластины. Затем, когда заканчивается прием отраженного сигнала от элемента $(N+1)/2$, еще продолжается прием от других элементов, которые уже отражают и начинается прием от

новых двух элементов. Далее заканчивается прием сигнала от двух соседних элементов элементу (N+1)/2, но продолжается прием сигнала от других отражающих элементов и добавляются другие два элемента, и т.д. В результате амплитуда принимаемого сигнала сохраняется постоянной, пока не начнется ситуация, когда временная протяженность оставшихся отражающих элементов до краев пластины не станет меньше длительности зондирующего импульса. Длительность отраженного сигнала для случая, когда ППА расположена перпендикулярно началу (концу) пластины, равна $L_Д/V$ или в рассматриваемом частном случае 200 мкс. Длительность же отраженного сигнала для случая расположения ППА перпендикулярно центру пластины, в два раза меньше. Таким образом, если в процессе обнаружения такой пластины ошибочно предположить, что ППА установлена перпендикулярно центру пластины, то это может привести к существенной погрешности определения ее длины.

В случае же другой частной ситуации, когда ППА, например, находится на поверхности пространства перпендикулярно точечному объекту пластины (((*N*+1)/2)+1)/2, расположенному между центром и началом (концом) этой пластины и пластина полностью покрывается диаграммой направленности ППА, моделирование показывает, что форма отраженного сигнала будет иметь вид, представленный на рис. 4.

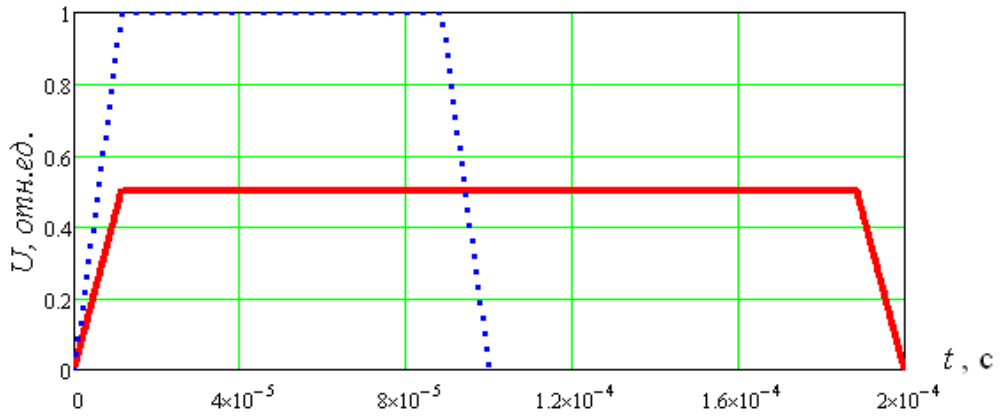


Рис. 3. Отраженные сигналы от пластины, принятые ППА

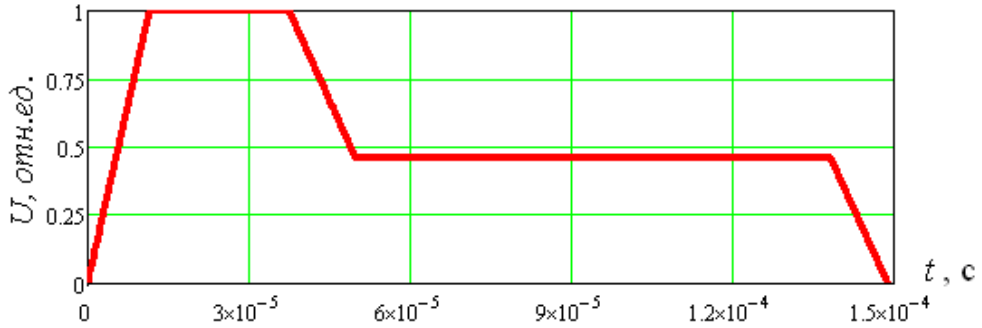


Рис. 4. Отраженный сигнал от пластины, в случае нахождения ППА перпендикулярно пластине четко посередине участка между центром и началом (концом) пластины

Отсюда следует, что рассчитанная форма принятого отраженного сигнала от протяженной пластины, может иметь различный вид в зависимости от взаимной ориентации пластины и ППА.

Определение характеристик объекта по отраженному сигналу в отсутствие априорных сведений об этом объекте возможно лишь при наложении ограничений по типу и параметрам объектов поиска. Рассчитав отраженные сигналы для моделей объектов, требующих распознавания, можно установить затем соответствие или несоответствие принятого сигнала какому-либо из рассчитанных.

Список литературы

1. Пат. 2303279 Российская Федерация, МПК[7] G01V3/30. Способ и устройство подповерхностного радиолокационного зондирования / М.С. Проценко, И.Н. Самуйлов, В.И. Яшин. – № 2005137128/09 ; заявл. 29.11.05; опубл. 20.07.07.

2. Пат. 81812 Российская Федерация, МПК[7] G 01 V 3/12. Устройство для радиолокационного зондирования подповерхностного пространства / А. В. Володин. – № 2008144845/22; заявл. 14.11.2008; опубл. 27.03.2009.

3. Pat. 7,982,657 B2 United States, Int. Cl.[7] G01S 13/00. Ultra-Wideband radar waveform calibration for measurements of a heterogeneous material / Jeffrey R Feigin, Alan E Shutz; Assignee: Geophysical Survey Systems, Inc. – № 12/620036; Filed 17.11.2009; Prior Publication Data. 19.05.2011, – 13 p.

4. Шевченко, И.Н. Метод повышения точности измерения координат точечной цели при подповерхностном зондировании / С.П. Панько, И.Н. Шевченко // Датчики и системы. – 2011. – № 3. – С. 40–45.

5. Островитянинов, Р.В. Статистическая теория радиолокации протяженных целей / Р.В. Островитянинов, Ф.А. Басалов. – М. : Радио и связь, 1982. – 368 с.

6. Штагер, Е.А. Рассеяние радиоволн на телах сложной формы / Е.А. Штагер. – М. : Радио и связь, 1986. – 184 с. : ил.

7. Лебедько, Е.Г. Расчет формы отраженного сигнала при импульсной лазерной локации / Е.Г. Лебедько, А.А. Рыжов // Сб. тр. конф. молодых ученых. Вып. 1. Оптотехника и оптическое приборостроение. – СПб. : СПбГУ ИТМО, 2009. – С. 338–342.

РЕАЛИЗАЦИЯ И ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА АНАЛИЗА АНИЗОТРОПНЫХ ТЕКСТУР С ДВУМЯ ДОМИНИРУЮЩИМИ НАПРАВЛЕНИЯМИ НА ОСНОВЕ ГРАДИЕНТНОГО СТРУКТУРНОГО ТЕНЗОРА

И. В. Григорьева, И. С. Грузман (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630092, г. Новосибирск, пр-т К.Маркса, 20
E-mail: iriska-k90@mail.ru

В среде MATLAB реализован имитатор текстур с двумя доминирующими направлениями и алгоритм их анализа. Проведены исследования точности и помехоустойчивости алгоритма анализа при использовании различных двумерных дискретных дифференциаторов.

Известно, что многие изображения с информационной точки зрения являются избыточными. Особое место среди них занимают изображению со структурной избыточностью. Визуально такие изображения воспринимаются как совокупность контурных линий, подчиняющихся некоторому достаточно сложному порядку. Типичными представителями изображений со структурной избыточностью являются интерферограммы, дактилограммы и многие другие изображения естественного и искусственного происхождения.

Квазипериодические структуры определяются наличием многоконтурной упорядоченной текстуры с выраженной ориентацией.

В настоящее время известны алгоритмы анализа текстур на основе градиентного структурного тензора (ГСТ), которые имеют одно направление [1]. Такие методы не работают на текстурах с двумя доминирующими направлениями. В [2] предложен алгоритм анализа текстур с двумя доминирующими направлениями. Однако исследования его точности и помехоустойчивости в литературе отсутствуют.

Для анализа эффективности алгоритма разработан имитатор текстуры в среде Matlab. Формируемая им текстура представляет собой сумму двух двумерных гармонических сигналов и аддитивного шума

$$s(x,y) = a_1 \sin\left(2\pi f_1 (x\cos\theta + y\sin\theta)\right) + a_2 \sin\left(2\pi f_2 (x\cos\gamma + y\sin\gamma)\right) + \eta(x,y).$$

Дисперсией шума $\eta(x,y)$ можно управлять. Также можно управлять параметрами гармонических сигналов, то есть задавать произвольные размеры окна, значения углов θ и γ, частот f_1 и f_2, амплитуд a_1 и a_2. Пример текстур, формируемых генератором, приведен на рис. 1.



Рис. 1. Формирование текстур с двумя доминирующими направлениями

Реализован алгоритм анализа анизотропных текстур с двумя доминирующими направлениями, предложенный в [2,3]. Идея состоит в том, чтобы минимизировать мощность среднего квадрата ошибки $\varepsilon = \alpha(\theta)\alpha(\gamma)s(x,y)$, где $\alpha(\theta), \alpha(\gamma)$ – производные по отношению к вектору $(cos\theta, sin\theta)^{\mathrm{T}}$ и $(cos\gamma, sin\gamma)^{\mathrm{T}}$ соответственно.

На рис. 2 представлена блок-схема алгоритма оценивания углов θ и γ, где матрица

$$J = M\begin{bmatrix} s_{xx}^2 & s_{xx}s_{xy} & s_{xx}s_{yy} \\ s_{xx}s_{xy} & s_{xy}^2 & s_{xy}s_{yy} \\ s_{xx}s_{yy} & s_{xy}s_{yy} & s_{yy}^2 \end{bmatrix},$$

где $s_{xx} = \frac{\partial^2 s(x,y)}{\partial x^2}, s_{yy} = \frac{\partial^2 s(x,y)}{\partial y^2}$ – производные второго порядка по оси x и y соответственно; $s_{xy} = \frac{\partial^2 s(x,y)}{\partial x \partial y}$ – смешанная производная по оси x и y; $c = (\cos(\theta)\cos(\gamma), \sin(\theta+\gamma), \sin(\theta)\sin(\gamma))^T$ – вектор смешанной ориентации. На вход поступает изображение, сформированное имитатором. Для усреднения используются фильтр нижних частот (ФНЧ). Блок декомпозиции представляет собой решение задачи разбиения вектора смешанной ориентации на индивидуальные направления.

В алгоритме использовались различные дифференциаторы: оператор Собела, оператор Янэ [1] и идеальный дифференциатор.

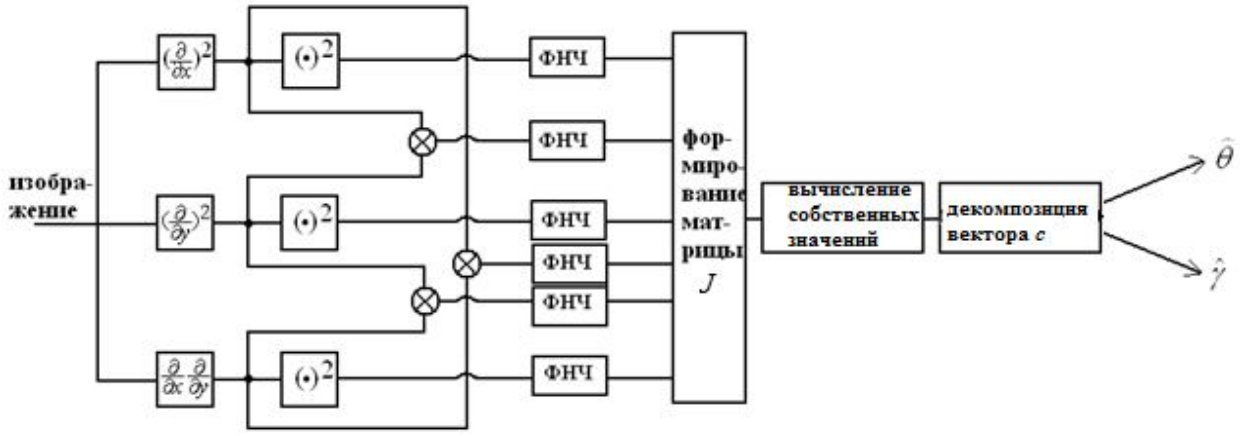


Рис. 2. Блок-схема алгоритма оценивания углов θ и γ

Были проведены эксперименты по выявлению наилучшего дифференциатора методом компьютерного моделирования. На рис. 3–6 приведены зависимости систематических и среднеквадратических ошибок при изменении одного из углов и от отношения сигнал/шум (ОСШ) q. На рисунках приняты следующие обозначения: сплошные линии соот-

ветствуют оператору Собела; пунктирные линии – оператору Яне; штриховые линии – идеальному дифференциатору.

По результатам проведенных исследований можно сделать следующие выводы. При больших значениях ОСШ наименьшая систематическая ошибка обеспечивается идеальным дифференциатором. При уменьшении ОСШ систематическая ошибка оценивания при использовании идеального дифференциатора резко возрастает. Следовательно, идеальный дифференциатор обладает низкой помехоустойчивостью. При малых значениях ОСШ наименьшая систематическая ошибка обеспечивается оптимизированным дифференциатором (оператор Янэ). Наименьшая среднеквадратическая ошибка оценивания обеспечивается также оператором Янэ. При изменении угла γ ошибки ведут себя практически одинаково при использовании любого вида дифференциатора.

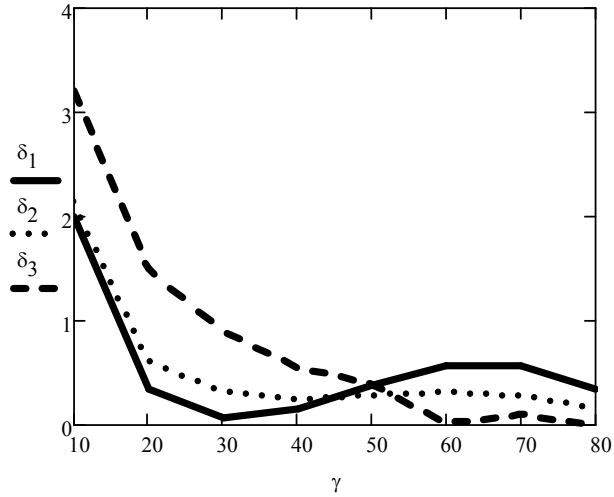


Рис. 3. Зависимость систематической ошибки δ от изменения угла γ, θ = 0 при q = 10

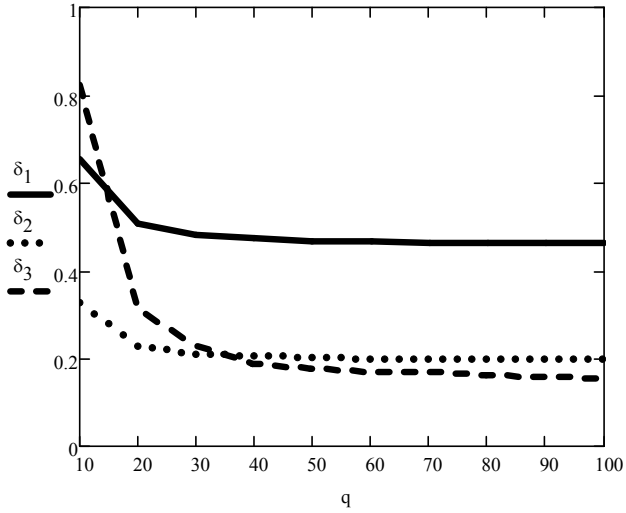


Рис. 4. Зависимость систематической ошибки δ от q при θ = – 30º, γ = 60º

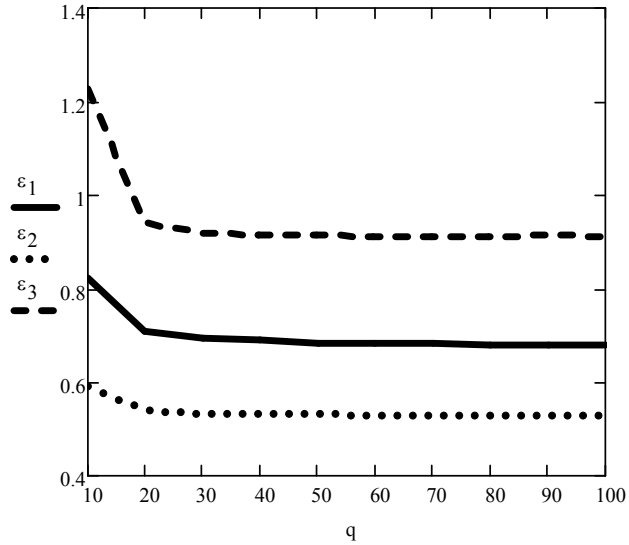


Рис. 5. Зависимость среднеквадратической ошибки ε от q при θ = –30º, γ = 60º

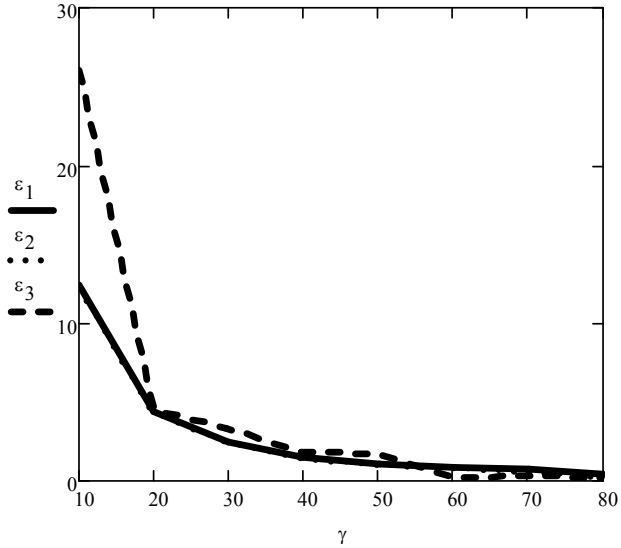


Рис. 6. Зависимость среднеквадратической ошибки ε от изменения угла γ, θ = 0 при q = 10

В диапазоне от –15 до +15 градусов рост ошибок объясняется сближением углов θ и γ.

В дальнейшей работе будут исследованы методы обнаружения текстур с двумя направлениями на основе данного алгоритма.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант № 11-07-00077-а).

Список литературы

1. Яне, Б. Цифровая обработка изображений / Б. Яне. – М. : Техносфера, 2007. – 584 с.

2. TilAach, Cicero Mota, Ingo Stuke, Matthias Mühlich, Erhard Barth. Analysis of Superimposed Oriented Patterns//IEEE transactions on image processing, 2006.-pp 3690-3700.

3. Ingo Stuke, TilAach, Erhardt Barth, Cicero Mota. Analysing Superimposed Oriented Patterns//6th IEEE southwest symposium on image analysis andinterpretation, 2004.-pp 133-137.

АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКИХ ТЕКСТУР

М. А. Банзаргашиева, И. С. Грузман (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630092, г. Новосибирск, пр-т К.Маркса, 20
E-mail: MariyaAnatolevna@gmail.com

Разработан алгоритм обнаружения периодических текстур на основе анализа характеристик локальных спектров мощности. Алгоритм разработан в среде MATLAB. Приведены результаты экспериментальных исследований полученного алгоритма.

Текстура – это изображение, состоящее из большого количества мелких предметов, т.е. оно включает в себя упорядоченные узоры, которые состоят из текстурных элементов [1].

Периодическая текстура состоит из двух компонент – решетки и текстурного элемента [2]. Узлы решетки задают пространственное положение повторяющегося текстурного элемента. Если расстояния между узлами равны постоянному значению, то текстура является периодической, в противном случае при изменении расстояний между узлами образуется квазипериодическая текстура. Изменение расстояний вызвано, например, деформацией решетки, обусловленной проектированием 3D текстурированных объектов на плоскость изображения, частичной окклюзией, изменением углов наблюдения и т.д., но при этом регулярность топологии все еще наблюдается.

Известны несколько способов обнаружения текстур определенной структуры. Например, определение структуры изображения с помощью блоков фильтров, заключающееся в свертке изображения с линейным фильтром [1]. За счет того, что после свертки получается изображение в другом базисе, выявляют структуры изображения.

В работе [3] предложено в качестве текстурного признака использовать число перепадов яркости в окрестности точки. А в [4] предложен ряд текстурных признаков, основанных на свойствах гистограммы распределения частот совместных значений яркости пары элементов изображения.

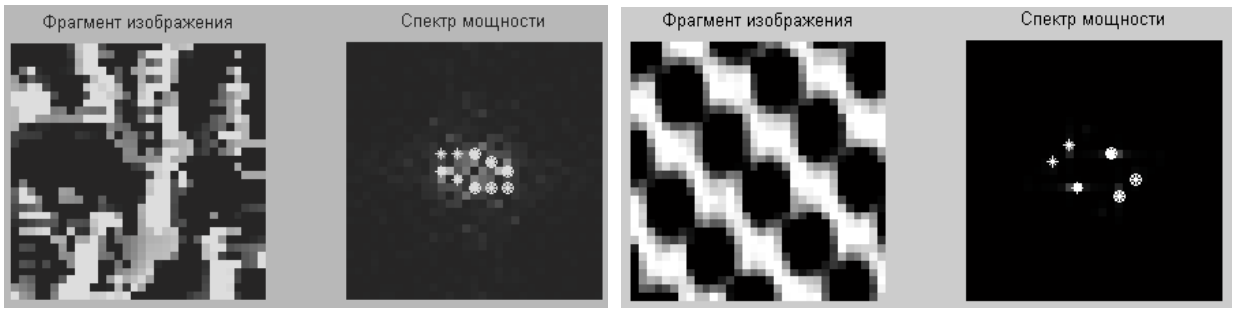
Цель работы – разработка алгоритма обнаружения периодических текстур в среде MATLAB и проведение экспериментальных исследований полученного алгоритма на реальных изображениях.

На рис. 1 приведены примеры спектров мощностей непериодической и периодической текстур.

Очевидно, что спектр мощности периодической текстуры имеет ярко выраженные выбросы большой мощности.

Структурная схема предложенного алгоритма приведена на рис. 2.

На первом шаге выполняется предварительная обработка изображения, затем вычисляется локальный спектр мощности фрагмента изображения, сформированного с помощью скользящего окна. На основе вычисленных параметров спектра мощности принимается решение о том, является ли текстура периодической или нет.



а *б*

Рис. 1. *а* – пример непериодической текстуры; *б* – пример периодической текстуры.
Белыми маркерами обозначены выраженные максимумы локальных спектров мощностей

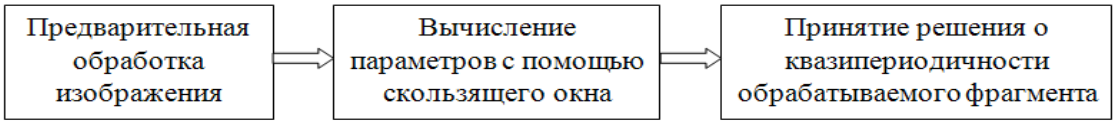


Рис. 2. Структурная схема алгоритма

Обязательным условием эффективной работы алгоритма является стационарность изображения, чтобы медленные изменения яркости не влияли на спектр мощности. С целью компенсации трендов и неравномерности освещенности, а также удаления текстур с малой дисперсией производится предварительная обработка изображения, которая включает в себя преобразование изображения в черно-белое, морфологическую обработку изображения и нормализацию изображения с помощью фильтрации [5, 6].

Для обоснования применения именно морфологической обработки, а не метода на основе локального среднего, на рис. 3 приведено сравнение этих двух процедур.

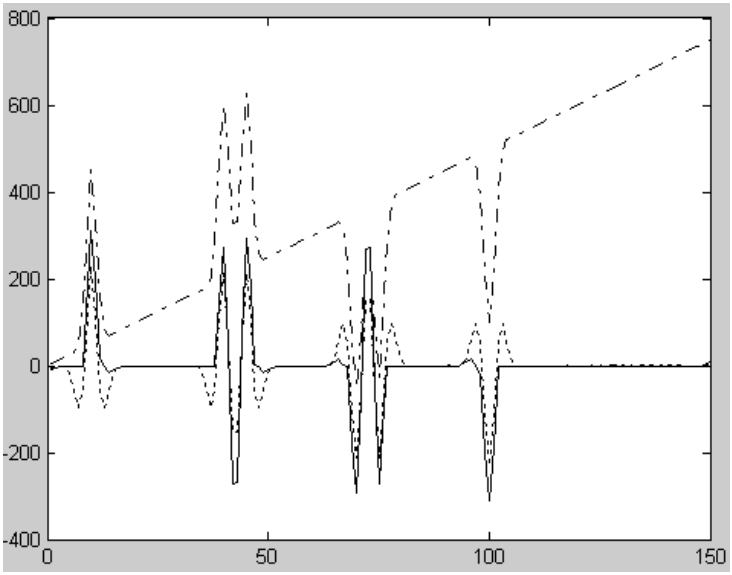


Рис. 3. Сравнение процедур морфологической обработки (сплошная линия)
и обработки с помощью применения локального среднего (пунктирная линия)

Действие процедур рассматривалось на сигнале с аддитивным трендом. Задача состояла в компенсации тренда. На рис. 3 штрихпунктирной линией обозначен исходный сигнал, сплошная линия соответствует результату морфологической обработки, пунктирная – методу на основе локального среднего. Видно, что морфологическая обработка позволяет точнее скомпенсировать тренд, в то время как применение альтернативной процедуры приводит к образованию ложных всплесков, которые увеличивают ошибки обнаружения.

На следующем этапе вычислялись характеристики для определения периодичности области с помощью скользящего окна. Сначала рассчитывался локальный спектр мощности фрагмента изображения, затем отсекались спектральные составляющие малой мощности и определялись локальные максимумы спектра мощности, после этого рассчитывались характеристики локальных областей (центральная частота спектра мощности, разброс относительно центральной частоты и мощность пика локального максимума спектра мощности).

В блоке принятия решения рассчитанные значения сравнивались с установленными наперед значениями. Текстура считается периодической (или квазипериодической), если мощность максимумов сосредоточена в нескольких выбросах, которые имеют маленький разброс, а средняя частота выброса значительно отличается от нуля.

На рис. 4 представлены реальные изображения, на которых рассматривалось действие алгоритма, и результаты обработки, где черным цветом отмечены области обнаруженной периодической и квазипериодической текстур.

В результате проделанной работы был разработан алгоритм в среде MATLAB для обнаружения периодических и квазипериодических текстур и были проведены экспериментальные исследования полученного алгоритма на реальных изображениях. По результатам экспериментальных исследований можно сделать вывод, что разработанный алгоритм позволяет обнаружить периодические и квазипериодические текстуры.

Дальнейшие исследования будут направлены на построение адаптивных процедур принятия решения с целью повышения устойчивости работы алгоритма обнаружения.

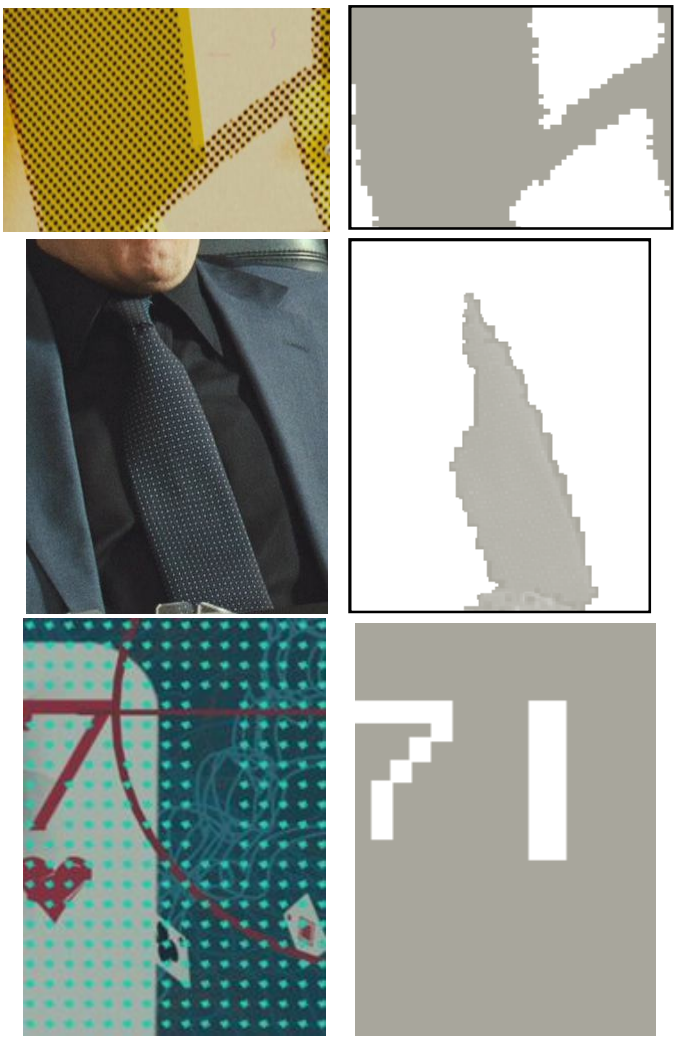


Рис. 4. Результаты работы алгоритма

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант № 11-07-00077-а).

Список литературы

1. Форсайт, Дэвид А. Компьютерное зрение. Современный подход : пер. с англ. / Дэвид А. Форсайт, Жан Понс. – М. : Изд. дом «Вильямс», 2004.

2. Y. Liu, W. C. Lin, and J. Hays, “Near-regular texture analysis and manipulation,” ACM Transactions on Graphics (SIGGRAPH), vol. 23, no. 3, pp. 368–376, August 2004.

3. Rose J.A., Pratt W.K., Theoretical Performance Models for Interframe Transform and Hybrid Transform/DPCM Coders, Proceeding SPIE Conference on Advances in Image Transmission Techniques, San Diego, August 1976.

4. Kortman C.M., Redundancy Reduction: A Practical Method of Data Compression, Proc. IEEE, 55, 3, 253-263 (March 1967). [Имеется перевод: Котман. Сокращение избыточности как практический метод сжатия данных. – ТИИЭР, тематический выпуск. «Сокращение избыточности». – 1967. – Т. 55. – № 3. – С. 8–21.]

5. Цифровая обработка изображений в информационных системах : учеб. пособие / И.С. Грузман [и др.]. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2002. – 352 с.

6. Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB / Р. Гонсалес, Р. Вудс, С. Эддинс. – М. : Техносфера, 2006. – 616 с.

АЭРОСТАТНЫЕ КОМПЛЕКСЫ ДАЛЬНЕГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ

А. С. Куклин, Н. Н. Андреев (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет
394031, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а

Рассмотрена возможность использование привязных аэростатов в качестве комплексов дальнего радиолокационного обнаружения средств воздушного нападения с малой эффективной площадью рассеивания.

В настоящее время широкое применение при контроле воздушного пространства, находят авиационные комплексы радиолокационного дальнего наведения (АК РЛДН) обеспечивая при этом эффективное решение задач обнаружения воздушных целей, их сопровождения, выдачу информации о воздушной обстановке на командные пункты и наведение собственных истребителей на назначенные цели.

Однако, применение условным противником средств воздушного нападения изготовленных по технологии “Стелс” или крылатых ракет (КР) различного базирования, имеющих малую эффективную площадь рассеивания (ЭПР), обуславливает резкое уменьшение дальности действия АК РЛДН, в результате чего возрастает необходимость:

1) либо значительно увеличить число носителей АК РЛДН для большего радиолокационного перекрытия угрожаемых направлений;

2) либо увеличить энергетический потенциал РЛС АК РЛДН.

Значительное увеличение числа носителей АК РЛДН обуславливается высокой стоимостью их производства и значительными эксплуатационными расходами на содержание. Увеличение энергетического потенциала РЛС АК РЛДН вытекает из формулы максимальной дальности действия РЛС в режиме обзора [1]:

$$R_{\max}^4 = \left(P_{av} \cdot A_r\right) \cdot \frac{t_s}{\Omega} \cdot \frac{\sigma}{4\pi k \cdot T_s \cdot \left(E / N_0\right)}, \qquad (1)$$

где P_{av} – средняя мощность передатчика; t_s – общее время сканирования; A_r – эффективная площадь апертуры антенны; σ – ЭПР цели; E/N_0 – отношение энергии сигнала к энергии шума на входе приёмника; T_s – шумовая температура; Ω – пространственный угловой объём стерадиан.

Анализ формулы (1) показывает, что для обзорной РЛС существует два важных параметра, позволяющих увеличить дальность ее действия: средняя мощность передатчика и апертура антенны. Любое уменьшение времени сканирования исследуемой области должны сопровождаться соответствующим увеличением произведения $P_{av} \cdot A_r$.

На рис. 1 и 2 представлены зависимости энергетического потенциала РЛС от дальности обнаружения для секторов обзора по азимуту равных 360^0 и 120^0 соответственно.

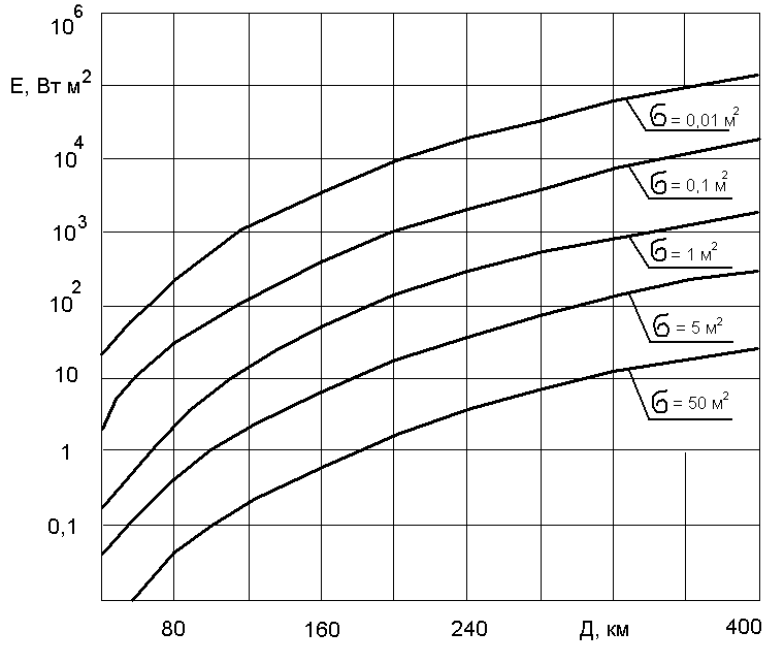


Рис. 1. Зависимости энергетического потенциала РЛС от дальности обнаружения для сектора обзора по азимуту равного 360^0

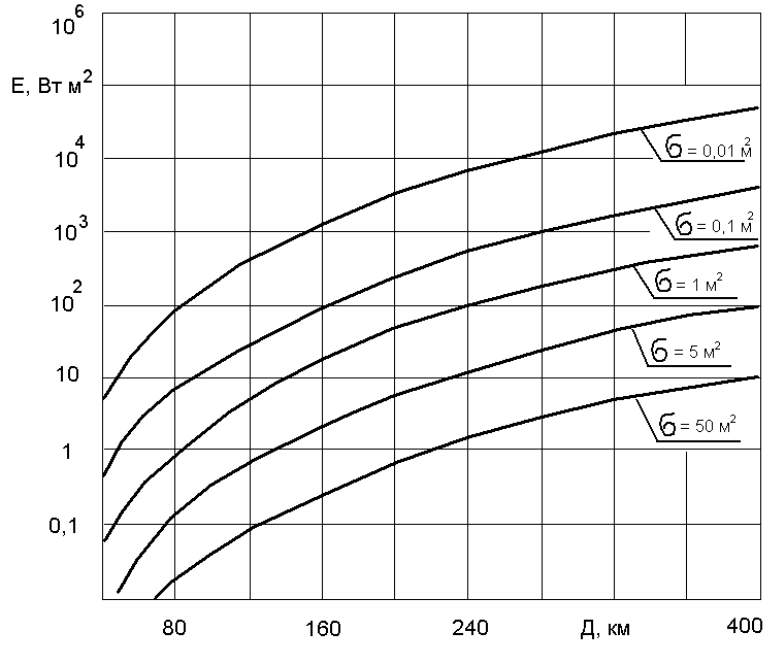


Рис. 2. Зависимости энергетического потенциала РЛС от дальности обнаружения для сектора обзора по азимуту равного 120^0

Из рисунков видно, что для обеспечения согласования потенциальной и реальной дальности обнаружения малозаметных целей необходимо увеличить среднюю мощность передатчиков современных РЛС АК РЛДН в 30–3000 раз. Поскольку средняя мощность передатчиков РЛС данных комплексов достаточно велика (3–15 кВт), то повысить её на указанную величину практически не предоставляется возможным.

Решение задачи по увеличению энергетического потенциала будет возможным при применении антенн с большими апертурами и электрическим сканированием. Это позволит обеспечить возможность реализации гибкой программы обзора воздушного пространства и увеличить время облучения целей. Реализация же вышеизложенного решения возможна в том случае, если в качестве дополнения к самолетам дальнего радиолокационного обнаружения применить привязные аэростатные комплексы, с установленной специальной бортовой аппаратурой.

В настоящее время привязные аэростаты (ПА) и дирижабли вновь стали использоваться в вооруженных силах различных государств, для решения различного рода задач. Это обусловлено такими научно-техническими достижениями, как:

непрерывное совершенствование функциональных и массогабаритных характеристик бортовой радиоэлектронной аппаратуры и систем автономного электропитания;

появление прочных синтетических и особо легких конструкционных материалов на основе пластмасс, обеспечивающих продолжительное нахождение аэростата на значительной высоте;

отработка новой технологии получения гелия, позволяющей производить его в больших количествах при невысоких затратах.

Развитие бортовых средств, для аэростатных комплексов идет по пути создания аппаратуры следующих типов:

обзорных РЛС с различными функциональными и массогабаритными характеристиками;

средств радио- и радиотехнической разведки;

электронно-оптической аппаратуры для работы днем, в условиях низкой освещенности;

аппаратуры управления, связи и передачи данных.

Наиболее широкое применение в составе целевой аппаратуры ПА находят бортовые средства радиолокационной разведки (РЛР). К основным достоинствам аэростатных комплексов РЛС относительно самолетных систем аналогичного назначения можно отнести: способность обнаружения и идентификации, как низколетящих целей, так и движущихся наземных (надводных) объектов; возможность обеспечения с помощью сети аэростатных пунктов радиолокационного обнаружения (РЛО) непрерывности ведения разведки на обширных пространствах; сравнительно небольшая стоимость производства и эксплуатации аэростата.

В табл. приведены рабочие характеристики РЛС иностранных государств, базирующихся на аэростатах.

Новейшие бортовые РЛС рассчитаны на обнаружение малогабаритных наземных и надводных целей на дальности до 370 км, а площадь обзора с одного аэростата среднего класса составляет 75.000 кв. км. Определенным ограничением данных комплексов является необходимость учета метеорологических условий и особенностей рельефа местности при выборе позиций для развертывания и ведении разведки.

Так, например дальность обнаружения РЛС «Грин Пайн», разработанной специально для дирижабля 71М фирмой TCOM составляет до 500 км; она может сопровождать цели, движущиеся со скоростью более 3000 м/с, и наводить УР типа «Эрроу» с точностью ±4 м от заданной координаты. РЛС EL/L-2080 одновременно выполняет функции поиска, обнаружения, предупреждения, сопровождения и наведения оружия.

Что касается аналогичных работ, проводимых в Российской Федерации, то они организованы предприятиями НИИС/ «Ленинец» в рамках китайского проекта по комплектованию обзорной РЛС системы береговой обороны «Новелла»/»Си Дрэгон» с дирижаблем Аи-21 «Пума» предприятий «Авгур»/РосАэроСистемз [2].

Таблица

Рабочие характеристики РЛС, базирующихся на аэростатах

Характеристики	APG-66SR	AN/TPS-63	E-LASS	L-88
Частота, ГГц	9,7–9,9	1–2	1215–1350	1215–1400
Мощность, кВт	0,2–17,5		1,1–30	0,801–0,875
Ширина луча, град	0,75; 2,25		2,2	1,9; 3,5
ЧПИ, Гц	500–15000		375	369; 304
Длительность импульса, мкс	0,285–4		99	130; 160
Дальность, км	150	300	280	375
Сектор обзора, град	40	до 40		360
Рабочая высота, м			4000	6100
Коэффициент усиления антенны, дБ	42	32,5		35,5
Поляризация антенны	Вертикальная		Вертикальная	Вертикальная
Угловая скорость вращения антенны, об/мин	0,5–3	6;12; 15	5	5
Боковые лепестки диаграммы направленности антенны, дБ	≥ –40			≥ –22

В перспективе аэростатные комплексы смогут занять нишу между наземными радарами и разведывательными спутниками. При этом отметим, что они в десятки раз дешевле в производстве и эксплуатации, чем самолеты ДРЛО. Кроме того, к аэростатной радиоэлектронной аппаратуре предъявляются менее жесткие требования по устойчивости к вибрациям и перегрузкам. Ранее серьезной проблемой для аэростатных РЛС была относительная нестабильность их положения в воздухе, однако с появлением приемников космических систем навигации она была решена. На сегодняшний день при решении задачи обнаружения низколетящих воздушных целей с аэростатами могут соперничать лишь самолеты ДРЛО. Однако разработка последних в три раза дольше и на порядки дороже.

Конечно, у ЛА легче воздуха есть существенные недостатки. Так, от самолетов ДРЛО их отличают плохая мобильность и низкая боевая устойчивость, связанная с тем, что положение аэростатов заранее известно противнику. В то же время на фоне снижения во всем мире угрозы войны высокой интенсивности значение этого недостатка снижается. Кроме того, в будущем функции дальнего обнаружения могут быть приданы дирижаблям.

Современные аэростатные средства РЛР имеют вооруженные силы и других стран. А в ближней перспективе, по оценке зарубежных военных специалистов, аэростатные средства радиолокационной, радио- и радиотехнической, оптоэлектронной разведки станут особым средством вооруженной борьбы.

Таким образом, из приведенного материала следует, что в перспективе аэростатные комплексы смогут широко применяться для решения таких важных задач, как контроль воздушного пространства, сухопутных и морских границ. Также для обеспечения предупреждения о ракетном нападении (при борьбе с баллистическими и крылатыми ракетами), осуществление радионаблюдения, управления и связи на континентальных и океанских ТВД, использоваться для метеонаблюдений, геофизических и геологических исследований, использоваться для исследований характеристик атмосферы и решения других задач.

Список литературы

1. Сколник М. Справочник по радиолокации. Т. 1. Основы радиолокации / М. Сколник ; под ред. Я. С. Ицхоки. – М. : Советское радио, 1976. – 456 с.

2. Чабанов, В.А. Возможности РЛС, развернутых на борту дирижаблей, в задачах разведки и наблюдения / В.А. Чабанов // НТИ. – 2006. – № 3. – С. 10–16.

АЛГОРИТМ КООРДИНАТНОЙ ПРИВЯЗКИ ТЕПЛОВИЗИОННЫХ СНИМКОВ

Г. К. Макаренко, А. М. Алешечкин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
Email: MakarenkoGK@gmail.com

Рассматривается мобильный комплекс дистанционного исследования состояния энергетических объектов с использованием глобальных навигационных спутниковых систем ГЛОНАСС и GPS как основного средства координатно-временного обеспечения. Подробно рассмотрен вопрос определения координат точек визирования тепловизионной камеры, расположенной на борту летательного аппарата.

Одной из перспективных областей применения глобальных навигационных спутниковых системы (ГНСС) ГЛОНАСС и GPS является их использование в мобильных комплексах дистанционной диагностики наземных объектов, в том числе и объектов энергетики [1].

При диагностике энергетических объектов часто необходимым является решение задачи аэрофотосъемки объектов в видимом и инфракрасном диапазонах с координатной привязкой получаемых фото и тепловизионных снимков. Известные технические решения по организации воздушной съемки энергетических сооружений и объектов земной поверхности осуществляют географическую привязку вручную с использованием топогеодезических карт. Низкий уровень автоматизации и зависимость от опорных картографических данных ограничивают практическое использование подобных решений.

Данная статья рассматривает алгоритм и технические средства, предназначенные для решения задачи получения геодезически привязанных фото и тепловизионных изображений объектов энергетики, например воздушных линий электропередачи (ЛЭП). Автоматизация процессов привязки полученных снимков обещает повысить производительность операций технической диагностики и снизить материальные и временные затраты на выполнение такого рода работ.

Задача координатной привязки полученных фотоизображений состоит в определении координат заданных точек получаемых снимков, например его углов и центра, затем изображения с привязанными точками могут быть экспортированы в виде подложки в программу, позволяющую определять координаты любой заданной точки полученного изображения, что позволит автоматически рассчитать координаты любой интересующей точки.

При решении задачи определения координат центра и углов изображения известными считаются следующие параметры, заданные в различных системах координат [2]:

– *lat*, *lon*, *h* – географические координаты летательного аппарата (ЛА), выполняющего съемку: широта, долгота, высота места ЛА над заданным эллипсоидом (типа WGS-84);

– *dh* – высота ЛА над землей, определяемая при помощи базы картографических данных исходя из определенных координат ЛА или при помощи барометрического или радиовысотомера;

– *az*, *um*, *kr* – параметры пространственной ориентации ЛА: азимут, угол места и крен соответственно;

– *ax*, *ay* – углы обзора камеры в направлении осей в связанной с объектом системе координат: в направлении продольной оси объекта, в направлении поперечной оси объекта соответственно;

Рассчитаем направляющие косинусы векторов, соответствующих углам и центру снимка в связанной с объектом системе координат. Эта система координат представляет собой прямоугольную систему координат, начало которой совпадает с местоположением камеры, находящейся в центре ЛА, ось 0X направлена по продольной оси ЛА вперед, ось 0Y направлена вправо, ось 0Z направлена вертикально вниз. Угол поворота вокруг оси 0X – крен может принимать значения от –90 до 90 град. Угол поворота вокруг оси 0Y – дифферент, угол поворота вокруг оси 0Z – дирекционный угол (рис. 1).

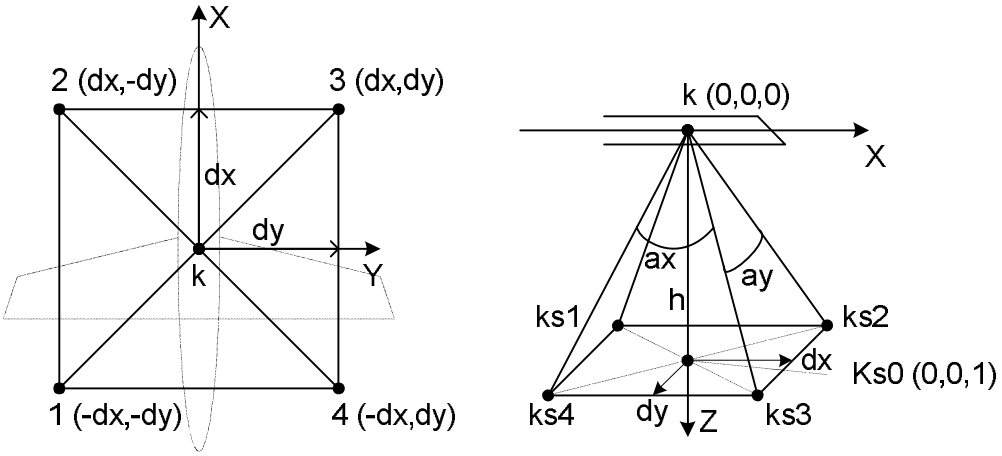


Рис. 1. Точки снимка в системе координат связанной с объектом

Камера ЛА считается находящейся в точке k с координатами (0,0,0) в связанной с объектом системе координат. В дальнейших материалах статьи будем считать, что поле зрения камеры представляет собой прямоугольник, стороны которого параллельны осям X и Y ЛА. Также для упрощения примем, что камера сориентирована так, что ее оптическая ось совпадает с направлением оси 0Z связанной с объектом системы координат (см. рис. 1). В этом случае центр поля зрения камеры будет иметь координаты (0, 0, h) в связанной с объектом системе координат.

Как следует из рис. 1 величины приращений координат dx и dy принимают следующие значения:

$$dx = \mathrm{tg}\left(\frac{ax}{2}\right), \quad dy = \mathrm{tg}\left(\frac{ay}{2}\right), \tag{1}$$

где ax, ay – углы обзора камеры в направлении продольной и поперечной осей объектива соответственно, в связанной с объектом системе координат.

Тогда для пяти указанных на рис. 1 точек снимка справедливы следующие значения направляющих косинусов в системе координат связанной с объектом:

$$ks0 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}, \quad ks1 = \begin{pmatrix} -dx \\ -dy \\ \sqrt{1-dx^2-dy^2} \end{pmatrix}, \quad ks2 = \begin{pmatrix} dx \\ -dy \\ \sqrt{1-dx^2-dy^2} \end{pmatrix},$$
$$ks3 = \begin{pmatrix} dx \\ dy \\ \sqrt{1-dx^2-dy^2} \end{pmatrix}, \; ks4 = \begin{pmatrix} -dx \\ dy \\ \sqrt{1-dx^2-dy^2} \end{pmatrix}, \tag{2}$$

где $ks0,..,\ ks4$ – точки принадлежащие середине, левому нижнему, левому верхнему, правому верхнему и правому нижнему углам снимка соответственно.

Для дальнейших вычислений перейдем из системы координат связанной с объектом в локальную географическую систему координат NED (North-East-Down).

Эта система координат представляет собой трехмерную декартову систему координат, с центром в точке расположения камеры – точке k, находящейся в центре ЛА, с осью $0X^n$(N) направленной на Север, осью $0Y^n$(E) направленной на Восток и осью $0Z^n$(D) направленной вниз к центру масс земли (рис. 2).

Осуществим переход от направляющих косинусов точек снимка $ks0 \ldots ks4$ в системе координат связанной с объектом и углов азимута *az*, места *um* и крена *kr* ЛА к направляющим косинусам $kn0,..,kn4$ точек снимка в системе координат NED, используя матрицу поворота C [3], выраженную через углы Эйлера [4]:

$$kn0 = C \cdot ks0,\ kn1 = C \cdot ks1, \ldots,\ kn4 = C \cdot ks4. \tag{3}$$

В дальнейших вычислениях будем считать Землю в поле зрения камеры плоской, т.е. высота Z^n в системе координат NED для всех точек снимка равна dh – высоте ЛА над землей. Тогда найдем длину векторов $r0,..,r4$ от камеры до точек снимка $kn0 \ldots kn4$ как частное высоты dh и Z^n –составляющей каждого из направляющих косинусов:

$$r0 = \frac{dh}{kn0_z}, r1 = \frac{dh}{kn1_z}, \ldots, r4 = \frac{dh}{kn4_z}, \tag{4}$$

где $kn0_z, .., kn4_z$ – Z^n –составляющая каждого из направляющих косинусов (3).

Тогда координаты точек снимка *xn*0, …, *xn*4 в плоскости пересечения с Землей в системе координат NED есть произведение *r*0, …, *r*4 на соответствующие направляющие косинусы:

$$xn0 = r0 \cdot kn0,\ \ xn1 = r1 \cdot kn1, \ldots,\ xn4 = r4 \cdot kn4. \tag{5}$$

Для дальнейших вычислений перейдем из системы координат NED в прямоугольную гринвичскую геоцентрическую систему координат (ГЦСК).

В этой ГЦСК [3] начало координат находится в центре Земли О. Сама система связана с вращающейся землей. Ось 0X направлена в точку пересечения гринвичского меридиана с экватором, ось 0Z совпадает с осью вращения Земли и направлена на Северный полюс Земли, ось 0Y – дополняет систему координат до правой (рис. 3).

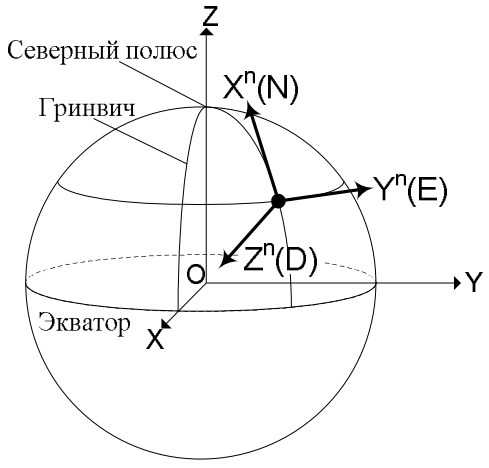


Рис. 2. Локальная система координат NED

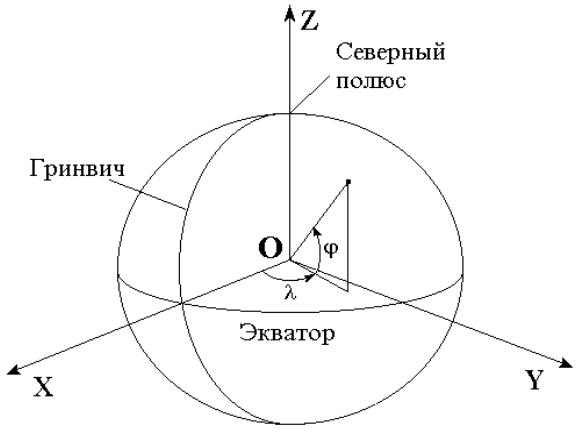


Рис. 3. Геоцентрическая система координат

С ГЦСК связан эллипсоид, описывающий форму Земли, относительно которого задаются географические координаты объекта (широта B, долгота L, высота H).

Для перевода направляющих косинусов $xn0 \ldots xn4$ (5) из системы координат NED в ГЦСК воспользуемся матрицей перехода [3]

$$MNE = \begin{pmatrix} -\sin(lat)\cdot\cos(lon) & -\sin(lon) & -\cos(lat)\cdot\cos(lon) \\ -\sin(lat)\cdot\sin(lon) & \cos(lon) & -\cos(lat)\cdot\sin(lon) \\ \cos(lat) & 0 & -\sin(lat) \end{pmatrix}, \tag{6}$$

где *lat*, *lon* – широта и долгота ЛА над заданным эллипсоидом (типа WGS-84).

Тогда направляющие косинусы $ke0,..,ke4$ векторов от камеры до точек снимка в ГЦСК будут найдены в соответствии с выражением:

$$ke0 = MNE \cdot kn0, ke1 = MNE \cdot kn1,.., ke4 = MNE \cdot kn4. \quad (7)$$

Найдем приращения координат точек снимка $de0,..,de4$ в ГЦСК как произведение известных приращений $r0,..,r4$ (4) и направляющих косинусов $ke0,..,ke4$ (7):

$$de0 = r0 \cdot ke0, de1 = r1 \cdot ke1,..., de4 = r4 \cdot ke4. \quad (8)$$

Тогда координаты точек снимка в ГЦСК равны сумме координат ЛА в ГЦСК и соответствующих приращений координат $de0,..,de4$.

Воспользовавшись уравнениями связи прямоугольных координат X, Y, Z с геодезическими B, L, H [3, 5], найдем координаты Xs ЛА в ГЦСК по известным нам географическим координатам: широта, долгота, высота места ЛА над заданным эллипсоидом (типа WGS-84) – *lat*, *lon*, *h* соответственно:

$$Xs = f(lat, lon, h), \quad (9)$$

где f – функция, осуществляющая переход из системы криволинейных координат в ГЦСК.

Тогда координаты точек снимка в ГЦСК равны сумме координат ЛА и приращений координат $de0,..,de4$ (8):

$$X0 = Xs + de0, \;\; X1 = Xs + de1,..., X4 = Xs + de4. \quad (10)$$

Для нахождения географических координат точек снимка воспользуемся уравнениями [3, 5] обратного перехода из ГЦСК в криволинейные геодезические координаты:

$$BLH0 = f^{-1}(X0_x, X0_y, X0_z),.., BLH4 = f^{-1}(X4_x, X4_y, X4_z), \quad (11)$$

где f^{-1} – функция, осуществляющая обратный переход, т.е. переход из ГЦСК в систему криволинейных координат, заданных широтой, долготой и высотой.

Рассмотрим пример решения прямой задачи определения координат точек снимка по следующим известным значениям:

1. координаты и угловая ориентация ЛА: $lat = 56°0'$ с.ш.; $lon = 92°0'$ в.д.; $h = 400$ м, $az = -150°$; $um = -10°$; $kr = -15°$, определяемые навигационной аппаратурой потребителя типа МРК-32 [6];

2. углы обзора камеры тепловизора типа TH7102 NEC: $ax = 10°$; $ay = 5°$;

3. высота ЛА над землей $dh = 100$ м, определяемая при помощи барометрического или радиовысотомера.

В результате расчетов получено, что значения географических координат точек снимка составляют:

$$B0 = \begin{pmatrix} 56,00025 \\ 91,99976 \\ 300,0000 \end{pmatrix}, \; B1 = \begin{pmatrix} 56,00031 \\ 91,99989 \\ 300,0000 \end{pmatrix}, \; B2 = \begin{pmatrix} 56,00016 \\ 91,99976 \\ 300,0000 \end{pmatrix}, \; B3 = \begin{pmatrix} 56,00020 \\ 91,99962 \\ 300,0000 \end{pmatrix}, B4 = \begin{pmatrix} 56,00035 \\ 91,99976 \\ 300,0000 \end{pmatrix}. \quad (12)$$

Математическое моделирование выполнено в среде Mathcad Prime 1.0 [7].

Координатная привязка каждой точки снимка осуществляется по пяти известным точкам (12) с помощью программы OziExplorer [8] или ей подобной.

Таким образом, предложенный алгоритм обеспечивает решение задачи автоматической геодезической привязки получаемых с борта ЛА фото- и тепловизионных изображений. Это позволяет определять координаты и значения температуры любых точек изображений, например, определять точки локальных перегревов ЛЭП, что оказывает существенную помощь в снижении временных и материальных затрат выполнения диагностики технического состояния объектов электроэнергетики.

Список литературы

1. Сучкова, Г.А. Комплексное обследование и контроль технического состояния элементов ВЛ неразрушающими методами [Текст] / Г.А. Сучкова // Энергетик. – 2008. – № 4. – С. 20–22.

2. Макаренко, Г. К. Мобильные технические средства исследования энергетических объектов [Текст] / В.И. Кокорин, А.М. Алешечкин, Г.А. Макаренко // Материалы XIV Междунар. науч. конф. «Решетневские чтения» (10–12 нояб. 2010, г. Красноярск) : в 2 ч. / под общ. ред. Ю. Ю. Логинова ; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. – Красноярск, 2010. – Ч. 1. – С. 151.

3. Groves, P. Principles of GNSS, Inertial, and Multisensor Integrated Navigation Systems [Текст] / P.D. Groves. – Boston, London.: Artech House, 2008. – 507 с.

4. Бронштейн, И.Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся ВТУЗов [Текст] / И.Н. Броншейн, К.А. Семендяев. – М. : Наука, 1981. – 720 с.

5. Бабич, О. А. Обработка информации в навигационных комплексах [Текст] / О. А. Бабич. – М. : Машиностроение, 1991. – 512 с.

6. Приемоиндикатор спутниковых навигационных систем МРК-32 [Текст] : Рекламный проспект ФГУП «НПП «Радиосвязь». – Красноярск, 2006.

7. Очков, В.А. Mathcad 14 для студентов и инженеров [Текст] / В.А. Очков. – СПб. : BHV, 2009. – 512 с.

8. GPS Mapping Software [Electronic resource]. URL: http://www.oziexplorer.com (date of visit: 20.02.2011).

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ СОЗДАНИЯ АВИАЦИОННОЙ БОРТОВОЙ РЛС С РЕЖИМОМ МНОГОЦЕЛЕВОГО ОБЗОРА

А. Н. Ефимов, В. В. Филоненко (научный руководитель)

ВАИУ г. Воронеж
394052, г. Воронеж, ул. Краснознаменная 153, СА
E-mail: skilful.85@mail.ru

Рассмотрены вопросы функционирования многолучевых АФАР. Предложен принцип работы АФАР, повышающий эффективность радиолокационного наблюдения целей в режиме ближнего маневренного боя.

В настоящее время активные фазированные антенные решетки (АФАР) получили широкое распространение в РЛС [1]. Возможно построение АФАР в РЛС с формированием нескольких лучей диаграммы направленности (ДН) антенны одновременно. В этом случае сигнал с выхода каждого антенного элемента поступает на несколько каналов фазовращателей, выходные сигналы которых поступают в свои схемы суммирования и обработки. В результате образуются несколько ДН (несколько лучей), которые устанавливаются под различными углами по отношению к осевому направлению АФАР [2]. Эффективность наблюдения целей зависит от величины энергии принимаемого сигнала, поступающего в РЛС после отражения от целей. Мощность принимаемого сигнала зависит от энергетических показателей РЛС, величины ЭПО цели и расстояниях до цели, а энергия принимаемого сигнала определяется мощностью и временем накопления сигнала. Учитывая

направленные свойства антенны РЛС, плотность потока мощности в точке цели увеличивается в G раз по сравнению с ненаправленной антенной, где G – коэффициент направленного действия антенны (КНД) – показатель определяющий меру способности антенны концентрировать энергию электромагнитного излучения в узком луче.

Максимальная дальность действия РЛС определяется по формуле [2]

$$D\max = \sqrt[4]{\frac{2PtGSa\sigma}{(4\pi)^2 \alpha NR}}, \tag{1}$$

где P – средняя мощность за время наблюдения; t – время наблюдения; N – спектральная плотность шумов; R – параметр обнаружения, соответствующий требуемой величине отношения энергии сигнала к шуму; Sa – эффективная площадь антенны РЛС при приеме сигналов; α – коэффициент, учитывающий неидеальность узлов РЛС.

Чтобы обеспечить наблюдение целей несколькими лучами в широкой зоне поиска необходимо использовать широкий луч ДН на передачу и несколько узких лучей на прием. При использовании широкого луча уменьшится дальность действия РЛС, что обуславливает применение режима многолучевости исключительно в режиме ближнего маневренного боя. Из анализа (1) следует, что при увеличении ширины передающего луча в уравнении изменяется только значение КНД. Для определения степени уменьшения дальности действия РЛС необходимо определить значение КНД антенны для широкого луча. КНД антенны можно определить как отношение плотности потока мощности направленной антенны к плотности потока мощности ненаправленной антенны.

Плотность потока мощности находится по формуле

$$\rho = \frac{P}{S}, \tag{2}$$

где P – мощность излучения; S – площадь сечения луча на определенной дальности. При одинаковой мощности излучения КНД узкого и широкого лучей соотносятся в соответствии с формулой

$$\frac{G_1}{G_2} = \frac{S_2}{S_1}, \tag{3}$$

где индекс 1 соответствует узкому лучу, а индекс 2 – широкому.

Из соотношения (3) следует, что

$$G_2 = G_1 \frac{S_1}{S_2}. \tag{4}$$

Площадь сечения «прямоугольного» луча с различными угловыми размерами в горизонтальной и вертикальной плоскости можно определить по формуле

$$S = 4D^2 \mathrm{tg}(\frac{\Theta}{2})\mathrm{tg}(\frac{\Omega}{2}), \tag{5}$$

где Θ и Ω – ширина луча по азимуту (в горизонтальной плоскости) и углу места (в вертикальной) соответственно.

Подставив (5) в (4) и произведя сокращения, можно получить отношение для вычисления КНД антенны при работе на передачу широким лучом

$$G_2 = G_1 \frac{\mathrm{tg}(\frac{\Theta_1}{2})\mathrm{tg}(\frac{\Omega_1}{2})}{\mathrm{tg}(\frac{\Theta_2}{2})\mathrm{tg}(\frac{\Omega_2}{2})}. \quad (6)$$

При этом КНД антенны при работе узким лучом известен из технических характеристик модернизируемой РЛС. Для нахождения зависимости дальности действия РЛС от ширины луча на передачу уравнение (1) преобразовано к виду

$$D_1 = \sqrt[4]{KG_1}\ , \quad (7)$$

где K – постоянный множитель, включающий в себя все элементы уравнения (1), за исключением КНД.

По аналогии с (7), дальность действия РЛС с широким лучом будет определяться по формуле

$$D_2 = \sqrt[4]{KG_2}\ . \quad (8)$$

Из данного соотношения дальность действия РЛС с широким лучом можно найти, зная параметры РЛС с узким лучом на передачу и на прием

$$D_2 = D_1 \sqrt[4]{\frac{G_2}{G_1}}\ . \quad (9)$$

Окончательная формула зависимости дальности действия РЛС от параметров ДН антенны на излучение приобретает вид

$$D_2 = D_1 \sqrt[4]{\frac{\mathrm{tg}(\frac{\Theta_1}{2})\mathrm{tg}(\frac{\Omega_1}{2})}{\mathrm{tg}(\frac{\Theta_2}{2})\mathrm{tg}(\frac{\Omega_2}{2})}}\ . \quad (10)$$

При равенстве значений ширины диаграммы направленности широкого луча в вертикальной и горизонтальной плоскостях (луч с квадратным сечением) формула (10) преобразуется к виду

$$D_2 = D_1 \sqrt[4]{\frac{\mathrm{tg}^2(\frac{\Theta_1}{2})}{\mathrm{tg}^2(\frac{\Theta_2}{2})}}\ . \quad (11)$$

Построение зависимости дальности действия РЛС от размеров зоны одновременного обзора при использовании луча с квадратным сечением дает результат, представленный на рис. 1. Анализ рисунка показывает резкий спад дальности действия РЛС с широким лучом до ее половинного значения (на уровне 0,5). Для отработки вопросов применимости режима многолучевости РЛС с АФАР в качестве прототипа выбран штатный самолет-истребитель МиГ-29. Дальность обнаружения цели его бортовой РЛС составляет около 75 км. Ее половинное значение (30–35 км) может удовлетворять требованиям к РЛС в режиме ближнего маневренного боя (БМБ). Из зависимости на рис. 1 можно сделать вывод, что при применении луча с квадратным сечением уровню половинного значения дальности действия соответствует расширение луча до предела 13 х 13 град. Полученная зона «одновременного» поиска РЛС является явно недостаточной для ближнего боя.

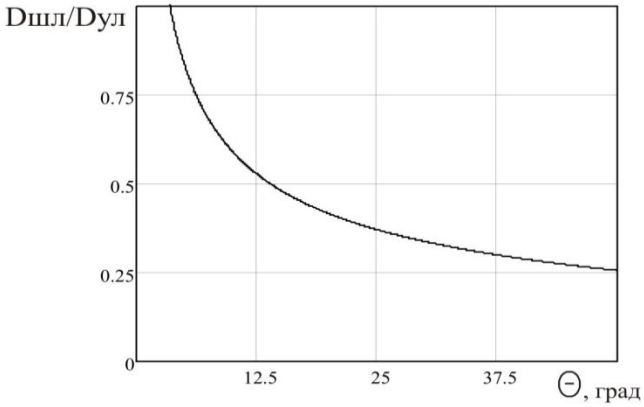


Рис. 1. Зависимость дальности действия РЛС от ширины диаграммы направленности на передачу при применении луча с квадратным сечением

В существующей бортовой РЛС самолета МИГ-29 зона поиска в режиме БМБ имеет вид, представленный на рис. 2, ее размер составляет 5 на 60 градусов [3]. Период обзора данной зоны поиска составляет около 1,5 секунд, что в режиме ближнего боя можно считать недостаточно высоким показателем. Целесообразно создать луч на передачу такого размера, чтобы дальность обнаружения была не менее определенной ранее, а размер зоны поиска был не менее существующего (5 на 60 градусов). Используя (10), получен график зависимости дальности действия РЛС от размеров зоны «одновременного» поиска, при значении одного из углов 5, 10, 20, 30, или 40 градусов, а значение другого угла является переменной величиной. Данный график представлен на рис. 3. Из сечения графика по уровню 0,5 видно, что «мгновенный» обзор обеспечивается в зоне размером 5 градусов в одной плоскости и 50 градусов в другой, что практически соответствует заявленным ранее требованиям. Уменьшение примерно на 15 % размера зоны поиска в вертикальной плоскости компенсируется снижением вероятности пропуска цели из-за последовательного обзора в существующей РЛС, особенно при наблюдении одновременно нескольких маневрирующих целей.

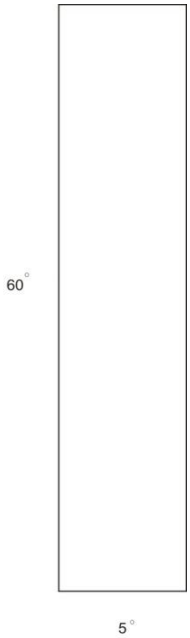


Рис. 2. Зона поиска в режиме БМБ РЛС самолета МИГ-29

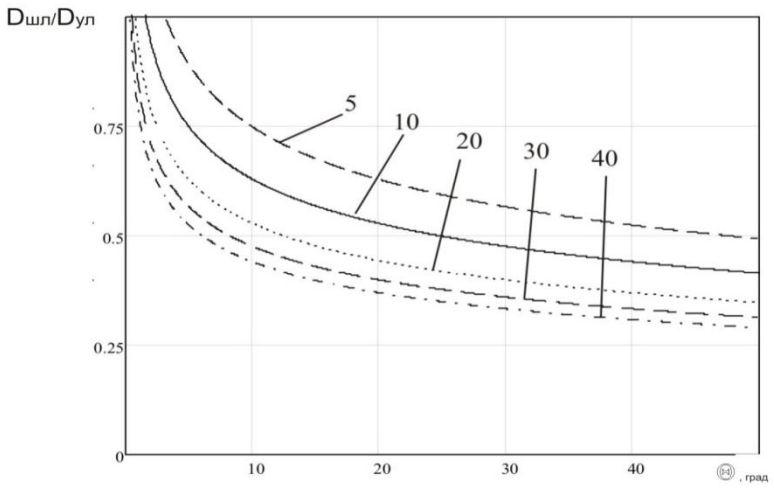


Рис. 3. Зависимость дальности обнаружения от ширины диаграммы направленности

Для реализации многолучевости зондирующий сигнал РЛС должен излучаться по широкому лучу диаграммы направленности, параметры которого определены ранее. При приеме отраженного сигнала напряжения с выходов элементов АФАР выдаются одновременно в несколько приемных каналов, в каждом из которых установлен набор фазовращателей, определяющих свое фазовое распределение для каждого канала. В результате образуются несколько диаграмм направленности (несколько лучей), которые устанавливаются под различными углами по отношению к осевому направлению АФАР. Количество лучей, а соответственно и количество одновременно сопровождаемых целей будет определяться количеством приемных каналов.

Таким образом, показана возможность создания РЛС с АФАР с режимом одновременного многоцелевого обзора. Определено, что энергетические характеристики РЛС в этом режиме удовлетворяют условиям ведения ближнего маневренного боя.

Список литературы

1. Активные фазированные антенные решетки / под ред. Д.И. Воскресенского и А.П. Канащенкова. – М. : Радиотехника, 2004. – 488 с.

2. Авиационные радиолокационные комплексы и системы / под ред. П.И. Дудника. – М. : Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2006. – 1112 с.

3. Жиронкин, С.Б. Радиолокационный прицельный комплекс самолета МИГ-29 / С.Б. Жиронкин, А.С. Лисовицкий. – Иркутск : ИВВАИУ, 1993. – 108 с.

ВЫСОКОТОЧНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННЫХ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА

Д. И. Анисимов, В. Г. Патюков (научный руководитель)

Железногорский филиал СФУ, 662971,
Красноярский край, г. Железногорск, ул. Кирова 12а
E-mail: denanis@inbox.ru

Рассматриваются и анализируются высокочастотные измерители частотно-временных параметров сигнала с повышенной точностью и помехоустойчивостью. Раскрывается механизм формирования погрешностей на основе теории обобщенного корреляционного анализа. Приводятся алгоритмы построения усредняющих устройств, эффективность которых сопоставима с максимально правдоподобными оценками.

В теории связи, навигации, радио и гидролокации, в системах синхронизации и управления и при решении многих других задач требуется получать и использовать оценки частотно-временных параметров и, следовательно, измерять частоту, период или фазу исследуемых сигналов. При этом точность и помехоустойчивость работы всей системы зависит от эффективности используемых алгоритмов при обработке сигналов и достигаемой минимизации погрешностей оценок частотно-временных параметров. Теоретически потенциальными являются оценки, полученные на основе метода максимума функции правдоподобия, но их реализация приводит к сложным корреляционным и многоканальным устройствам. Поэтому на практике широкое распространение получили устройства, использующие упрощённые алгоритмы работы, повышение эффективности которых и составляет основной предмет исследования. Наиболее часто оценки частотно–временных параметров сигналов на практике реализуют цифровыми устройствами, которые обеспечивают фильтрацию исследуемого сигнала и формируют среднеинтегральную оценку результата усреднения. Повышение точности и помехоустойчивости таких устройств, при различных условиях работы, является важной задачей исследований [1, 2].

Фильтрацию сигналов при оценке частотно-временных параметров рассмотрим на примере широко распространённой модели, представляющей собой аддитивную смесь гармонического сигнала и случайного узкополосного процесса:

$$x(t) = s(t) + \xi(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) +$$
$$A(t)\cos[\omega_0 t + \theta(t)] = U(t)\cos[\omega_0 t + \varphi(t)] =$$
$$U(t)\cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = U(t)\cos\varphi(t)$$

где U_m, ω_0 и φ_0 – амплитуда, угловая частота и начальная фаза сигнала $s(t)$; $A(t)$ и $\theta(t)$ - огибающая и фаза случайного процесса $\xi(t)$; $U(t)$; $\varphi(t)$ и $\Phi(t)$ – огибающая, случайная фаза и полная фаза аддитивной смеси. Одним из основных параметров, оценку среднего значения, которого необходимо найти, является мгновенная частота, связанная с полной фазой известным соотношением

$$\omega(t) = d\Phi(t)/dt = \omega_0 + \nu(t),$$

где $\nu(t) = \varphi(t)$ – случайная частота, определяемая через производную фазы исследуемой аддитивной смеси и характеризующая скорость её изменения. Случайная частота исследуемого сигнала, определяет шумовую составляющую суммарной погрешности оценки среднего значения мгновенной частоты, а характер изменения её спектрально-корреляционных характеристик существенно влияет на дисперсию результата усреднения. При нахождении оценок среднего значения мгновенной частоты, последние зависят как от быстротечности изменения параметров исследуемой аддитивной смеси, так и от характеристик обрабатывающего фильтра. Быстротечность протекания процесса во временной области характеризуется корреляционной функцией, а основной характеристикой обрабатывающего фильтра (усредняющего устройства) является импульсная характеристика или её преобразование Фурье. В классе линейных оценок частотно-временных параметров сигналов при обработке случайного процесса $\omega(t)$ и усреднении на временном интервале T, воспользуемся классической операцией вычисления среднего значения:

$$M[\omega(t)] = \int_{-T/2}^{T/2} \omega(t-\tau) g(\tau) d\tau$$

где $M[\omega(t)]$ – знак математического ожидания, а $g(t)$ импульсная характеристика обрабатывающего фильтра, удовлетворяющая условию несмещённости оценки [5]:

$$\int_{-T/2}^{T/2} g(t)dt = 1.$$

Частота определяется как число идентичных событий (например периодов) в единицу времени, т. е. это величина, обратная периоду $f = 1/T$.

Принцип действия цифрового частотомера основан на определении частоты, рассмотренном в [3, 4] и приведён на рис. 1.

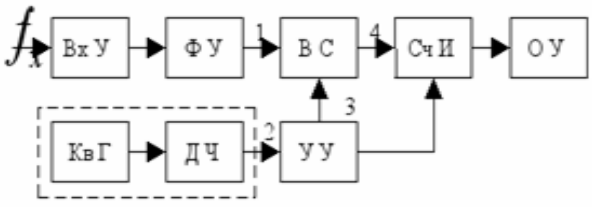


Рис. 1. Вариант структурной схемы, реализующий принцип действия цифрового частотомера

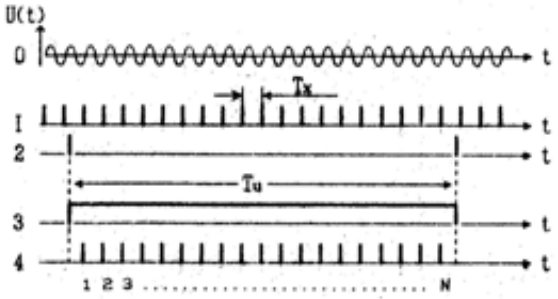


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие работу измерителя

Временные диаграммы, поясняющие её работу, представлены на рис. 2.

Амплитудно-частотные характеристики усредняющего устройства имеют формулу:

$$K(\alpha,\delta)=\sin c[\delta(1+\alpha)]\sin c[\delta(1-\alpha)], \qquad (1)$$

где $\delta = \Omega T/4$; sin c(.) – функция вида $\sin(x)/x$, а $\alpha = 0 \div 1$ – параметр, позволяющий изменять вид $g(t)$, и, например при $\alpha = 1$ получить среднеинтегральную оценку в усредняющем устройстве с импульсной характеристикой, равной $g(t) = 1/T$. Общие выводы об эффективности такой обработки можно получить из графика модуля поверхности K(α, δ) представленной на рис. 3.

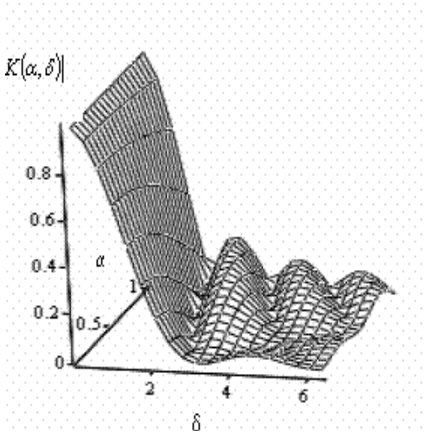


Рис. 3. Фрагмент поверхности модуля амплитудно-частотной характеристики усредняющего устройства с весовой обработкой

Анализируя поведение поверхности на частотно-временной плоскости, можно отметить, что вид сечений поверхности, выполненных параллельно нормированной оси δ при различных фиксированных значениях параметра α, представляют собой графики модулей амплитудно-частотных характеристик различных фильтров, зависящих как от вида импульсной характеристики усредняющего устройства (параметра α), так и от времени усреднения T (увеличение которого позволяет уменьшить флуктуации оценки математического ожидания случайного процесса до необходимого уровня). Кроме того, появляется дополнительная возможность изменять частичный объём, ограниченный поверхностью центрального пика функции |K(α, δ)| при постоянном T. Эта функция, в соответствии с (1), непосредственно влияет на величину дисперсии оценки среднего значения мгновенной частоты.

В зависимости от δ уровень пиков боковых лепестков функции |K(α, δ)| изменяется от минус 14 дБ при $\alpha = 1$ до минус 27 дБ при $\alpha = 0$. Одновременно с уменьшением уровня пиков боковых лепестков наблюдается расширение центрального лепестка. Значение поверхности при $\Omega = 0$ равно $K(\Omega = 0) = 1$. Этот результат получается из условия нормировки, если выполнить преобразования:

$$\int_{-\omega}^{\omega} q(t)dt = \frac{1}{2\pi}\int_{-\omega}^{\omega}\int_{-\omega}^{\omega} K(j\Omega)\exp(j\Omega t)d\Omega dt =$$

$$\int_{-\omega}^{\omega} K(j\Omega)\delta(\Omega)d\Omega,$$

где δ (Ω) – дельта-функция в частотной области.

В ходе работе были исследованы измерители частотно-временных параметров сигналов с повышенной точностью, что позволяет разрабатывать высокоточные и помехоустойчивые измерители частотно-временных параметров сигналов.

Список литературы

1. Куликов, Е.И. Оценка параметров сигналов на фоне помех / Е.И. Куликов, А.П. Трифонов. – М. : Сов. радио, 1978. – 296 с.

2. Тихонов, В.И. Оптимальный приём сигналов / В.И. Тихонов. – М. : Радио и связь, 1983. – 320 с.

3. Ермолов, Р.С. Цифровые частотомеры / Р.С. Ермолов. – Л. : Энергия, 1973. – 152 с.

4. Аппаратура для частотных и временных измерений / под ред. А.П. Горшкова. – М. : Сов. радио, 1971. – 336 с.

5. Гоноровский, И.С. Радиотехнические цепи и сигналы / И.С. Гоноровский. – М. : Радио и связь, 1986. − 510 с.

РАСПРЕДЕЛЕННАЯ DC-AC СИСТЕМА ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ АВТОНОМНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ СТРУКТУР С ПЕРЕКЛЮЧАЕМЫМИ КОНДЕНСАТОРАМИ

Л. Г. Зотов, Ф. Н. Гапеев

Новосибирский государственный технический университет
630092, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20
E-mail: zotovlg@mail.ru

Рассмотрен принцип построения распределенных АСЭ, на основе каскадного соединения конденсаторных DC-DC и DC-AC конверторов с повышенным КПД, имеющих коэффициент преобразования больше единицы. Предложен комбинированный метод компенсации, позволяющий введением фазового управления DC-AC конверторами второго каскада существенно снизить коэффициент гармоник тока аккумуляторной батареи.

Структурная схема распределенной автономной системы электроснабжения (АСЭ) от двух аккумуляторных батарей E_1 и E_2 приведена на рис. 1.

Она строится каскадным соединением конденсаторных – многотактного, повышающего DC-DC [1] и распределенной системы из N одинаковых двухтактных мостовых DC-AC конверторов (рис. 2) на основе структур с переключаемыми конденсаторами, имеющих коэффициент преобразования $K_П = 2$ каждый.

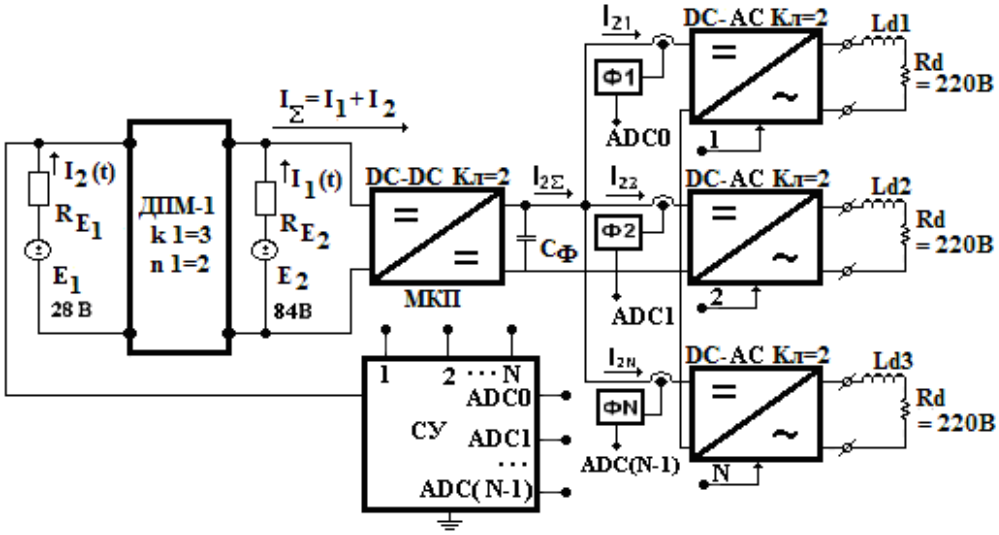


Рис. 1. Структурная схема силовой цепи распределенной АСЭ

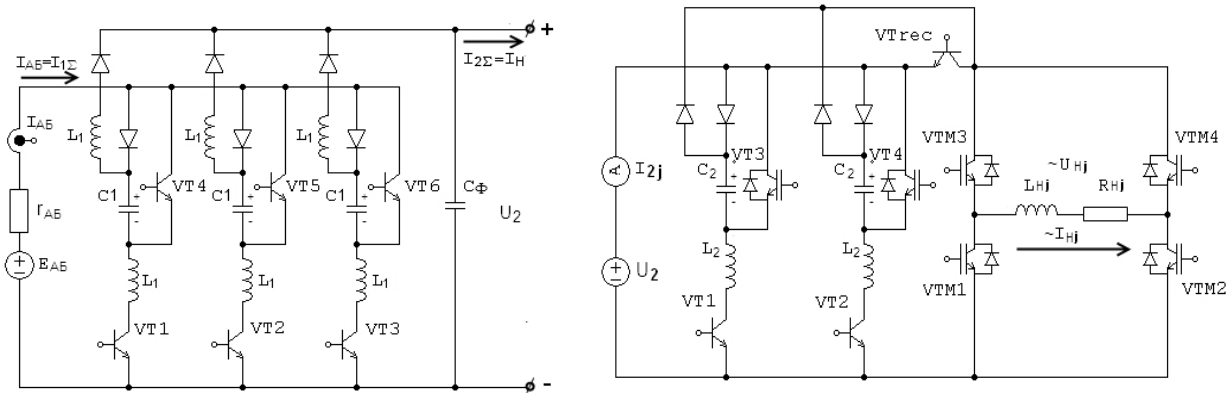


Рис. 2. Принципиальные схемы силовой цепи 3-х тактного повышающего DC-DC и 2-х тактного DC-AC конверторов

Отметим, что для $K_{\Pi} = 2$ упрощается выбор элементов силовой цепи входного DC-DC конвертора, т.к. электрические режимы их работы по току и напряжению оказываются одинаковыми, а напряжения на закрытых силовых ключах минимальны и равны напряжению высоковольтной аккумуляторной батареи – E_2.

В результате коэффициент преобразования АСЭ увеличивается и оказывается равным четырем, что позволяет снизить напряжение высоковольтной аккумуляторной батареи E_2 до величины E_2 = (28 В х 3) = 84 В, необходимой для создания выходного действующего напряжения сети переменного тока $U_{н\partial}$ = 220 В.

Снижение массогабаритных показателей (АСЭ) и повышение КПД достигается увеличением частоты преобразования f_{Π} до нескольких сотен килогерц и применением резонансного режима работы входного DC-DC и выходных DC-AC конверторов с мягкой коммутацией силовых ключей. Многотактный режим работы входного DC-DC позволяет существенно снизить коэффициент гармоник тока $I_{\Sigma}(t)$ потребляемого им от E_1 и E_2. Ток $I_{\Sigma}(t)$ является сложным и содержит не только высокочастотные составляющие, кратные частоте преобразования f_{Π}, но и низкочастотные кратные частоте f_c сети, питающей нагрузки переменным током. Резкое снижение коэффициента гармоник тока $I_{\Sigma}(t)$ достигается комбинированным методом без применения громоздких низкочастотных сетевых фильтров. Его суть в компенсации высокочастотных гармоник благодаря многотактному режиму работы входного DC-DC конвертора [2]. При этом другая часть его гармоник фильтруется малогабаритным фильтром низких частот (ФНЧ) с граничной частотой в несколько десятков килогерц. Компенсация НЧ составляющих достигается построением второго каскада АСЭ по распределенной схеме с последующим введением оптимальных фазовых сдвигов в работе отдельных DC-AC конверторов. Временные диаграммы токов в АСЭ и их спектры, поясняющие ее работу приведены на (рис. 3). Достичь резкого уменьшения НЧ составляющих простыми техническими средствами можно компенсацией нечетных гармоник в спектре суммарного входного тока второго каскада АСЭ

$$I_{2\Sigma}(t) = \sum_{j=1}^{N} I_{2j}(t).$$

Для этого сигналы с датчиков входных токов $I_{2j}(t)$ – ($ДТ\,j$) поступают на вход активных ФНЧ – ($Ф\,j$), формирующих выходные сигналы пропорциональные амплитудам токов их первых гармоник $I_{2j(1)}$. Они поступают на вход контролера (МК), входящего в состав схемы цепи управления (СУ) (рис. 4).

МК использует информацию о величинах амплитуд первых гармоник входных токов – $I_{2j(1)}$ отдельных DC-AC конверторов и делит их на две группы, с тем условием, чтобы

суммарные значения амплитуд указанных токов в них были приблизительно одинаковы. Затем контролер вырабатывает сигналы коммутирующие ключи (*K*1, …, *KN*) и (*K'*1, …, *K'N*), которые подают сигналы возбуждения $e_в(t) = e_в \cdot \sin(\omega_c \cdot t - \varphi_{1,2})$ на сформированные группы отдельных мостовых DC-AC конверторов со сдвигом друг относительно друга на угол $\varphi_{1,2}$ = 90 градусов. В результате все нечетные гармоники в суммарных токах обеих групп оказываются в противофазе, что приводит к их компенсация в суммарном токе $I_{2\Sigma}(t)$ и, следовательно, в $I_{\Sigma}(t)$.

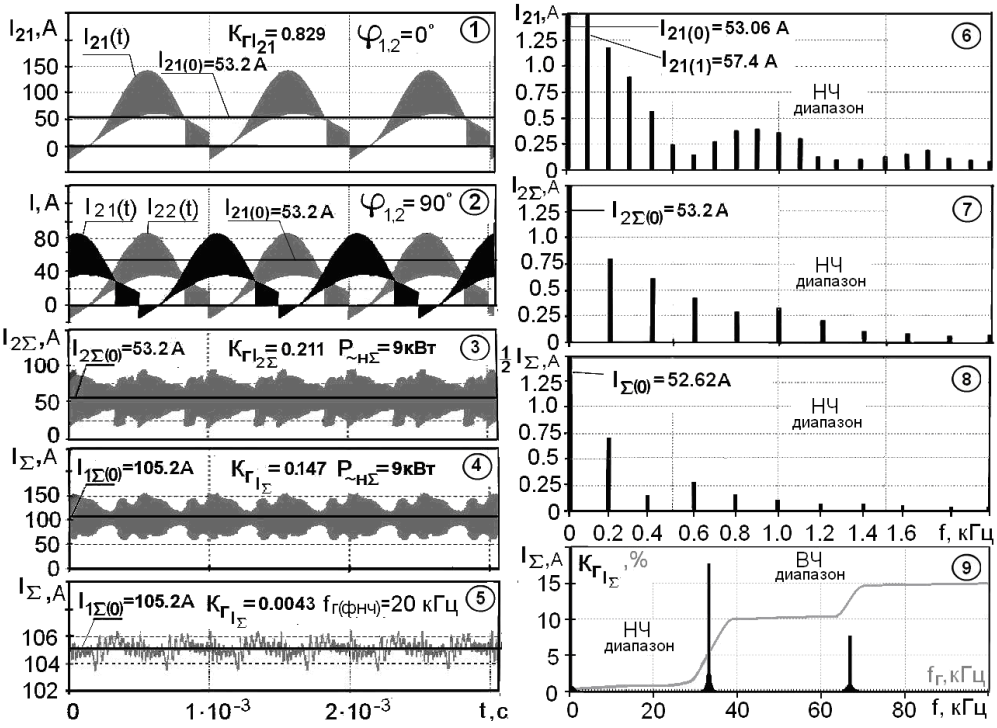


Рис.3. Диаграммы токов в АСЭ и их спектры

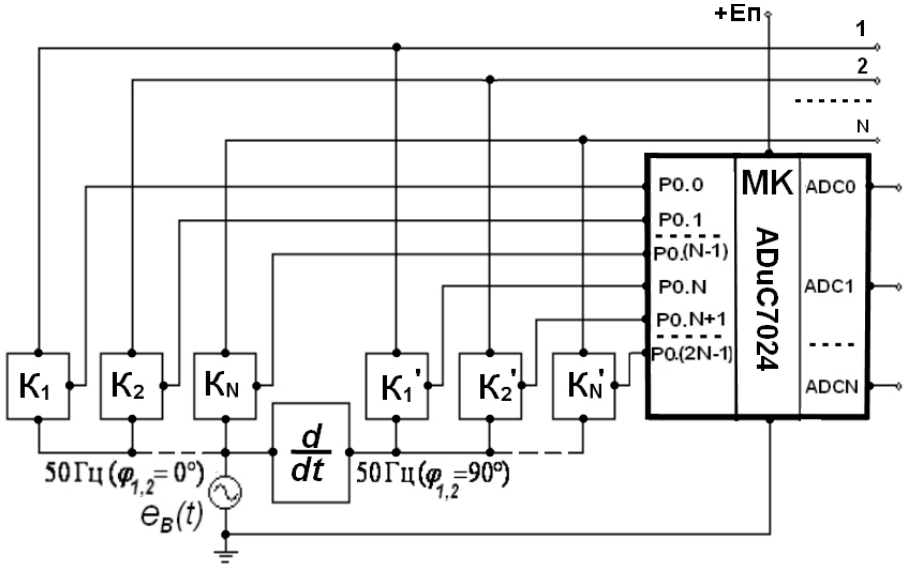


Рис. 4. Структурная схема цепи управления распределенной АСЭ

На слайдах *1* и *6* (рис. 3) представлены временная диаграмма и спектр входного тока $I_{21}(t)$ отдельного DC-AC конвертора работающего на централизованную индуктивно-активную нагрузку переменного тока мощностью 9 кВт. Аналогичные графики для экви-

валентной децентрализованной АСЭ, состоящей из двух DC-AC конверторов, имеющих выходную мощность по 4,5 кВт каждый и работающих со сдвигом по фазе $\varphi_{1,2}=90^{o}$, приведены на слайдах *2, 3* и *7*. Их сравнение показывает, что для одинаковых средних значений входных токов $I_{21(0)} = I_{2\Sigma(0)} = 53{,}2$ А, их амплитуды уменьшаются в два раза, а коэффициент гармоник $K_{\Gamma I_2}$ снижается почти в 4 раза от 0,829 до 0,211. Это объясняется компенсацией нечетных гармоник в спектре $I_{2\Sigma}(t)$ и связанным с ней разрежением его спектра. Сглаживающие свойства входного DC-DC конвертора во временной и частотной областях наглядно иллюстрируют слайды (3,4) и (7,8). При этом коэффициент гармоник тока дополнительно уменьшается от величины 0,211 до значения 0,147. На слайде *9* показан спектр тока $I_{АБ}(t)$ для области частот захватывающей НЧ и ВЧ диапазоны от 0 до 100 кГц. Увеличение коэффициента гармоник тока $I_{\Sigma}(t)$ до значения $K_{\Gamma I_{\Sigma}} = 0{,}147$ происходит ввиду резких выбросов его спектральных составляющих расположенных в диапазоне ВЧ вблизи частот 34 и 68 килогерц. Указанные выбросы гарантированно устраняются малогабаритным ФНЧ имеющим граничную частоту среза $f_{\Gamma(ФНЧ)} = 20$ кГц и рассчитанным по методике ФНЧ нагруженного с одной стороны [3]. При этом, как показано на слайде 5, коэффициент гармоник тока $I_{\Sigma}(t)$ резко снижается и становится равным $K_{\Gamma I_{\Sigma}} = 0.0043$. С увеличением частоты среза f_{Γ} габариты ФНЧ снижаются. Ее выбор в каждом конкретном случае определяется зависимостью $K_{\Gamma I_{\Sigma}}(f_{\Gamma})$, приведенной на слайде *9*.

Величины емкости и индуктивности C_{2j}, L_{2j} силовой цепи j-го DC-AC конвертора рассчитываются исходя из обеспечения параметров технических условий по следующим формулам

$$C_{2j} = \frac{\sqrt{2}\pi P_{\sim нjmax}}{\omega_к U_{нд} \Delta U_{C2j}} \cdot \frac{1}{\cos\varphi_j}, \quad L_{2j} = \frac{1}{\omega_к^2 C_{2j}},$$

где $P_{\sim njmax}$ – максимальная мощность переменного тока j-й нагрузки; ΔU_{C2} – максимально допустимая пульсация напряжения на конденсаторе $C2j$; $\cos\varphi_j$ – коэффициент мощности j-й нагрузки.

Для обеспечения запитки АСЭ от низковольтной аккумуляторной батареи E_1 применен 3-х тактный двунаправленный DC-DC конвертор [4]. Принципиальная схема 3-х тактного двунаправленного DC-DC конвертора (ДК) состоящего из трех двунаправленных преобразовательных модулей (ДПМ) имеющего коэффициент преобразования $K_{П(ДК)} = 3$ представлена на рис. 5.

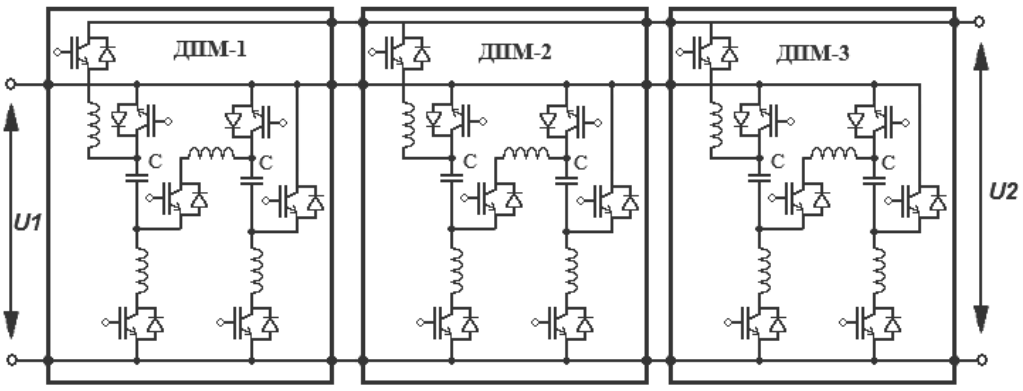


Рис. 5. 3-х тактный двунаправленный DC-DC конвертор

Если емкости аккумуляторных батарей E_1 и E_2 составляют соответственно C_1 и C_2 Ампер часов, то отношение их токов разряда определяется выражением $\frac{I_1}{I_2}=\frac{C_1}{C_2}\cdot K_{П(ДК)}$.

Выводы

Предложен метод построения распределенных АСЭ на основе каскадного соединения многотактных, конденсаторных DC-DC и DC-AC конверторов, позволяющий увеличить коэффициент их преобразования и обеспечить энергоснабжения от двух аккумуляторных батарей с кратными уровнями напряжений.

Предложен метод компенсации гармоник входного тока распределенных АСЭ, позволяющий введением фазового управления, существенно снизить коэффициент гармоник тока, потребляемого от первичной аккумуляторной батареи. Показана, целесообразность применения предложенного метода в комбинации с малогабаритным ФНЧ с граничной частотой среза – несколько десятков килогерц.

Список литературы

1. Зотов, Л.Г. Конденсаторные повышающие преобразователи с изменяющейся структурой для автономных энергосистем / Л.Г. Зотов // Электротехника. – 2011. – № 4. – С. 46–50.

2. Зотов, Л.Г. Автономная система энергоснабжения от солнечных модулей RZMP-240-T для объектов сельского хозяйства / Л.Г. Зотов // Ползуновский вестник. – 2011. – № 2\1. – С. 87–94.

3. Маттей, Г.Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи / Г.Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т. Джонс. – М. : Связь, 1971. – Т. 1. – 440 с.

4. Зотов, Л.Г. Двухуровневая система обмена электрической энергией постоянного тока на основе структур с переключаемыми конденсаторами для автономных энергосистем / Л.Г. Зотов // Электротехника. – 2011. – № 7. – С. 52–57.

Статья подготовлена при поддержке Правительства Российской Федерации
по государственному контракту № 13.G36.31.0010 от 22.10.2010 г.

АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ РАСПОЗНАВАНИЯ ОБЪЕКТОВ ПО РАДИОЛОКАЦИОННЫМ ИЗОБРАЖЕНИЯМ, ПОЛУЧАЕМЫМ ПОСРЕДСТВОМ РСА ВОЗДУШНОГО БАЗИРОВАНИЯ

Д. В. Донской, К. В. Лукьянов (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет
394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, д. 54 а
E-mail:luky.07@mail.ru

Представлен анализ построения алгоритма распознавания наземных объектов по радиолокационным изображениям, формируемым РСА воздушной разведки, на основе статистического распознавания.

Возросшая информационная производительность современных радиолокационных систем обзора земной поверхности, использующих методы цифрового синтезирования апертуры для получения высококачественного радиолокационного изображения (РЛИ), а также постоянно растущие требования к сокращению сроков получения результатов дешифрирования поступающей информации обуславливают актуальность решения проблемы автоматизации ее обработки. Опыт научных исследований в этом направлении привел к появлению большого количества алгоритмов обработки РЛИ, полученных с помощью

РЛС с синтезированной апертурой антенны (РСА), позволяющих улучшить качество предоставляемого оператору радиолокационного изображения. Повышение качества РЛИ позволяет (при визуальном дешифрировании) с большей вероятностью обнаруживать, распознавать и классифицировать интересующие нас наземные объекты – радиолокационные цели (РЛЦ) на фоне подстилающей поверхности.

В общем случае, в соответствие с общими принципами теории распознавания образов и особенностями радиолокационного наблюдения, процесс распознавания объектов включает основные этапы:

1) составление алфавита классов распознаваемых объектов (формирование описаний – образов РЛЦ);

2) формирование радиолокационных изображений;

3) обнаружение объектов и их распознавание.

Задача составления алфавита классов радиолокационных целей обычно решается путем разделения объектов наблюдения по целевому назначению.

При разработке методов обработки сигналов РСА в реальных условиях их применения, следует учитывать все искажающие факторы, сопровождающие процессы формирования радиолокационных сигналов и изображений, их усиления и преобразования в приемо-передающем тракте и в системе обработки. Разработка методов снижения уровня и компенсации искажающих факторов предполагает их математическое моделирование.

Математическая модель процесса формирования РЛИ в РСА включает модели следующих основных процессов и факторов [1] (рис. 1):

– отражения (рассеяния) ЭМВ земной (морской) поверхностью и объектами, описываемые оператором радиолокационного рассеяния (L_{pp});

– формирования радиолокационного сигнала, несущего информацию об амплитудно-фазовом портрете ЭМП в апертуре синтезированной антенны, включающей, в свою очередь, две процедуры: процедуру преобразования ЭМП рассеянного наблюдаемой поверхностью в звене «свободное пространство» – антенна – приемно-передающий тракт РСА до фазовых детекторов включительно, описываемую оператором зондирования (L_3), и процедуру развертки двумерного ЭМП на апертуре антенны в одномерный радиолокационный сигнал, с помощью оператора пространственно-временного сканирования (L_c);

– шумов аппаратуры, помех и других искажающих факторов, представляемых операторами искажений (L_η);

– обработки комплексной огибающей радиолокационного сигнала и формирования РЛИ, включающей также две процедуры: процедуру обработки, описываемую оператором $L_{o\sigma p}$, и процедуру формирования РЛИ путем свертки одномерного сигнала изображения в двумерное РЛИ – оператором L_c^{-1}, обратным оператору развертки.

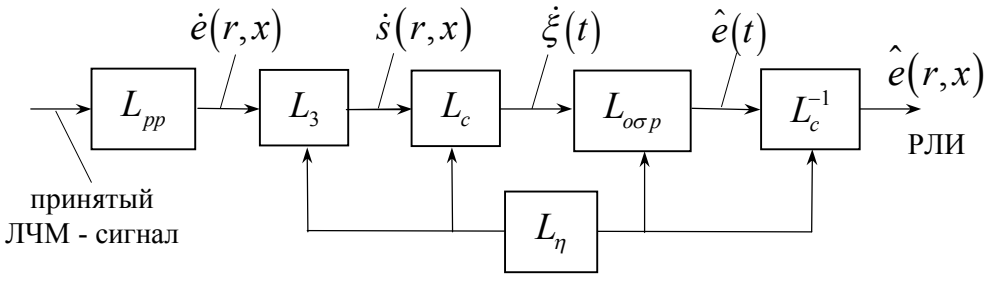


Рис. 1. Структура математической модели формирования радиолокационного изображения

На выходе оператора (L_{pp}) сигнал $\dot{e}(r,x)$ представляет собой функцию, описывающую комплексную огибающую рассеянного поверхностями ЭМП:

$$\dot{e}(r,x) = e(r,x)\exp[j\varphi(r,x)], \tag{1}$$

где $e(r,x)$ и $\varphi(r,x)$ – амплитудная и фазовая характеристики рассеянного ЭМП; r, x – координаты соответственно путевой и наклонной дальностей.

Оператор зондирования (L_3) как линейный аналоговый оператор можно описать двумерной аналоговой сверткой:

$$\dot{s}(r,x) = L_3\{\dot{e}(r,x)\} = \dot{e}(r,x) * \dot{h}_3(r,x) \tag{2}$$

где $\dot{h}_3(r,x)$ – импульсная характеристика оператора зондирования.

Оператор пространственно-временного сканирования (L_c) можно описать выражением:

$$\dot{\xi}(t) = L_c\{\dot{s}(r,x)\} = \iint\limits_{\Omega_H} \dot{s}(r,x)D(r,x,t)drdx, \tag{3}$$

где $D(r,x,t)$ – функция развертки. При развертке двумерного сигнала $\dot{s}(r,x)$, происходит его дискретизация по координате x с интервалом Δx, а по координате r информация сохраняется в аналоговой форме.

При корреляционной обработке комплексной огибающей ЛЧМ – радиосигнала [3], что равносильно согласованной фильтрации, оператор $L_{осп}$ производит её сжатие по времени и формирование отклика РСА на точечный отражатель:

$$\hat{e}(t) = \left|\int \dot{s}(\tau)\dot{s}^*(\tau - t)d\tau\right| = \left|\int \dot{s}(\tau)\dot{h}(t-\tau)d\tau\right|, \tag{4}$$

где $\dot{h}(t) = \dot{s}^*(-t)$ – импульсная характеристика согласованного фильтра.

При неизвестных начальных фазах φ_{0i} сигналов от элементарных отражателей и отсутствии флуктуации фаз ($\varsigma_\varphi = 0$) траекторных сигналов $\dot{s}(x,r)$ формирование РЛИ сводится к согласованной квадратурной обработке сигналов и операции взятия модуля на выходе согласованного фильтра с импульсной характеристикой $\dot{h}_c(r,x)$:

$$\hat{e}(r,x) = \left|\hat{e}(t) * \dot{h}_c(r,x)\right| \tag{5}$$

В условиях полной априорной определенности в отношении полезных и мешающих сигналов оптимальной процедурой распознавания [1] объектов является байесовское правило, при котором в случае простой функции потерь принимается решение о классе цели по максимуму апостериорной вероятности:

$$L\{\dot{\xi}(t)\} = H_i, \quad \text{если} \quad P_i p_i(\dot{\xi}) > P_j p_j(\dot{\xi}),\ j = \overline{0,N},\ j \neq i, \tag{6}$$

где P_i – априорные вероятности РЛЦ i-го класса; $p_i(\dot{\xi})$ – функция правдоподобия – условная плотность вероятности значений сигнала $\dot{\xi}(t)$ при наличии сигнала от i-й РЛЦ:

$$\dot{\xi}(t) = [\dot{e}_o(t) + \dot{e}_\phi(t)] * \dot{h}_3(t) + \dot{n}(t) = \dot{s}_o(t) + \dot{s}_\phi(t) + \dot{n}(t), \tag{7}$$

где $\dot{e}_o(t)$, $\dot{e}_\phi(t)$ – функции радиолокационного рельефа (ФРР) [3] цели и фона соответственно; $\dot{n}(t)$ – шум аппаратуры, аппроксимируемый БГШ. При этом ФРР, описывающие

комплексную огибающую рассеянного поверхностями ЭМП, объектов и фона считают пространственно ортогональными:

$$\int \dot{e}_o(t)\dot{e}_\phi(t)dt = 0.$$

Для определения оптимальной (по байесовскому критерию) структуры классификатора [2] необходимо детализировать апостериорные вероятности. Если в качестве наблюдаемого процесса рассматривать принятую реализацию радиолокационного сигнала, тогда обработка радиолокационного сигнала может быть представлена двумя последовательными этапами (см. рис. 2). Первый состоит в формировании РЛИ (оператор $L_{РЛИ}$) объектов и местности. Второй этап заключается в корреляции полученного радиолокационного изображения с эталонными РЛИ, хранимыми в, так называемом, банке эталонных изображений. По максимуму корреляционного интеграла принимается решение о принадлежности цели к определенному классу (гипотеза H_i).

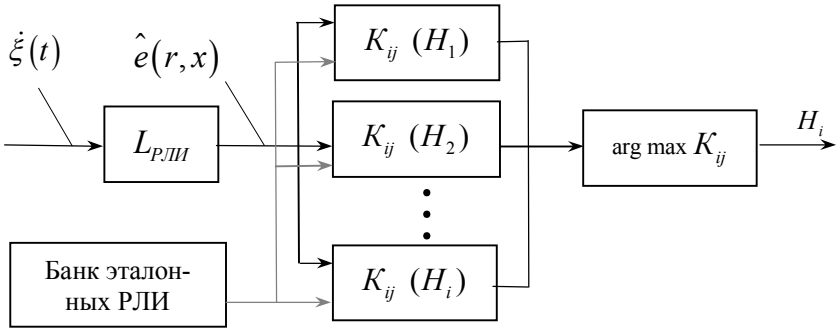


Рис. 2. Структура оптимального алгоритма распознавания по радиолокационным изображениям

Второй этап обработки осуществляется в цифровой форме и оперирует уже с дискретными РЛИ, поэтому вычисляется корреляционная сумма вида:

$$K_{i,j}\left(N_X, N_R\right) = \frac{\sum_{i=1}^{N_{0X}}\sum_{j=1}^{N_{0R}}\left[J_{эт}\left(i-N_X, j-N_R\right)-\bar{J}_{эт}\right]\left[J(i,j)-\bar{J}\right]}{\left(\sum_{i=1}^{N_{0X}}\sum_{j=1}^{N_{0R}}\left[J_{эт}(i,j)-\bar{J}_{эт}\right]^2\right)^{\frac{1}{2}}\left(\sum_{i=1}^{N_{0X}}\sum_{j=1}^{N_{0R}}\left[J(i,j)-\bar{J}\right]^2\right)^{\frac{1}{2}}}, \quad (8)$$

где N_{0X}, N_{0R} – число отсчетов РЛИ по соответствующим координатам; $J_{эт}(i,j)$ – эталонное РЛИ; $J_{эт}(i,j) \equiv 0$ при $(i,j) \notin [1, N_{0X}] \times [1, N_{0R}]$; $\bar{J}$, $\bar{J}_{эт}$ – средние значения рассматриваемого и эталонного радиолокационного изображения, соответственно, определяемые выражением:

$$\bar{J} = \frac{1}{N_{0X} \cdot N_{0R}} \sum_{i=1}^{N_{0X}}\sum_{j=1}^{N_{0R}} J(i,j).$$

Таким образом, в качестве достаточной статистики оптимального классификатора РЛЦ выступает нормированная корреляционная сумма (8). При этом данный алгоритм должен быть развернут по всей площади изображения.

В силу того, что рассмотренный алгоритм реализуется только при полной априорной определенности, что практически невыполнимо в реальных условиях радиолокацион-

ного обзора, перспективным направлением является разработка квазиоптимальных алгоритмов на основе декомпозиции оптимального алгоритма на ряд последовательно выполняемых процедур с сокращением избыточности обрабатываемых данных от этапа к этапу. В этом случае задача синтеза алгоритма распознавания сводится к синтезу процедур отдельных этапов по частным критериям с последующей параметрической оптимизацией алгоритма в целом, по критерию эффективности распознавания целей.

Структуру одного из квазиоптимальных алгоритмов классификации РЛЦ, с учетом его разбиения на этапы, можно описать следующим образом. На первом этапе формируется достаточная статистика (оценка РЛИ), обеспечивающая максимум отношения сигнала от каждого элементарного отражателя поверхности к шумам аппаратуры с учетом флуктуаций фазы сигнала.

На втором этапе в результате амплитудной сегментации РЛИ с помощью адаптивного порога выделяются отметки от всех радиоконтрастных по отношению к местности объектов (объектов, отражения от отдельных массивов растительного ландшафта), а также ложные отражения от фона подстилающей поверхности. Для объединения обнаруженных отметок в кластеры на третьем этапе проводится их пространственная сегментация (кластеризация) по признаку пространственной компактности. Последние два этапа обеспечивают формирование решающей статистики (описание объектов) для классификатора по отметкам обнаруженных РЛЦ и собственно процедуру классификации РЛЦ.

В силу неизвестности координат целей и неинвариантности их формы и текстуры к условиям наблюдения, алгоритм классификации следует развернуть по всем координатам возможного нахождения РЛЦ и по всем углам их наблюдения, в горизонтальной и угломестной плоскостях. Этот факт требует иметь базу данных РЛИ объектов, получаемых для различных условий наблюдения и характеристик РСА. Получение и обслуживание таких баз данных с использованием реальных РЛИ существенно затруднено.

Однако имеются методики и алгоритмы получения радиолокационных изображений [3] искусственных наземных и надводных РЛЦ для заданных параметров РСА λ, δx, δr, угла поляризации антенны и условий наблюдения на основе математического моделирования процесса рассеяния ЭМВ на поверхностях искусственных объектов и тракта формирования РЛИ в РСА. По этим алгоритмам для заданного алфавита классов, известных геометрических характеристик интересующих нас РЛЦ, заданных параметров РСА и условий наблюдения можно с помощью автомата рассчитать РЛИ эталонов в масштабе времени, практически близком к реальному.

Таким образом, разработка алгоритмов автоматического распознавания искусственных объектов по их реальным РЛИ при традиционных методах организации и построения спецпроцессоров ЦВМ обработки изображений связана с преодолением трех значительных трудностей. Первая из них заключается в том, что при реализации статистических методов распознавания РЛЦ по реальным РЛИ требуется значительный объем априорных данных, зачастую неизвестных или не поддающихся строгой оценке. С этой трудностью связана вторая трудность – чрезвычайная сложность разрабатываемых алгоритмов и их практической реализации на современной элементной базе вычислительной техники. Третья заключается в необходимости иметь обширный банк эталонных РЛИ, что в свою очередь предъявляет высокие требования к производительности и объему памяти автомата, реализующего данный алгоритм.

Список литературы

1. Школьный, Л.А. Два способа описания оператора зондирования при синтезе системы обработки сигналов в РСА по координате путевая дальность. НММ по импульсной технике и дискретной обработке информации / Л.А. Школьный. – М. : ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 1981. – 83 с.

2. Фомин, Я.А. Статистическая теория распознавания образов / Я.А. Фомин, Г.Р. Тарловский. – М. : Радио и связь, 1986. – 264 с.

3. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений / Л.А. Школьный, Е.Ф. Толстов, А.Н. Детков и др. ; под ред. Л.А. Школьного. – М. : ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. – 531 с.

АНАЛИЗ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО ОТБОРА ИНФОРМАТИВНЫХ ПРИЗНАКОВ ПРИ ПАРАМЕТРИЧЕСКОМ РАСПОЗНАВАНИИ ПРОСТРАНСТВЕННО-РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ОБЪЕКТОВ В РСА

И. Е. Куликов, К. В. Лукьянов (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет
394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, д. 54 а
E-mail:luky.07@mail.ru

Рассмотрены два классических метода отбора информативных признаков, используемые при параметрическом распознавании наземных объектов в РСА, позволяющих снизить громоздкость и сложность решающих процедур (алгоритмов), применительно к автоматизированному методу дешифрирования данных воздушной разведки.

Результаты воздушной радиолокационной разведки представляются в виде радиолокационных сигналов, регистрируемых на борту самолета на носителях информации и (или) передаваемых по широкополосному радиоканалу на наземные пункты и центры сбора и обработки данных воздушной разведки (ВР).

Предварительная (частичная) обработка радиолокационных сигналов с целью отображения радиолокационной информации экипажу или для сокращения избыточности данных при их передаче по радиоканалу может проводиться на борту самолета (воздушного судна). Окончательная и полная обработка сигналов, процессы дешифрирования и радарграмметрической обработки радиолокационных изображений (РЛИ), а также вторичная обработка данных радиолокационной разведки осуществляются уже в наземных пунктах обработки разведывательных данных.

При высокой информативности современных радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА), обеспечиваемой повышенной детальностью РЛИ, применением многочастотных РСА с поляризационной обработкой данных, использованием в них бистатических режимов и режима интерферометрии, значительно увеличился объем получаемой в процессе дешифрирования радиолокационной информации. Но вместе с этим увеличились сложность и время обработки данных радиолокационной разведки, что стало приводить к потере информации за счет ее «старения».

Решение проблемы сокращения времени дешифрирования разведывательных данных, получаемых посредством РСА воздушного базирования, можно обеспечить за счет автоматизации процесса обработки на основе использования современных средств вычислительной техники. В зависимости от степени автоматизации обработки разведывательных данных можно выделить автоматизированный и автоматический методы дешифрирования [1]. Автоматизированный метод предполагает выполнение ряда операций по дешифрированию РЛИ вычислительной машиной, автоматический же метод обеспечивает полную автоматизацию решения задач дешифрирования РЛИ на ЭВМ. Но в силу сложности формализации высокоинтеллектуальной деятельности человека, которой является восприятие и анализ визуальной информации, представляемой в виде радиолокационных изображений, полную автоматизацию процесса дешифрирования в настоящее время реализовать очень сложно, даже с привлечением высокопроизводительных ЭВМ. Поэтому основным видом дешифрирования РЛИ на ближайшую перспективу будет являться автоматизированный метод.

При автоматизированной обработке РЛИ, полученных с помощью современных РСА, имеющих разрешение по угловым координатам ($\delta r, \delta x \le (0,6-1,5)$ м) [2], геометрические размеры большинства интересующих объектов существенно превышают размеры элемента разрешения. К таким объектам в первую очередь относятся *пространственно-распределенные* объекты, такие как надводные корабли, транспортные суда, самолеты и т.п., которые представлены на РЛИ в виде скоплений ярких по отношению к окружающему фону отметок, содержащих информацию о форме и текстуре объекта.

В настоящее время для решения задачи распознавания объектов в РСА можно выделить две группы методов [3]: *статистические* (байесовский критерий, Неймана – Пирсона, минимаксное правило, Вальда и др.) и *детерминированные* (методы потенциальных функций, перцептронный, структурный и др.), хотя во многих случаях в разработанных алгоритмах идентификации невозможно провести четкую границу между этими группами методов.

Статистические методы основаны на представлении классов объектов в виде набора эталонных описаний. Решение задачи распознавания объектов на изображении заключается в вычислении некоторой функции сходства между эталонным и анализируемым радиолокационными изображениями [4]. Существование максимума функции сходства указывает на присутствие опознаваемого объекта на РЛИ, а его положение определяет координаты объекта.

Детерминированным методам присущ целый ряд традиционных подходов к формированию признаков изображений, в частности, с использованием функционалов и различных простейших дескрипторов формы изображения объекта (по радиусам описанной и вписанной окружностей, длине периметра, числу областей связности и т.д.) [5]. Особое место занимают методы [6], способные формировать признаки образа, инвариантные к группе аффинных преобразований на плоскости, а именно сдвигу, масштабу, повороту. Признаки изображений, инвариантные к указанным преобразованиям, способны существенно сократить объем памяти системы идентификации и упростить обработку данных на соответствующих этапах распознавания. К числу подобных методов относятся процедуры формирования функционалов изображения в качестве признаков, за которыми закрепился термин «моменты».

Существенным достоинством данных методов является компактность описания образа, которая, однако, может быть нивелирована значительными вычислительными затратами на формирование самих признаков.

Использование признаков объектов в процессе классификации позволяет существенно сократить потоки обрабатываемой информации, что делает систему распознавания реализуемой на современных ЭВМ. Следует отметить, что число признаков может быть очень большим, и в силу того, что степень информативности каждого из них разная, целесообразно в процессе классификации использовать лишь наиболее информативные.

В настоящее время существует процедуры отбора признаков распознаваемых объектов, такие как анализ главных компонент [7], и факторный анализ [8], являющиеся классическими методами второго порядка. Данные методы можно рассматривать как процесс построения стохастической модели объектов, представленных векторами признаков, как если бы эти объекты принадлежали одному классу. Этот процесс опирается на метод максимального правдоподобия и принцип максимума энтропии, а стохастическая модель, к примеру, может быть выбрана из семейства нормальных плотностей [3].

Метод *анализа главных компонент* (АГК) заключается в следующем. Предположим, что нам необходимо уменьшить размерность векторов таким образом, чтобы по образам, описанным с помощью новых признаков, можно было бы как можно более точно восстановить исходные образы. Если ограничиться лишь линейным преобразованием пространства X, то новый признак должен являться линейной комбинацией исходных признаков,

т.е. должен определять некоторое направление $\vec{\omega}_1$ в пространстве X. Это направление называется первой *главной компонентой.* Условие минимальной потери точности означает, что проекция векторов обучающей выборки $\vec{\omega}^T$ на это направление должна обладать максимальной дисперсией:

$$\vec{\omega}_1 = \arg\max_{\|\vec{\omega}\|=1} \sum_{i=1}^{M} \left(\vec{\omega}^T (\vec{x}_i - \vec{y}_i) \right)^2, \tag{1}$$

где $\vec{y} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^{M} \vec{x}_i$ – вектор средних значений.

Значение найденного таким образом признака для i-го вектора будет равно $x'_{i,1} = \vec{\omega}_1^T \vec{x}_i$. Но поскольку вектор $\vec{\omega}_1$ соответствует некоторому направлению в исходном пространстве, то $\vec{\omega}_1 \vec{\omega}_1^T \vec{x}_i$ – проекция i-го вектора на данное направление, а $x_i - \vec{\omega}_1 \vec{\omega}_1^T \vec{x}_i$ – его проекция на (N–1)-мерное пространство, перпендикулярное к этому направлению, т.е. тот остаток от вектора x_i, который не описывается новым признаком. В таком (N–1)-мерном пространстве можно найти следующее направление, проекция векторов обучающей выборки на которое, обладает максимальной дисперсией. После k–1 таких итераций, остатки будут иметь вид:

$$\vec{x}_i^{(k-1)} = \vec{x}_i - \sum_{j=1}^{k-1} \vec{\omega}_j \vec{\omega}_j^T \vec{x}_i, \tag{2}$$

и на их основе можно будет найти очередную k-ю главную компоненту $\vec{\omega}_k$ абсолютно так же, как была найдена первая и все последующие компоненты. Причем направления, соответствующие главным компонентам, получаются ортогональными.

Оказывается, что поиск n главных компонент совпадает с нахождением n собственных векторов ковариационной матрицы C_{kov} (3), соответствующих n наибольшим собственным числам.

$$C_{kov} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^{M} (\vec{x}_i - \vec{y})(\vec{x}_i - \vec{y})^T . \tag{3}$$

Это дает возможность не искать последовательно главные компоненты, максимизируя дисперсию проекции векторов обучающей выборки, а использовать стандартные операции с матрицами для определения собственных векторов и чисел. Собственные векторы соответствуют направлению осей эллипсоида, вписанного в данные (рис. 1), а собственные числа – размерам осей (их квадратам).

Проекция векторов выборки на направление $\vec{\omega}_1$ обладает максимальной дисперсией, т.е. позволяет максимально полно объяснить вариантность данных. В данном случае (см. рис. 1), главные компоненты адекватно отражают структуру данных.

При *факторном анализе* (ФА) погрешности произвольного описания не минимизируются, а производится построение оптимальной модели объектов одного типа.

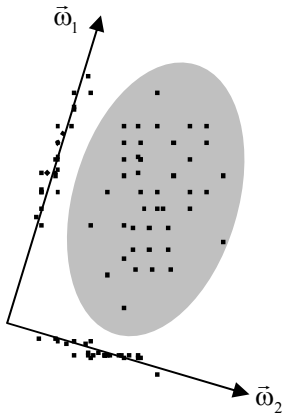


Рис. 1. Пример определения главных компонент согласно метода АГК

Векторы обучающей выборки – это измерения характеристик указанных объектов, но эти измерения выявляют не «истинные» свойства или признаки объектов (скрытые факторы), которые не доступны наблюдателю, а некоторые внешние проявления этих факторов. В своих проявлениях, доступных наблюдателю, факторы смешаны друг с другом и зашумлены. Если факторы смешиваются линейным образом, то модель, которой описывается измерение некоторого объекта можно записать в виде

$$\vec{x} = W\vec{\chi} + \vec{\nu}, \tag{4}$$

где $\vec{\chi}$ – вектор скрытых факторов (признаков); W – матрица, определяющая связь между скрытыми и наблюдаемыми признаками; вектор $\vec{\nu}$ представляет собой шум. Разные объекты обладают различными значениями скрытых признаков, но одной и той же матрицей W, так как она описывает природу этих признаков. Так как ФА является методом второго порядка, то при отсутствии шума следовало бы минимизировать величину ε, определяющую точность, с которой модель описывает процесс порождения данных.

$$\varepsilon = \sum_{i=1}^{M} (\vec{x}_i - W\vec{\chi}_i)^2. \tag{5}$$

В ФА, также как и в АГК, применяется поиск скрытых факторов (истинных признаков объектов) как собственных векторов ковариационной матрицы C_{kov}. Из этого следует, что поиск оптимального представления данных идентичен поиску оптимальной модели источника, порождающего эти данные.

Следует заметить, что исходя из уравнения (5), факторы определяются неоднозначно, поэтому помимо минимизации погрешности необходимо использовать дополнительный критерий для выбора конкретных факторов. Иначе говоря, факторы должны быть такими, чтобы матрица W была бы как можно проще, т.е. содержала как можно больше нулевых элементов. Это означает наиболее простую связь между скрытыми и наблюдаемыми признаками.

В АГК размерность n пространства $X' \subseteq X$ является либо заданной, либо может быть вычислена, если задана погрешность, с которой в новом пространстве признаков описываются образы, т.е. где и когда будет использоваться новое представление.

Факторный анализ обеспечивает восстановление истинных признаков объектов, поэтому число таких признаков должно определяться вместе с ними самими. Для чего необходимо привлекать различные эвристические, либо информационные критерии для выбора априорных вероятностей в байесовском подходе [2]. Так как приходится учитывать шум (4), обычно предполагаемый гауссовым, то необходимо искать собственные векторы и числа не ковариационной матрицы C_{kov}, а матрицы $C_{kov} - C[\vec{\nu}]$, где $C[\vec{\nu}]$ – ковариационная матрица шума. Но в случае, если матрица $C[\vec{\nu}]$ не известна, то необходимы более сложные методы анализа.

В рассмотренных двух процедурах выбора признаков (АГК и ФА), предполагается, что все образы обучающей выборки относятся к объектам одного класса. Это является существенным ограничением в задачах распознавания образов. В связи с этим, следует также дополнительно рассматривать методы, решающие одновременно две задачи – поиск классов образов (классификация) и выбор признаков.

Анализ главных компонент и факторный анализ опираются лишь на информацию из ковариационной матрицы и вектора средних, а также вычислительно просты и используют классические операции с матрицами, не требуя разработки процедур поиска в пространстве параметров преобразования. Следовательно, для образов, описываемых очень большим числом признаков, они могут быть наиболее подходящими при решении задачи предварительного отбора признаков.

Таким образом, решение проблемы сокращение времени обработки данных воздушной разведки в процессе дешифрирования, при постоянно растущем объеме получаемой радиолокационной информации, позволит, путем отбора наиболее информативных признаков, снизить сложность и громоздкость решающих процедур, применяемых для автоматизации трудоемких процессов обнаружения, распознавания, оценки параметров объектов по РЛИ. Что в свою очередь, позволит получать оперативную информацию о тактической обстановке в масштабе времени, приближенному к реальному.

Список литературы

1. Школьный, Л.А. Радиоэлектронные комплексы воздушной разведки / Л.А. Школьный. – М. : ВВИА им. проф. Н.Е.Жуковского, 1985. – 225 с.

2. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений / Л.А. Школьный, Е.Ф. Толстов, А.Н. Детков и др. ; под ред. Л.А. Школьного. – М. : ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. – 531 с.

3. Потапов, А.С. Распознавание образов и машинное восприятие: Общий подход на основе принципа минимальной длины описания / А.С. Потапов. – СПб. : Политехника, 2007. – 287 с.

4. Радиолокационные станции обзора Земли / Г.С. Кондратенков, В.А. Потехин, А.П. Реутов, Ю.А. Феоктистов ; под ред. Г.С. Кондратенкова. – М. : Радио и связь, 1983. – 272 с.

5. Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB / Р Гонсалес, Р. Вудс, С. Эддинс ; пер. с англ. В.В. Чепыжова. – М. : Техносфера, 2006.

6. Матвеев, А.М. Метод формирования признаков, обеспечивающих инвариантное к ракурсу распознавание двумерных радиолокационных изображений объектов / А.М. Матвеев // Радиотехника и электроника. – 2004. – Т. 49. – № 9.

7. Jolliffe L.T. Principal Component Analysis. – N. Y.: Springer-Verlag, 1986.

8. Harman H.H. Modern Factor Analysis, 2nd edition: University of Chicago Press, 1967.

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ СВЯЗИ КОМПЛЕКСОВ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Н. М. Боев

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: nik88@inbox.ru

Приводится описание современной цифровой системы связи с беспилотными летательными аппаратами. Формулируются требования, выдвигаемые к современным системам связи подобного вида, приводится пример реализации радиосистемы.

Одним из ключевых элементов комплекса бортовой аппаратуры современных беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) является система радиосвязи. Выделяют следующие виды систем связи:

- командно-телеметрическая система связи;
- система связи передачи данных полезной нагрузки;
- система связи передачи данных системы автоматического спасения (САС).

Командно-телеметрическая система связи обеспечивает передачу телеметрических данных с борта летательного аппарата (ЛА) на наземный комплекс управления (НКУ) и передачу управляющих команд в обратном направлении. Современные системы автоматического управления полетом БПЛА позволяют осуществлять самолетовождение без нали-

чия постоянного канала связи с НКУ, однако это не дает возможности полностью отказаться от командно-телеметрического канала связи из-за необходимости постоянного контроля за полетом ЛА и необходимости внесения корректив в режим полета. К данной системе связи предъявляются высокие требования по отказоустойчивости, что в общем случае исключает возможность использования этого канала связи для передачи других данных. Использование командно-телеметрического канала связи для передачи данных полезной нагрузки оправдано только в случае малых БПЛА (взлетная масса до 5 кг). Основным требованием, предъявляемым к данным системам связи, является повышенная дальность работы с возможностью адаптивного снижения скорости передачи для поддержания вероятности битовой ошибки на заданном уровне.

Система связи передачи данных полезной нагрузки реализуется, как правило, в виде симплексного широкополосного канала с высокой скоростью передачи данных (до 20 Мбит/сек). При этом используются энергетически и спектрально эффективные виды модуляции высоких порядков, адаптивно подстраиваемые под текущие условия передачи данных. Высокая скорость передачи данных полезной нагрузки позволяет в режиме реального времени передавать на землю информацию с датчиков различных диапазонов длин волн (камеры видимого диапазона длин волн, инфракрасного и др.).

Система связи передачи данных САС интегрируется в автономный блок САС и используется в экстренных случаях для передачи данных о местонахождении аппарата.

В ходе проведенных исследований были отмечены особенности, которые являются важными для современных систем связи комплексов БПЛА:

- реализация в виде программно-определяемой радиосистемы (SDR);
- возможность работы согласно требованиям Государственной комиссии по радиочастотам;
- использование кодового разделения сигналов;
- адаптивное изменение выходной мощности передатчика;
- адаптивное изменение скорости передачи данных;
- адаптивное изменение вида модуляции;
- адаптивное изменение параметров расширения спектра сигнала;
- применение эффективного канального кодирования;
- шифрование передаваемых данных;
- обеспечение максимальной дальности связи до 100 км;
- возможность построения сетевых топологий.

Создание программно-определяемой радиосистемы позволяет адаптивно изменять характеристики приемопередающего оборудования без какого-либо вмешательства на аппаратном уровне. Адаптивно изменяемым параметром может быть скорость передачи данных, вид модуляции, параметры канального кодирования и шифрования, параметры расширения спектра сигнала.

Важной особенностью системы связи является возможность работы согласно требованиям Государственной комиссии по радиочастотам. В соответствии с установленными правилами необходимо получить разрешение на работу в выбранном частотном диапазоне или использовать безлицензионные диапазоны частот.

Актуальной задачей при построении современных систем связи является реализация сетевых топологий с кодовым разделением сигналов разных ЛА. В этом случае передача данных от НКУ на удаленный ЛА может происходить через ретрансляционный ЛА, находящийся между целевым бортом и НКУ. Сетевая топология связи также позволяет обмениваться различными данными между ЛА для координированного совместного решения целевых задач.

Рабочая зона полетов БПЛА может находиться как над НКУ, так и в значительном удалении, вследствие чего затухание сигнала на трассе может изменяться в широких пре-

делах. Так, например, для диапазона 2.4 ГГц затухание при расстоянии между ЛА и НКУ в 100 км составит 140 дБ, при расстоянии 1 км – 100 дБ [1]. В связи с этим возникает необходимость в адаптивном изменении мощности излучаемого сигнала. При высоких соотношениях сигнал/шум система должна адаптивно переключаться на спектрально более эффективные методы модуляции (например, изменять созвездие квадратурно-амплитудно модулированного сигнала на созвездие более высокого порядка).

В случае реализации полудуплексного канала связи имеется необходимость в адаптивном изменении соотношения времени передачи и времени приема сигнала. По командно-телеметрической линии связи, как правило, больший объем данных передается с борта ЛА на НКУ. В случае корректировки маршрутов может потребоваться передача большого объема данных в обратном направлении.

При содействии Красноярского краевого фонда поддержки научной и научно-технической деятельности коллективом разработчиков Сибирского федерального университета была создана система связи комплексов БПЛА РМ-01 (рис. 1).

В табл. приведены характеристики данной системы связи.

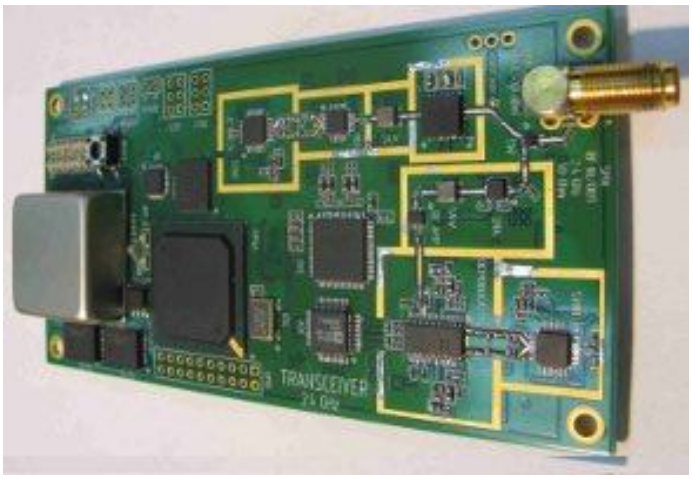


Рис. 1. Цифровая система связи комплексов БПЛА РМ-01

Таблица

Основные характеристики цифровой системы связи с беспилотными летательными аппаратами РМ-01

№	Наименование характеристики	Числовое значение
1	Диапазон рабочих частот	2400–2483.5 МГц
2	Полоса занимаемых частот, не более – по уровню –3 дБ – по уровню –30 дБ	 15 МГц 22 МГц
3	Гарантированная скорость передачи полезных данных, не менее	250 кбит/сек
4	Дальность действия в условиях прямой видимости (при высоте полета ЛА – 1000 м), не менее	30 км
5	Эффективная изотропно излучаемая мощность, не более	30 дБм (1000 мВт)
6	Относительная нестабильность частоты, не хуже	10^{-6}
7	Метод расширения спектра	DSSS (расширение спектра методом прямой последовательности)
8	Шаг сетки частот	2412 МГц + 5 МГц x N, где N = 0…12
9	Уровень побочных излучений, не более	-30 дБм
10	Вид модуляции	BPSK, QPSK, QAM16
11	Вес приемопередающего устройства, не более	150 гр
12	Напряжение питания	9–36 В, гальваноизоляция
13	Потребляемая мощность	5 Вт
14	Диапазон рабочих температур	–40…+50 ºС
15	Габаритные размеры	120x60x15 мм

Предполагается использование данного устройства связи в составе комплекса БПЛА «Гамма» в качестве командно-телеметрической системы связи. Адаптивное изменение вида модуляции позволяет изменять скорость от минимальной до 10 Мбит/сек, вследствие чего возможно также использование данной системы для передачи данных полезной нагрузки.

Список литературы

1. Скляр, Б. Цифровая связь / Б. Скляр. – М. : Изд. дом «Вильямс», 2007. – 1104 с.

УЧЕТ ВЛИЯНИЯ ИСКАЖАЮЩИХ ФАКТОРОВ ПРИ ФОРМИРОВАНИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ МОРСКИХ ОБЪЕКТОВ В РЕШЕНИИ ЗАДАЧИ РАСПОЗНАВАНИЯ

М. Б. Гатилов, К. В. Лукьянов (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет
394064, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, д. 54 а
E-mail:luky.07@mail.ru

Приведен анализ искажающих факторов, влияющих на формирование радиолокационного изображения надводного корабля, движение которого на морской поверхности носит сложный характер. Процесс распознавания основан на статистических методах, достоверность которых зависит от полноты априорных данных об объектах, а как следствие и от качества отображения объектов на радиолокационном изображении.

Процесс получения информации об объектах разведки в РЛС с синтезированной апертурой (РСА) сопровождается значительным количеством случайных искажающих факторов, поэтому при синтезе систем классификации наземных и надводных объектов по радиолокационным изображениям (РЛИ) в настоящее время наиболее часто применяют статистические методы распознавания.

Надводные корабли (НК) имеют геометрические размеры во много раз превышающие элемент разрешения современных РСА. Поэтому их классифицируют как пространственно-распределенные цели (ПРЦ) [1]. К таким, интересующим нас, целям относятся: как одиночные корабли, так и группы кораблей в боевых порядках. На РЛИ таких целей воспроизводятся их форма, размеры, а также текстурные признаки.

Наиболее распространенным статистическим подходом к распознаванию надводных объектов является непосредственное использование эталонных РЛИ данных ПРЦ, сформированных либо на основе заранее проведенных экспериментов, либо с помощью системы компьютерного моделирования. Подобного рода эталоны составляют базу данных, на основании которой в процессе классификации происходит сравнение исследуемого портрета поверхности с данными, хранящимися в базе, и принятие решения в соответствии с выбранным решающим правилом. Вид решающего правила, позволяющего относить РЛИ объекта к одному из взаимоисключающих классов, зависит от выбранного статистического критерия. При полной априорной определенности в отношении полезных и мешающих сигналов оптимальной процедурой распознавания [2] является байесовское правило принятия решения. Оптимальный алгоритм, построенный по этому критерию, подразумевает обработку принятого сигнала последовательными этапами. Первый этап состоит в формировании РЛИ объектов и местности с учетом шумов и искажающих факторов. Второй заключается в корреляции полученного изображения с эталонными РЛИ. На третьем этапе с помощью компаратора реализуется собственно решающая процедура классификатора – по минимуму среднего риска.

Распознавание надводных объектов, в отличие от наземных, осуществляется в многообразных и сложных условиях наблюдения. При этом в связи с увеличением возможно-

стей РСА (разрешающей способности), становится необходимым учитывать влияние морского волнения, приводящего к неравномерному движению надводных кораблей и вызванные этим искажения их радиолокационных портретов, которые при низком разрешении РСА не выявляются на РЛИ.

Любой объект, обладающий рельефом, характеризуется сильно выраженной пространственной изменчивостью. Радиолокационные портреты надводных кораблей при малых и средних углах места и различных углах азимута необходимо анализировать с точки зрения влияния особенностей их рельефа на структуру получаемых РЛИ. При разных углах места и азимута зондирования возникают искажения радиолокационных портретов при изменении углов наблюдения, и уже невозможно найти устойчивые признаки изображений объекта в целом, инвариантные к ракурсу НК в полном диапазоне углов.

Таким образом, при формировании радиолокационного изображения надводного корабля помимо амплитудно-фазовых искажений, вносимых его неравномерным движением на взволнованной морской поверхности, дополнительно возникают искажения, зависящие от изменения углов наблюдения.

Движение надводного корабля на морской поверхности носит сложный характер. В этом движении можно выделить составляющие [3], определяемые поступательным и колебательно-вращательным движениями корпуса корабля под воздействием движителя (тягового винта) и морских волн. Поступательное движение определяется движением корабля, а так же постоянной составляющей морского течения (без учета волн). Колебательные и колебательно-вращательные движения могут быть вызваны нестабильностью работы тягового винта и взаимодействием корабля с волнами на морской поверхности.

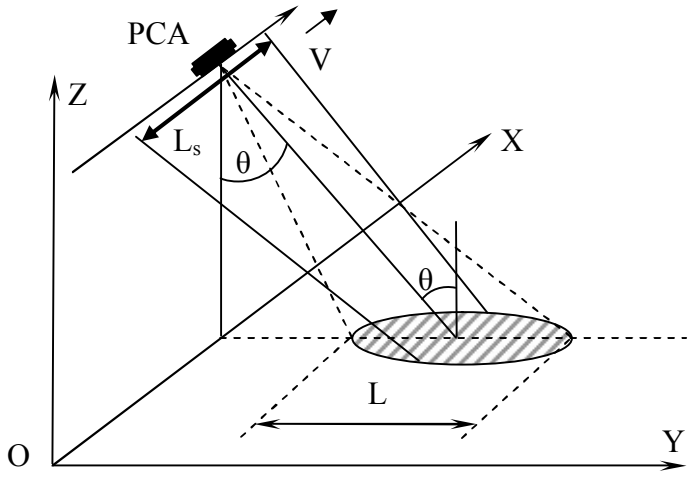


Рис. 1. Геометрия радиолокационного обзора земной (морской) поверхности посредством РСА

Корабль на морской поверхности имеет шесть степеней свободы, что определяет колебания вдоль строительных осей и возможное появление вращательных моментов относительно этих осей. В общем случае, движение надводного корабля можно свести к следующим составляющим:

1) движение центра масс объекта (поступательное движение, вертикальная, продольно-горизонтальная и поперечно-горизонтальная качки – поступательно-колебательные движения вдоль соответствующих осей);

2) изменение положения НК, вызванные:

бортовой качкой – вращательно-колебательным движением в поперечной плоскости корабля;

килевой качкой – вращательно-колебательным движением в продольной плоскости;

рысканьем – движением корабля в горизонтальной плоскости.

При радиолокационном обзоре надводных кораблей посредством РСА, каждый элементарный отражатель надводного объекта находится в поле диаграммы направленности антенны, пока носитель РСА не переместится на расстояние, равное азимутальной ширине зоны обзора. Совокупность зарегистрированных за это время импульсных откликов, может на этапе обработки рассматриваться как электромагнитное поле на апертуре «синтезированной» антенны L_S. На рис. 1 рассматривается линейная аппроксимация движения носителя РСА, на плоскую земную поверхность [4], что значительно упрощает вычисления, не снижая общности получаемых результатов (θ – угол падения зондирующего сигнала; V – вектор скорости самой РСА; L_S – длина синтезированной апертуры (интервал синтезирования); L – ширина зоны захвата).

Для раздельного наблюдения отражателей, одновременно попавших в пределы зоны обзора локатора, в каждом из каналов дальности РСА используется эффект Доплера. Изменение доплеровских частот сигналов отражателей, расположенных в пределах одной полоски дальности происходит по одинаковому закону. Однако сами частоты сигналов отражателей, имеющих различные азимутальные координаты, в каждый момент времени различаются. Анализируя частоту (фазу) принятых сигналов, можно разделить отклики отражателей, расположенных в пределах зоны обзора РСА.

Величина доплеровской частоты для неподвижной цели рассчитывается по формуле

$$f_Д = 2V_R / \lambda \approx 2V(X_0 - X)/\lambda R, \qquad (1)$$

где V – скорость носителя РСА; V_R – проекция скорости носителя РСА на направление на отражатель; X_0 – азимутальная координата отражателя; R – наклонная дальность цели; λ – длина волны.

Как видно, доплеровская частота является линейной функцией азимутальной координаты отражателя, что и позволяет в каждый момент времени по величине частоты определять его положение. Типовое устройство обработки сигналов РСА формирует отметки отражателей в тех точках изображения, где соответствующие доплеровские частоты принимают нулевое значение. Заметим, что эти точки соответствуют истинному положению неподвижных отражателей.

Если отражатель движется в направлении дальности, то его доплеровская частота определяется выражением:

$$f_Д = 2V(X_0 - X + v_R R/V)/\lambda R, \qquad (2)$$

где v_R – радиальная (в направлении на антенну РСА) составляющая скорости отражателя.

Крутизна изменения доплеровской частоты не отличается от случая неподвижного отражателя, но точка, где частота достигает нулевого значения, смещается по азимуту на величину

$$\Delta X = Rv_R / V, \qquad (3)$$

соответственно смещается в азимутальном направлении и отметка от отражателя.

Следовательно, движение отражателя, перпендикулярное линии полета носителя РСА, приводит к смещению его отметки на РЛИ в направлении вдоль линии полета. Если в точке, в которую сместилась отметка движущегося отражателя, находилась отметка от другого неподвижного отражателя, то на изображении произойдет их наложение.

При движении на тихой воде весь ансамбль отражателей, принадлежащих кораблю, движется поступательно, и имеет практически одинаковое смещение доплеровской частоты, относительно значения, соответствующего азимутальному положению отражателя. Различием доплеровских частот, обусловленных изменениями наклонной дальности можно пренебречь ввиду малости отношения продольной длины НК к наклонной дальности до него.

При движении НК в условиях морского волнения, вызывающего бортовую, килевую качки и рысканье, корабль как единая конструкция в упругой среде представляет собой резонансную систему, совершающую вынужденные колебания при воздействии сложного силового поля. Положение центра масс НК можно считать детерминированным (движение с крейсерской скоростью), а образованные конструкцией НК отражатели радиоволн совершают дополнительное движение по траекториям, близким к эллипсам, параметры которых в трехмерном пространстве зависят от координат отражателя $A_i(X_{НК}, Y_{НК}, Z_{НК})$ в строительных осях НК (рис. 2).

При качке разные элементы корабля на разной высоте от палубы имеют разные линейные скорости, поэтому отметки от них смещаются по азимуту на разное расстояние.

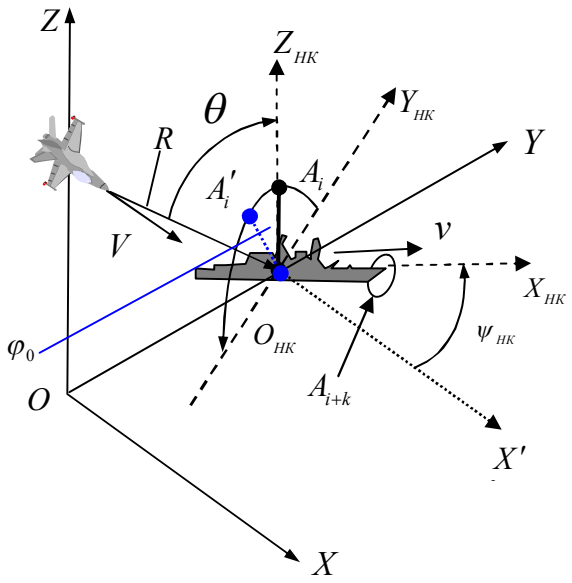


Рис. 2. Геометрия движения отражающих точек надводного корабля при морском волнении

При колебаниях НК происходит изменение формы его РЛИ, вызванное четырьмя факторами [5]:

– перемещением его отражателей в трехмерном пространстве, т.е. изменение координат относительно РСА;

– смещением отметок по азимуту, вызванных «набегом» доплеровской частоты;

– расфокусировкой РЛИ, а возможно и появлением ложных отметок, вызванных отличием траектории движения отражателя от линейной за время синтеза изображения;

– изменением формы РЛИ, вызванных интерференцией отражателей при изменении их взаимного положения, в том числе при наложении одних отметок на другие.

Таким образом, изменение положения в пространстве отражающих элементов надводного корабля, находящегося в условиях морского волнения, можно представить как перемещение *i*-го отражателя A_i в вертикальной плоскости по сложной 3-D орбите, в пределах эллипсоидов с диаметрами, зависящими от положения центра масс НК. Для случая бортовой качки, показанного на рис. 2, перемещение происходит в плоскости $Y_{НК}O_{НК}Z_{НК}$, для килевой качки – в плоскости $X_{НК}O_{НК}Z_{НК}$.

На рис. 3 схематично показан характер искажений РЛИ кораблей для двух ракурсов наблюдения (90° и 45°) при наличии азимутальных смещений отметок, вызванных радиальными скоростями отражающих элементов корабля (*а* – общий вид корабля (показаны отражающие точки 1–5); *б* – радиолокационное изображение НК при ракурсе наблюдения

90°; *в* – геометрические искажения при рыскании по часовой стрелке; (показаны векторы радиальных скоростей и изменения положения отметок); *г* – рыскание против часовой стрелки; *д* – бортовая качка (движение надстройки корабля в сторону РСА); *е–з* – искажения, вызванные рысканьем и качкой при ракурсе наблюдения НК равном 45°).

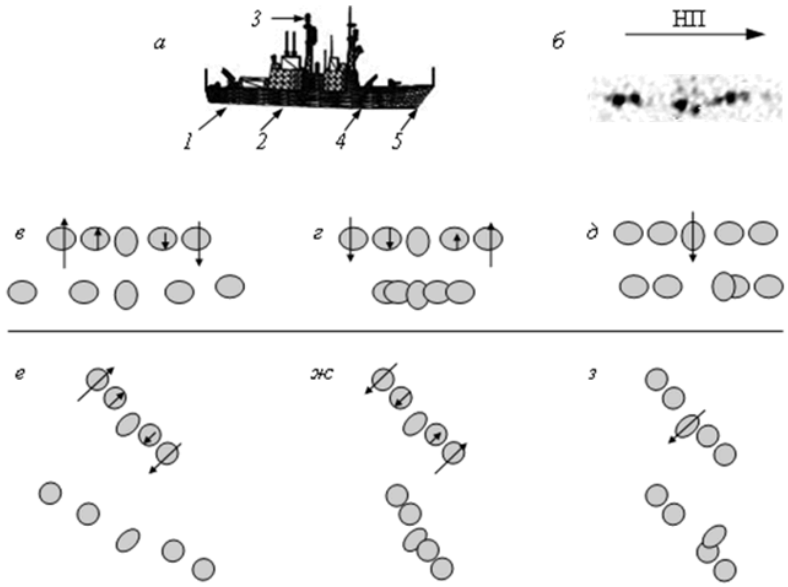


Рис. 3. Искажения радиолокационных изображений НК, вызванные качкой и рысканием при бортовых ракурсах наблюдения 90° и 45°

Таким образом, изменение ракурса корабля само по себе приводит к изменению геометрии радиолокационного изображения и к нему добавляются геометрические искажения – смещения отметок, вызванные влиянием качки и рысканья. Поэтому в системе обработки траекторного сигнала при формировании РЛИ, на нем будут присутствовать ложные отметки в группе отметок от целей, которых нет на эталонных РЛИ. Соответственно, снижение качества РЛИ приведет к снижению эффективности процедуры распознавания и работы всего алгоритма распознавания в целом.

Список литературы

1. Авиационные радиолокационные комплексы и системы : учебник для слушателей и курсантов ВУЗов ВВС / П.И. Дудник, Г.С. Кондратенков, Б.Г. Татарский и др. ; под ред. П.И. Дудника. – М. : ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2006. – 1112 с.

2. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений / Л.А. Школьный, Е.Ф. Толстов, А.Н. Детков и др. ; под ред. Л.А. Школьного. – М. : ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. – 531 с.

3. Тонких, А.Н. Математическое моделирование и анализ радиолокационных портретов распределенных объектов, формируемых радиолокационной станцией с синтезированной апертурой : дис. … канд. техн. наук – М. : ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2005.

4. Неронский, Л.Б. Микроволновая аппаратура дистанционного зондирования Земли и атмосферы. Радиолокаторы с синтезированной апертурой антенны : учеб. пособие. Ч. 2 / Л.Б. Неронский, В.Ф. Михайлов, И.В. Брагин. – СПб. : СПб ГУАП, 1999. – 285 с.

5. Антипов В.Н., Горяинов В.Т., Кулин А.Н. и др. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны. – М. : Радио и связь, 1988. – 327 с.

ПРИМЕНЕНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ С МНОГОФАЗНЫМ КОДИРОВАНИЕМ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ СКРЫТНОСТИ РАБОТЫ РЛС

В. Н. Дьячков, А. И. Рымов (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж)
394064, Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а
E-mail: Rymov69@mail.ru

Представлены результаты применения радиолокационных сигналов с многофазным кодированием для повышения скрытности работы РЛС самолетов фронтовой авиации. Рассмотрены особенности сигналов с многофазным кодированием в радиолокационная система.

Одним из наиболее слабых мест военных радиолокационных систем (РЛС) является возможность обнаружения их излучений средствами радиоэлектронной разведки противника. РЛС обычно излучают сигналы достаточно большой мощности, что позволяет относительно просто перехватывать (обнаруживать) такие сигналы средствами радиоэлектронной разведки противника на расстояниях, значительно больших, чем расстояния обнаружения цели радиолокационной станцией. Это обусловлено тем, что перехват сигналов РЛС происходит при прямом приеме излучений передатчиков РЛС, а в РЛС используются для обнаружения цели отраженные сигналы, которые значительно слабее по мощности, чем сигналы прямого излучения.

В связи с указанным возникают сложные проблемы для тех, кто использует РЛ средства при решении тех или иных боевых задач. Во-первых, возникает возможность обнаружения противником носителей РЛС-самолетов, кораблей, ракет по излучению их РЛ систем, во-вторых, возможно применение противником противорадиолокационных ракет и, в-третьих, упрощается возможность создания противником эффективных радиоэлектронных помех для подавления обнаруженных РЛС, так как становятся известными параметры.

Разработка РЛС, которые могли бы выполнять все свои функциональные задачи по обнаружению целей, точному их сопровождению, оставаясь в то же время необнаруженными противником, привлекало внимание разработчиков уже много лет тому назад. Однако проблема оказалась весьма сложной. Средства радиоэлектронной разведки становятся все более чувствительными, а обнаружение сигналов РЛС осуществляется по однократному (прямому) распространению радиоволн, в то же время как радиолокационная система при обнаружении цели использует отраженные сигналы при двукратном распространении.

РЛ системы имеют существенное преимущество перед средствами радиоэлектронной разведки, которое заключается в том, что в РЛ системе известна точная структура излучаемого сигнала, особенно при применении методов сложного кодирования и модуляции. И это преимущество можно использовать для обеспечения большой скрытности работы РЛС, для создания "тихих", "невидимых" РЛ систем. Для достижения высокой скрытности работы РЛС и обеспечения малой вероятности перехвата (МВП) радиолокационных сигналов разработано несколько путей построения РЛ систем. Рассмотрим только те, которые связаны с применением широкополосных и сложно модулированных сигналов.

При выборе типов сигналов, обеспечивающих повышенную скрытность работы РЛС, следует отметить, что в общем не любые методы расширения спектра сигналов (широкополосность) пригодны для реализации малой вероятности перехвата сигналов средствами радиоэлектронной разведки. Необходимо учитывать характеристики и возможности систем радиотехнической разведки и другие угрозы радиолокационным системам (например, противорадиолокационные ракеты) [1].

Например, применение импульсов можно отнести к системам с расширением спектра сигналов. Но разведка таких сигналов и использование их для обнаружения работы

РЛС сравнительно просты для современных систем радиоэлектронной разведки. Достаточно, например, приближенно определить крутизну изменения частоты при частотной модуляции, или использовать несколько значений такой крутизны в приемнике радиоэлектронной разведки для того, чтобы при приеме использовать сжатие сигнала во времени для обнаружения работы РЛС.

Применение сложных широкополосных сигналов типа шумоподобных с двоичным изменением фазы (0º и 180º) не позволяет защитить РЛС от наведения противорадиолокационных ракет или скрыть работу РЛС от средств РЭР противника. Дело в том, что разработаны методы удвоения несущей частоты принимаемого сигнала в аппаратуре радиоэлектронной разведки, которые приводят к тому, что изменения фазы в ШПС при приеме практически не будет (удвоение 180º дает 360º или 0º по модулю 2π). В приемнике противорадиолокационной ракеты достаточно ввести такое умножение и затем установить узкополосный интегратор (фильтр с полосой, обратной полной длительности ШПС) для повышенной эффективности приема сигнала РЛС.

Однако для обеспечения МВП имеются возможности применения ряда разновидностей сигналов. Возможно использование частотно-кодированных сигналов типа сигналов Костаса, обеспечивающих высокую скрытность работы РЛС. Большие возможности для обеспечения скрытности работы РЛС и МВП сигналов предоставляют многофазные кодовые последовательности (МФК-сигналы), которые являются разновидностью фазоманипулированного сигнала. Сигналы МФК это фактически широкополосный сигнал с изменением фазы не по коду 0º и 180º, а по произвольно заданному коду изменения дискрета фазы $\Delta\varphi_i$.

Многофазные кодовые сигналы при решении задачи МВП представляют собой последовательности высокочастотных элементов, фазы которых изменяются по специальному псевдослучайному коду, который формируется кодовым генератором. Изменение фазы в отличие от двоичного кодирования осуществляется дискретными значениями из набора конечного значения числа дискретов в пределах 360º. Количество дискретов фазы определяется по формуле

$$N_\varphi = p^n, \tag{1}$$

где p – простое целое число, n-также целое число 1, 2, ..., n. Например, при двоичном кодировании фазы $N_\varphi = 2$ (0º и 180º), что соответствует значениям $p = 2$, $n = 1$. Если взять $p = 9$, $n = 1$, то получим 9 дискретных значений фазы равномерно распределенных в пределах 360º, а именно: $\Delta\varphi_0 = 0$; $\Delta\varphi_1 = 40º$; $\Delta\varphi_2 = 80º$; $\Delta\varphi_3 = 120º$; $\Delta\varphi_4 = 160º$; $\Delta\varphi_5 = 200º$; $\Delta\varphi_6 = 240º$; $\Delta\varphi_7 = 280º$; $\Delta\varphi_8 = 320º$.

На рис. 1 показаны эти дискретные значения фазы в виде распределения точек на окружности единичного радиуса.

Общее число элементов последовательности широкополосного сигнала с многофазным кодом определяется по формуле

$$N = N_\varphi^r - 1, \tag{2}$$

где величина r – это количество кодовых состояний в генераторе псевдослучайного кода (это число элементов сдвигового регистра, который часто используется в качестве генератора псевдослучайного кода). Для $N_\varphi = 9$, в соответствии с последовательностью дискретов фазы при двух регистрах сдвига (при $r = 2$). Формирование кодовой последовательности осуществляется в схемах, включающих в свой состав регистры сдвига. В качестве примера рассмотрим схему формирования кодовой последовательности (рис. 2).

В этой структурной схеме имеется две ячейки сдвига (два триггерных элемента), сумматор по модулю "2", генератор тактовых импульсов. Получаемая кодовая последова-

тельность снимается с последней ячейки сдвига. При поступлении первого тактового (сдвигающего) импульса от генератора тактовых импульсов состояния ячеек изменится – сместится на одну позицию вправо. При суммировании по модулю "2" состояний 1-го и 2-го элементов регистра получим на выходе сумматора состояние, которое и поступает на первый элемент регистра сдвига. При последующих тактовых импульсах формируются различные комбинации и вновь начальная. После этого цикл изменения состояний ячеек регистра начнет повторяться. В результате на выходе формируется неповторяющаяся последовательность состояний. В дальнейшем код повторяется. Период последовательности символов в коде определяется количеством разрядов регистра сдвига (в рассматриваемом примере это два элемента) [2].

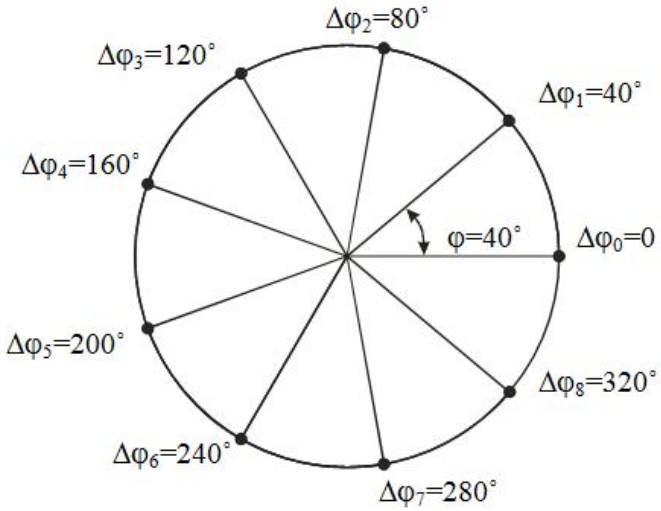


Рис. 1. Деление окружности на дискретные значения фазы

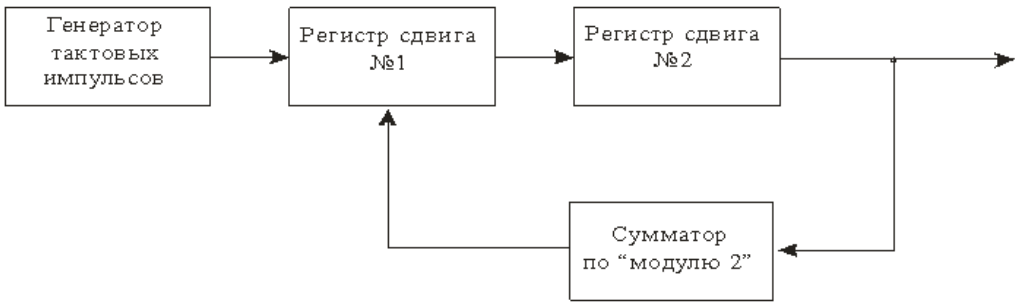


Рис. 2. Схема формирования кодовой последовательности

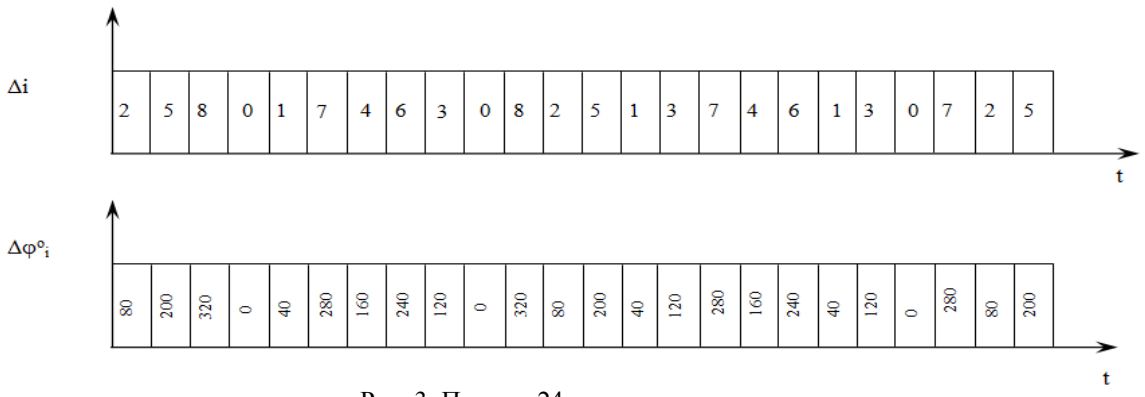


Рис. 3. Пример 24-х разрядного кода

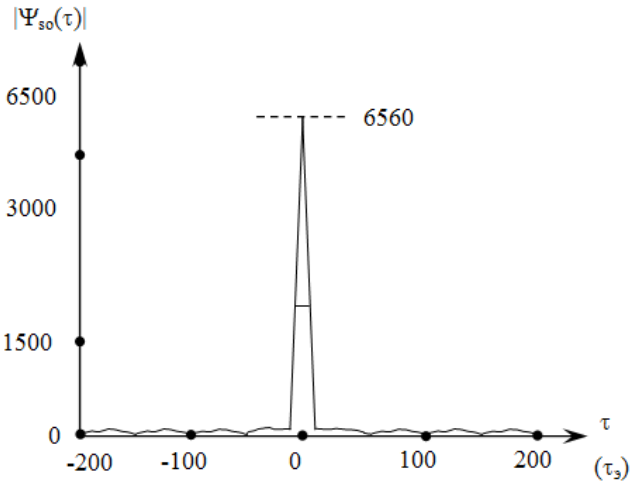


Рис. 4. Функции неопределенности МФК-сигналов

Возможно применение большого количества типов формирователей псевдослучайных последовательностей, которые отличаются между собой количеством и местом отвода цепи обратной связи на сумматоры по модулю "2", а также количеством используемых элементов регистров сдвига [3].

Общее число элементов последовательности минимальной длительности (формула (2)) в этом примере равно $N = 80$.

Основные достоинства МФК-сигналов при обеспечении МВП:

1) Сигналы с МФК неподвержены декодированию методом удвоения частоты высокочастотного наполнения, которое возможно в устройствах РЭР и в противорадиолокационных ракетах. Таким образом, кодовая последовательность изменения фазы остается скрытой для противника. Умножение в n раз приводит к декодированию фазы, но такая система умножения в n раз весьма сложна на практике и конечно при других значениях N_φ будет также неэффективна.

2) Сигналы с МФК имеют широкий диапазон возможных реализаций последовательности элементов, что существенно повышает скрытность работы и затрудняет несанкционированное выявление конкретных кодов, используемых в МФК-сигналах.

3) Функции неопределенности МФК-сигналов, как и других ШПС обладают "кнопкообразной" формой, причем уровень боковых лепестков в среднем меньше, чем у сигналов ФМС с двоичным изменением фазы (0º и 180º). На рис. 4 показана корреляционная функция МФК-сигнала (сечение ФН по оси τ) при $N_\varphi = 9$ и $N = 6560$. Максимальный уровень боковых лепестков на 41.5 дБ меньше уровня центрального максимума, а среднеквадратичное значение боковых лепестков составляет величину на 48.9 дБ меньше центрального пика.

4) Интересной особенностью МФК-сигналов является то, что спектральная плотность их равномерна во всем диапазоне частот $\Delta f = 1/\tau_э$, это обстоятельство существенно затрудняет обнаружение сигнала средствами РЭР, которые вынуждены иметь полосу приемного устройства на всю ширину спектра принимаемого сигнала.

Список литературы

1. Дудник, П.И. Авиационные радиоэлектронные комплексы и системы, импульсно-доплеровские радиолокационные системы / П.И. Дудник, А.А. Герасимов. Б.Г. Татарский. – М. : ВВИА им. проф. Жуковского, 2003.

2. Леонов, А.И. Моноимпульсная радиолокация / А.И. Леонов, К.И. Фомичев. – М. : Радио и связь, 1984.

3. Многофункциональные радиолокационные комплексы истребителей / В.Н. Антипов, С.А. Исаев, А.А. Лавров, В.И. Меркулов. – М. : Воениздат, 1994.

ЭЛЕКТРОННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ГАБАРИТОВ ОБЪЕКТОВ

М. С. Сидорова, В. Г. Анисимов

Ульяновский государственный технический университет УлГТУ
Ульяновск, ул. Северный Венец, 32
E-mail:mssidorova2012@mail.ru

Предлагается переносной электронный измеритель габаритов объектов, работа прибора основана на импульсном методе измерения дальности. Прибор можно будет активно использовать при перевозке громоздких объектов железнодорожным или водным транспортом, измеритель предоставит точные данные о габаритах объекта, а возможность передавать данные по беспроводному каналу позволит их быстро обработать, и разместить перевозимые объекты на средстве транспортировки наиболее компактно.

В основе измерения габаритов объекта лежит измерение расстояния или дальности до нужной точки (край объекта измерения или специальный дополнительный элемент, отражатель).

Измерение расстояния можно производить различными способами, например, с помощью линейки или какого либо электронного измерителя.

При использовании линейки (рулетки) мы сможем получить достаточно точные результаты измерения. Недостатками такого метода измерения является то, что он удобен только в случае измерения малогабаритных объектов. С точки зрения удобства и точности измерения предпочтителен электронный метод. При использовании электронных измерителей мы быстро получаем точные результаты на специальный индикатор, а так же возможность передачи всех полученных данных на дополнительное устройство для их дальнейшей обработки. Различают три основных метода измерения: импульсный, частотный и фазовый.

Производить измерение габаритов объектов необходимо при перевозке и распределении на складских помещениях каких-либо объектов. Использование электронных приборов при измерении позволяет автоматизировать процесс измерения, быстро и безошибочно считывает данные и передает их в информационную сеть предприятия. В результате становится возможным более рациональное использование складских площадей, а также снижение транспортных расходов.

Сейчас существует ряд приборов, которые позволяют достаточно быстро и точно измеряют габариты объектов. Но с помощью известных приборов есть возможность измерять предметы относительно небольших размеров примерно 100 см× 100 см× 100 см, приборы подходят только для стационарного использования, так как имеют значительную массу более 200 кг. Другим существенным недостатком используемых приборов для измерения габаритов является высокая стоимость [1].

На рис. 1 и 2 приведены фотографии оборудования, используемого для измерения габаритов предметов [2, 3].

Предлагается электронный прибор для измерения габаритов объектов на основе импульсного метода. Прибор будет состоять из двух приемопередающих устройств и устройства управления. Схематичное расположение элементов прибора приведено на рис. 3.



Рис. 1. Оборудование для измерения веса и габаритов ViBRA TM-560E



Рис. 2. Система Cargoscan CS5120 на базе технологии PILAR

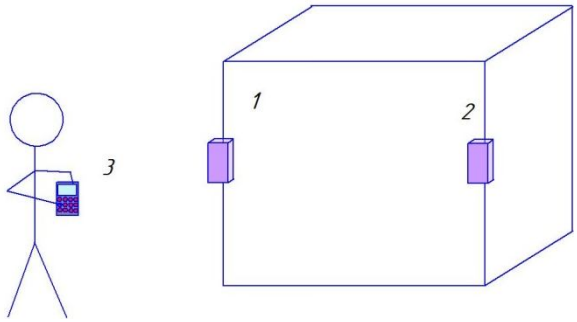


Рис. 3. Схематическое изображение работы электронного измерителя дальности

Приемопередатчики будут устанавливаться на края измеряемого объекта. Основной приемопередатчик (1) будет передавать последовательность кодированных импульсов на второй приемопередатчик (2), отраженный сигнал будет передаваться уже с другим кодом, т.о. основной приемопередатчик сразу же отфильтрует сигналы, отраженные от посторонних объектов, это позволит произвести измерение с требуемой точностью. Результаты измерения выводятся на индикатор (3) для дальнейшей обработки.

Прибор будет компактным, легко переносимым, что значительно упростит процесс измерения и позволит измерять объекты объемом более 1 м^3 и линейными размерами более 1 м.

Список литературы

1. Пуртов, А. Интеллектуальные оптические измерители расстояния и габаритов Baumer Electric для промышленного оборудования / А. Пуртов // Компоненты и технологии. – 2008. – № 1. – С. 52–54.

2. http://www.tehmaks.ru/izmerenie-gabaritov-vesa/oborydovanie-dlya-izmereniya-vesa-i-gabaritov-vibra-tm-560e/

3. http://www.lab-tex.ru/?rec=68954270&mcat=448

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ С УГЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

А. Н. Воробьев, А. В. Леньшин (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж)
394052, г. Воронеж, ул. Краснознаменная, 153.
E-mail: andrey-lenshin@yandex.ru

Для повышения помехозащищенности авиационной радиосвязи предлагается использовать синтезатор частот (СЧ) на основе импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ) с равномерной модуляционной характеристикой в широком диапазоне выходных частот, что наблюдается как при частотной, так и при фазовой модуляции.

Наличие средств постановки помех ставит под угрозу обеспечение радиосвязи с летательными аппаратами при работе связных радиостанций на фиксированных частотах. Для обеспечения радиосвязи в условиях радиопротиводействия в 1988 г. был разработан алгоритм помехозащищенной радиосвязи на основе программной перестройки рабочей частоты (ППРЧ). Авиационная связь в режиме ППРЧ имеет особенности, связанные с необходимостью синхронной перестройки радиочастот передающих и приемных радиосредств, что накладывает дополнительные требования к характеристикам синтезаторов частот систем авиационной УКВ радиосвязи.

Достаточно широко известна схема СЧ с частотной или фазовой модуляцией, включающая опорный кварцевый генератор (ОКГ), делитель частоты с фиксированным коэффициентом деления (ДФКД), управляемый генератор (УГ), делитель частоты с дробно-переменным коэффициентом деления (ДДПКД), управляемый с помощью дельта-сигма модулятора (ДСМ), частотно-фазовый детектор (ЧФД) и фильтр нижних частот (ФНЧ), образующие кольцо фазовой автоподстройки частоты УГ [1], а также схема синтезатора с частотной или фазовой модуляцией, в которой используется ЧФД, ФНЧ, УГ и ДДПКД, управляемый дельта-сигма модулятором (ДСМ) [2]. Основным недостатком приведённых выше схем СЧ с частотной или фазовой модуляцией является довольно низкое качество модуляции из-за возникновения комбинационных составляющих в спектре выходного сигнала с частотой сравнения и помех дробности в случае применения ДДПКД.

Задачей, которую решает предлагаемый СЧ (рис. 1), является повышение качества частотной (фазовой) модуляции в широкой полосе частот наряду с высоким быстродействием устройства [3].

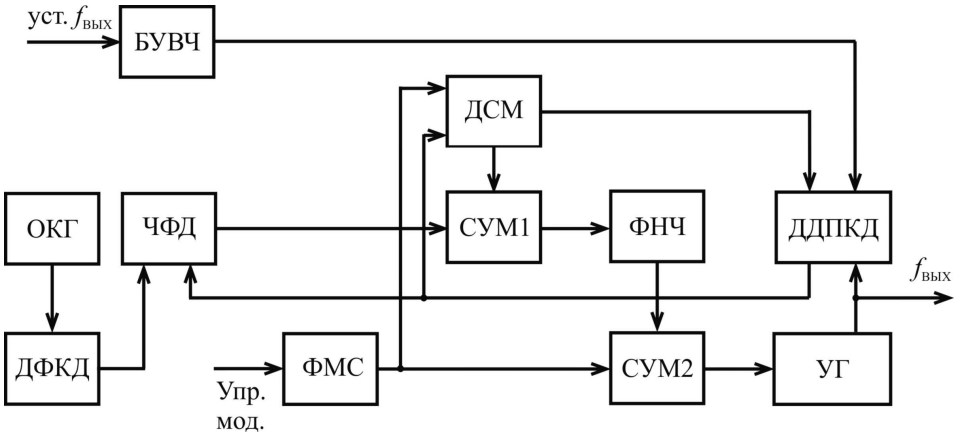


Рис. 1. Синтезатор частот с трёхпортовой угловой модуляцией

На рис. 1 введены обозначения: СУМ1, СУМ2 – первый и второй сумматоры соответственно; ФМС – формирователь модулирующего сигнала; БУВЧ – блок установки выходной частоты. Сопоставительный анализ синтезатора с частотной или фазовой модуляцией с известными схемами СЧ показывает, что предлагаемая схема позволяет повысить

качество частотной или фазовой модуляции наряду с высоким быстродействием. Для повышения качества частотной или фазовой модуляции предусматривается компенсация возникающих комбинационных составляющих и помех дробности в результате дискретного действия системы ИФАПЧ [2].

После установления синхронизма в кольце ИФАПЧ на выходе ДФКД и на выходе ДДПКД частоты становятся равными. Благодаря наличию в кольце ИФАПЧ интегрирующего ФНЧ разность фаз сравниваемых сигналов на ЧФД стремится к нулю. При подаче модулирующего сигнала от ФМС на УГ через СУМ1 происходит частотная или фазовая модуляция выходного сигнала синтезатора и сигнала на выходе ДДПКД, в результате чего на выходе ЧФД появляется сигнал ошибки. Для его устранения производится модуляция коэффициента деления ДДПКД, для чего модулирующий сигнал подаётся на ДСМ, который управляет коэффициентом деления ДДПКД, чтобы скомпенсировать появляющийся сигнал ошибки.

Делитель частоты ДДПКД управляется ДСМ, коэффициент деления N_n имеет две составляющие N_0 – целая и ΔN_n – дробная. Последовательность импульсов ΔN_n периодична, ее период зависит от емкости m накапливающих сумматоров (НС), входящих в состав ДСМ, порядка ДСМ и числа X, поступающего на вход первого НС. Средний коэффициент деления ДДПКД за период импульсной последовательности ΔN_n вычисляется как

$$N_m = N_0 + \sum_{n=1}^{lm} \Delta N_n / lm = N_0 + X/m ,$$

где l – некоторое число, зависящее от структуры ДСМ и числа X.

От ДСМ на СУМ2 подаётся компенсирующий сигнал. Компенсирующий сигнал призван устранить влияние на качество модуляции изменений коэффициентов деления ДДПКД при смене выходных несущих частот синтезатора. Кроме того, учитывается влияние неравномерности крутизны перестройки УГ в рабочем диапазоне выходных частот, которые приводят к возникновению нелинейных и комбинационных искажений выходного модулированного сигнала.

Модуляция осуществляется по двум каналам: каналу УГ и каналу цепи обратной связи ДДПКД. В результате действия компенсирующего сигнала на входе ФНЧ обеспечивается идентичность усиления модулирующего сигнала по этим двум каналам модуляции в широком диапазоне изменения как модулирующих, так и выходных частот. В результате осуществляется широкополосная модуляция практически от постоянного тока до частоты среза по входу УГ. В предлагаемой схеме не существует ограничений по выбору полосы её пропускания для обеспечения высокого быстродействия, которое необходимо наряду с высоким качеством модуляции в различных системах связи [1, 2].

На рис. 2 представлен вариант выполнения ДСМ [4]. Сигнал модуляции поступает в цепь ДСМ, который квантует входной сигнал модуляции на поток двоичных символов со скоростью, определяемой входным для данного случая тактовым сигналом с выхода ДДПКД. Двоичные символы изменяют коэффициент деления ДДПКД между двумя соседними коэффициентами деления по закону изменения модулирующего сигнала. ДСМ содержит интегратор ошибки, который интегрирует разность между входным сигналом модуляции и квантованным сигналом модуляции для получения интегрированного сигнала ошибки, используемого в качестве компенсации в цепи ЧФД и ФНЧ [5].

ДСМ вырабатывает последовательность управляющих сигналов, поступающих на модуляционный вход ДДПКД. Эта последовательность имеет коэффициент заполнения, представляющий на входе ДСМ мгновенный сигнал модуляции. Это достигается с помощью интегратора ошибки, формирующего среднее значение разности выходного управляющего потока данных от триггера и входного сигнала модуляции от ФМС. Если в среднем коэффициент заполнения слишком велик, то интегратор ошибки, обладая способно-

стью обратного преобразования, формирует падающее выходное напряжение до тех пор, пока напряжение интегрированной ошибки не опустится ниже порога квантования компаратора, задаваемого формирователем опорного напряжения.

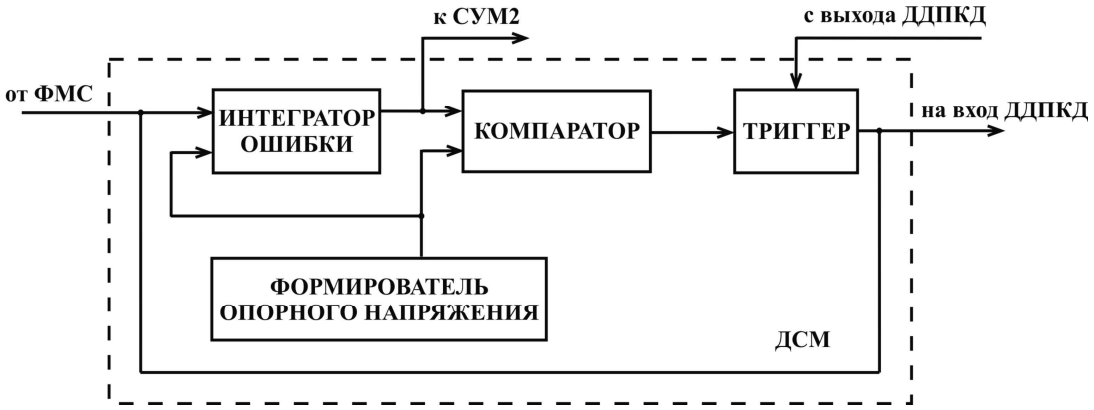


Рис. 2. Вариант выполнения ДСМ

На выходе компаратора устанавливается уровень ЛОГ 0, который перемещается на следующий тактовый импульс с выхода ДДПКД на выход триггера. Так как сигнал модуляции с выхода триггера находится между уровнями ЛОГ 1 и ЛОГ 0, то знак ошибки меняется, сигнал на выходе интегратора ошибки начинает возрастать до тех пор, пока он ещё раз не достигает порога квантования компаратора, формируя сигнал ЛОГ 1. Затем цикл работы ДСМ повторяется. Интегрированный сигнал ошибки, поступающий на СУМ2 от интегратора ошибки, является компенсирующим сигналом, аналогичным, но с противоположным знаком, сигналу совокупной фазовой ошибки на выходе ЧФД. В предлагаемой схеме вырабатывается сигнал компенсации фазовой ошибки, затем этот сигнал объединяется с сигналом с выхода ЧФД для формирования точного сигнала управления УГ в системе ИФАПЧ.

На рис. 3 представлены модуляционные характеристики синтезатора в диапазоне частот модулирующего сигнала. На рис. 3, *а* представлена модуляционная характеристика при подаче сигнала модуляции только на СУМ1 (сплошная линия) и только на ДСМ (пунктирная линия). Введение компенсирующего сигнала с помощью СУМ2 позволяет получить равномерную модуляционную характеристику в широком диапазоне частот от постоянного тока до частоты среза УГ (рис. 3, *б*). Модуляционная характеристика показывает преимущество реализации схемы СЧ по сравнению с ранее известными схемами построения синтезаторов частотной или фазовой модуляцией.

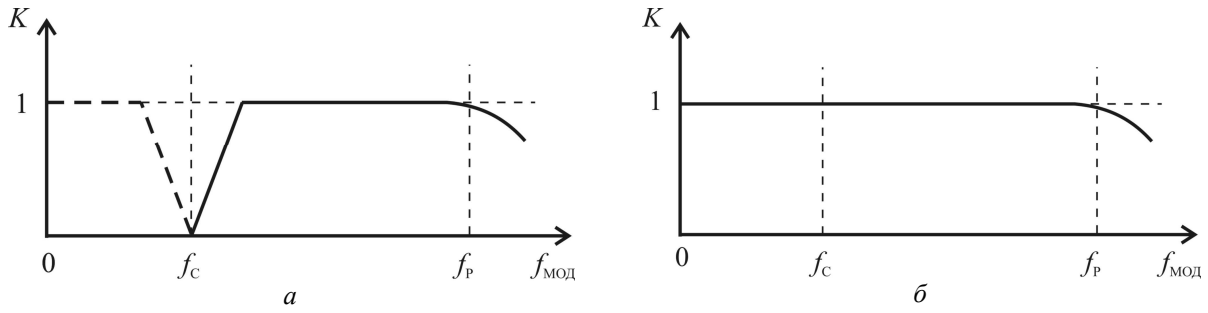


Рис. 3. Модуляционные характеристики синтезатора

Реализация схемы с введением компенсирующего сигнала с помощью СУМ2 позволяет получить равномерную модуляционную характеристику в широком диапазоне частот (5 МГц) от постоянного тока до частоты среза УГ. Предлагаемая схема построения СЧ на

основе ИФАПЧ имеет равномерные модуляционные характеристики в широком диапазоне выходных частот как при частотной, так и при фазовой модуляции в пределах и вне ширины полосы системы ИФАПЧ. Предлагаемая схема построения СЧ позволяет существенным образом улучшить качество частотной или фазовой модуляции со стабильными параметрами (шаг перестройки частоты 0,1 кГц; уровень фазовых шумов не более минус 100 дБ), так как в этой схеме происходит полное устранение сигнала ошибки по фазе на выходе ЧФД в результате действия компенсирующего сигнала на входе ФНЧ.

Список литературы

1. Тихомиров, Н.М. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой / Н.М. Тихомиров, С.К. Романов, А.В. Леньшин. – М. : Радио и связь, 2004. – 210 с.

2. Романов, С.К. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот / С.К. Романов, Н.М. Тихомиров, А.В. Леньшин. – М. : Радио и связь, 2010. – 328 с.

3. Положительное решение по заявке на изобретение (патент РФ) / Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., Воробьев А.Н., Лапаев И.Ю. / № 2011106993 от 01.02.2012 г.

4. Леньшин, А.В. Исследование синтезаторов частот с дельта-сигма модуляторами / А.В. Леньшин, А.А. Попов, А.Н. Воробьев // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2011. – С. 76–80.

5. Леньшин, А.В. Исследование синтезатора частот с трехпортовой широкополосной угловой модуляцией / А.В. Леньшин, А.Н. Воробьев, И.Ю. Лапаев // Авиационное радиоэлектронное оборудование (вып. 2, ч. 10) : сб. ст. по материалам докл. XXI межвуз. науч.-практ. конф. «ПЕРСПЕКТИВА-2011». – Воронеж : ВАИУ, 2011. – С. 43–47.

СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ ДЛЯ РАДИОСВЯЗНОЙ АППАРАТУРЫ УПРАВЛЕНИЯ ВОЗДУШНЫМ ДВИЖЕНИЕМ

А. С. Гаврилов, Н. М. Тихомиров (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж)
394064,Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а
E-mail: gas1989@list.ru

Представлены результаты разработки синтезатора частот (СЧ) связной аппаратуры системы управления воздушным движением (СУВД) с улучшенными параметрами: чистота спектра выходного сигнала, стабильность частоты, высокая мощность выходного сигнала.

В последние десятилетия авиационная техника развивается быстрыми темпами и постоянно совершенствуется. Важную роль в развитии авиации играют СУВД. СУВД – система организационных и технических мероприятий, обеспечивающая порядок и безопасность полетов воздушных судов (ВС) в воздушном пространстве и обмен информацией между авиадиспетчерами и экипажами воздушных судов с использованием средств радиосвязи, аэронавигации и ЭВМ [1].

В последнее время ядром радиооборудования центров УВД стали автоматизированные системы и комплексные системы автоматизации управления воздушным движением (КСА УВД). По сложившейся классификации они разделяются на аэродромные, районные и аэроузловые. Современная автоматизированная система управления воздушным движением (АСУВД) является информационно-вычислительной системой (ИВС) сетевого типа. Одним из важнейших свойств таких систем является их открытость. Под открытостью в широком смысле здесь понимается свойство адаптируемости системы к конкретным условиям эксплуатации, возможность расширения как состава технических средств, входящих

в ее состав, так и ее функций. В связи с этим появилась возможность принять в качестве базовой аэродромно-районную систему (АРАС УВД), которая в зависимости от конкретных условий может быть реконфигурирована как в районную, так и в аэродромную систему, структурная схема которой представлена на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема автоматизированной СУВД

Связная аппаратура УВД работает в УКВ-диапазоне радиоволн. Диапазон частот УКВ находится в пределах от 30 МГц (длина волны 10 м) до 3 ГГц (длина волны 0,1 м). Этот диапазон широко используется для стереофонического радиовещания с частотной модуляцией и телевидения, радиолокации, связи с космическими объектами. Радиоволны УКВ-диапазона распространяются практически в пределах прямой видимости, а также, не отражаясь от ионосферы, уходят в космическое пространство. Радиостанции УКВ-диапазона обеспечивают обмен информацией в зоне прямой радиовидимости. В диапазоне частот 100–399,999 МГц работают радиостанции СУВД.

К радиостанциям СУВД предъявляются высокие требования, одним из которых является стабильная радиосвязь, четкость передаваемых команд и голосовых сообщений авиадиспетчеров. Данные требования в радиостанциях определяются основными параметрами синтезаторов частот (СЧ), и поэтому предлагаемая нами модернизация штатного СЧ должна повысить технические характеристики радиостанции в целом. Главной задачей разработки данного синтезатора частот является повышение быстродействия, стабильности частоты и качества выходного сигнала [2]. Для решения данной задачи мы улучшим характеристики синтезатора частот с помощью делителей частоты, которые имеют расширенный диапазон значений коэффициентов деления. Для повышения чистоты спектра используем генераторы, управляемые напряжением (ГУН), на три поддиапазона рабочих частот вместо одного. Для улучшения основных технических характеристик предлагается использовать современные термостатированные кварцевые генераторы частот [3]. Функциональная схема предлагаемого синтезатора гетеродинных частот радиоприемника представлена на рис. 2.

На рис. 2 введены обозначения: МП – микропроцессор; ОГ – опорный кварцевый генератор; ОД – опорный делитель; ДПКД – делитель частоты с дробно-переменным коэффициентом деления; ЧФД – частотно-фазовый детектор; ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь; К – коммутатор; НО – направленный ответвитель.

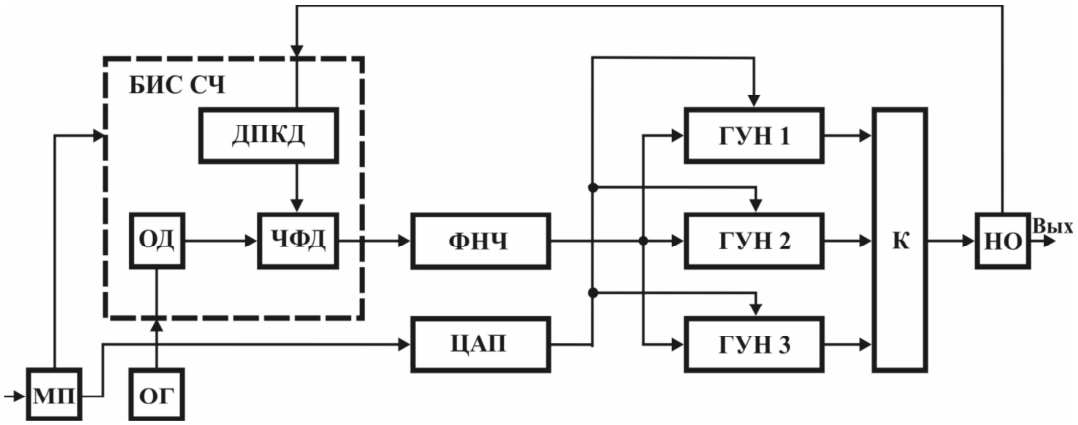


Рис. 2. Функциональная схема синтезатора частот радиоприемника

Схема гетеродинного СЧ построена по принципу стабилизации управляемого напряжением генератора (ГУН1, ГУН2, ГУН3) кольцом импульсной фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ). В качестве сигнала опорной частоты используется колебание термостатированного кварцевого опорного генератора (ОГ), обеспечивающего относительное отклонение частоты $\pm 1{,}7 \cdot 10^{-7}$. Для перекрытия диапазона частот первого гетеродина используются три переключаемых ГУН, первый генератор ГУН1 работает в диапазоне частот 100,0–155,975 МГц, второй ГУН2 – в диапазоне частот 220,0–310,0 МГц, третий ГУН3 – в диапазоне частот 310,0–399,999 МГц. МП предназначен для подачи на СЧ заданных коэффициентов деления, а также определяет ГУН, в диапазоне которого будет формироваться частота.

В состав большой интегральной схемы (БИС) синтезатора частот входит ДПКД, делитель опорной частоты и частотно-фазовый детектор. Изменяя коэффициент деления ДПКД можно изменять выходную частоту гетеродинного СЧ. Для грубой установки частоты предназначен ЦАП. Для обеспечения стабильности параметров при изменении напряжения питания применены стабилизаторы напряжения.

Выходной сигнал генераторов ГУН1, ГУН2 и ГУН3 через ВЧ коммутатор поступает на ВЧ направленный ответвитель для обеспечения сигнала обратной связи в кольце ИФАПЧ. Управление частотой настройки гетеродинного СЧ осуществляется изменением последовательного кода, подаваемого по трем шинам управления. Конструктивно данный синтезатор гетеродинных частот можно использовать в связной радиостанции управления воздушным движением Р-997-1Б.

Исходя из технических характеристик (относительное отклонение номинала рабочей частот не превышает $\pm 1{,}7 \cdot 10^{-7}$, быстродействие радиостанции в режиме псевдослучайной перестройки частоты не более 0,6 мкс) и конструктивных особенностей синтезатора гетеродинных частот, данная функциональная схема может быть предложена для модернизации модуля синтезатора гетеродинных частот радиоприемного устройства связной радиостанции Р-997-1Б.

Список литературы

1. Автоматизированные системы управления воздушным движением: Новые информационные технологии в авиации : учеб. пособие / Р.М. Ахмедов, А.А. Бибутов, А.В. Васильев и др. ; под ред. С.Г. Пятко и А.И. Красова. – СПб. : Политехника, 2004. – 446 с.

2. Тихомиров, Н.М. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой / Н.М. Тихомиров, С.К. Романов, А.В. Леньшин. – М. : Радио и связь, 2004. – 210 с.

3. Генерирование колебаний и формирование радиосигналов : учеб. пособие / В.Н. Кулешов, Н.Н. Удалов, В.М. Богачев и др. ; под ред. В.Н. Кулешова и Н.Н. Удалова. – М. : Изд. дом МЭИ, 2008. – 416 с.

АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ УПРАВЛЕНИЕ ПОРТАТИВНЫМИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМИ ПРИБОРАМИ

В. В. Евстратько, С. П. Панько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: evstrafly@list.ru

Рассматривается система автоматического включения питания и контроля контакта регистрирующих электродов портативного кардиорегистратора, производится расчет основных элементов и параметров системы, оцениваются погрешности, вносимые системой в полезный сигнал.

Одним из требований современной концепции проектирования портативных измерительных приборов является минимизация органов управления при выполнении всего объема необходимых функций. Отличительными особенностями приборов такого типа, как правило, являются: питание от электрохимических источников энергии, малые габариты и масса, простота интерфейса управления и максимально возможная автоматизация процесса регистрации измеряемого параметра. Ниже это рассмотрено на примере кардиорегистраторов – приборов для контроля сердечной деятельности. Весьма актуальным является использование таких приборов в бытовых условиях самим пациентом без участия специально подготовленного персонала.

Для регистрации электрических потенциалов, вырабатываемых сердцем, в большинстве современных кардиорегистраторов используется непосредственное крепление регистрирующих электродов на кожу. При этом качество регистрации ЭКГ зависит от надежности контакта электрод-кожа. В случае плохого контакта электродов с кожей пациента, в записи ЭКГ появляются артефакты, которые могут повлиять на качество оценки параметров ЭКГ специалистом, или привести к сбоям в системах автоматического определения параметров ЭКГ. В случае же полного отсутствия контакта, регистрация кардиограммы будет невозможна вовсе. Для обеспечения эффективной работы устройства, т.е. для исключения подобных явлений, необходим автоматический контроль контакта электрод-кожа.

Далее описан вариант системы автоматического включения питания и контроля контакта регистрирующих электродов.

На рис. 1 показана эквивалентная схема измерительной цепи кардиорегистратора.

На схеме: R_1, R_2, R_3 – сопротивление тканей человека; E_1 – эквивалент источника кардиосигнала; R_4, R_5 – сопротивление контакта электрод-кожа; R_6 – входное сопротивление измерительной цепи кардиорегистратора; 1 – узел вычитания; 2 – усилитель с коэффициентом усиления *K*.

Дополним стандартную схему измерительной цепи кардиорегситратора еще одним источником ЭДС E_2, резистором R_7 и компаратором 3 (рис. 2). Поскольку ЭДС источника E_2 берется много большей ЭДС источника E_1, опустим E_1 при расчетах. А суммарное сопротивление тканей человека обозначим Rт.

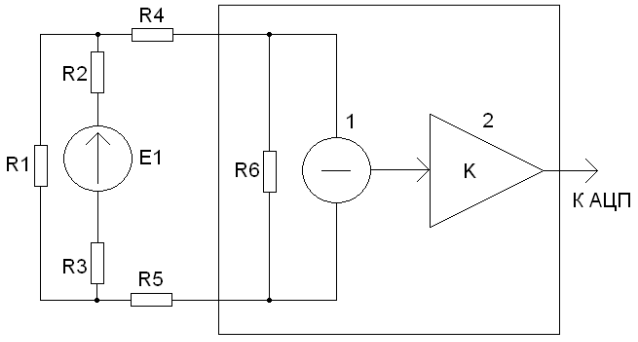


Рис. 1. Эквивалентная схема измерительной цепи кардиорегистратора

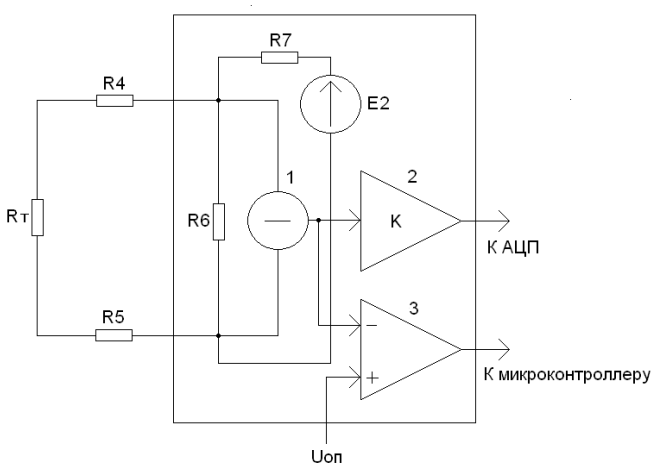


Рис. 2. Упрощенная эквивалентная схема измерительной цепи кардиорегистратора

Согласно рис. 2 напряжение на выходе узла вычитания 1:

$$U_1 = E_2 \frac{(R_4+R_5+R_T)R_6}{(R_4+R_5+R_T+R_6)R_7}, \quad (1)$$

где U_1 – напряжение на выходе узла вычитания 1.

Очевидно, что напряжение на выходе узла вычитания, будет пропорционально сопротивлению контакта электрод-кожа R_4, R_5. Если контакт электрод-кожа отсутствует, на выходе узла вычитания будет действовать максимальное напряжение, задаваемое резисторами R_6, R_7. Значение опорного напряжения компаратора 3 $U_{оп}$, выбирается из неравенства:

$$A_п \ll U_{оп} < E2 \frac{R6}{(R6+R7)}, \quad (2)$$

где $A_п$ – амплитуда полезного сигнала на входе узла вычитания.

Если напряжение на отрицательном входе компаратора не превышает опорного напряжения, то есть сопротивление контакта электрод-кожа находится в заданных пределах, на выходе компаратора присутствует логическая единица. При обрыве контакта на выходе компаратора появляется логический ноль. Сигнал с выхода компаратора обрабатывается микроконтроллером, который выполняет все функции автоматической обработки ЭКС.

Для корректной работы системы, следует рассчитать максимальное значение постоянного напряжения U_2, которое может быть приложено ко входу узла вычитания от источника E2, не внося при этом искажений в ЭКС. При расчете величины напряжения U_2, будем считать, что регистрирующий электрод имеет надежный контакт с кожей пациента, поэтому сумма сопротивлений R_T+R_4+R_5, будет постоянной. В этом случае величина значение постоянного напряжения на входе узла вычитания будет зависеть только от величины сопротивления R7 (1).

Будем считать, что постоянная составляющая на входе узла вычитания не внесет искажений в ЭКС, если ее значение после усиления и оцифровки будет смещать ЭКС менее чем на 1 бит в область положительных величин [1]. Исходя их этого максимальное значение постоянного напряжения на входе узла вычитания:

$$U_2 = \frac{U_{ОПАЦП}}{N_{АЦП} \cdot K}, \quad (3)$$

где $U_{ОПАЦП}$ – опорное напряжение АЦП; $N_{АЦП}$ – разрядность АЦП; K – коэффициент усиления по напряжению усилителя 2.

Коэффициент усиления K, определяется из условия максимального использования динамического диапазона АЦП:

$$K = \frac{U_{\text{ОПАЦП}}}{2\text{A}_\text{п}}. \quad (4)$$

Входное сопротивление современных измерительных цепей по постоянному току может достигать значения в 10ГОм, а параллельно подключенное к нему суммарное сопротивление тканей человека не превышает значения 100 кОм [2]. Это позволяет пренебречь входным сопротивлением измерительной цепи R6.

Постоянное напряжение на входе узла вычитания:

$$U_2 = \frac{(R_4+R_5+R_T)\cdot E_2}{R_4+R_5+R_T+R_7}. \quad (5)$$

Подставив (4) и (5) в (3), получим:

$$R_7 = \frac{(R_4+R_5+R_T)\cdot N_{\text{АЦП}}\cdot E_2}{2\text{A}_\text{п}} - R_4 - R_5 - R_T. \quad (6)$$

Для расчета порядка сопротивления R_7, используем следующие значения: $N_{АЦП}$ = 12 бит, E_2 = 3 В, $A_п$ = 10 мВ.

Тогда

$$R_7 = \frac{100\cdot 10^3\cdot 4096\cdot 3}{2\cdot 10\cdot 10^{-3}} - 100\cdot 10^3 = 61.4\ (\text{ГОм}). \quad (7)$$

Целесообразно заменить R_7 кремниевым диодом D_1, включенным в обратном направлении, как показано на рис. 4.

Также в схему дополнительно включается Р-канальный МДП транзистор VT_1 (рис. 4). Между стоком транзистора и отрицательным электродом источника Е1 включается нагрузка (преобразователь напряжения, микроконтроллер, усилительные модули и т.д.). Если регистрирующий электрод имеет надежный контакт с кожей пациента, то между затвором и истоком транзистора VT_1 образуется разность потенциалов, равная напряжению источника E_2, она открывает транзистор, и в нагрузку начинает поступать ток. При обрыва электрода, транзистор закрывается и питание нагрузки прекращается. Такая схема позволяет осуществлять автоматическое включение прибора при подключении регистрирующих электродов к телу пациента.

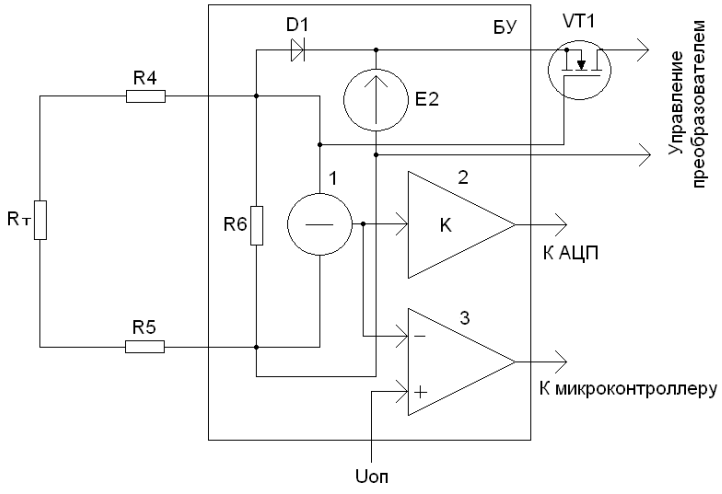


Рис. 4. Эквивалентная схема измерительной цепи кардиорегситратора с кремниевым диодом в цепи контроля контакта

Применение рассмотренной системы автоматического включения питания и контроля контакта регистрирующих электродов, в портативных устройствах для регистрации ЭКГ, позволяет в значительной степени упростить пользовательский интерфейс прибора,

уменьшив количество органов управления, повысить точность измерений, исключить передачу дефектных записей ЭКГ, уменьшить энергопотребление, не прибегая к увеличению габаритов прибора и к усложнению схемотехники.

Список литературы

1. Глинченко, А.С. Цифровая обработка сигналов / А.С. Глинченко. – Красноярск : КГТУ, 2001. – 199 с.

2. Кардиомониторы. Аппаратура непрерывного контроля ЭКГ : учеб. пособие для вузов / А. Л. Барановский, А. Н. Калиниченко, Л. А. Манило и др. ; под ред. А. Л. Барановского и А. П. Немирко. – М. : Радио и связь, 1993. – 248 с.

3. Сверхмедленные физиологические процессы и межсистемные взаимодействия в организме / В. А. Илюхина, З. Г. Хадаева, Л. И. Никитина и др. – Л. : Наука, Ленингр. отд., 1986. – 188 с.

4. Мишин, Д. Т. Инфранизкочастотные усилители бионапряжений с гальваническим разделением входа и выхода / Д. Т. Мишин, А. С. Логинов. – М. : Энергоатомиздат, 1983. – 80 с.

ОБРАБОТКА ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛОВ

А. А. Горчаковский, С. П. Панько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: flidkrasnoyarsk@gmail.com

Рассматриваются особенности применения автоматических алгоритмов измерения параметров электрокардиосигнала в бытовых медицинских приборах, приведены методы оценки алгоритмов и даны рекомендации для построения детектора аритмий.

В настоящее время в мире освоен выпуск широкой номенклатуры бытовых радиоэлектронных приборов медицинского назначения. Их условно можно разделить на две группы. Приборы первой группы не требуют непосредственного участия медицинского персонала в процессе использования, а результаты их работы могут быть немедленно использованы самим пациентом или лицом, осуществляющим уход за больным. К таким прибором относятся тонометры, глюкометры, термометры, пульсовые оксиметры и мониторы дыхания. Приборы второй группы, такие как кардиографы для холтеровского мониторирования и персональные кардиографы с возможностью передачи данных требуют непосредственного участия квалифицированных медицинских работников для анализа результатов и выдачи рекомендаций пациенту. Данное обстоятельство осложняет выявление болезней сердца и контроль их динамики у большей части населения. Попытки заменить участие врача-кардиолога работой автоматики предпринимаются зачастую там, где сбои в её работе могут быть немедленно замечены и не приведут к серьёзным последствиям, например в стационарных кардиографах и в программном обеспечении поста врача при удалённом мониторинге, а также имплантируемых водителях ритма, где влияние, оказываемое на работу прибора внешними факторами (в частности, нарушение правил эксплуатации) исключено либо минимально. В то же время доступность недорогих автономных бытовых приборов для контроля сердечной деятельности позволила бы своевременно и эффективно корректировать лечение, а также выявлять начальные стадии заболеваний.

Для устойчивой работы алгоритмов обнаружения аритмий должны выполняться следующие условия:

1. Мышечные шумы, вносимые в сигнал непроизвольной активностью мышц, должны быть минимально возможными.

2. Угол между электрической осью сердца и осью отведения должен быть минимален. При выполнении этого условия амплитуда R-зубца ЭКГ достигает максимального значения.

3. Должна быть обеспечена стабильность сопротивления перехода электрод-кожа во времени

В настоящее время используются несколько типов алгоритмов поиска QRS- комплексов, основанные на обработке сигналов во временной области, с помощью вейвлет преобразования, а также с помощью нейронных сетей. Поскольку последние два типа требовательны к вычислительным ресурсам и не могут быть реализованы в приборах с низкой стоимостью, остановим внимание на первом.

Алгоритмы первого типа сводятся к определению моментов времени, соответствующих определенным характеристикам формы сигнала: значения амплитуды, скорости её изменения, длительности участка монотонности, состав спектра частот и т.п. При выборе алгоритма следует учитывать его устойчивость к помехам и чувствительность к отклонениям формы сигнала от нормальной. Рассмотрим метод, основанный на измерении энергии производной кардиосигнала [1]. Зарегистрированный сигнал пропускают через ФНЧ с частотой среза 30 Гц для устранения влияния помех от сети электропитания и снижения влияния мышечных шумов, затем дифференцируют и каждый отсчёт возводят в квадрат. Полученную последовательность усредняют скользящим окном (см. рис. 1) и сравнивают с порогом. Формирование порога производится с учётом максимального и среднего значений сигнала в окне анализа.

Для повышения чувствительности алгоритма скользящее окно должно охватывать QRS-комплекс полностью, поскольку энергия кардиосигнала за время сокращения желудочков максимальна. Рассмотрим устойчивость данного алгоритма к наличию в кардиосигнале шумов. В качестве испытательного сигнала использована запись из электронной базы данных физиологических сигналов MIT-BIHArrhythmiadatabase [2].

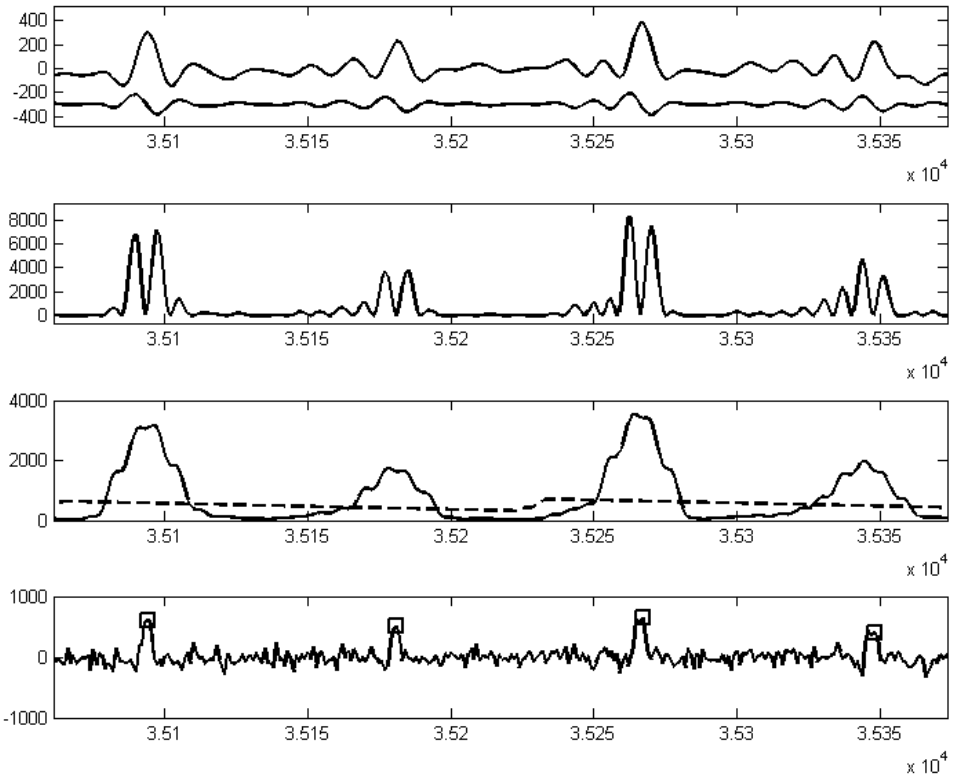


Рис. 1. Иллюстрация работы алгоритма обнаружения R-зубцов. Сверху вниз: отфильтрованный кардиосигнал и его производная; квадрат производной; квадрат производной, усреднённый скользящим окном; порог обнаружения (пунктирная линия), исходный кардиосигнал и обнаруженные R-зубцы

Для исследования помехоустойчивости описанного алгоритма обнаружения R зубцов, к сигналу из базы [2] был добавлен белый шум. Исходная выборка содержала 1000 кардиоциклов. Вероятности правильного обнаружения $P_{пр}$ и ложной тревоги $P_{лож}$ оценивались по результатам тестирования, отнесенным к количеству кардиоциклов. При уменьшении отношения сигнал/шум растёт вероятность ложного обнаружения, а вероятность правильного обнаружения падает.

Как видно, при $q \geq 5$ качество обнаружения достаточно для практических применений. Эффективность процедур обработки кардиосигнала может быть оптимизирована по нескольким критериям: ширине полосы пропускания фильтра, длительности окна скользящего усреднения и порогу обнаружения и способу его формирования. Обладая инструментом определения вероятностей обнаружения, легко провести параметрическую оптимизацию алгоритма, например, по уровню порога обнаружения (см. рис. 2).

Установка значения порога не более 4 % относительно максимального значения RR зубца обеспечивает эффективное обнаружение. Следует иметь в виду, что оптимальные значения параметров будут различаться для разных записей ЭКГ и трактов регистрации сигнала.

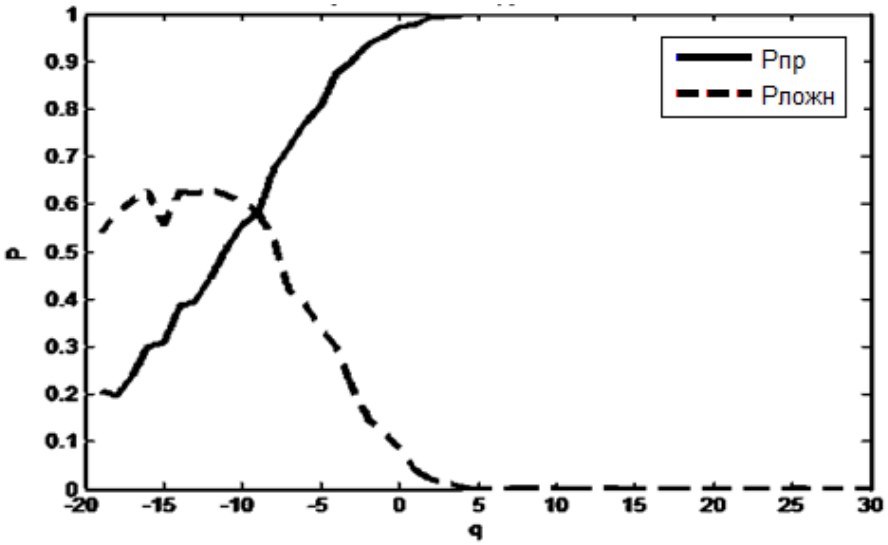


Рис. 2. Зависимость вероятностей правильного и ложного обнаружения от q – отношения сигнал/шум

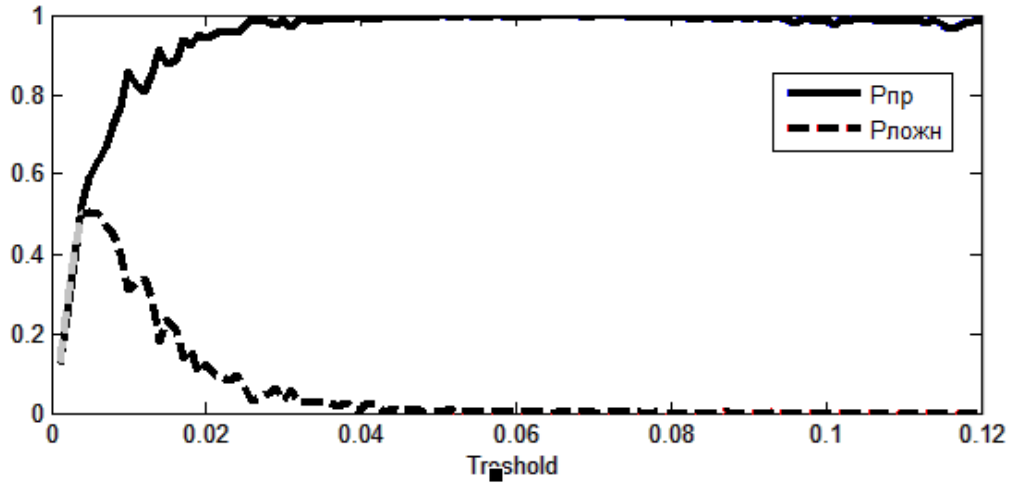


Рис. 3. Зависимость вероятностей правильного и ложного обнаружения
от значения порога обнаружения

При практической реализации детектора аритмий необходимо предусмотреть функцию информирования пользователя о непригодности регистрируемого сигнала для анализа. Для этого измеряется сопротивление измерительной цепи: если значение сопротивления указывает на надёжный контакт электродов с кожей, производится оценка амплитуды сигнала. Слишком низкое значение амплитуды может являться следствием неправильного расположения электродов, а слишком высокое – воздействием внешних электромагнитных полей (расположение рядом помехоизлучающих приборов) либо интенсивной мышечной активностью. В любом из этих случаев обеспечение малой вероятности ошибочного обнаружения будет затруднено. Затем производится включение детектора QRS-комплексов и сравнение нескольких идущих подряд RR-интервалов между собой. В случае обнаружения периодичности инициируется сбор данных и подсчёт аритмий.

Список литературы

1. A Real-Time QRS Detection Algorithm - Pan, Jiapu, Tompkins, Willis J.; Biomedical Engineering, 1985.

2. http://www.physionet.org/physiobank/database/mitdb/ – электронная база данных физиологических сигналов.

3. Горчаковский, А.А. Электронные базы данных физиологических сигналов – использование в научных исследованиях / С.П. Панько, А.А. Горчаковский // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. / науч. ред. Г.Я. Шайдуров ; отв. за вып. А.А. Левицкий. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2011. – С. 115–117.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА ЛЕГОЧНЫХ ЗВУКОВ

Р. Н. Худолей, С. П. Панько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: rromah@mail.ru

Рассматривается способ определения координат источника легочных звуков.

Одной из актуальных задач современной пульмонологии является обеспечение объективных оценок акустической структуры звуковых колебаний, формируемых при дыхательной деятельности человека и, в первую очередь, определение координат источника легочных звуков [1]. В основе рассматриваемой методики лежит использование линейной антенной решетки, состоящей, как минимум, из двух жестко связанных приемных элементов – микрофонов.

Введём следующие допущения:

1. Источник шума и микрофоны являются точечными.

2. Скорость сигнала V_c на всем пути распространения является постоянной.

3. Микрофоны и источник звука находятся в одной плоскости (по результатам предварительных исследований).

Расположив микрофоны на расстоянии АК в горизонтальной плоскости на груди (или на спине) пациента, по максимуму коэффициента корреляции сигналов, принимаемых в точках *A* и *K*, определяем среднюю точку О, на нормали к которой расположен источник звука на искомом расстоянии R_2. Для определения расстояния R_2 разместим второй микрофон в точке *O* и достроим треугольник *ABO* до равнобедренного *ABC* путем программного поиска максимума коэффициента корреляции сигналов, принимаемых в точках *A* и *O* при регулируемой задержки сигнала в точке *O*.

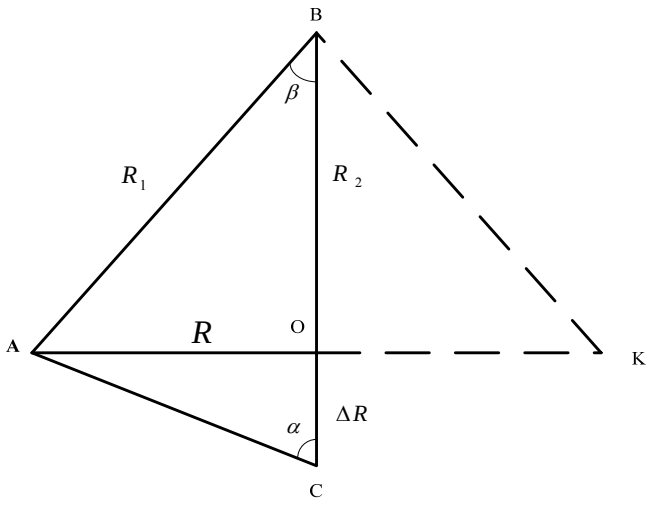


Рис. 1. Взаимное расположение источника звука и приемных элементов

Разность хода звука по трассам R_1 и R_2

$$\Delta R = R_1 - R_2 = (t_1 - t_2) \cdot V_c = \Delta t \cdot V_c. \quad (1)$$

Угол α:

$$\alpha = -arc\sin\frac{R}{AC} \quad (2)$$

и расстояние до источника звука:

$$R_2 = \frac{R}{\tan\beta} = \frac{R}{\tan(\pi - 2\cdot arc\sin\frac{R}{AC})} = -\frac{R}{\tan(2\cdot arc\sin\frac{R}{AC})}. \quad (3)$$

Окончательно, после преобразования (3), получим:

$$R_2 = \frac{R^2}{2\cdot\Delta R} - \frac{\Delta R}{2}. \quad (4)$$

Погрешность измерения R_2 является функцией двух составляющих: погрешности определения R (обозначим x) и ΔR (обозначим y). Тогда

$$R_2 + \delta R_2 = \frac{(R+x)^2}{2\cdot(\Delta R+y)} - \frac{\Delta R+y}{2}. \quad (5)$$

Погрешность измерения R_2

$$\delta R_2 = \frac{2\cdot R\cdot\Delta R\cdot x - (R^2+\Delta R^2)\cdot y + \Delta R\cdot(x^2-y^2)}{2\cdot\Delta R\cdot(\Delta R+y)}. \quad (6)$$

Зависимость погрешности δR_2 от значений x и y представлена на рис. 2 при $R = 4$, $\Delta R = 2$, $x \in [0, R]$, $y \in [0, \Delta R]$.

Из рис. 2 видно, что при изменении x и y в одинаковых пределах:

$$\delta R_2 \in \begin{matrix}[0,5] \ \forall\, x \in [0,2] \\ [0,-3] \ \forall\, y \in [0,2]\end{matrix}.$$

Если задаться значениями погрешностей $x = 0.01R$ и $y = 0.01\Delta R$, что технически вполне достижимо, то при расстоянии до источника легочного звука $R_2 = 30$ см, ошибка измерения составит не более 3 мм.

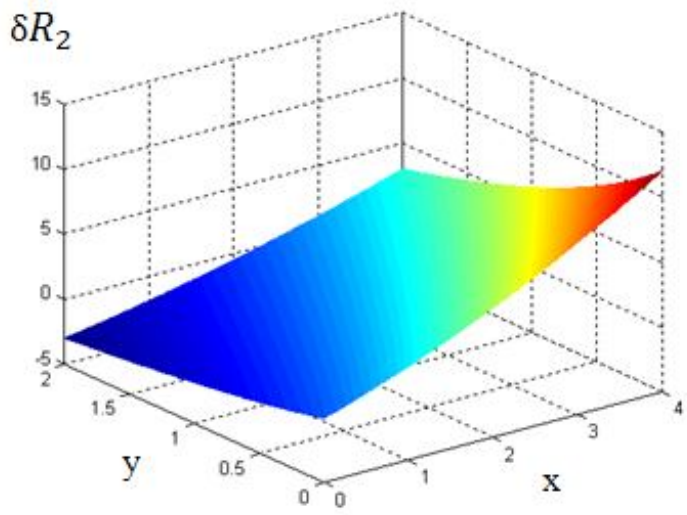


Рис. 2. Распределение погрешности

Решение уравнения $\delta R_2 = 0$ позволяет определить взаимосвязь между погрешностями x и y:

$$y(x) = -\frac{R^2+\Delta R^2-\sqrt{R^4+\Delta R^4+2\cdot R^2\cdot\Delta R^2+4\cdot\Delta R^2\cdot x^2+8\cdot R^2\cdot\Delta R^2\cdot x}}{2\cdot\Delta R}. \quad (7)$$

Дальнейшие исследования необходимо сосредоточить на разработке метода определения контура источника звука, т.е. прейти от точечной модели к объемной.

Список литературы

1. Acoustic Imaging of the Human Chest, Martin Kompis, MD, PhD; Hans Pasterkamp, MD; and George R. Wodicka, PhD.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОТКЛОНЯЮЩЕЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ОПТОЭЛЕКТРОННОГО СКАНИРУЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

М. Н. Суслопаров, М. Г. Федотов, Г. Я. Шайдуров (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: ivanov@sfu-kras.ru.ru

Предложенная математическая модель описывает поведение отраженного лазерного луча от треугольной зеркальной призмы. Данную математическую модель предполагается применить в фотооптическом измерителе координат струнных отвесов для измерения координат струны.

На рис. 1 показано схематическое представление модели.

Для того чтобы описать лучи и ребро призмы нами использовались нормальные уравнение прямых:

$$\left.\begin{aligned} x\cdot\cos(\alpha)+y\cdot\sin(\alpha)-p=0\\ x\cdot\cos(\beta)+y\cdot\sin(\beta)-b=0\end{aligned}\right\}, \quad (1)$$

где p длина перпендикуляра к исследуемому ребру призмы, b длина перпендикуляра к падающему лучу лазера, α – угол наклона p; β – угол наклона b.

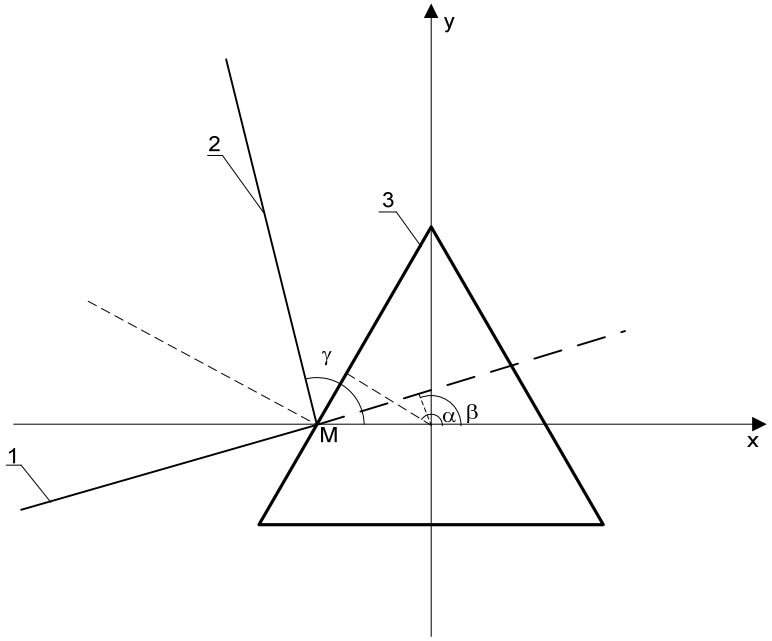


Рис. 1. Схематическое представление модели:
1 – падающий луч; 2 – отраженный луч; 3 – ребро призмы

Решив данную систему уравнений, мы получили уравнение координат точки пересечения падающего луча и ребра призмы (точка M):

$$x_M = \frac{p \cdot \sin(\beta) - b \cdot \sin(\alpha)}{\sin(\beta - \alpha)}, \qquad y_M = b - x_M \cdot \operatorname{ctan}(\beta). \tag{2}$$

Теперь, зная точку пересечения лучей лазера с ребром призмы, запишем уравнение перпендикуляра к ребру призмы в точке пересечения:

$$y_{per} = (x - x_M) \cdot \tan(\alpha) + y_M. \tag{3}$$

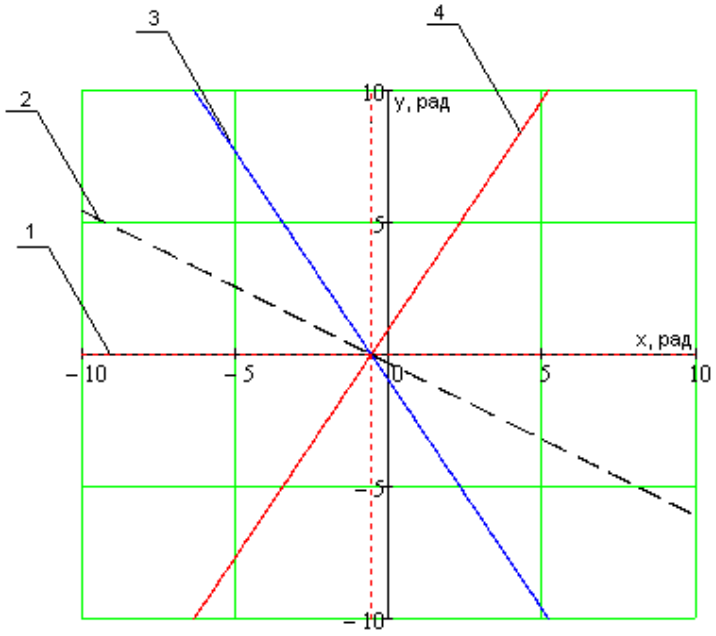


Рис. 2. Математическая модель отклоняющей системы:
1 – падающий луч; 2 – нормаль к ребру призмы; 3 – отраженный луч; 4 – ребро призмы

Теперь, введя уравнение перпендикуляра в зависимость от угла поворота призмы и угла падающего луча, получим уравнение отраженного луча:

$$y_{otr} = (x - x_M) \cdot \tan(2\alpha - \beta - \frac{\pi}{2}) + y_M \,. \tag{4}$$

Теперь получим зависимость угла поворота отраженного луча от угла поворота призмы:

$$\gamma(\alpha) = 2\alpha - \beta - \frac{\pi}{2} \,. \tag{5}$$

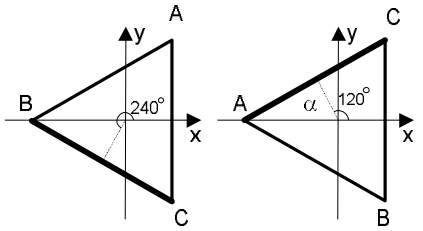
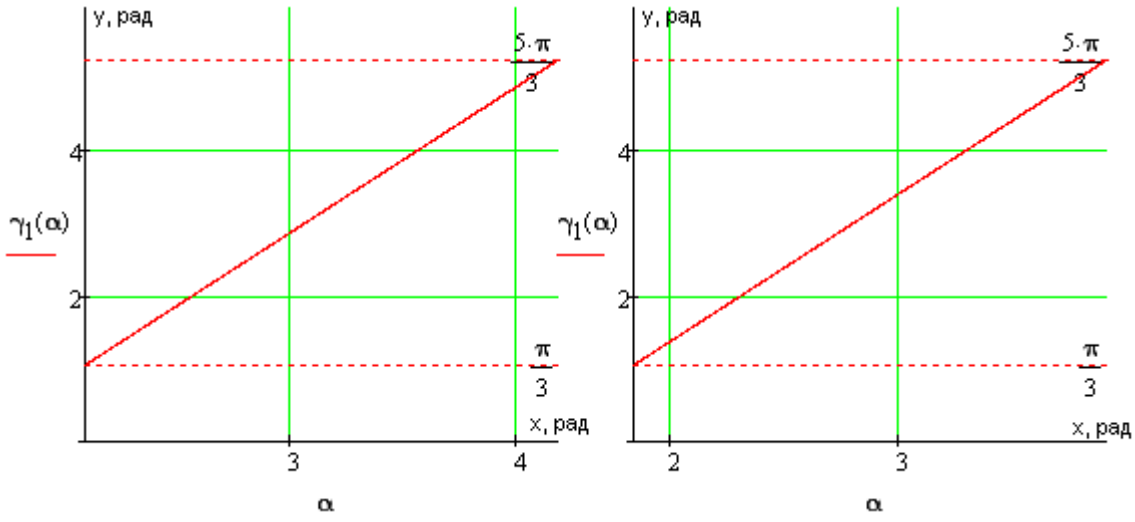
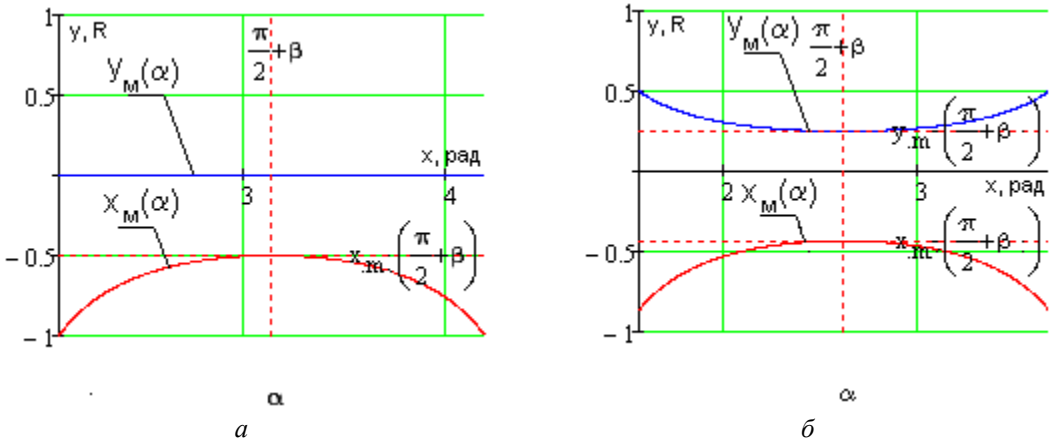


Рис. 3. Границы сектора сканирования треугольной призмы



а *б*

Рис. 4. Зависимость γ от α при β равным: *а* – 90°; *б* – 60°



а *б*

Рис. 5. Зависимость координат точки М при β равным: *а* – 90°; *б* – 60°,
где R – радиус описанной окружности призмы

Хотелось бы отметить что граница сектора сканирования выбрана исходя из того что призма является трехгранной, и имеет период смены граней 120°. Учитывая что мы привязали координаты к центру призмы а угол наклона падающего луча задали равным 180° то сектор сканирования получается от 120° до 240°.

Исходя из математической модели отклоняющего устройства можно сделать следующие выводы:

1. Угол наклона отраженного лазерного луча меняется в 2 раза быстрее угла поворота призмы, что в свою очередь накладывает дополнительные требования к точности установки призмы.

2. Точка пересечения лазерного луча с ребром призмы меняет свое положение по нелинейному закону, что необходимо будет учитывать в конечном устройстве.

МОНИТОРИНГ СМЕЩЕНИЯ ГИДРОТЕХНИЧЕСКОГО СООРУЖЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФАЗОВОГО МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ

А. С. Ефименко, В. В. Сухотин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
e-mail: vsuhotin@sfu-kras.ru

Раскрывается актуальность мониторинга смещения Гидротехнического сооружения. Рассматривается способ оценки смещения гидротехнического сооружения с использованием фазового метода измерения дальности. Приводится расчет погрешности определения смещения и делаются соответствующие выводы.

Арочная плотина ГЭС является объектом повышенной опасности из-за высокого напора воды. К тому же криволинейная форма отвода плотины осложняет геодезические измерения, требует многократного повторения и достаточно сложного аппарата обработки и интерпретации данных наблюдений.

При наблюдениях за такими крупными сооружениями, как гидростанции, выбор точек отсчета, закрепленных на местности геодезическими пунктами, осложняется тем, что под воздействием веса плотины и водохранилища земная поверхность вокруг них деформируется. Образуется так называемая воронка оседания, Если геодезические пункты расположены близко от объекта, то к определению смещения добавляется ошибка за смещение исходных пунктов из-за воронки оседания. Чем дальше от объекта, тем меньше влияние воронки, но больше ошибки самого измерения. Оптимальным удалением было бы такое удаление, при котором сумма ошибок минимальна. Однако, если ошибки измерений можно достаточно точно предвычислить, то размеры воронки оседания и степень ее последующего влияния на устойчивость геодезических пунктов не всегда можно рассчитать заранее. Возникает необходимость вести периодические наблюдения за устойчивостью как сооружения, так и самих исходных геодезических пунктов [1].

Исходя из данных Геофизической Службы СО РАН и сейсмограмм, измерения следует проводить с интервалом в половину часа. Передающие антенны необходимо располагать как наверху тела плотины, так и непосредственно у ее основания и наиболее ее подвижных частях [2].

Нивелирование выполняется дважды в год при минимальном и максимальном уровне воды водохранилища по методике гидротехнического нивелирования 1 разряда (допустимая ошибка на станции 0.3 мм). Среднеквадратическая ошибка на станции по результатам уравнивания высотной сети получается 0.10–0.13 мм. Расчетная ошибка определения высоты точки в самом «слабом» месте относительно фундаментальных реперов со-

ставляет 1.2 мм. В нивелировку вводятся поправки за уклонение отвеса, вызванное влиянием масс плотины и водохранилища и изменением массы водохранилища при его наполнении и сработке. Поправки получены аналитическим путем. Величина поправки из-за наполнения сработки составляет 1.5 мм, суммарная поправка за влияние масс плотины и водохранилища достигает 5.5 мм [1].

Необходимая точность изменения отклонений от линейной формы плотины должна составлять не более 0.1 мм.

На рис. 1 приведена структурная схема определения смещения гидротехнического сооружения (3), где посредствам параболической антенны (1) передается высокочастотный радиосигнал (2). Принимается он приемной антенной (5), расположенной в непосредственной близи измерительной станции (6). А по проводной высокоскоростной линии связи (4) происходит синхронизаций, фаза опорного генератора передается к приемнику для определения разности фаз.

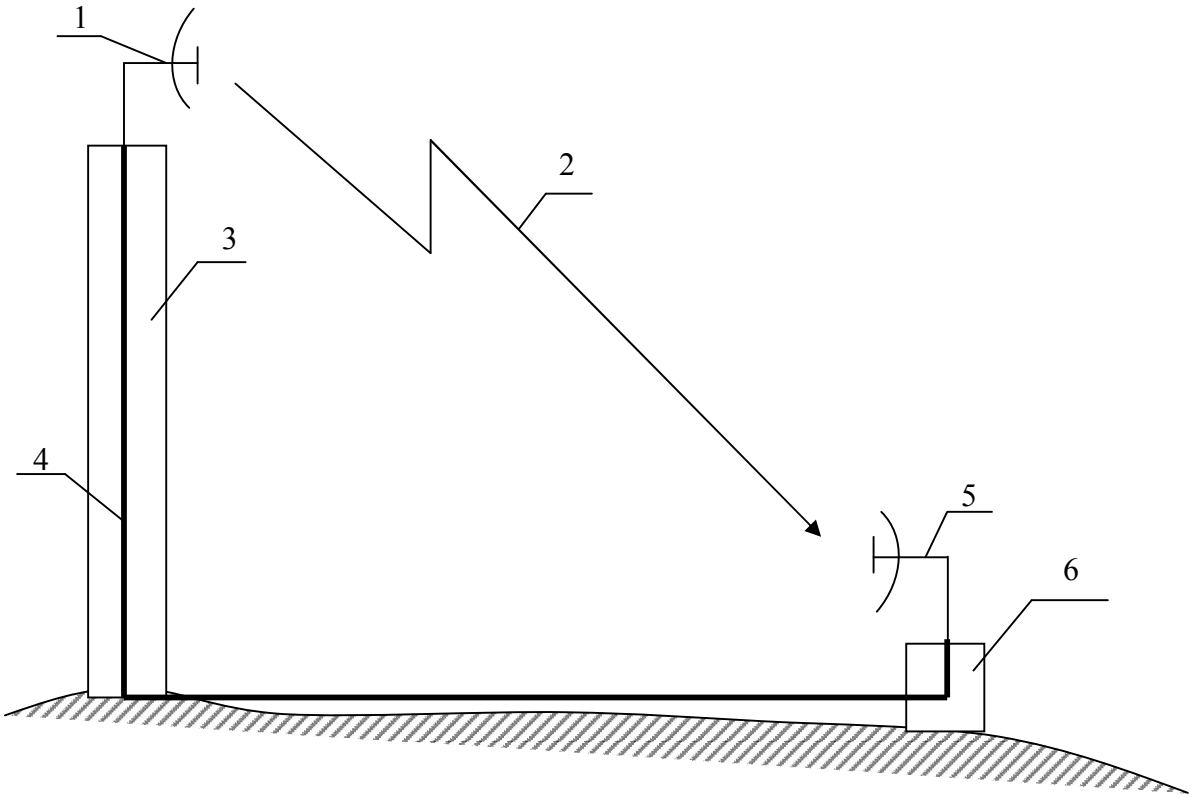


Рис. 1. Структурная схема определения смещения гидротехнического сооружения:
1 – передающая антенна; 2 – сигнал; 3 – тело плотины; 4 – проводной канал синхронизации;
5 – приемная антенна; 6 – наземная измерительная станция

В данной системе используется безотражательный метод, что позволяет сократить потери связанные с затуханием при прохождении радиосигнала через воздушное пространство вдвое, и исключить затухание при переотражении.

Смещение определяется с требуемой точностью измерения сдвига фаз, при фазовом методе оценки измерения расстояния, в рамках разрешенных регламентом радиосвязи частот. При разрешенной для индустриальных применений частоты f = 2.4 ГГц, длинна волны λ = 12,5 см.

Опираясь на точности измерения сдвига фаз современными цифровыми методами фазометрии, используемые, в частности, в приемниках космических радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS, возможно достичь точности 0,1° [3].

Фазовая система измеряет дальность на основе измерений фазы.

Рассмотрим идеализированный случай.

Передатчик излучает синусоидальное немодулированное колебание частоты f_0 с текущей фазой

$$\phi_{\text{прд}} = 2\pi \cdot f_0 \cdot t + \phi_0 . \quad (1)$$

Далее сигнал поступает в приемник

$$\phi_{\text{прм}} = 2\pi \cdot f_0 \cdot (t - t_R) + \phi_0 . \quad (2)$$

Главное свойство сигнала, используемое в измерениях, – его запаздывание на время t_R в пути.

$$t_R = \frac{R}{c} .$$

Вычитая фазу принятого сигнала (2) из фазы переданного сигнала (1) получаем уравнение, связывающее измеряемую разность фаз θ с интересующим нас параметром - дальностью R.

$$\Theta = \phi_{\text{прд}} - \phi_{\text{прм}} = 2\pi \cdot f_0 \cdot t_R = \frac{2\pi \cdot f_0 \cdot R}{c} , \quad (3)$$

где θ – измеряемая разность фаз опорного и принимаемого сигналов [1].

Выразив R из (3) и подставив значения f_0 частоты и допустимое минимальное значение изменения фазы θ (на сегодняшний день 0,1°) получим $R = 3.472 \cdot 10^{-5}$ м.

Это значит, что на 0,1° измерения фазы приходится расстояние равное 0.03472 мм, удовлетворяющее исходным данным.

Данный метод позволяет добиться точности измерений не превышающей 100 микрон, но так же в дальнейшем необходимо произвести учет влияния атмосферы и высоты над уровнем моря на более точное определение скорости света. При применении на практике можно применить метод определения координат передатчика и приемника относительно фундаментальных реперов. Привязка фундаментальных реперов позволяет добиться точности до 1÷2 мм [4]. Учет этих факторов позволит снизить требования к фазоизмерительной аппаратуре.

Список литературы

1. Шайдуров, Г.Я. Автоматизированный контроль гидротехнических сооружений / Г.Я. Шайдуров. – Новосибирск : Наука, 2006. – 240 с.

2. Генике, А.А. Геодезические свето- и радиодальномеры / А.А. Генике, А.М. Афанасьев. – М., 1988. – 303 с.

3. Маковецкий, П.В. Фазовые методы измерения дальности / П.В. Маковецкий, В.П. Олянюк – СПб., 1989. – 44 с.

4. Бакулев, П.А. Радиолокационные системы / П.А. Бакулев. – М. : Радиотехника, 2004. – 320 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ СИГНАЛОВ НЕИЗВЕСТНОЙ ФОРМЫ НА ОСНОВЕ КРИТЕРИЕВ СОГЛАСИЯ[1]

А. Г. Вострецов, М. В. Гундарева

Новосибирский государственный технический университет
630092, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20
E-mail: vostretsov@adm.nstu.ru, konsyelo@mail.ru

Рассмотрен инвариантный алгоритм обнаружения сигналов в частотной области на основе совместного применения критерия согласия и принципа инвариантности. Анализ эффективности алгоритмов проводился методом статистического моделирования, а так же по записям реальных сигналов.

Введение

Одной из главных задач, которую приходится решать при мониторинге радиочастотного диапазона, является задача обнаружения сигнала в заданном частотном интервале. Основной проблемой, которую приходится решать при обзоре диапазона частот, является то, что прием сигналов всегда ведется в присутствии шума, спектральная плотность которого может изменяться в широких пределах, мощность, несущая частота, вид модуляции принимаемых сигналов, как правило, не известны.

В настоящей работе приводятся результаты исследования алгоритмов обнаружения случайных узкополосных сигналов, построенных на основе широко применяемых критериев согласия Колмогорова, Смирнова, ω^2Крамера – Мизеса – Смирнова и Ω^2Андерсона – Дарлинга.

Алгоритмы обнаружения

При разработке алгоритмов обнаружения в качестве информативного признака, позволяющего обнаружить присутствие сигнала, как и в работах [1, 2], использовалось отличие по форме энергетических спектров шума и смеси сигнала и шума. Спектр шума в рассматриваемой полосе частот является приближенно равномерным, а спектр смеси сигнала и шума – существенно неравномерным, причем уровни этих спектров априори не известны.

В роли наблюдаемого процесса принята последовательность спектрограмм, полученных с помощью дискретного преобразования Фурье (ДПФ) в непересекающихся интервалах времени одинаковой длительности τ .

В качестве наблюдаемых данных, аналогично [1], примем матрицу $\mathbf{X}$, составленную из векторов $\mathbf{X}_n = \left\{ X_{ni}, i = \overline{1,B} \right\}$, $n = \overline{1,N}$, где X_{ni} – коэффициенты дискретного преобразования Фурье (ДПФ) комплексной огибающей наблюдаемого процесса, выполненного на интервале длительностью Δt; N и B – соответственно число временных интервалов, используемых алгоритмом для реализации процедуры обнаружения, и число спектральных отсчетов в выделенном частотном диапазоне.

Для преодоления априорной неопределенности начальной фазы сигнала и мощности шума воспользуемся предложенным в работе [2] подходом и в качестве рабочей статистики примем матрицу $\mathbf{Z}$, составленную из векторов $\mathbf{Z}_n = \left\{ z_{ni},\ i = \overline{1,B} \right\}$, $n = \overline{1,N}$, где

$$z_{ni} = \frac{\left| X_{ni} \right|^2 (B-1)}{\left\| \mathbf{X}_n \right\|^2 - \left| X_{ni} \right|^2}. \qquad (1)$$

Статистики (1) при всех n являются инвариантными относительно масштабных преобразований исходных выборок $\mathbf{X}_n$. Это обеспечивает независимость их характеристик от уровня шума и аргументов комплексных коэффициентов ДПФ. При наличии сигнала груп-

[1]Работа выполнена в рамках проекта РФФИ №11-07-00078-а.

пе масштабных преобразований соответствует такое изменение энергетических спектров сигнала и шума, при котором отношение сигнал/шум остается неизменным, группе унитарных преобразований – произвольное изменение начальной фазы сигнала. Таким образом, статистики (1) представляют собой нормированный амплитудный спектр наблюдаемого процесса.

В отсутствие сигнала в силу того, что все компоненты наблюдаемой выборки **X** статистически не зависимы, подчинены гауссовскому распределению с нулевым средним и одинаковой дисперсией σ^2, все компоненты z_{ni} статистики **Z** будут иметь *F*-распределение Фишера с $2,2B-2$ степенями свободы. При наличии сигнала, в силу неравномерности его спектра в пределах анализируемого частотного интервала, распределения этих статистик будет отличаться от *F*-распределения Фишера. Поэтому задача обнаружения сигнала может быть сформулирована как задача проверки статистической гипотезы о том, что наблюдаемая выборка представляет собой выборку из *F*-распределения Фишера. В математической статистике для решения подобных задач успешно используются непараметрические критерии согласия [3, 4]. На основе этого подхода с использованием известных критериев согласия Колмогорова, Смирнова, Ω^2 Крамера – Мизеса – Смирнова и ω^2Андерсона – Дарлинга, не зависящих от вида наблюдаемого закона [4], предложены алгоритмы обнаружения сигналов в форме

$$\varphi(S^*)=\begin{cases}1, & S^*>S_\alpha;\\ 0, & S^*\le S_\alpha,\end{cases} \tag{2}$$

где статистика S^* для перечисленных критериев имеет следующий вид [5]:

$$S_K^*=\frac{6MD_M+1}{6\sqrt{M}}\ \text{(статистика Колмогорова)}, \tag{3}$$

где $D_M=\max\left(D_M^+,D_M^-\right)$,

$$D_M^+=\max_{1\le i\le M}\left\{\frac{i}{M}-F_{2,2B-2}(v_i)\right\},\ D_M^-=\max_{1\le i\le M}\left\{F_{2,2B-2}(v_i)-\frac{i-1}{M}\right\}, \tag{4}$$

M – объем выборки **Z**; $v_1,v_2,...,v_M$ – упорядоченные по возрастанию выборочные значения z_{ni}, $F_{2,2B-2}(\cdot)$ – интегральная функция распределения Фишера с $2,2B-2$ степенями свободы;

$$S_C^*=\frac{\left(6MD_M^+ +1\right)^2}{9M}\ \text{(статистика Смирнова)}, \tag{5}$$

где D_M^+ задается выражением (4);

$$S_\omega^*=\frac{1}{12M}+\sum_{i=1}^{M}\left\{F_{2,2B-2}(v_i)-\frac{2i-1}{2M}\right\}\ \text{(статистика Крамера-Мизеса-Смирнова)}; \tag{6}$$

$$S_\Omega^*=M-2\sum_{i=1}^{M}\left\{\frac{2i-1}{2M}\ln\left[F(v_i)\right]+\left(1-\frac{2i-1}{2M}\right)\ln\left[1-F(v_i)\right]\right\}\ \text{(статистика Андерсона-Дарлинга)}. \tag{8}$$

Пороговое значение S_α для каждой из статистик при больших объемах выборки можно определить на основе выбранного уровня значимости α, используя предельные распределения указанных статистик [6].

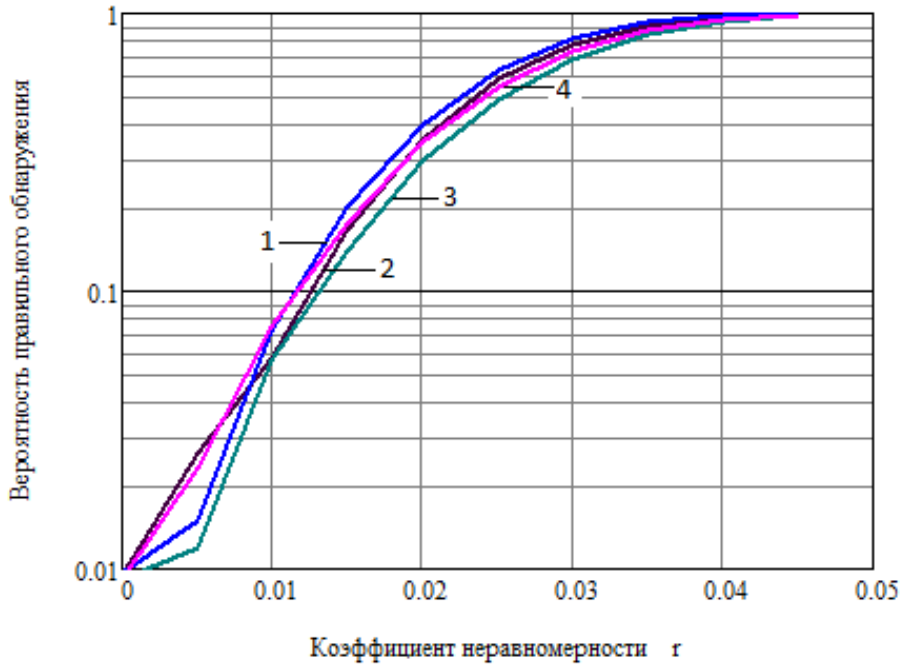


Рис. 1. Зависимости вероятности правильного обнаружения сигнала от коэффициента неравномерности спектра и отношения сигнал/шум для исследуемых алгоритмов. Кривая 1 соответствует алгоритму на основе критерия ω^2, кривая 2 – алгоритму на основе критерия Смирнова, кривая 3 – алгоритму на основе критерия Ω^2, кривая 4 – алгоритму на основе критерия Колмогорова

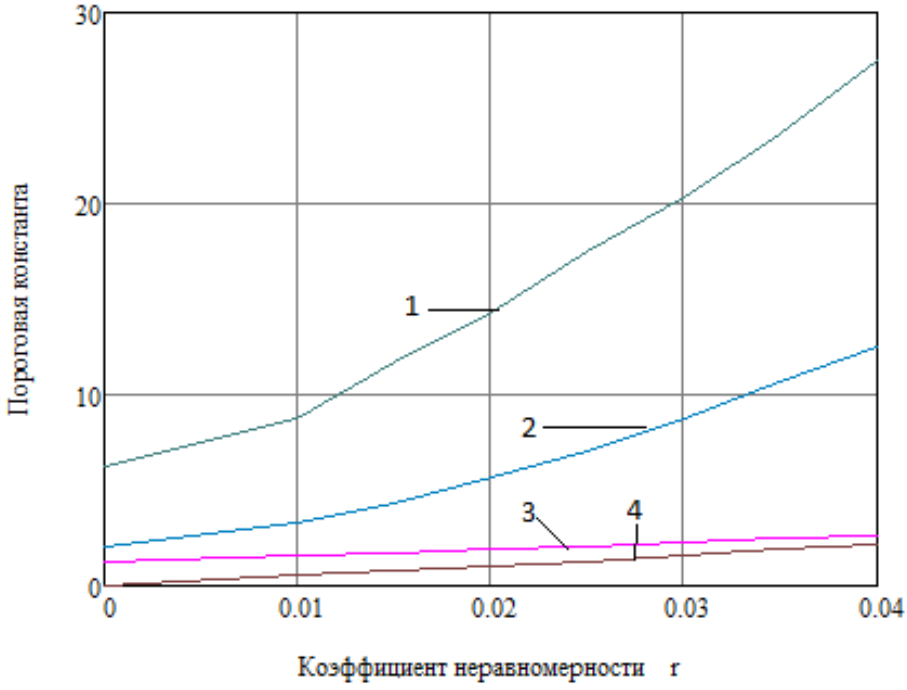


Рис. 2. Зависимости пороговой константы от коэффициента неравномерности спектра. Кривая 1 соответствует алгоритму на основе критерия Смирнова, кривая 2 – алгоритму на основе критерия Ω^2, кривая 3 алгоритму на основе критерия Колмогорова, кривая 4 – алгоритму на основе критерия ω^2

Исследование алгоритмов обнаружения

При обнаружении сигналов неизвестной формы на фоне белого гауссовского шума целесообразно в качестве признака присутствия сигнальной составляющей в наблюдаемой выборке использовать коэффициент неравномерности

$$r = \frac{B}{(B-1)\|\boldsymbol{\delta}\|^2}\sum_{j=1}^{B}\left[\delta_j - \frac{1}{B}\sum_{i=1}^{B}\delta_j\right]^2,$$

где $\boldsymbol{\delta} = \{\delta_1,...,\delta_B\}$, $\delta_j = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left|F_{ij}\right|^2}$, – усредненный амплитудный спектр сигнала. Минимальное значение данного параметра, соответствующее равномерному спектру, равно нулю, максимальное, для одноточечного спектра, – единице.

На рис. 1 для предложенных алгоритмов показаны зависимости вероятности правильного обнаружения от коэффициента неравномерности.

На рис. 2 приведена зависимость пороговой константы при уровне значимости 0,01 (вероятность ложной тревоги) от коэффициента неравномерности. Зависимости были получены по результатам 10 000 статистических испытаний алгоритмов на ЭВМ.

Заключение

На основании проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. В результате анализа полученных алгоритмов путем статистического моделирования получены характеристики обнаружения алгоритмов обнаружения сигналов на основе критериев согласия.

2. Коэффициент неравномерности является хорошим информативным признаком при обнаружении сигнала неизвестной формы на фоне белого гауссовского шума.

3. Алгоритмы на основе критериев согласия Колмогорова, Смирнова, Крамера – Мизеса – Смирнова и Андерсона – Дарлинга могут применяться для обнаружения сигналов неизвестной формы в условиях априорной неопределенности мощности шума.

Список литературы

1. Богданович, В.А. Построение инвариантного алгоритма обнаружения сигналов в частотной области на основе критерия согласия / В.А. Богданович, Ё.Ю. Бородич // Докл. АН ВШ РФ. – 2010. – № 1(14). – С. 74–83.

2. Богданович, В.А. Инвариантный алгоритм обнаружения сигналов в частотной области на основе критерия согласия / В.А. Богданович, А.Г. Вострецов, М. В. Гундарева // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. научн. тр. ; науч. ред. Г.Я. Шайдуров ; отв. за вып. А.А. Левицкий. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2011. – 563 с. ; С. 36–40.

4. Цветков, Э.И. Нестационарные случайные процессы и их анализ / Э.И. Цветков. – М. : Энергия, 1973. – 128 с.

5. Лемешко, Б.Ю. Р 50.1.033-2001. Рекомендации по стандартизации. Прикладная статистика. Правила проверки согласия опытного распределения с теоретическим. Ч. I. Критерии типа хи-квадрат / Б.Ю. Лемешко, В.И. Денисов, С.Н. Постовалов. – М. : Изд-во стандартов, 2002. – 91 с.

6. Большев, Л.Н. Таблицы математической статистики / Л.Н. Большев, Н.В. Смирнов. – М. : Наука, 1983. – 416 с.

ОЦЕНКА СМЕЩЕНИЯ ОБЪЕКТА С ПОМОЩЬЮ АНАЛИЗА КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ

Е. Н. Рычков, В. В. Сухотин

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
г. Красноярск, ул. Киренского 28
eu.rychkov@yahoo.com

Обосновывается актуальность и описывается принцип измерения смещения объекта. Рассматривается реализация устройства для оценки приращения расстояния с использованием корреляционной функции. Оцениваются погрешности для рассматриваемого случая.

При определении расстояния фазовым методом точность измерений зависит от длины волны сигнала, так как сложно оценить небольшие фазовые приращения, а с другой стороны можно выйти за пределы периода, и дальнейшие рассуждения тогда не вписываются в существующий алгоритм действий. Если рассуждать о точности результата, лучше работать со светом, либо более высокочастотными колебаниями. Однако способ основан на передаче сигнала в свободном пространстве, а высокочастотный сигнал чувствителен к небольшим неоднородностям, что приводит к зависимости от метеоусловий не только качества оценки, но и возможности измерений. Следовательно, при использовании атмосферы как элемента тракта во многих случаях может оказаться удобнее использование радиочастот [1].

Объект, для которого актуальны задачи измерения смещения – гидротехническое сооружение. Интересно обеспечение точности порядка мм. Так как в данном случае достаточна оценка флуктуаций, но не обязательно определение всего расстояния, удобно воспользоваться дальномерным радиочастотным методом, представленным в [1]. На его основе рассмотрим систему, представленную на рис. 1. При старте от приемника к передатчику по радиоканалу поступают данные о времени начала измерений. Далее как приемник, так и передатчик с антенной (“1” на рис. 1) начинают синхронно генерировать некоторые одинаковые сигналы. При этом со стороны гидротехнического сооружения (ГТС) волна начинает поступать по радиоканалу в сторону приемо-передающей антенны (“2” на рисунке). Рассмотрение удобно начать без антенной решетки, приведенной на рис. 1. Волна принимается и сравнивается с сигналом, генерируемым в приемнике, опорным, а последующие измерения ведутся относительно полученного фазового сдвига. При этом, может быть, $\Delta y_{max1} \neq \Delta y_{max2}$, поэтому максимальное отклонение из этих двух обозначим как Δy_{max}.

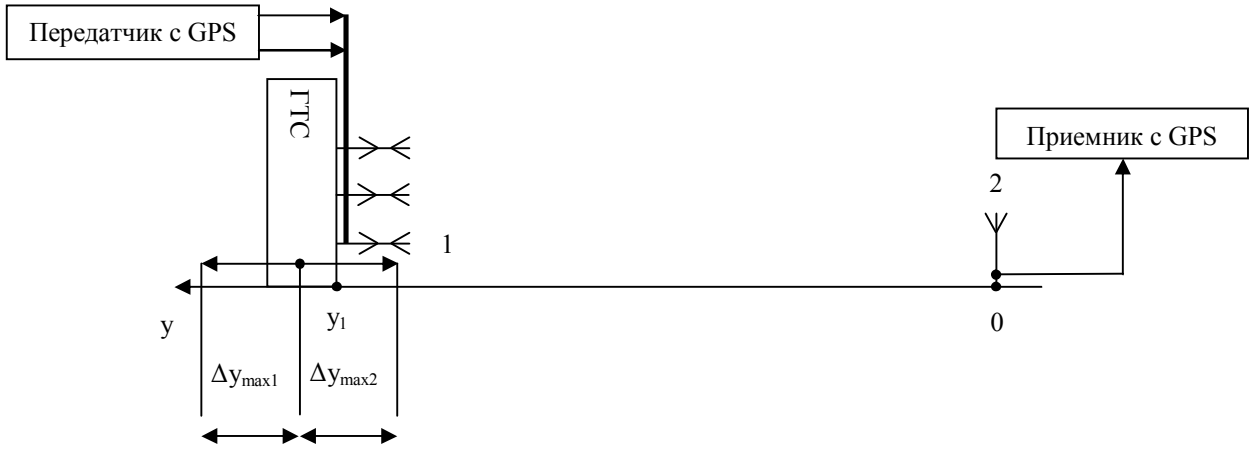


Рис. 1. Схема для измерения флуктуаций ГТС

За счет системы с одной антенной на ГТС можно вычислить приращение расстояния для соответствующей точки на плотине. Введем дополнительные измерения с помо-

щью антенной решетки. Одновременно передатчик с GPS на некоторых частотах передает свои координаты, вычисленные с помощью спутника, на приемную сторону. Они сравниваются с координатами приемника, и вычисляется расстояние между GPS-устройствами. Так как среда распространения в этом случае – преимущественно вакуум, можно скомпенсировать погрешность, вызванную метеоусловиями.

Возьмем в качестве несущего информацию сигнала гармоническое колебание. В зависимости от времени суток могут появляться помехи, но проще ограничиться на том, что их можно избежать перестройкой по частоте, ведь информация содержится только в фазе. Так же можно учесть тот факт, что световая волна имеет гармоническую форму, хотя пока это для радиотехнического сигнала не означает выигрыша по каким-либо параметрам. Далее следует вспомнить о широкополосных сигналах и о задачах устойчивости к искусственным помехам, поэтому над формой сигнала все-таки стоит подумать, но пока предпочтительнее рассмотреть функционирование с использованием одной гармоники. Во избежание переотражений необходимо ввести модуляцию двоичным кодом, частота которого должна быть больше расстояния до флуктуирующего объекта [1]. Рассуждения можно продолжить с выбора высокочастотной составляющей сигнала. Чем она больше, тем быстрее результат, в непрерывном режиме меньшая дискретность функции приращения расстояния, но сложнее и дороже оборудование. С другой стороны, согласно методу, длина волны сигнала λ должна быть равна максимальному отклонению плотины Δy_{max}, например, 0.1 м, тогда максимальная частота сигнала $f_{\max} = \frac{c}{\lambda} = \frac{3 \cdot 10^8 \text{ м/с}}{0.1 \text{ м}} = 3 \text{ ГГц}$, где с – скорость света в тракте. Нижняя граница в спектре ограничивается помимо необходимого времени оценки еще и точностью измерения небольших сдвигов частот и размерами антенн. По измеренной разности фаз можно найти приращение расстояния Δy, если выразить фазу гармонического сигнала через длину волны с помощью зависимости расстояния от скорости распространения [1]:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi \cdot \Delta y}{\lambda}. \qquad (1)$$

Применение способа оправдано, если использовать понижение частоты сигнала перед процессом вычисления фазы. При этом удобнее напрямую вычислять приращение расстояния с помощью временного интервала. Если подставить в выражение (1) $\Delta\varphi = 2\pi \cdot f \Delta t$, получится связь между временем, в течение которого производится поиск максимума корреляционной функции, и приращением расстояния (что можно также определить через соотношение между скоростью и расстоянием при прямолинейном равномерном движении):

$$\Delta y = \Delta t \cdot f \cdot \lambda = \Delta t \cdot c. \qquad (2)$$

В формуле (2) скорость света зависит от неоднородности среды, в которой распространяется радиосигнал. Эту погрешность можно скомпенсировать, если принять, что измерение расстояния с помощью GPS не зависит от неоднородностей среды и метеоусловий. Причем, метеоусловия не меняются быстро, поэтому необязательно непрерывное наблюдение за параметрами среды. Тогда необходимо прикидочно оценить расстояние в момент вычисления координат GPS с помощью относительно низкочастотного зондирующего сигнала. Оно будет больше, чем измеренное с применением спутника, так как скорость света при этом меньше, чем в вакууме, а фазовый сдвиг относительно опорного колебания – больше, чем был бы в свободном пространстве. Формула (2) примет следующий вид:

$$\Delta y = \Delta t \cdot c - (y_0 - y_{0g}), \qquad (3)$$

где с теперь – скорость света в свободном пространстве; y_0 и y_{g0} – расстояния, измеренные, соответственно, с помощью наземного дальномера и GPS в некоторый контрольный момент времени.

Возможно, проще реализовать прямой подсчет времени между нулями синусоид, между которыми имеется сдвиг фаз. Однако рассмотрим возможность использования корреляционной функции в исследуемом методе. Таким образом, на объекте, величину отклонений которого относительно некоторого начального значения необходимо оценить, размещены маячки-передатчики. На них поступает сигнал синхронно с опорным колебанием, имеющимся на приемной стороне. На ней при сравнении принятого сигнала с опорным обнаруживается разность фаз, которая будет зависеть главным образом от скорости распространения во внешней среде и от флуктуаций наблюдаемого объекта [1].

Оценка сдвига фаз между двумя сигналами может быть произведена с помощью анализа корреляционной функции, полученной в результате перемножения двух сигналов: от опорного источника и от маяка (он же зондирующий), с последовательным компенсированием разности фаз аппаратным путем. Информация о знаке отклонения ГТС пока не имеет смысла, что позволяет избежать лишних вычислений. Обработка сигналов показана в виде структурной схемы на рис. 2. Если допустить погрешность, связанную с квантованием, равную 360 части от периода сигнала, то минимальная разность фаз будет равна 1 градусу. Так как максимальный сдвиг фаз составляет 360 (φ_{max}) градусов, если не отдаляться от классического метода, необходимо обеспечить параллельно 359 ($\varphi_{max} - 1$) сдвигов по фазе.

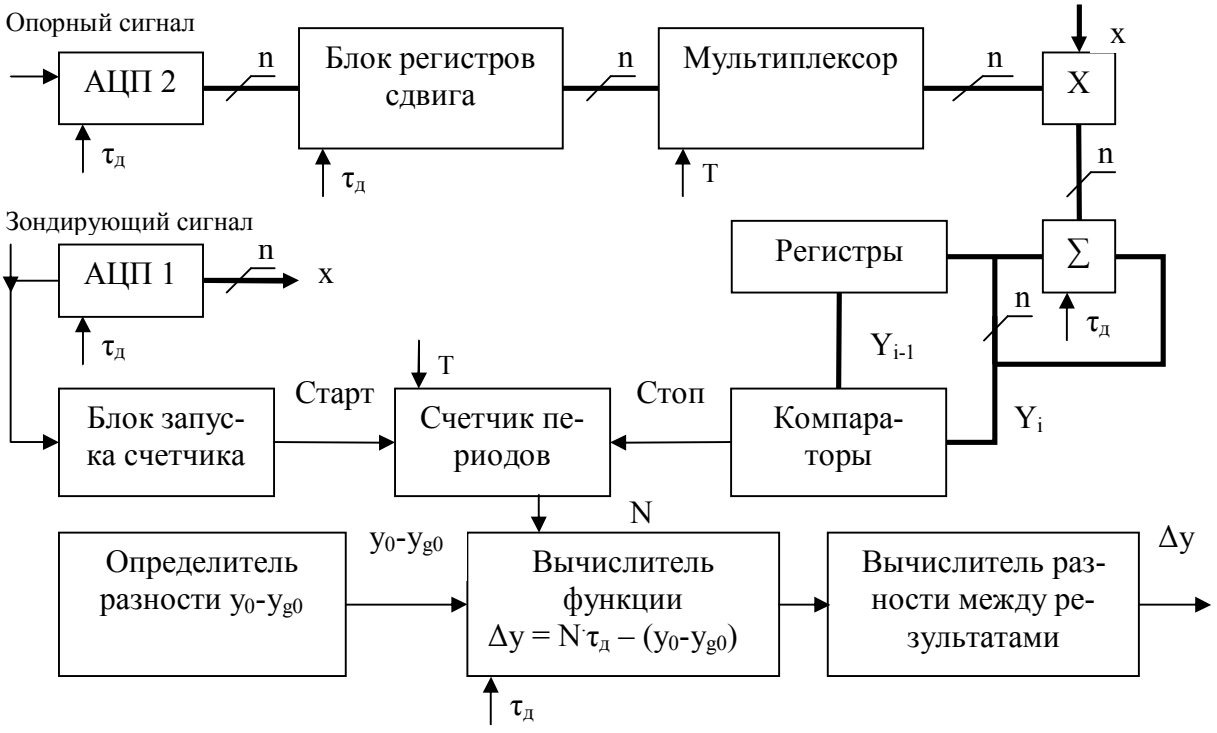


Рис. 2. Структурная схема цифрового корреляционного измерителя сдвига фаз

После обеспечения необходимого количества сдвигов начинается их перебор с помощью мультиплексора. При этом в каждый дискретный момент времени находится корреляционная функция сигналов (в дискретном виде) с опорной точки и сдвинутого с маяка, затем полученное значение сравнивается с таким же предыдущим, и когда последнее окажется больше, прекращается счет количества периодов сдвига T. Таким образом, сформировано число N, которое после расчета, с использованием поправки на скорость, может быть преобразовано в величину, характеризующую расстояние до объекта. Отклонение этой

величины, определяемое вычислителем разности между результатами с некоторым необходимым периодом, с которым нужно получать изменения, равно смещению маяка на ГТС.

Далее необходимо внедрение антенной решетки, то есть системы из маяков. При этом лучше всего для разделения каналов применять разные частоты и выполнять понижение частоты при обработке к некоторой одной частоте. Используя контур адаптации Хоуэлса – Аппельбаума [2] и обрабатывая случайные величины сдвигов фаз между элементами этой решетки, можно попытаться дополнительно скомпенсировать погрешности, связанные с неоднородностью тракта. С другой стороны, таким образом можно одновременно измерять большие (по сравнению с помехами) отклонения маяков друг относительно друга.

Следует оценить погрешности, возникающие в ходе функционирования устройства, показанного на рисунке 1, для чего используется моделирование в OrCAD с анализом работы элементной базы. Во-первых, это чувствительности АЦП (с разрядностью n) и компаратора, при восьмибитном АЦП и уровнях входных сигналов 1В погрешность преобразования напряжения $\delta_1 = 1В/(2^8 - 1) = 1{,}96$ мВ. Этой величиной можно пренебречь, если брать высокую разрядность АЦП. Во-вторых, погрешность дает дискретность цифрового фазовращателя. Если перейти от частоты $f_{max} = 3$ ГГц к параметру $f_{max} = 3$ МГц, то при частоте дискретизации $f_д = 3$ МГц·359 = 1.077 ГГц получаем погрешность при $\Delta y_{max} = 0.1$ м: $\delta_2 = 0.1$ м/360 = 0,27 мм. Так же присутствуют погрешности, связанные с нестабильностью частоты и инерцией элементов. Поэтому важно снижать частоту и использовать статистическую обработку, либо другие методы, позволяющие приблизить случайную оценку к истинному значению.

Таким образом, оценка разности фаз с помощью корреляционной функции может дать результат порядка долей мм. При измерении сдвига фаз на частотах порядка нескольких ГГц можно применять фазовращатели на ферритовых сердечниках. Альтернативой при частотах порядка десятков МГц может быть непосредственная задержка с помощью дополнительного элемента тракта с некоторыми диэлектрической проницаемостью и длиной. Но в цифровых системах пока удобнее производить фильтрацию и среднестатистическую обработку. Поэтому, возможно, необходимо больше внимания уделять именно цифровым методам.

Список литературы

1. Сухотин, В. В. Дистанционные методы контроля геометрический формы и собственных механических колебаний гидротехнических сооружений / В. В. Сухотин, Г. Я. Шайдуров // 5-я Всерос. конф. «Радионавигация и радиолокация». – 2011.

2. Камнев, Е. Ф. Системы спутниковой связи с эллиптическими орбитами // Е. Ф. Камнев. – М. : Глобсатком, 2009.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИНФОРМАЦИОННЫХ РЕСУРСОВ СИСТЕМАМИ МОНИТОРИНГА

А. В. Мишуров, С. П. Панько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660047, Красноярск ул. Киренского 26
E-mail: mav137@yandex.ru

Рассматривается совместное использование информационных ресурсов различными системами мониторинга физиологических параметров.

Одной из основных тенденций развития средств медицинской техники на современном этапе является активное использование дистанционного мониторинга физиологических параметров пациентов, направленное на повышение качества диагностики и фор-

мирования стратегии лечебных мероприятий. Информация снимается с первичных датчиков и передается на рабочие места медицинских специалистов в крупных медучреждениях. Характерной особенностью современного этапа развития направления медицинского диагностического приборостроения является комплексирование систем, специализирующихся на определении нескольких параметров жизнедеятельности человека. Актуальность этого определяется потребностью диагноста в комплексной оценке состояния пациента, что обеспечивает эффективную постановку диагноза. Создание независимых параллельно работающих систем, регистрирующих нескольких разнородных параметров нецелесообразно, как в плане экономических затрат, так и медицинских требований к набору контролируемых параметров, поскольку для каждого пациента этот перечень индивидуален.

Системы мониторинга используют различные каналы передачи получаемых данных в зависимости от поставленных перед ними задач. Это привело к разделению систем телемедицины на две категории [1]. Первая категория предназначена для наблюдения тяжелобольных пациентов, лишенных возможности самостоятельного передвижения и постоянно находящихся в пределах одного помещения. Такая категория, в основном, опирается на высокоскоростные каналы передачи данных класса WiFi или Bluetooth, так как зачастую необходима передача больших объемов информации, в частности, видеоизображений. Это определяет требования к каналу передачи между местом расположения пациента и медучреждением. Вторая категория связана с контролем физиологических параметров активных пациентов без ограничения возможности передвижения. В этом случае объем передаваемой информации зависит от технических возможностей канала передачи. Связь в таких системах, в основном, обеспечивается беспроводными низкоскоростными каналами связи, например по стандарту CSM с надстройкой GPRS.

Возможны ситуации, когда необходимо сочетание систем, требующих высокоскоростного соединения с медицинским центром, например видеорегистрации, так и постоянного контроля, например сердечной деятельности, не требующей высокого скорости соединения. Например, в обыденном состоянии данные передаются по низкоскоростному каналу передачи, а по запросу медперсонала необходим высокоскоростной канал.

В настоящие время каждая из фирм производителей систем телемедицины выбирает канал передачи в зависимости от максимальных требований к скорости потока данных и особенностей эксплуатации. Пусть, например, у пациента установлен видеорегистратор, передающий данные по проводной связи и работающий параллельно регистратор сердечной деятельности, использующий более дорогой канал GPRS. Очевидно, что в данном случае совокупная система мониторинга будет работать с большими экономическими затратами. Кроме того, каждый производитель медицинских приборов создает собственный формат предаваемых данных и самостоятельное программное обеспечение. В результате при эксплуатации двух и более систем, врачу приходится использовать несколько различных программных продуктов с индивидуальными интерфейсами. Естественно, это создает определенные затруднения во врачебной деятельности. Самой большой трудностью является то, что базы данных разнородных систем не связаны между собой, что усложняет сопоставление результатов исследований.

Системы автоматического диагностирования, применяемые для уменьшения трудозатрат медицинского персонала, как правило, закрыты для широкого доступа [2-3]. Зачастую две системы могут работать параллельно, используя различные методики измерения параметров и обработки сигналов. В результате параллельной работы этих систем могут возникнуть неоднозначности при определении состояния здоровья пациента.

Исходя из изложенного, можно выделить три основных направления интеграции медицинского диагностического оборудования, а именно:

- совместное использование телекоммуникационных ресурсов,
- совместное использование и ведение баз данных, и, при возможности, использование взаимозаменяемого программного обеспечения.

- возможность совместного использования алгоритмов автоматического диагностирования.

Сервис, предоставляющий возможность совместного использования телекоммуникационных ресурсов должен решать следующие задачи

1. Выбор канала передачи, минимизирующего затраты пользователя на оплату трафика.
2. Автоматическое инициирование перехода с одного канала передачи на другой.
3. Кодирование передаваемой информации на передающей стороне, ее встраивание в существующий протокол передачи и декодирование на приемной стороне.

Решением поставленной проблемы является добавление в конструкцию носимого блока беспроводного цифрового интерфейса небольшой дальности действия в пределах зоны доступа (квартиры). При уменьшении уровня сигнала система должна автоматически переходить с одного канала передачи на другой.

Одним из наиболее перспективных стандартов для передачи медицинской информации является стандарт DICOM. Актуальность применения этого стандарта заключается в том, что учреждения могут иметь программное обеспечение, реализованное на разной аппаратно-программной базе. Стандарт DICOM в основном разработан для областей медицины, в которых используется аппаратная визуализация патологических процессов (рентгенодиагностика, ЯМР, КТ, УЗД, термодинамика и т.п.), кроме того в рамках данного стандарта можно передавать и другую медицинскую документацию (амбулаторную карту пациента, историю болезни, консультации специалистов и т.п.). Главной целью разработки и внедрения единого стандарта отображения результатов медицинских исследований является сбор как можно большего числа клинических данных различных заболеваний, накопление их достаточного количества, передача полученных данных на статический анализ группе ведущих специалистов. Данных подход позволяет приблизить высококвалифицированную диагностическую помощь к специалистам периферического звена здравоохранения, исключить дублирующие исследования и повысить уровень квалификации врачей удаленных медицинских учреждении.

Стандарт DICOM состоит из 13 частей [3], из которых в текущей версии DICOM 3.0 представлены первые 9.

Часть 1. Текущая версия стандарта DICOM его назначение.

Часть 2. Указывается структура сертификата соответствия стандарту и критерии, которые должен удовлетворять производитель диагностического оборудования.

Часть 3. Специфицируются используемые в стандарте информационные объекты.

Часть 4. Спецификация классов операции. Специфицируются классы действий или операций, которые могут выполняться над информационными объектами.

Часть 5. Описываются типы данных и правила кодирования используемые при передачи данных.

Часть 6. Приводится полный список элементов данных в стандарте. Например положения пациента по отношению к устройству в момент исследования.

Часть 7. Описывается структура команд и протокола обмена сообщениями в стандарте.

Часть 8. Определяются все необходимые компоненты системы обмена сообщениями в сетевых средах использующих протокол TCP/IP.

Часть 9. Обеспечение обмена сообщениями при прямой связи абонентов.

На стадии разработки находятся еще 4 части стандарта

Часть 10. Описание хранения информации на различных внешних носителях.

Часть 11. Прикладные характеристики хранения данных на внешних носителях.

Часть 12. Форматы носителей и физическая среда хранения данных.

Часть 13. Управление выводом на печатающие устройства при прямом соединении.

Список литературы

1. Augustyniak P.Complementary application of house-embedded and wearable infrastructures for health monitoring // Proceedings of the IEEE Conference on Human System Interaction (HSI 2010) str. 642-647.

2. Hristova, A. Bernardos, A.M. Casar, J.R. (2008) Context-aware services for ambient assisted living: A case-study, Proceedings of First International Symposium on Applied Sciences on Biomedical and Communication Technologies, ISABEL '08. pp. 1-5.

3. Wang Q. et al. (2006) I-Living: An Open System Architecture for Assisted Living, Proceedings on IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics, 2006. SMC '06. pp. 4268-4275.

4. http://www.ctmed.ru/DICOM_HL7/new.html

ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ УПРАВЛЕНИЯ В МОНОИМПУЛЬСНЫХ ГОЛОВКАХ САМОНАВЕДЕНИЯ

Е. Ю. Буранов, П. М. Дорофеев, П. Н. Кузнецов (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет
394064, Воронеж, ул. Ст. Большевиков 54а

Рассматривается один из вариантов устранения влияния угловых шумов в моноимпульсных головках самонаведения ракет «воздух-воздух» за счёт отказа от преследования ракетой фазового центра цели, «блуждающего» далеко за пределами геометрических размеров самой цели.

В настоящее время особое внимание уделяется облику перспективных авиационных ракетных систем, рассмотрим один из аспектов этого вопроса. Сигнал, снимаемый с выхода головки самонаведения (ГСН) одновременно с полезной информацией содержит различного рода шумы, зависящие от типа ГСН. Поскольку амплитудные и угловые флюктуации порождаются одними и теми же причинами (сложной геометрической конфигурацией цели, ее колебаниями относительно центра масс и т. д.), то они сильно коррелированы. Причём эта корреляция отрицательна, т. е. чем дальше отклоняется фазовый центр отражения от действительной цели, тем меньше интенсивность отражённого сигнала. С достаточной точностью можно считать, что уровень шума не зависит от дальности до цели (угловые шумы возрастают на малых дальностях, шумы приёмника – на больших). Примем, что спектральная плотность угловых колебаний ГСН есть результат преобразования белого шума апериодическим звеном с постоянной времени T_s, т.е.

$$(T_s p + 1)\xi = X(t), \qquad (1)$$

где X(t) – стационарный случайный процесс типа белого шума.

При формировании сигналов управления ракетами в головках самонаведения с моноимпульсными пеленгаторами необходима частичная нейтрализация отрицательного влияния угловых шумов цели на траекторию сближения ракеты с целью. Этого можно достичь за счет отказа от преследования ракетой фазового центра цели, «блуждающего» далеко за пределами геометрических размеров самой цели, и перехода к регулярному смещению траектории ракеты в сторону увеличения амплитуды принимаемого сигнала, в результате чего траектория ракеты приобретает более плавный вид, уменьшая тем самым промахи ракеты. Для этого сигнал управления автопилотом формируется в виде суммы $\beta = K\alpha + \beta$, где в качестве первой составляющей используется регулируемый по амплитуде основной сигнал α моноимпульсного пеленгатора, в качестве второго – вспомогательный сигнал моноимпульсного пеленгатора β, а коэффициент К выбирается монотонно убывающей функцией модуля вспомогательного сигнала β.

В существующих моноимпульсных пеленгаторах вырабатываются сигналы αx, oy, которые характеризуют угловое отклонение фазового центра (ФЦ) цели от оси антенны МП в плоскости пеленгации XZ и YZ соответственно и пропорциональны производным от фазового распределения φ(x, y, z) принимаемого сигнала цели:

$$\alpha x \sim \frac{\partial \varphi}{\partial x}, \text{ в плоскости пеленгации } YX,$$
$$\alpha y \sim \frac{\partial \varphi}{\partial y}, \text{ в плоскости пеленгации YZ.} \quad (2)$$

В дальнейшем сигналы α_x и α_y используются для слежения за перемещением ФЦ цели путем их воздействия на систему управления антенной МП и для управления траекторией движения ракеты путем их воздействия на СУР. Вследствие существования так называемых угловых шумов целей, сущность которых состоит в отклонении ФЦ цели от ее энергетического центра (ЭЦ). При перемещении ФЦ цели далеко за пределы ее геометрических размеров траектория движения ракеты существенно отличается от той, которая определяется методом самонаведения ракеты, и приобретает «блуждающий» характер вследствие случайных изменений ракурса цели. Кроме того, ось следящей антенны моноимпульсного пеленгатора (МП) заметно отклоняется от направления на ЭЦ цели и, следовательно, точность сопровождения цели по угловым координатам резко снижается. Отрицательное влияние угловых шумов особенно заметно при малых дальностях до цели. Частичная нейтрализация отрицательного влияния угловых шумов на траекторию движения ракеты достигается при весовой обработке отсчетов выходных сигналов α_x и α_y пеленгатора с последующим их накоплением, когда в качестве весовых коэффициентов выбираются отсчеты амплитуды (A) принимаемого сигнала и количество угловых отсчётов не менее 10. Наиболее близким к предлагаемому является способ, в котором, помимо основных сигналов α_x, α_y, формируются вспомогательные сигналы β_x и β_y:

$$\beta x \sim (1/A)\frac{\partial A}{\partial x}, \text{ в плоскости пеленгации XZ,}$$
$$\beta y \sim (1/A)\frac{\partial A}{\partial y}, \text{ в плоскости пеленгации YZ.} \quad (3)$$

Для достижения поставленной цели, заключающейся в выделении в плоскости пеленгации основного сигнала $\alpha_{x(y)}$, пропорционального производной (2) от фазового распределения φ(x, y, z) и вспомогательного сигнала $\beta_{x(y)}$, пропорционального нормированной производной (3) от амплитудного распределения A(x, y, z) необходима дополнительная регулировка амплитуды основного сигнала $\alpha_{x(y)}$ по закону $K_{x(y)}\alpha_{x(y)}$, в качестве сигнала управления антенной выбирается сигнал $K_{x(y)}\alpha_{x(y)}$, а управления движения ракеты – суммарный сигнал $\delta_{x(y)} = \beta_{x(y)} + K_{x(y)}\alpha_{x(y)}$, коэффициент $K_{x(y)}$ выбирается убывающей функцией модуля вспомогательного сигнала $|\beta_{x(y)}|$. Воздействие на СУР суммарного сигнала $\delta = \beta + K\alpha$ приводит к режиму обычного управления ракетой основным сигналом α при $|\beta| \sim 0$, когда $K \sim 1$, а при больших выбросах $|\beta|$ ракета будет изменять свою траекторию в сторону увеличения амплитуды A принимаемого сигнала, т.е. отказываемся от преследования ракетой ФЦ цели, «блуждающего» за пределами геометрических размеров цели.

На рис. изображена функциональная схема ГСН, представляющая один из возможных вариантов реализации предлагаемого способа в одной плоскости пеленгации (XZ). Входящая в ГСН схема МП на чертеже отличается от исходной функциональной схемы МП, наличием дополнительных элементов: схемы выделения модуля, схемы управления, регулируемого аттенюатора, сумматора, наличием связи между фазовым детектором 1 и сумматором и, кроме того, выход фазового детектора 2 был непосредственно подключен к входу автопилота.

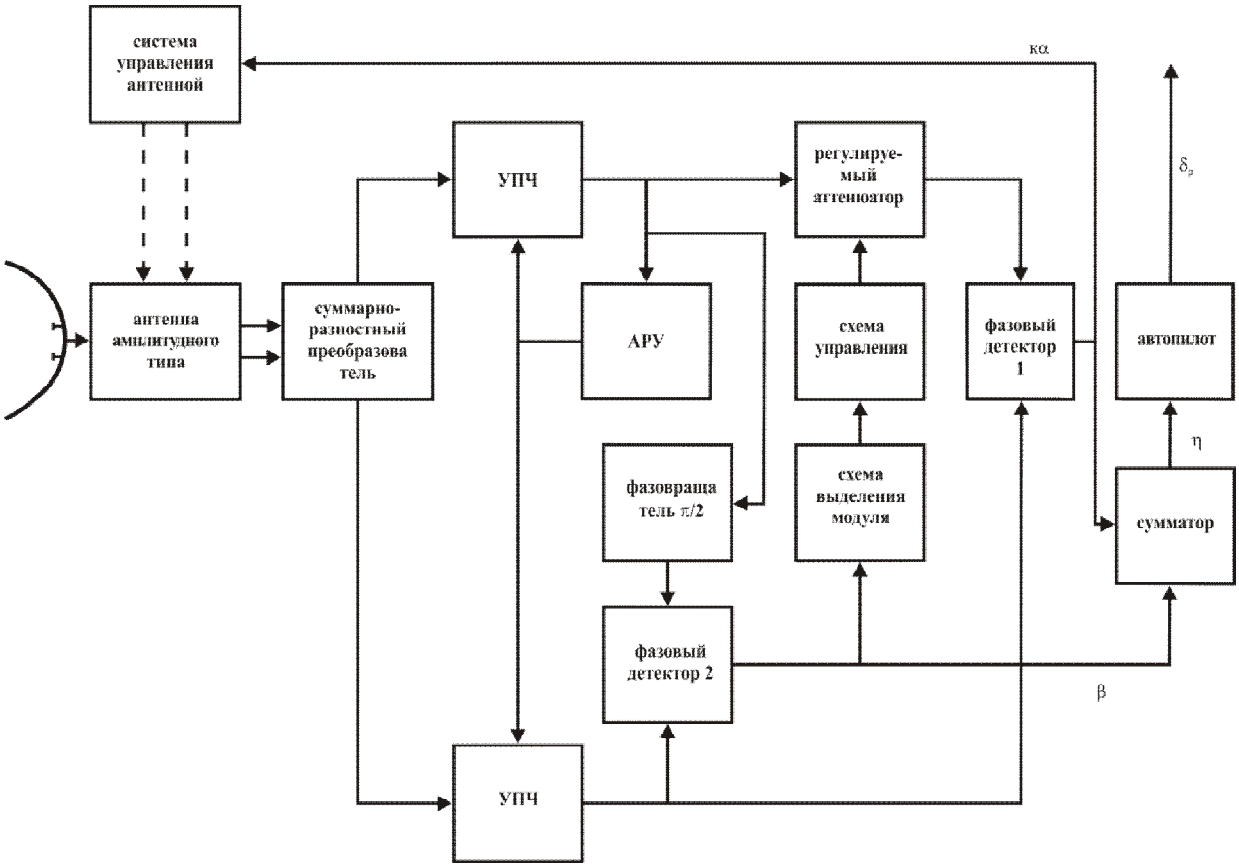


Рис. Функциональная схема моноимпульсной ГСН с комплексными сигналами управления

Следует отметить, что соотношения (2), (3) остаются верными не только для изображенной на чертеже реализации ГСН с МП, но и для других вариантов построения МП, т.к. независимо от типа МП локальные характеристики амплитудно-фазового распределения принимаемого сигнала в пределах раскрыва антенны МП достаточно точно аппроксимируются неоднородно-плоской волной, которая полностью характеризуется указанными в (2), (3) локальными производными (помимо амплитуды А).

Таким образом, в результате отказа от преследования ракетой ФЦ цели, «блуждающего» далеко за пределами геометрических размеров самой цели, и перехода к регулярному смещению траектории ракеты в сторону увеличения амплитуды А принимаемого сигнала траектория ракеты приобретает более плавный вид, уменьшая тем самым промахи ракеты.

Список литературы

1. Формирование рационального облика перспективных авиационных ракетных систем и комплексов РАРАН / В.В. Панов, Г.И. Горчица, Ю.П. Балыко и др. – М. : Машиностроение, 2010. – 608 с.

2. Леонов, В.И. Моноимпульсная радиолокация / В.И. Леонов, К.И. Фомичёв. – М. : Радио и связь, 1984.

3. Авиационные системы радиоуправления / В.И. Меркулов и др. – М. : Радиотехника, 2003.

Секция «УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»

СИНХРОНИЗАЦИЯ ПРОСТРАНСТВЕННО-РАЗНЕСЕННЫХ ЧАСОВ ПО СИГНАЛАМ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Г. В. Дергачев, В. М. Владимиров (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: x-e333@yandex.ru

Рассмотрены существующие методы синхронизации стандартов времени по сигналам СРНС, также рассмотрен предлагаемый алгоритм синхронизации по одному из методов с учетом влияния тропосферной и ионосферной погрешностей.

Для координации взаимодействия отдельных подсистем служб времени в рамках отдельной страны или нескольких стран используются различные типы передающих средств, в функции которых входит передача потребителям сигналов точного времени и эталонных частот. В качестве передающих средств применяются системы, как специально предназначенные для передачи частотно-временной информации (ЧВИ), так и системы более широкого назначения, сигналы которых содержат ЧВИ в той или иной форме. К таким средствам относятся специальные КВ и ДВ радиостанции службы времени, СДВ радиостанции связи, передающие станции радионавигационных систем, телевизионные передатчики, передатчики космических аппаратов спутниковых радионавигационных систем (СРНС).

Перспективы повышения точностных характеристик подсистемы передающих средств связаны, прежде всего, с развитием СРНС «Навстар» и «Глонасс». Их несомненные преимущества в части точности, глобальности, независимости характеристик от погодных условий и времени суток, достоверности передачи ЧВИ обусловливают их все большее использование для нужд служб времени. Они оказывают влияние на традиционные средства передачи ЧВИ. Оснащение передающих станций аппаратурой потребителей СРНС позволяет повысить точность определения координат станций и точность привязки шкал времени, что особенно важно в случае расположения их на больших расстояниях от пунктов службы времени [1].

Синхронизация шкал времени часов предполагает выполнение совокупности действий, после которых шкалы времени указанных часов становятся синхронизированными с точностью до 1 нс.

Эти действия включают в себя:

на первом этапе – оценивание расхождения моментов шкал времени (или иначе «сравнение шкал времени»), а также оценивание характеристик нестабильности частоты генератора часов;

на втором этапе – расчет компенсирующих поправок на основе применения тех или иных математических моделей нестабильности часов;

на третьем этапе – введение физических поправок (введение корректировок часов) или применение аналитических поправок к показаниям часов.

Синхронизация пространственно-разнесенных часов на сегодняшний день может осуществляться тремя основными способами:

использование перевозимого стандарта времени и частоты между пунктами, в которых нужно произвести сличение, при этом достижимая точность синхронизации порядка 100 нс[2];

с помощью геостационарного спутника, точность синхронизации достигает сотен пикосекунд [3], однако велика стоимость использования;

использование сигналов глобальных спутниковых радионавигационных систем, синхронизация возможна с погрешностью менее 10 нс[4].

Наиболее приемлемым является способ с использованием радионавигационной системы, так как достигается точность синхронизации, приемлемая для ныне существующих стандартов времени и частоты, отсутствует необходимость использования отдельного канала, доступность оборудования, сличения показаний времени пространственно-разнесенных стандартов можно производить непрерывно и в течение любого необходимого промежутка времени для повышения точности синхронизации.

Рассмотрим существующие методы синхронизации пространственно-разнесенных часов по сигналам спутниковых радионавигационных систем [5, 6]:

Пусть в двух пространственно-разнесенных пунктах А и Б имеются беззапросные измерительные станции (БИС) и находятся высокостабильные часы, причем в пункте А – эталон, в пункте Б – синхронизируемые часы. В зоне радиовидимости данных БИС постоянно находится *n* навигационных спутников. Существуют следующие методы синхронизации:

1. Координаты пункта Б неизвестны и синхронизация производится по *n* радиовидимым навигационным спутникам. Определение координат и синхронизация осуществляются одномоментно, при этом расхождение шкалы времени пункта Б оценивается относительно шкалы времени центрального синхронизатора спутниковой навигационной системы, бортовые часы *n* используемых в этот момент времени навигационных спутников являются способом воспроизведения шкалы времени ЦС.

2. Координаты пункта Б априорно известны, в остальном данный метод повторяет предыдущий.

3. Координаты пункта Б известны. Производится одномоментная синхронизация с бортовой шкалой времени одного навигационного спутника.

4. Данный метод повторяет метод 1, отличие состоит в том, что псевдодальность определяется не одномоментно, а производится накопление измерений. Так же данный метод, в отличие от предыдущих трех позволяет оценить параметры нестабильности частот генератора часов.

5. Повторяет метод 2, но, аналогично методу 4 производится накопление результатов измерений.

6. Координаты пункта Б известны, используется один навигационный спутник, производится накопление измерений.

Значительно повысить точность синхронизации можно при использовании измерительной информации, полученной из пункта А с известными координатами в виде дифференциальных поправок к измерениям псевдодальности в пункте А. При этом исключаются следующие погрешности: погрешности измерений, порожденные уходом бортовых часов относительно шкалы центрального синхронизатора системы, погрешности от релятивистских эффектов, факторы, связанные с неоднозначностью фазовых измерений, погрешности задания эфемерид спутника, погрешности случайной природы, включающие шумы измерений и неучтенные задержки в измерительных каналах приемной аппаратуры(при использовании одинаковой аппаратуры в пунктах А и Б). При этом необходимо, чтобы поправки из пункта А были переданы в пункт Б, измерения проводились по одному спутнику или по одному созвездию спутников, однотипность аппаратуры в пунктах А и Б, измерения в пунктах А и Б должны производиться одновременно.

В Сибирском государственном научно-исследовательском институте метрологии были изучены метрологические характеристики описанных выше методов синхронизации пространственно-разнесенных часов. Группа алгоритмов с прямым оцениванием сектора состояний БИС и дифференциальные алгоритмы исследовали методами имитационного моделирования с использованием программного имитатора измерительной информации [7].

Для метода 6 с привлечением информации из пункта А при работе по Р-коду в режиме зенитного прохождения навигационного КА между пунктами синхронизации А (Но-

восибирск) и В (Иркутск) в условиях действия всех влияющих факторов получена погрешность синхронизации 0,5 нс (СКО) [6].

Исходя из этого, можно сделать вывод, что наиболее эффективным методом является тот, когда используется один навигационный спутник в зенитном прохождении с накоплением результатов измерений. Для осуществления на практике выбранного метода нужно использовать следующий алгоритм:

1. Записать С-кадр (в котором содержится оперативная и неоперативная информация по спутникам и данные с метеодатчика) за одни сутки с МРК-33, расположенного в пункте В.

2. По альманаху выбрать спутник, имеющий максимальный угол зенитного восхождения и проходящий в это время через равноудаленную точку от пунктов А и В.

3. Извлечь из записанного С-кадра информацию о выбранном спутнике (показания бортовых часов и вычислить координаты) в момент времени, когда он находился на одинаковом расстоянии до двух эталонов времени и частоты, сличение которых нужно произвести.

4. Вычислить псевдодальность до спутника, используя данные о точном положении наземной станции.

5. Скорректировать псевдодальность, исключив влияние ионосферы (с помощью двух частот) и тропосферы (используя показания метеодатчика).

6. Вычислить расхождение во времени бортовых часов и наземного эталона.

7. Получить С-кадр, записанный в пункта А за те же сутки.

8. Аналогично произвести с ним действия, описанные в пунктах 2–6.

9. Получить расхождение показаний во времени двух эталонов времени и частоты, по разнице показаний наземных и спутникового стандартов, произвести необходимую подстройку ведомого наземного эталона.

10. При необходимости проследить динамику изменения значения расхождения двух наземных эталонов времени и частоты, полученного в пункте 9, проводя измерения в любой другой день или дни, повторяя все предыдущие пункты.

Псевдодальность, свободная от влияния ионосферы [8]:

$$P^* = \frac{f_{L1}^2}{\left(f_{L1}^2 - f_{L2}^2\right)} P_{L1} - \frac{f_{L2}^2}{\left(f_{L1}^2 - f_{L2}^2\right)} P_{L2}, \qquad (1)$$

где f_{L1} и f_{L2} – соответствующие частоты несущих; P_{L1} и P_{L2} – результаты измерения псевдодальностей на этих частотах.

Для учета влияния тропосферы на задержку сигнала используем модель Саастмойнена [9]:

$$T = \frac{0.002277}{\cos z}\left(p + \left(\frac{1255}{t} + 0.05\right)e - tg^2 z\right), \qquad (2)$$

где T – задержка сигнала в тропосфере в метрах; z – зенитный угол; p – атмосферное давление вмб; t – температура в градусах Кельвина; e – парциальное давление вмб.

Таким образом, используя предложенный алгоритм можно осуществить синхронизацию пространственно-разнесенных часов по сигналам глобальных навигационных систем с максимально возможной точностью при наличии на синхронизируемых пунктах оборудования приема и обработки навигационных сигналов. Возможная достижимая точность синхронизации удовлетворяет требованиям на сегодняшний день. Измерения можно проводить многократно и непрерывно без дополнительных сложностей и затрат.

Список литературы

1. Шебанов, А. А. Синхронизация мер времени и частоты по сигналам спутниковых радионавигационных систем / А. А. Шебанов, В. С. Рыбкин, В. И. Горбунов. – М. : Изд-во стандартов, 1992. – 128 с.: ил.

2. Козелкова, Е. С. Анализ требований к точности синхронизации шкал времени в двухэлементном наземно-космическом радиоинтерферометре / Е. С. Козелкова // Системи управління, навігації та зв'язку, 2010, випуск 2(14).

3. Rapport BIPM-2011/01, Directive for operational use and data handling in two-way satellite time and frequency transfer (TWSTFT) // Pavillon de Breteuil, F-92312 SEVRES Cedex. – 2011.

4. Bang-Yeop Kim, Jae-Cheol Yoon, Kyu-Hong Choi, Young-Keun Chang, Real time numerical dynamic orbit determination of geostationary satellite for time synchronization service // Aerospace Science and Technology. – 2002.

5. Макаров, И. Е. Исследования алгоритмов синхронизации пространственно-разнесенных часов по навигационным сигналам методами имитационного моделирования / И. Е. Макаров, А. С. Толстиков. – 2008.

6. Толстиков, А. С. Алгоритмы синхронизации пространственно-разнесенных часом по сигналам спутниковых навигационных систем / А. С. Толстиков // Метрология. – 2009. – № 9.

7. Владимиров, В. М. Имитатор измерительной информации для отработки эфемеридно-временного обеспечения космической навигационной системы ГЛОНАСС / В. М. Владимиров, А. К. Гречкосеев, А. С. Толстиков // Измерительная техника. – 2004. – № 8. – С. 12.

8. Антонович, К. М. Использование спутниковых радионавигационных систем в геодезии / К. М. Антонович. – 2005.

9. Прешин, Д. Ю. Сравнительный анализ моделей тропосферной задержки в задаче определения местоположения высокой точности в спутниковых навигационных системах ГЛОНАСС/GPS / Д. Ю. Прешин // Вестник НГУ. Сер.: Информационные технологии. – 2009. – Т. 7. – Вып. 1.

ИЗМЕРИТЕЛЬ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОГО ОТКЛОНЕНИЯ ФЛУКТУАЦИИ РАЗНОСТИ ФАЗ СИНХРОНИЗИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ ДЛЯ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ

А. Ю. Тараненко, П. В. Штро, А. Г. Андреев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: Andrew666-999@mail.ru

Рассмотрен вариант цифрового квадратурного измерителя среднеквадратического отклонения флуктуации разности фаз синхронизирующих сигналов в блоках синтезаторов частот навигационной аппаратуры. Цифровая часть измерителя синтезирована в ПЛИС, в которой также было разведено встраиваемое микропроцессорное ядро MicroBlaze, необходимое для обработки данных и передачи результатов в ПК. Проведено программное моделирование метода измерения в программе LabView, представлены основные результаты.

В радионавигационных приемниках, как правило, применяют блок опорных частот (БОЧ) для обеспечения работы приемника в режиме внутренней и внешней синхронизации.

Погрешность привязки внутреннего генератора к сигналу внешней синхронизации приводит к погрешности измерения навигационных параметров в приемнике и в наибольшей степени обусловлена величиной флуктуации разности фаз между опорной и внешней частотами. Для навигационных задач абсолютное значение разности фаз внутреннего и внешнего сигналов является устраняемой систематической погрешностью. В свою оче-

редь, флуктуация разности фаз является случайной погрешностью и служит источником ошибки измерения навигационных параметров.

Актуальность работы заключается в необходимости высокоточного измерения СКО флуктуации разности фаз внутренней и внешней опорных частот для оценки качества работы режима внешней синхронизации навигационного приемника.

В простейшем случае, измеритель СКО разности фаз должен состоять из фазометра и устройства, которое вычисляет по заданному количеству измерений СКО флуктуации разности фаз. Задача измерения разности фаз может быть решена многими способами: осциллографическим, методом компенсации фазы, методом преобразования интервала времени в напряжение [1–3], цифровым методом подсчета количества импульсов [2], методом измерения фазы с преобразованием частоты [3], синхронным детектированием [1], методом преобразования Фурье с последующим извлечением фазовой составляющей [4]. Все перечисленные способы имеют свои преимущества и недостатки, в данном измерителе применяется квадратурный метод измерения фазового сдвига, так как он обладает следующими достоинствами:

относительная простота и легкость реализации в ПЛИС;

возможность проведения измерений для зашумленных сигналов.

Как будет видно из дальнейших выкладок, важным достоинством данного метода, является то, что он не чувствителен к амплитудам входных сигналов, если они постоянны, или меняются достаточно медленно за время одного периода входного сигнала.

Устройство, вычисляющее СКО флуктуации по заданному количеству измерений разности фаз, удобно реализовать на той же ПЛИС в виде встраиваемого микропроцессорного ядра, которое обрабатывает данные и отправляет результат по Ethernet в ПК.

Рассмотрим два сигнала, одинаковой частоты, между которыми необходимо измерить СКО флуктуации разности фаз:

$$S_1(t) = A_1 \sin(\omega t + \varphi_1); \tag{1}$$

$$S_2(t) = A_2 \sin(\omega t + \varphi_2); \tag{2}$$

Квадратурный метод измерения разности фаз предполагает формирование синфазной и квадратурной составляющих. Перемножив сигнал $S_1(t)$ на сигнал $S_2(t)$ получим синфазную составляющую, а перемножив $S_1(t)$ на $S_2(t)$, преобразованный по Гильберту, получим квадратурную составляющую:

$$\begin{aligned} S_I &= S_1(t)S_2(t) = A_1 \sin(\omega t + \varphi_1) \cdot A_2 \sin(\omega t + \varphi_2) = \\ &= \frac{A_1 A_2}{2}\left[(\cos(\varphi_1 - \varphi_2) - \cos(2\omega t + \varphi_1 - \varphi_2)\right]; \end{aligned} \tag{3}$$

$$\begin{aligned} S_Q &= S_1(t) \cdot H(S_2(t)) = A_1 \sin(\omega t + \varphi_1) \cdot A_2 \cos(\omega t + \varphi_2) = \\ &= \frac{A_1 A_2}{2}\left[(\sin(\varphi_1 - \varphi_2) + \sin(2\omega t + \varphi_1 + \varphi_2)\right]; \end{aligned} \tag{4}$$

Для того чтобы уменьшить шум при цифровой обработке удобно применить накопление, это также позволяет избавиться от колебания на удвоенной частоте. Тогда при времени накопления Δt много большем, чем период измеряемого сигнала T, можно записать:

$$\int_0^{\Delta t} \cos(\varphi_1 - \varphi_2)dt >> \int_0^{\Delta t} \cos(2\omega t + \varphi_1 + \varphi_2)dt; \tag{5}$$

Рассматривая аналогичное выражение для удвоенной частоты в формуле (4), в итоге для средних значений синфазной и квадратурной составляющих получим:

$$\overline{S}_I = \frac{A_1 A_2}{2}\cos(\varphi_1 - \varphi_2); \overline{S}_Q = \frac{A_1 A_2}{2}\sin(\varphi_1 - \varphi_2); \quad (6)$$

Таким образом, разность фаз может быть определена как арктангенс отношения средних значений квадратурной и синфазной составляющих:

$$\varphi_1 - \varphi_2 = \arctan\left(\frac{\overline{S}_Q}{\overline{S}_I}\right) = \arctan\left[\frac{A_1 A_2 \sin(\varphi_1 - \varphi_2)}{A_1 A_2 \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}\right]; \quad (7)$$

Подставляя выражения (6) в формулу (7) можно заметить, что разность фаз не зависит от амплитуд входных сигналов, так как они сокращаются в формуле (7).

Структурная схема измерителя приведена на рис. 1. Цифровая часть устройства синтезирована в ПЛИС Spartan 6 фирмы Xilinx. В этой же ПЛИС расположен микропроцессорный блок MicroBlaze, который накапливает заданное число измерений и вычисляет СКО разности фаз. К ПЛИС подключены два 8-ми разрядных АЦП, вся система тактируется от внешнего кварцевого генератора с частотой 200 МГц. Результаты измерений передаются в ПК через сеть Ethernet по TCP/IP протоколу, через который также осуществляется управление измерителем.

Устройство вычисления СКО разности фаз накапливает заданное число измерений N и вычисляет среднеквадратическое отклонение по стандартной формуле:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}(\Delta\varphi_i - \overline{\Delta\varphi})^2}; \quad (8)$$

В программе LabView было проведено моделирование работы измерителя, в модели присутствовал источник фазового шума, СКО которого требовалось измерить, а также источник аддитивного шума, что позволило определить оптимальные условия работы прибора. Результаты работы приведены на рис. 2–5.

На рис. 1 обозначено: $S_1(t)$, $S_2(t)$ – входные сигналы; АЦП1, АЦП2 – аналогово-цифровые преобразователи, тактируемые частотой $f_Д$; × – устройство перемножения отчетов; H – преобразователь Гильберта; ∑ – аккумуляторы, осуществляющие усреднение синфазной и квадратурной составляющих; ATAN – устройство вычисления функции арктангенса от отношения двух входных аргументов.

Как видно из рис. 2, измерения достаточной точности (порядка десятых градуса) получаются при отношении сигнал/шум более 20 дБ (по мощности) и разрядности АЦП более 5, рис. 3. Из графиков на рис. 4 также видно, что с увеличением флуктуации фазы и уменьшении отношения сигнал/шум погрешность измерений также растет, однако аддитивный шум достаточно хорошо усредняется при значительном накоплении выборок, рис. 5.

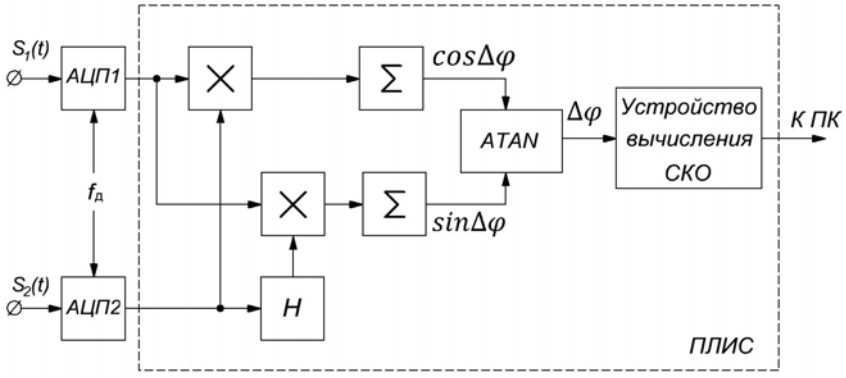


Рис. 1. Структурная схема измерителя СКО разности фаз

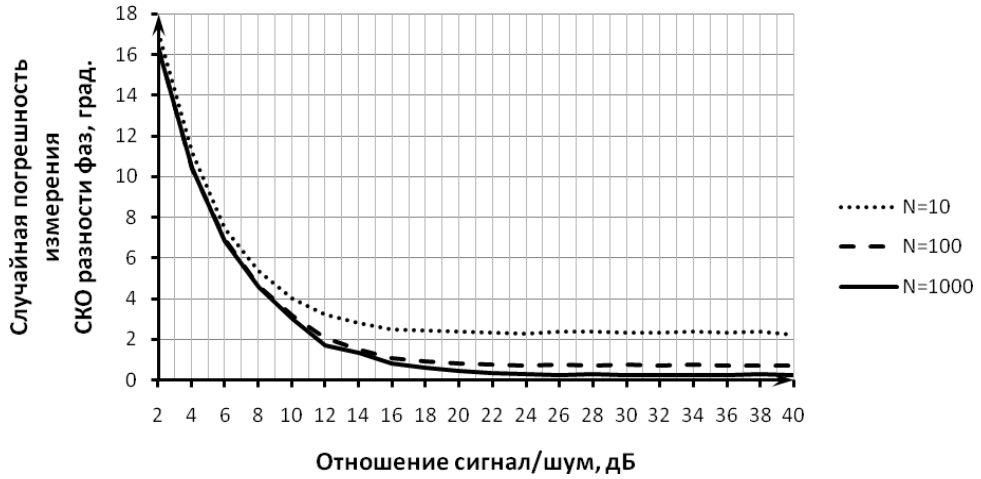


Рис. 2. Случайная погрешность измерения СКО разности фаз в зависимости от отношения сигнал/шум при различном количестве накоплений N (8 разрядов АЦП, СКО разности фаз 10°)

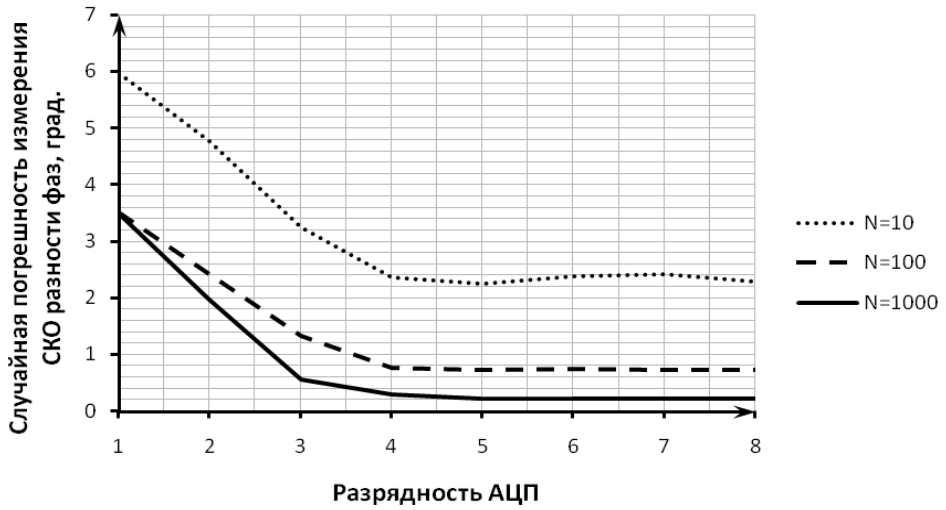


Рис. 3. Случайная погрешность измерения СКО разности фаз в зависимости от разрядности АЦП при различном количестве накоплений N (СКО разности фаз 10°, с/ш 30 дБ)

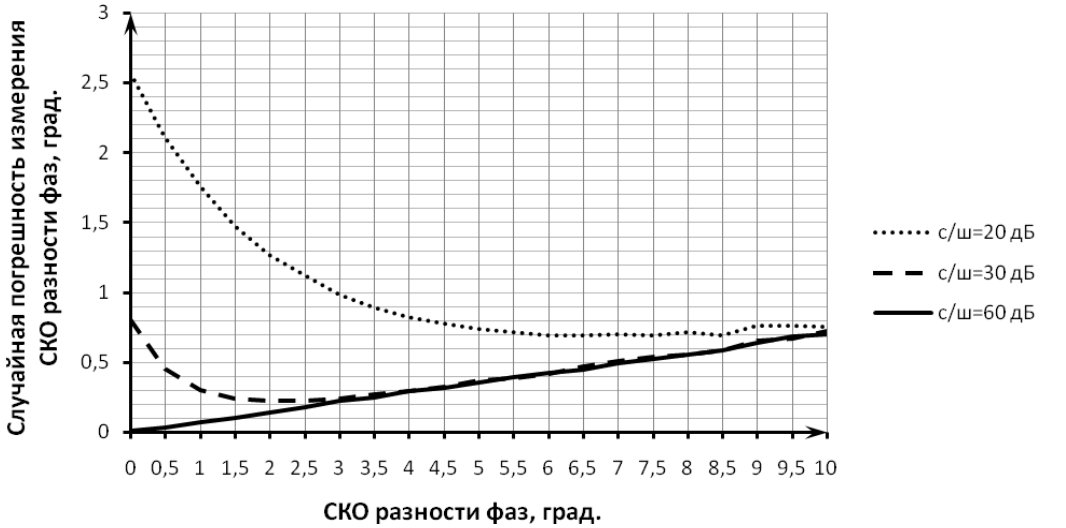


Рис. 4. Случайная погрешность измерения СКО разности фаз в зависимости от СКО разности фаз при различных отношениях сигнал/шум (8 разрядов АЦП, с/ш 30 дБ, число накоплений N = 100)



Рис. 5. Случайная погрешность измерения СКО разности фаз в зависимости от количества накопленных выборок N (СКО разности фаз 10°, с/ш 30 дБ)

Таким образом, рассмотрен вариант цифрового измерителя среднеквадратического отклонения флуктуации разности фаз, основанный на квадратурном методе. Результаты моделирования работы измерителя в Labview показали, что целесообразно использовать прибор для измерения СКО разности фаз сигналов со значительным отношением сигнал/шум и относительно малыми флуктуациями фазы, так при использовании 8-ми разрядов АЦП, отношении сигнал/шум 30 дБ и накоплении 1000 измерений случайаная ошибка измерения не превышает 0,2°.

Список литературы

1. Клаассен, К.Б. Основы измерений. Электронные методы и приборы в измерительной технике / К. Б. Классен. – М. : Постмаркет, 2000. – 352 с.

2. Гаврилов, Ю.С. Справочник по радио- измерительным приборам / Ю. С. Гаврилов, А.С. Еременко. – М. : Энергия, 1976. – 624 с.: с ил.

3. Терешин, Г.М. Радио-измерения / Г.М Терешин. – М. : Энергия, 1968. – 400 с.: ил.

4. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов: учебник для вузов. 2-е изд. / А.Б. Сергиенко. – СПб. : Питер, 2006. – 751 с.: с ил.

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ПОИСКА ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ С ХОРОШИМИ АВТО- И ВЗАИМНО-КОРРЕЛЯЦИОННЫМИ СВОЙСТВАМИ

М. М. Валиханов

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: Marat_valihanov@mail.ru

Предложен алгоритм получения псевдослучайных последовательностей с уровнем боковых лепестков автокорреляционной функции, как у М-последовательностей и гарантированным уровнем боковых лепестков взаимнокорреляционной функции, как у кодов Голда.

Введение

В настоящее время идентификация и разделения абонентов в системах связи (навигации) используются по временному, частотному и кодовому признаку. Каждый вариант

разделения обладает как достоинствами, так и недостатками. К достоинствам временного и частотного вариантов разделения абонентов относится практически отсутствие влияния сигналов друг на друга. К их недостаткам следует отнести ограниченность временного и частотного ресурсов. Частично данная проблема решается путем использования частотно-временного разделения, который применяется, например, в системах сотовой связи.

К достоинствам кодового разделения следует отнести одновременное функционирование абонентов во всей области частот, выделенного для системы. Одним из ключевых параметров при кодовом разделении являются автокорреляционные и взаимнокорреляционные свойства псевдослучайных последовательностей (ПСП), с помощью которых осуществляется идентификация абонентов.

В идеальном случае максимум значения автокорреляционной функции (АКФ) достигается в момент, когда абонентский и опорный коды на приемной стороне совпадают. В остальных случаях значения боковых лепестков АКФ равны нулю. Широко известны последовательности Максимальной длины, вид АКФ которой сравним с идеальным вариантом [1]. Отличие заключается в том, что боковые лепестки АКФ М-последовательностей равны значению -1. Для определения ПСП с хорошими автокорреляционными свойствами на практике широко используется количественная оценка соотношение максимума АКФ к ее среднеквадратическому отклонению боковых лепестков $A_{MAX} / \sigma_{БЛ}$. Недостатком М-последовательностей является плохие взаимно-корреляционные (ВКФ) свойства двух ПСП одинаковой длины. Количественно ВКФ можно определить как среднеквадратическое отклонение её боковых лепестков, либо параметром $A_{MAX(АКФ)} / \sigma_{БЛ(ВКФ)}$. Генераторы М-последовательностей строятся на основе сдвиговых регистров размерностью n.

Количественные характеристики АКФ и ВКФ М-последовательностей в основном зависят от ее длины $N = 2^n - 1$ и в литературе приняты следующие оценки $1/N$ и $2/\sqrt{N}$, соответственно.

В настоящее время существуют ПСП, у которых боковые лепестки АКФ и ВКФ гарантированы, к ним относятся кодовые последовательности Голда, Касами и др.[2]. Генератор последовательностей Голда состоит из двух генераторов М-последовательностей одинаковой длины, общий вид которых представлен на рис. 1. Особенностью кодой Голда является формирование ансамбля ПСП путем введения задержки *j*. Боковые лепестки АКФ и ВКФ кодов Голда (полученных от одного генератора, но с разными задержками *j*) будут трехуровневыми и подчиняются правилам для четного (1) и нечетного (2) значения *n*. Следует отметить, что в литературе коды Голда при *mod(n,4)=0* не существуют. Исследования показывают, что боковые лепестки таких кодов будут пятиуровневыми, при этом максимальные и минимальные значения рассчитываются по правилу (1). При проведении исследования рассматривались только коды Голда с трехуровневыми АКФ и ВКФ.

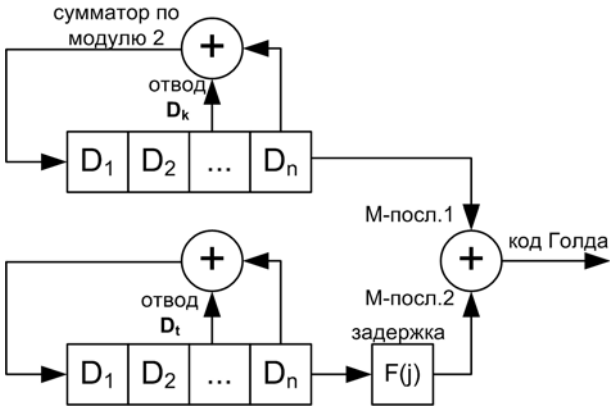


Рис. 1 Структурная схема генератора кода Голда

$$Q = \begin{cases} Q_1 = -\dfrac{1}{N} \\ Q_2 = \dfrac{2\sqrt{N}-1}{N} \\ Q_3 = \dfrac{-2\sqrt{N}-1}{N} \end{cases} \qquad (1)$$

$$Q = \begin{cases} Q_1 = \dfrac{-1}{N} \\ Q_2 = \dfrac{\sqrt{2N}-1}{N} \\ Q_3 = \dfrac{-\sqrt{2N}-1}{N} \end{cases} \qquad (2)$$

Цель работы

Разработать алгоритм поиска псевдослучайных последовательностей с минимальными уровнями значений боковых лепестков АКФ и ВКФ.

Решение поставленной задачи

Для проведения исследований программе MATLAB разработана программа поиска отводов генераторов М-последовательностей и кодов Голда. Генераторы М-последовательностей получены путем прямого перебора все возможных вариантов отводов сдвиговых регистров. Отбор М-последовательностей осуществлялся с использованием двух критериев число единиц должно быть на 1 больше чем нулей и значения боковых лепестков АКФ ПСП равно –1. Из списка отводов генераторов М-последовательностей формировались все возможные комбинации двух отводов для получения кодов Голда. Каждый вариант генератора кода Голда формировал ПСП, при этом выполнялась проверка соответствия уровня боковых лепестков АКФ условиям (1) и (2). Результаты моделирования представлены в табл. 1.

Таблица 1

Количество отводов генераторов М-последовательностей и кодов Голда

n	N	М-посл.	к. Голда	*n*	N	М-посл.	к. Голда
4	15	2	–	10	1023	60	300
5	31	6	12	11	2047	176	1936
6	63	6	6	12	4097	191	–
7	127	18	90	13	8191	630	8190
8	255	16	–	14	16381	756	6048
9	511	48	288	15	32763	1800	16200

Рассмотрим подробнее список отводов генераторов кода Голда для $n = 5$. В табл. 2 по диагонали записаны отводы генераторов М-последовательностей. Для получения генератора кода Голда необходимо выбрать такие два отвода генераторов М-последовательностей, у которых пересечение соответствующей строки и столбца указывают на ячейку с символом «+».

Таблица 2

Представление пар генераторов Голда в сжатом виде

[5,2]	–	+	+	+	+
–	[5,3]	+	+	+	+
+	+	[5,3,2,1]	+	+	–
+	+	+	[5,4,2,1]	–	+
+	+	+	–	[5,4,3,1]	+
+	+	–	+	+	[5,4,3,2]

Из табл. 2 легко видно, например, пара отводов регистров [5,2] и [5,3,2,1] формируют код Голда. Каждый из этих отводов в свою очередь формирует код Голда с другим отводом [5,4,2,1]. Отсюда следует, что на регистре с разрядностью $n = 5$ можно выбрать таких три генераторов М-последовательностей, комбинация которых всегда формирует код Голда.

Описанных выше алгоритм выбора отводов генераторов позволяет получить ПСП со свойствами АКФ, как у М-последовательностей и гарантированными боковыми лепестками ВКФ, как у кодов Голда. В табл. 3 представлены все возможные варианты комбинаций генераторов, формирующие ПСП с хорошими свойствами АКФ и ВКФ для $n=5$.

С увеличением разрядности регистра n увеличивается число генераторов кодов Голда и количество вариантов комбинаций ПСП с хорошими свойствами АКФ и ВКФ. Например, для разности регистра $n = 7$ доступно 6 генераторов, отводы которых будут следующими: [7,1], [7,3], [7,3,2,1], [7,5,2,1], [7,4,3,2], [7,6,4,1]. В настоящее время проводится разработка алгоритма для автоматического отбора отводов генераторов и построение готового списка.

Таблица 3
Варианты комбинаций генераторов формирования ПСП

№	Отводы
1	[5,2], [5,3,2,1], [5,4,2,1]
2	[5,2], [5,3,2,1], [5,4,3,1]
3	[5,2], [5,4,3,1], [5,4,3,2]
4	[5,3], [5,3,2,1], [5,4,2,1]
5	[5,3], [5,4,3,1], [5,4,3,2]

Заключение

В результате проведения исследования были разработан алгоритм поиска списка таких отводов М-последовательностей, любая комбинация двух отводов формирует код Голда. Предложенный алгоритм позволяет получить ПСП со свойствами АКФ, как у М-последовательностей и гарантированными боковыми лепестками ВКФ, как у кодов Голда. Подобные псевдослучайные последовательности могут найти применение при кодовом разделении сигналов, например, опорных станций наземных систем.

Список литературы

1. Диксон, Р. К. Широкополосные системы : пер. с англ. / Р. К. Диксон ; под ред. В. И. Журавлева. – М. : Связь, 1979. – 304 с.

2. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин. – М. : Радио и связь, 1985. – 384 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИФРОВОГО ФАЗОМЕТРА В ПРОГРАММЕ SIMULINK

Н. Н. Дыдаева, А. М. Алешечкин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: NurguyanaDyd92@mail.ru

Рассматривается принцип работы однополупериодного триггерного фазометра с кратным периоду временем измерения. Приведены результаты моделирования модели данного фазометра в приложении MatLab Simulink. Разработанная модель может использоваться как в учебном процессе, так и в составе устройств, требующих измерения фазовых сдвигов между двумя напряжениями

Решение многих задач радиотехники невозможно без измерения наряду с амплитудой и частотой также фазового сдвига (ФС) сигналов. Фазовые методы измерений позволяют решать многие задачи, связанные с измерением дальности, координат, помехоустойчивой передачи информации и т. д. В связи с этой актуальной является задача исследования методов высокоточного измерения ФС как при изучении учебных дисциплин, так и при решении инженерных и исследовательских задач.

Согласно [1] фазовым сдвигом φ называется модуль разности аргументов двух гармонических сигналов с одинаковой частотой. В соответствии с приведенным определением, ФС гармонических напряжений $U_1(t)$ и $U_2(t)$ определится как $\varphi = |\varphi_2 - \varphi_1|$.

Фазовый сдвиг напряжений $U_1(t)$ и $U_2(t)$ можно определить по формуле

$$\varphi = \omega_0 \cdot t_\varphi = \frac{2\pi}{T} \cdot t_\varphi, \qquad (1)$$

где T – период гармонических сигналов; t_φ – интервал времени между моментами, когда сигналы находятся в одинаковых фазах, например при переходах через нуль от отрицательного к положительному значению сигнала (рис. 1).

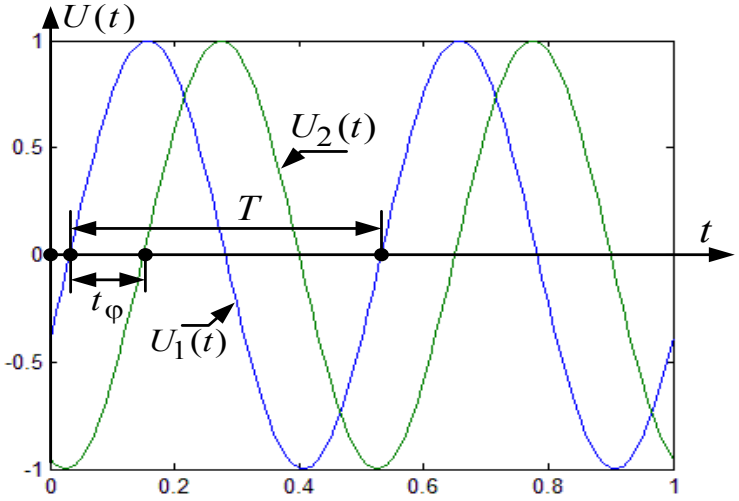


Рис. 1. К определению фазового сдвига

Согласно выражению (1) измерение фазового сдвига можно свести к измерению временных интервалов T и t_φ с дальнейшим пересчетом результатов измерений к значению фазового сдвига с использованием формулы (1).

Измерение временных интервалов T и t_φ можно осуществить методом дискретного счета [2]. С целью уменьшения погрешности дискретизации при измерении временных интервалов может быть использован метод статистического усреднения [2], состоящий в измерении интервалов в K периодах сигналов и усреднении результатов.

В этом случае значения t_φ и T находят как средние арифметические наблюдаемых в каждом периоде сигналов значений $t_{\varphi i}$ и T_i:

$$t_\varphi = \frac{1}{K}\cdot\sum_{i=1}^{K} t_{\varphi i} = \frac{1}{K}\cdot\sum_{i=1}^{K} n_{\varphi i}\cdot t_0 = \frac{n_{\varphi\Sigma}\cdot t_0}{K},$$
$$T = \frac{1}{K}\cdot\sum_{i=1}^{K} T_i = \frac{1}{K}\cdot\sum_{i=1}^{K} n_{Ti}\cdot t_0 = \frac{n_{T\Sigma}\cdot t_0}{K}, \qquad (1)$$

где $n_{\varphi i}$, n_{Ti} – число импульсов, попавших в интервалы $t_{\varphi i}$ и T_i; $n_{\varphi\Sigma} = \sum_{i=1}^{K} n_{\varphi i}$, $n_{T\Sigma} = \sum_{i=1}^{K} n_{Ti}$ – суммарное число импульсов, зафиксированное в K периодах входного сигнала.

С учетом усреднения K результатов измерений, значение ФС определяется по формуле

$$\varphi = \frac{n_{\varphi\Sigma}}{n_{T\Sigma}}\cdot 360^\circ. \qquad (2)$$

В случае если погрешности измерений в соседних периодах являются некоррелированными, погрешность ФС, найденного путем усреднения K результатов измерений, уменьшится в $\sqrt{K}$ раз по сравнению с исходными измерениями [2].

Фазометры, реализующие алгоритм вычисления ФС в соответствии с выражениями (2), (3) называются цифровыми фазометрами со временем измерения, кратным периоду [2]. На рис. 2 приведена структурная схема такого цифрового фазометра.

Данный фазометр состоит из двух входных устройств (Вх. У), трех формирующих устройств (ФУ), RS – триггера (Т), делителя частоты (ДЧ), устройства управления (УУ), генератора тактовый импульсов (ГТИ), двух временных селекторов, выполненных в виде логических элементов «И» (&), двух счетчиков (Сч) и микропроцессорного вычислительного блока (МВБ).

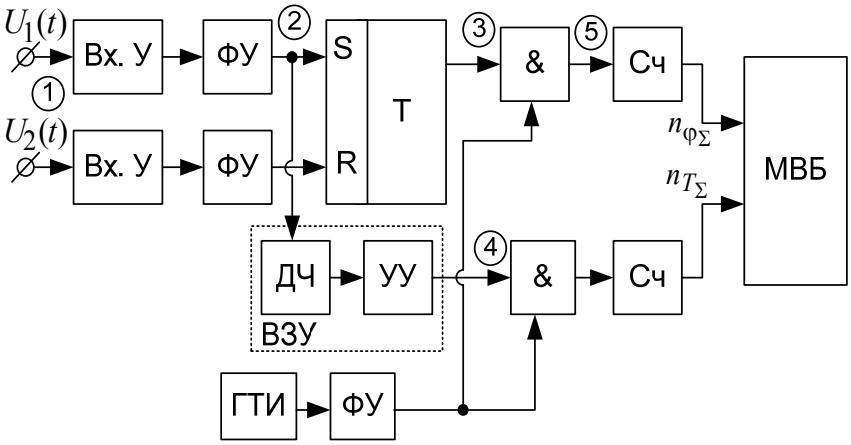


Рис. 2. Триггерный фазометр с временем измерения, кратным периоду

Эпюры напряжений рассматриваемого фазометра приведены на рис. 3. Данная схема работает следующим образом. На входы входных устройств поступают напряжения $U_1(t)$ и $U_2(t)$, в результате чего на выходе формирующих устройств образуются короткие импульсы, возникающие в моменты перехода через нуль мгновенных значений напряжений $U_1(t)$ и $U_2(t)$. Эпюры напряжений на выходе ФУ приведены на осциллограмме 2 рис 3. Триггер Т обеспечивает формирование временных стробов длительностью t_φ, а времязадающее устройство (ВЗУ), состоящее из делителя частоты и устройства управления – интервал времени измерения, длительностью K периодов входного сигнала T.

Эпюры напряжений на выходе триггера и ВЗУ приведены на осциллограммах 3 и 4 рис. 3 соответственно. ГТИ и ФУ обеспечивают генерацию квантующих импульсов с периодом следования t_0, поступающих на вторые входы временных селекторов &. В результате на выходах временных селекторов возникают квантующие импульсы, попадающие в интервалы t_{φ_i} и $K \cdot T$ для первого и второго селекторов соответственно. Эпюра напряжения на выходе первого временного селектора, образующего квантующие импульсы для интервалов t_{φ_i}, приведена на осциллограмме 5 рис. 3.

Счетчики подсчитывают общее число импульсов, попавших в интервалы t_φ и $K \cdot T$. В результате этого по истечении интервала времени измерения на выходе счетчиков формируется число импульсов $n_{\varphi\Sigma}$ и $n_{T\Sigma}$. Полученные значения $n_{\varphi\Sigma}$ и $n_{T\Sigma}$ поступают на вход МВБ для вычисления значения фазового сдвига φ между напряжениями $U_1(t)$ и $U_2(t)$ в соответствии с выражением (3).

С целью исследования путей практической реализации данного фазометра, представляет интерес создание его вычислительной модели, позволяющей более глубоко изучить принципы работы данного прибора. Исследование вычислительной модели или «виртуального прибора» может служить как для учебных целей, так и на начальном этапе проектирования реальных устройств, поскольку позволяет всесторонне исследовать прибор и добиться выполнения требований, поставленных при его проектировании.

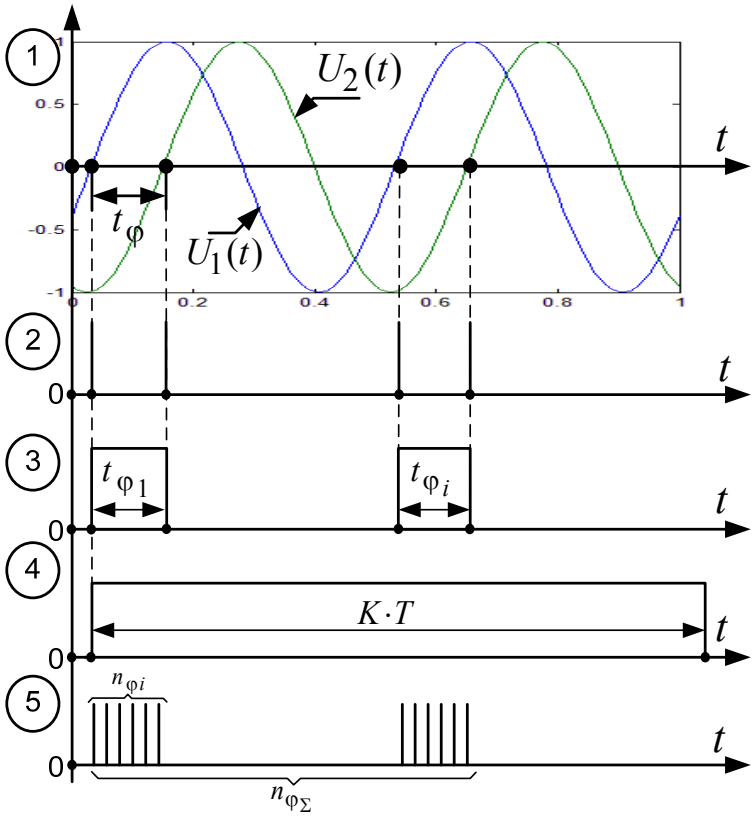


Рис. 3. Эпюры напряжений в схеме цифрового триггерного фазометра со временем измерения, кратным периоду

Для моделирования принципов построения измерительных приборов может использоваться программа Simulink, являющаяся приложением вычислительной системы MatLab. При моделировании с использованием Simulink реализуется принцип визуального программирования, в соответствии с которым пользователь из библиотеки стандартных блоков создает модель устройства и осуществляет расчеты.

В результате проведенных исследований в системе Simulink была разработана модель рассмотренного выше цифрового триггерного фазометра. Схема разработанной модели приведена на рис. 4.

Данная схема состоит из генератора танковых импульсов (Pulse Generator), двух источников гармонических сигналов (Sine Wave), подключенных к входам формирующих устройств (Hit Crossing), преобразователя фазового сдвига в интервал времени (Subsystem – Preobrazovatel). Также в схему входят времязадающее устройство, реализованное на логическом блоке «AND», счетчики для подсчета импульсов (Counter), а также узлов, предназначенных для расчета значения ФС в соответствии с формулой (3) и его отображения на блоке дисплея «Phase in gradus». Кроме того, для просмотра эпюр напряжений в выбранных точках схемы используется блок осциллографа Scope2, входы которого могут быть подключены к выходу любого интересующего блока схемы.

На рис. 5 приведены осцилограммы сигналов, полученных в разных точках разработанной схемы.

Так, на рис. 5, *а* представлены эпюры входных напряжений $U_1(t)$ и $U_2(t)$; рис. 5, *б* – сигналы на выходе формирующих устройств; рис. 5, *в* – интервалы $t_{\varphi i}$; рис. 5, *г* – интервал, длительностью $K = 5$ периодов входного сигнала T; рис. 5. *д* – заполненные квантующими импульсами интервалы t_φ; рис. 5, *е* – заполненный квантующими импульсами интервал $K \cdot T$.

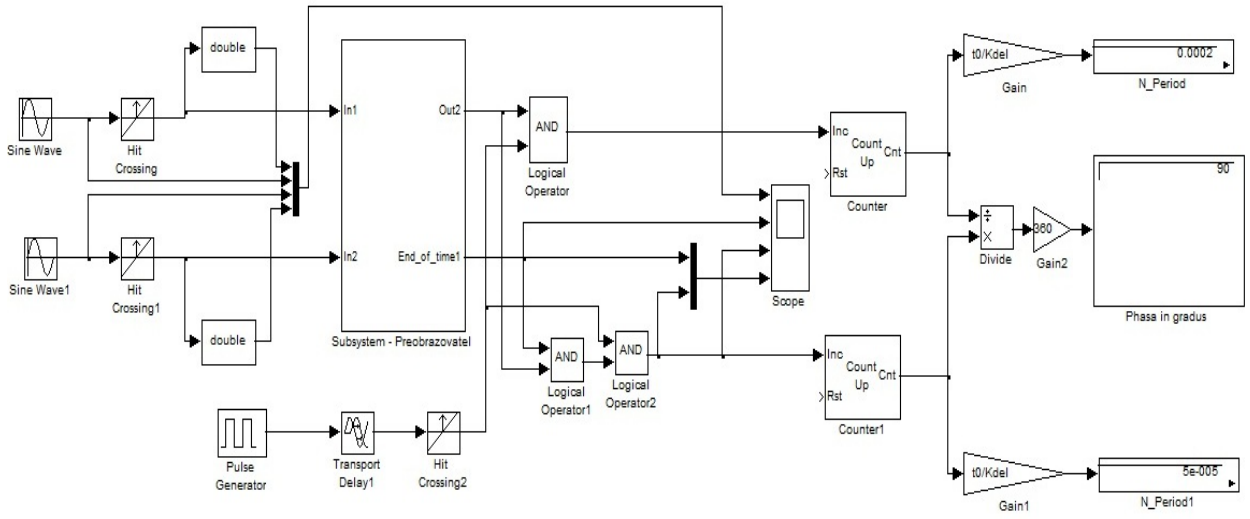


Рис. 4. Разработанная в среде Simulink схема цифрового фазометра

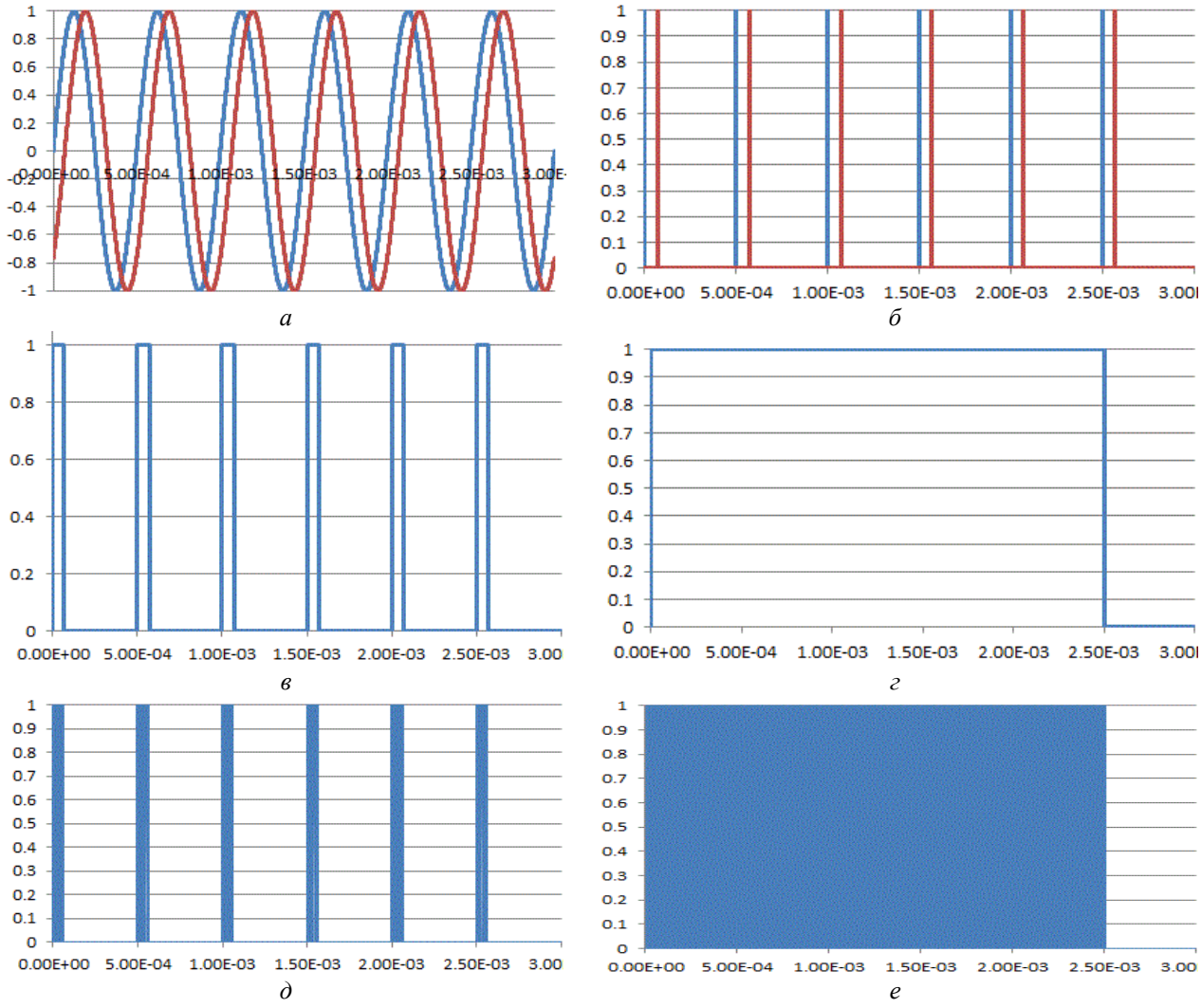


Рис. 5. Полученные осциллограммы

Таким образом, разработанная в среде Simulink модель цифрового триггерного фазометра позволяет рассмотреть вопросы программно-алгоритмической реализации данного типа измерительных приборов.

Разработанная модель может использоваться в учебных целях для понимания принципов работы цифровых фазометров при изучении материалов раздела «Измерение фазового сдвига» учебных дисциплин «Метрология и радиоизмерения» и «Радиоизмерения», а также при проектировании устройств, требующих измерения фазовых сдвигов между двумя напряжениями.

Список литературы

1. Кушнир, Ф.В. Электрорадиоизмерения : учеб. пособие для вузов / Ф.В. Кушнир. – Л. : Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние. – 1983. – 320 с.

2. Алешечкин, А.М. Методы измерения частотно-временных параметров сигналов : учеб. пособие / А.М. Алешечкин, В.И. Кокорин. – Красноярск : ИПЦ КГТУ. – 2001. – 96 с.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ГАРМОНИК ОДНОТОНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

Д. А. Елизаров, Е. А. Альтман (научный руководитель)

Омский государственный университет путей сообщения
644046, г. Омск, пр. Маркса, 35
E-mail: elizarovda@gmail.com

Произведен анализ работы методов определения параметров гармоник сигнала с дискретными частотами (частота, амплитуда и фаза). В работе рассматриваются следующие алгоритмы: метод Якобсена (Jacobsen's Modified Quadratic Estimator), два метода Квина (Quinn's Estimator, Quinn's Second Estimator) и метод корреляционных функций. Для всех методов произведена оценка точности определения параметров при различных уровнях шума.

Спектральный анализ сигналов широко применяется в различных областях науки и техники. Часто требует провести спектральный анализ сигналов с дискретным частотами: радиосигналов передаваемых на определенных частотах; электрических сигналов, имеющих частоты кратные 50 Гц и др.

Данный тип сигналов изучен значительно меньше сигналов с непрерывным спектром. Фактически, для такого случая нет общеизвестных рекомендаций по поводу выбора оптимального окна и алгоритма поиска максимума для главного лепестка этого окна.

В статье производится анализ точности алгоритмов оценки параметров гармоник сигнала с дискретными частотами. Применение дополнительных методов для определения параметров сигнала обусловлено неспособностью дискретного преобразования Фурье (ДПФ) точно определить частоту сигнала, когда максимум ДПФ не совпадает со спектром сигнала, что наглядно отражено на рис. 1.

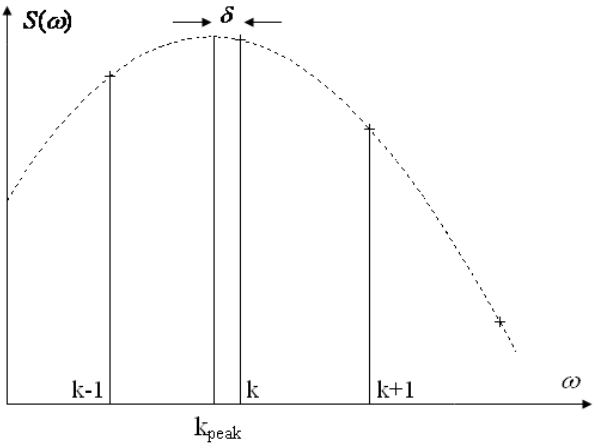


Рис. 1. Случай несовпадения максимума ДПФ и непрерывного спектра сигнала

На рис. 1 номера отсчетов максимума ДПФ и его двух соседних вершин обозначены как k, $k+1$ и $k-1$ соответственно. Номер максимального отсчета спектра сигнала обозначен как k_{peak}. Разность между номерами отсчетов максимума ДПФ и максимума спектра сигнала обозначено как δ.

В качестве исследуемого сигнала рассмотрим периодический сигнал $y(t)$ с периодом T_s и спектром, ограниченным N-ой гармоникой и белым шумом $\eta(t)$:

$$y(t) = \sum_{v=0}^{v=N} A_v \cdot \cos\left(\frac{2\cdot\pi}{T_s}\cdot v\cdot t + \varphi_v\right) + \eta(t), \tag{1}$$

где A_v – амплитуда v-й гармоники; φ_v – фаза v-й гармоники

В качестве методов были рассмотрены следующие алгоритмы: метод Якобсена (Jacobsen's Modified Quadratic Estimator), два метода Квина (Quinn's Estimator, Quinn's Second Estimator), метод Маклеода (Macleod's Estimator), метод Грэндка (Grandke's method), алгоритм параболической интерполяции (Parabolic Interpolation), алгоритм интерполяции Гаусса (Gaussian Interpolation) и метод корреляционных функций. Все алгоритмы, кроме метода корреляционных функций, являются интерполяционными алгоритмами для нахождения параметров сигнала. Суть метода интерполирования является нахождение промежуточных значений величины по имеющемуся дискретному набору известных значений, то есть кривая построенной функции должна точно пройти через имеющиеся точки данных.

В методе Якобсена положение максимального коэффициента сигнала находится с использованием трех коэффициентов ДПФ.

Параметр δ в методе Якобсена определяется по следующей формуле:

$$\delta = \mathrm{Re}\left(\frac{\big(y(k+1)-y(k-1)\big)}{2\cdot y(k)-y(k+1)-y(k-1)}\right). \tag{2}$$

Первый метод Квина основан на выборе одной из двух оценок δ_1 и δ_2, в зависимости от значений соседних точек ДПФ:

$$\delta_1 = \frac{\mathrm{Re}\left(\frac{y(k-1)}{y(k)}\right)}{1-\mathrm{Re}\left(\frac{y(k-1)}{y(k)}\right)}, \quad \delta_2 = \frac{\mathrm{Re}\left(\frac{y(k+1)}{y(k)}\right)}{1-\mathrm{Re}\left(\frac{y(k+1)}{y(k)}\right)}. \tag{3}$$

Если получившиеся значения δ_1 и δ_2 больше 0, то искомое значение δ равно δ_2, в противном случае – δ_1.

Во втором методе Квина параметр δ определяется из следующего выражения:

$$\delta = \frac{\hat{a}_{-1}+\hat{a}_{+1}}{2} + k\left(\hat{a}_{+1}\right) - k\left(\hat{a}_{-1}\right), \tag{4}$$

где $k(*)$ – определяется из выражения (5); $\hat{a}_{-1}$ и $\hat{a}_{+1}$ – определяются из выражения (6).

$$k(x) = \tfrac{1}{4}\cdot\log\left(3\cdot x^4 + 6\cdot x^2 + 1\right) - \tfrac{\sqrt{6}}{24}\cdot\log\left(\frac{x^2+1-\sqrt{\frac{2}{3}}}{x^2+1+\sqrt{\frac{2}{3}}}\right). \tag{5}$$

$$\beta_{-1} = \mathrm{Re}\left(\frac{y(k-1)}{y(k)}\right),\ \beta_{+1} = \mathrm{Re}\left(\frac{y(k-1)}{y(k)}\right),$$
$$\widehat{a}_{-1} = \frac{-\beta_{-1}}{\beta_{-1}-1},\ \widehat{a}_{+1} = \frac{-\beta_{+1}}{\beta_{+1}-1}. \qquad (6)$$

Метод корреляционных функций нельзя отнести к группе предыдущих методов, так как он не является интерполяционным, а также отличается сам алгоритм работы. Метод был разработан Грицутенко С.С.

Базовым параметром метода корреляционных функций является коэффициент корреляции. Для исследуемой функции сигнала формируется набор эталонов. Далее производится анализ на наличие связи в точках между параметрами сигнала и эталона. Наибольшее значение коэффициента корреляции показывает на эталон, параметр которого необходимо выбрать.

Для того чтобы сформировать набор эталонов необходимо определить базовую точку, вокруг которой будут создаваться эталоны (обозначим ее через K). Она выбирается из ближайших целых значений частоты измеряемого сигнала. Также необходимо определить шаг, с которым будут формировать эталоны (обозначим его через h). Затем на промежутке $[K-½, K+½]$ произведем формирование эталонов. Для этого спектр оконной функции необходимо сдвигать вправо и влево с шагом h в пределе заданного промежутка и определять 5 точек вокруг базовой точки К. Возможность смещать спектр на заданную величину без изменения амплитудного спектра обеспечивается свойством ДПФ. Согласно данному свойству необходимо спектр окна домножить на величину $e^{-j\cdot\frac{2\cdot\pi\cdot i\cdot(K\pm h)}{T_w}}$. Таким образом, получается набор эталонных множеств из М точек $W_j = \{W_{j0}, W_{j1}, ..., W_{jM}\}$, каждая точка которого вычисляется по правилу:

$$W_{ji} = W\left(\frac{2\cdot\pi}{T_w}\cdot\left(i+\Delta r_j\right)\right), \qquad (7)$$

где $-\frac{M}{2} < i < \frac{M}{2}, 0 < \Delta r_j < 1$.

Пусть имеется сигнал $y(t)$. Наложим на данный сигнал некоторое окно $w(t)$, имеющее отличное от нуля значение на временном отрезке $\left[-\frac{T_w}{2}, \frac{T_w}{2}\right]$, со спектром $W(\omega)$ для ограничения длительности этого сигнала. В качестве оконной функции автор метода использует окно Кайзера с параметром 10.

Таким образом, в результате наложения окна на сигнал получается новый, ограниченный во времени, сигнал.

Найдем коэффициент корреляции между множеством Y и эталоном W_j:

$$\sum_{i=-\frac{M}{2}}^{i=\frac{M}{2}} Y_i \cdot W_{ji} = \sum_{i=-\frac{M}{2}}^{i=\frac{M}{2}} A_v e^{j\cdot\varphi_v} W\left(\frac{2\cdot\pi}{T_w}\cdot\left(i+\Delta r\right)\right)\cdot W\left(\frac{2\cdot\pi}{T_w}\cdot\left(i+\Delta r_j\right)\right) = A_v e^{j\cdot\varphi_v} R\left(\Delta r - \Delta r_j\right), \qquad (8)$$

где $R\left(\Delta r - \Delta r_j\right)$ – корреляционная функция.

Если в качестве окна выбирается симметричная функция, то функция $W(\omega)$ и множество ее значений W_{ji} будут действительными. С учетом этого, и исходя из условия ра-

венства комплексных чисел, получаем соответственно коэффициент корреляции v-й гармоники:

$$A_v = \frac{1}{R(\Delta r - \Delta r_j)} \cdot \sqrt{\left(\sum_{i=-\frac{M}{2}}^{i=\frac{M}{2}} \mathrm{Re}(Y_i) \cdot W_{ji} \right)^2 + \left(\sum_{i=-\frac{M}{2}}^{i=\frac{M}{2}} \mathrm{Im}(Y_i) \cdot W_{ji} \right)^2} \quad . \tag{9}$$

Наибольшее значение коэффициента корреляции показывает на пару эталон-сигнал и, соответственно, на величину отклонения δ от базовой точки. Частота сигнала определяется как разность значений K и δ.

На рис. 2 представлен графики зависимостей дисперсии смещения оценки частоты гармоники от уровня шума. Также на графике отражена граница Крамера-Рао. В математической статистике неравенством Крамера-Рао называется неравенство, которое при некоторых условиях на статистическую модель даёт нижнюю границу для дисперсии оценки неизвестного параметра. Для частоты неравенство выглядит следующим образом:

$$D(f_0) \geq \frac{6\sigma^2}{N(N^2-1)} \, . \tag{10}$$

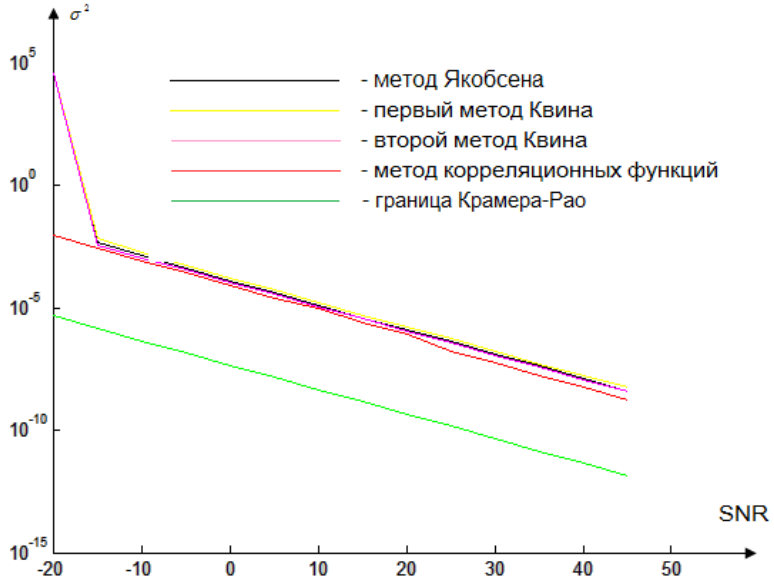


Рис. 2. Анализ точности результатов работы (определение частоты гармоники)

Метод корреляционных функций показал наилучшие результаты по определению частоты гармоники сигнала в отличие от остальных методов на протяжении всего диапазона SNR. На рис. 2 не отражен диапазон от минус 30 до минус 20 дБ, где другие методы имеют значительное смещение и не вписываются в данный график, в отличие от метода корреляционных функций. Если сравнивать оставшиеся три метода, то можно отметить хорошие результаты у второго метода Квина.

Для интерполяционных методов существует единый алгоритм для оценки амплитуды гармоник сигнала. Базовым элементом для нахождения амплитуды гармоник сигнала является параметр δ. Методы для нахождения параметра δ были описаны выше. Таким образом, если данный параметр нам известен амплитуда гармоник сигнала определяется из следующего выражения:

$$p = T^{-1} \cdot \frac{\left|\sum_{t=-1}^{1} y(k+t) \cdot \overline{c_t}\right|}{\sum_{k=-1}^{1} |c_t|^2}, \tag{11}$$

где $c_t = \left[e^{2 \cdot \pi \cdot j \cdot \delta} - 1\right] / \left[4 \cdot \pi \cdot j \cdot (\delta - t)\right]$.

Фаза гармоник сигнала вычисляется по формуле

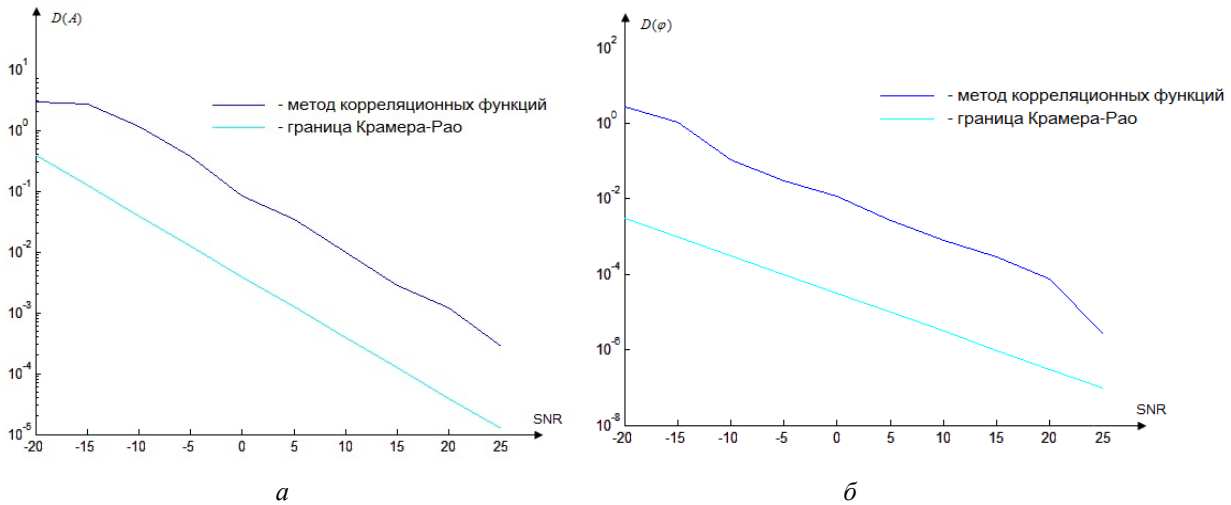
$$\varphi = \arg\left(\sum_{t=-1}^{1} y(k+t) \cdot \overline{c_t}\right). \tag{12}$$

Метод корреляционных функций не способен точно определить амплитуду и фазу гармоник сигнала. В силу этого было произведена его модернизация, которая позволила вычислить амплитуду и фазу с высокой точностью. Для этого вернемся к формуле (8). Из условия равенства двух комплексных чисел, в данной формуле значения угла φ правой и левой части отличаются друг от друга на число, кратное 2π, а амплитуды должны быть равны. Таким образом, амплитуда и фаза гармоники сигнала определяются по следующим формулам:

$$A_v = \frac{1}{E} \cdot \sqrt{\left(\sum_{i=-\frac{M}{2}}^{i=\frac{M}{2}} \mathrm{Re}(Y_i) \cdot W_{ji}\right)^2 + \left(\sum_{i=-\frac{M}{2}}^{i=\frac{M}{2}} \mathrm{Im}(Y_i) \cdot W_{ji}\right)^2},$$

$$\varphi = arctg\left(\frac{\sum_{i=-\frac{M}{2}}^{i=\frac{M}{2}} \mathrm{Im}(Y_i) \cdot W_{ji}}{\sum_{i=-\frac{M}{2}}^{i=\frac{M}{2}} \mathrm{Re}(Y_i) \cdot W_{ji}} + phz(\delta)\right) + 2\pi \cdot k, \tag{13}$$

где E – энергии окна E (это применимо для случая, когда эталоны формируются достаточно часто и корреляционную функцию $R(\Delta r - \Delta r_j)$ можно считать равной E); $phz(\delta)$ – угол φ набора эталона, который максимально соответствует исследуемому сигналу.



а *б*

Рис. 3. Анализ точности результатов работы:
а) определение амплитуды гармоники; б) определение фазы гармоники

При обычном уровне шума интерполяционные методы способны определять частоту гармоник сигнала, но при определении амплитуды и фазы эффективным методом является метод корреляционных функций.

На рис. 3 представлен графики зависимостей дисперсий смещения оценки амплитуды и фазы гармоники сигнала от уровня шума. Также на графиках отражена граница Крамера-Рао. Для амплитуды и фазы неравенство выглядит следующим образом:

$$D(A) \geq \frac{2\sigma^2}{N}, \qquad D(\varphi) \geq \frac{2 \cdot \sigma^2}{\pi \cdot A^2 \cdot N(N-1)}. \tag{14}$$

На основе представленных материалов в статье можно сделать следующие выводы:

1) при малом уровне шумов (от 10 дБ) все методы показали относительно высокую точность при определении частоты гармоники сигнала. Учитывая высокую вычислительную сложность метода корреляционных функций в данном случае предпочтительней применять интерполяционные методы. При увеличении уровня шума целесообразнее применять метод корреляционных функции, потому что при уровне шума больше минус 20 дБ интерполяционные методы перестают работать;

2) при определении амплитуды и фазы гармоник рекомендуется использовать модернизированный метод корреляционных функций, т.к. другие методы не способны точно оценить данные параметры. Интерполяционные методы показали хорошие результаты, только при условии отсутствия шума в системе и когда максимум ДПФ совпадает со спектром сигнала, однако смещение величин в данном случае все же больше, чем у модернизированного метода корреляционных функций;

3) метод корреляционных функций обеспечивает эффективность оценки параметров гармоник сигнала, т.к. значения, полученные методом, приближаются к нижней границе Крамера-Рао.

МЕТОДЫ ПОДАВЛЕНИЯ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ В СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

В. Г. Коннов

Федеральное государственное унитарное предприятие
«Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»
660021, Красноярск, ул. Декабристов, д. 19
E-mail: kniirs1@mail.kts.ru

Рассматриваются вопросы применения спутниковой навигации в условиях естественных (промышленных) и организованных помех. Разработаны алгоритмы и устройства подавления узкополосных помех методами фильтрации в навигационной аппаратуре потребителя спутниковых радионавигационных систем.

В настоящее время все более актуально применение систем спутниковой радионавигации (СРНС) в условиях естественных (промышленных) и организованных помех. Обеспечение работоспособности навигационной аппаратуры потребителя (НАП) СРНС в условиях интенсивных помех обусловливает необходимость поиска новых более эффективных алгоритмов обработки сигналов. Известно, что эффективность решения статистических задач определяется тем, насколько полно учитываются статистические различия между сигналом и помехой [2, 3]. Например, если помеха имеет конкретное пространственное направление прихода, то можно выделить помеху и затем вычесть оценочное значение помехи из смеси сигнала и помехи. Однако, во-первых, не всегда из-за скрытности и

других причин возможно использование большого количества антенн, что не позволяет эффективно выделить, и затем компенсировать помеху. Во-вторых, не всегда удается выделить пространственное направление, с которого приходит помеха. В этих условиях наиболее актуально не пространственное, а электронное подавление помех.

Радионавигационные параметры определяются на основе анализа дальномерного кода. Основная проблема в оценке радионавигационных параметров – это широкополосная помеха (ШП) $U_{ШП}(t)$ и узкополосная помеха (УП) $U_{УП}(t)$, находящиеся в аддитивной смеси $U_{см}(t)$ с сигналом:

$$U_{см}(t) = U_{сигн}(t) + U_{ШП}(t) + U_{УП}(t), \quad (1)$$

$$U_{ШП}(t) = \sigma_{ШП}\xi(t), \quad (2)$$

где $U_{сигн}(t) = A_{сигн}\cdot\sin(2\pi f_{сигн}t)$ – сигнал дальномерного кода; $\sigma_{ШП}$ – среднеквадратическое отклонение (СКО) шумовой помехи; $\xi(t)$ – ШП с единичной мощностью в полосе сигнала.

Обычно УП представляют в виде гармонического колебания с квазипостоянной амплитудой:

$$U_{УП}(t) \approx A_{УП}(t)\cdot\sin(2\pi f_{УП}t+\varphi_{УП}). \quad (3)$$

В качестве основного критерия эффективности работы НАП названа помехоустойчивость захвата и сопровождения дальномерного кода, которая определяется отношением сигнал/помеха [1, 2]. И наиболее однозначно отношение сигнал/помеха определяется для аддитивной смеси сигнала и помехи, при этом обычно рассматривают отдельно прохождение помехи, сигнала через фильтры, и затем оценивают отношение сигнал/шум на выходе НАП. Но аддитивная смесь сигнала и помехи проходит через нелинейные преобразователи, например, через одноразрядный аналогово-цифровой преобразователь (АЦП) [1]. Это приводит к мультипликативной смеси сигнала и помехи и затрудняет теоретическую оценку эффективности алгоритмов измерения задержки, так как нелинейное преобразование в зависимости от исходного отношения сигнал/помеха по-разному изменяет отношение сигнал/помеха и по-разному сказывается на эффективности алгоритмов функционирования НАП.

Для удобства анализа систем обычно нелинейные элементы заменяют эквивалентными линейными элементами с соответствующими отношениями сигнал/помеха на выходе элемента. При этом дальнейший анализ проводится так, как если бы смесь была аддитивна [2]. Количество и вид нелинейных элементов определяется выбранными алгоритмами функционирования. Обычно в НАП для борьбы с помехами используют блок фильтрации широкополосных помех (БФШП), алгоритмы функционирования которого оптимальны (квазиоптимальны) для борьбы с ШП [1] (рис. 1). УП могут быть подавлены в такой НАП даже при большом уровне мощности. Если же уровень мощности УП очень большой, то осуществляется предварительная фильтрация УП, алгоритмы которой реализуются в блоке фильтрации узкополосных помех (БФУП) (рис. 2), которые ставят на входе БФШП [2]. На выходе БФШП формируется корреляционная функция $R(x(t), T_a)$, по максимуму которой на выходе блока приятия решений (БПР) оцениваются радионавигационные параметры $\hat{x}(t)$.

Рассмотрим традиционную НАП в виде последовательно включенных БФШП и БПР. Традиционный БФШП может быть представлен в виде корреляционного фильтра (КФ) и фильтра корреляционных функций (ФКФ) (рис. 3).

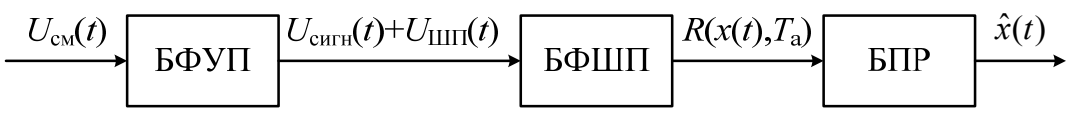


Рис. 1. Фильтрация помех для повышения устойчивости и точности измерения координат

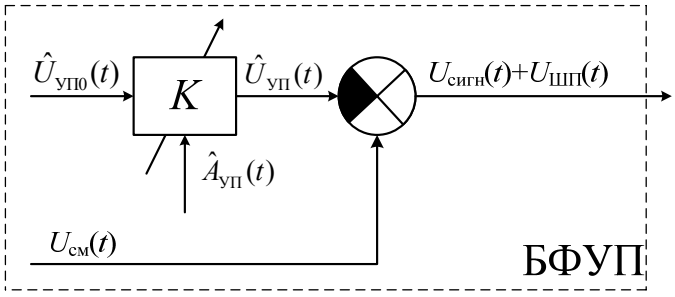


Рис. 2. Блок фильтрации узкополосных помех

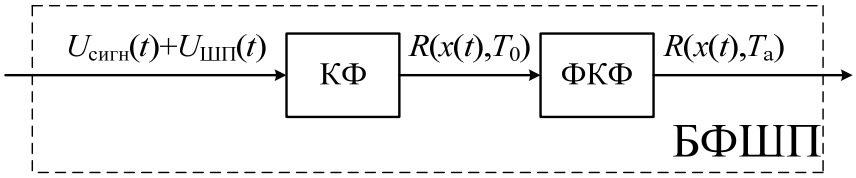


Рис. 3. Блок фильтрации широкополосных помех

Оценим изменение отношения сигнал/помеха на выходе нелинейных элементов КФ. Известно, что на входе БФШП стоит АЦП. Квантование в АЦП на 2 уровня при гауссовой ШП эквивалентно уменьшению отношения сигнал/помеха в $\Psi_{\text{ШП}}(Q) \approx 1{,}0–1{,}3$ раза [1], в зависимости от отношения сигнал/помеха: чем меньше исходное отношение сигнал/помеха Q, тем в большее количество раз уменьшится отношение сигнал/шум на выходе нелинейного элемента.

При УП по мере уменьшения исходного отношения сигнал/помеха также происходит уменьшение отношения сигнал/помеха на выходе АЦП в $\Psi_{\text{УП}}(Q) \approx 1{,}0–2{,}0$ раза [2].

Для простоты дальнейшего анализа можно принять, что $f_{\text{сигн}} = 0$. Тогда алгоритм функционирования КФ (рис. 3) можно представить в следующем виде:

$$R\left(x\left(t\right),T_0\right)=\sum_{k=0}^{510}U_{\text{см}}\left(t-\tau_u\cdot k\right)\cdot h_M\left(k\right), \tag{4}$$

где $h_M(k)$ – коэффициенты M–последовательности [1].

Отношение сигнал/помеха на выходе демодулятора составит

$$Q_{\text{УП КФ}}=\frac{Q^*_{\text{УПвх}}}{\Psi_{\text{УП}}}\cdot M\ . \tag{5}$$

$$Q_{\text{ШП КФ}}=\frac{Q^*_{\text{ШПвх}}}{\Psi_{\text{ШП}}}\cdot\sqrt{M}\,. \tag{6}$$

Обычно для устойчивой работы системы требуется отношение сигнал/помеха на выходе, равное $Q_{\text{вых}} > 3$ [3]. Оценим, насколько достижимо это значение в случае присутствия на входе БФШП ШП при отношении сигнал/ШП, составляющего $Q^*_{\text{ШПвх}} \geq 2{,}2\cdot10^{-3}$ и УП при отношении сигнал/УП, составляющего $Q^*_{\text{УПвх}} = 10^{-4}$.

Как отмечалось ранее, традиционные алгоритмы обработки сигналов удобно представить в виде двух последовательных блоков (рис. 3): корреляционного фильтра (КФ), осуществляющего формирование корреляционной функции $R(x(t), T_0$ на интервале длительностью $T_0 \approx 0{,}1$ мс, и фильтра корреляционных функций (ФКФ) следующего вида:

$$R\left(x(t),T_a\right)=\sum_{n=0}^{N_{МП}-1}R\left(x(t-T_{ПП}\cdot n),T_{ПП}\right). \qquad (7)$$

На выходе ФКФ отношение сигнал/ШП увеличивается и становится равным:

$$Q_{ШПвых}=\frac{Q^{*}_{ШПвх}}{\Psi_{ШП}}\cdot\sqrt{M}\cdot\sqrt{N_{МП}}\,, \qquad (8)$$

в то время как отношение сигнал/УП при организованных помехах, обеспечивающих $f_{УП}\approx f_{сигн}$, отношение сигнал/шум не увеличится и остается равно (5).

В наиболее вероятных случаях, когда объект маневрирующий или велико отношение сигнал/помеха, то выбирают $N_{МП}\approx 1$. Если же, например, отношение сигнал/помеха мало, а объект малоподвижен, то традиционно осуществляют межпериодное накопление по максимальному количеству периодов $N_{МП}= 10$. Поэтому традиционно выбирают [1] $N_{МП}= 1–10$.

На выходе традиционного БФШП с учетом выражения (5) и заданного отношения сигнал/УП на входе $Q^{*}_{УПвх}= 10^{-4}$ отношение сигнал/УП равен $Q_{УПвых}\approx 0{,}026$, а $Q_{ШПвых}\approx 0{,}12$ вместо требуемого значения $Q_{вых} > 3$.

Таким образом, традиционные алгоритмы обработки сигналов в НАП на полтора – два порядка (31–38 дБ) по отношению сигнал/помеха не позволяют обеспечить требований ни по УП, ни по ШП. При этом традиционное межпериодное накопление сигналов потенциально может обеспечить увеличение чувствительности при действии ШП в $\sqrt{N_{МП}}$ раз, но не обеспечивает повышение чувствительности при действии УП. В тоже время УП более эффективно подавляется в демодуляторе (в M раз УП (5) вместо $\sqrt{M}$ раз ШП (8)).

При борьбе с помехами иногда удается учесть закономерности в изменении параметров помехи, построить модель помехи и вычесть ее из смеси сигнала с помехой, не искажая спектра сигнала [2]. Наиболее просто это достигается при борьбе с УП (3), у которой параметры (амплитуда, частота, фаза) являются медленными функциями времени. Обычно наиболее сложно оценивается амплитуда сигнала, которая может определяться из пространственно разнесенных приемников, из нелинейно преобразованной смеси и пр. На рис. 2 представлена обобщенная структура такого БФУП. Путем адаптации коэффициента усиления формируется амплитуда УП $\hat{A}_{УП}(t)$, которая умножается на оценку помехи $\hat{U}_{УП0}(t)\approx\sin\left(2\pi\hat{f}_{УП}t+\hat{\varphi}_{УП}\right)$ с единичной амплитудой. В итоге УП компенсируется, и на выходе БФУП формируется смесь $U_{см}(t)\approx U_{сигн}(t)+U_{ШП}(t)$. Остатки УП в дальнейшем подавляются в БФШП.

Таким образом, наиболее сложная задача компенсации УП – это высокоточная оценка амплитуды $\hat{A}_{УП}(t)$. На рис. 4 представлена структура БФУП, в которой реализуется алгоритм автоматической оценки амплитуды УП $\hat{A}_{УП}(t)$. На вход БФУП приходит смешанный сигнал (1). В условиях мощной УП (17), многократно превышающей уровень ШП, на выходе релейного нелинейного преобразователя происходит амплитудное подавление узкополосной помехой и ШП, и сигнала. Поэтому на выходе релейного преобразователя имеет место сигнал

$$U_{рел}(t)\approx A_{рел}\cdot\mathrm{sign}(\sin(2\pi f_{УП}t+\varphi_{УП}(t)), \qquad (9)$$

частота и фаза колебаний которого определяется практически только УП. Эффект подавления узкополосной помехой и ШП, и сигнала на выходе релейного преобразователя (9) позволяет сформировать на выходе генератора Г модель сигнала помехи с точностью до амплитуды

$$\hat{U}_{\text{УП0}}(t) \approx A_0 \cdot \sin\left(2 \cdot \pi \cdot f_{\text{УП}} \cdot t + \varphi_{\text{УП}}\right). \quad (10)$$

Сигнал на выходе умножителя с учетом выражений (1), (9), (10) имеет вид

$$U_{\text{ум}}(t) = (A_{\text{УП}}(t) - A_0)\cdot\sin(2\pi f_{\text{УП}} t + \varphi_{\text{УП}}(t)\cdot U_{\text{рел}}(t)+(U_{\text{ШП}}(t)+U_{\text{сигн}}(t))\cdot U_{\text{рел}}(t). \quad (11)$$

Сигнал на выходе фильтра низких частот (ФНЧ) можно представить в форме

$$\hat{A}_{\text{УП}}(t) = \frac{1}{T_{\text{н}}} \cdot \int_0^{T_{\text{н}}} U_{\text{ум}}\left(t-\tau\right) \cdot d\tau\,. \quad (12)$$

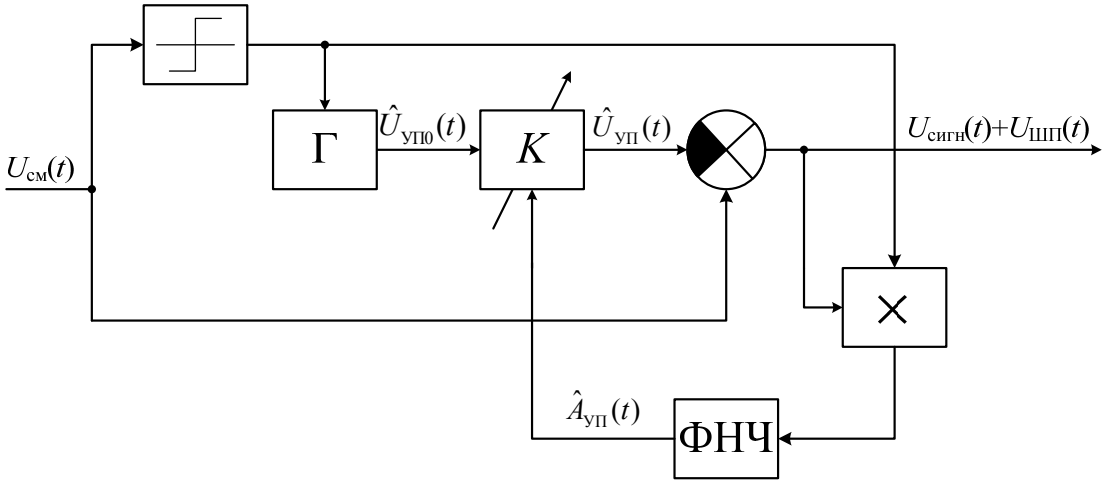


Рис. 4. Структура БФУП, в которой реализуется алгоритм автоматической оценки амплитуды УП

При выборе

$$T_{\text{н}} = k \cdot \frac{1}{f_{\text{УП}}}. \quad (13)$$

где $k-$ целое, на выходе ФНЧ (12) второе слагаемое сигнала (11) асимптотически равно нулю, а первое слагаемое сигнала (11) с учетом выражения (9) усредняется и становится равным $\hat{A}_{\text{УП}}(t) \approx 2/\pi \cdot A_{\text{рел}} \cdot \left(A_{\text{УП}}(t) - A_0\right)$.

Нормирующую амплитуду $A_{\text{рел}}$ можно выбрать равной $A_{\text{рел}} = \pi/2$. Тогда результат фильтрации ФНЧ (12) можно представить как

$$\hat{A}_{\text{УП}}(t) \approx \left(A_{\text{УП}}(t) - A_0\right). \quad (14)$$

На рис. 5 представлена структура БФУП, в которой используется принцип оценки амплитуды (14) УП. При этом перестраиваемый коэффициент усиления выбирается в соответствии с алгоритмом

$$K\left(t\right) = \frac{\hat{A}_{\text{УП}}(t)}{A_0} + 1. \quad (15)$$

При таком (15) выборе коэффициента усиления на выходе умножителя имеем

$$U_{\text{ум}}(t)=\left(A_{\text{УП}}(t)-\hat{A}_{\text{УП}}(t-T_{\text{д}})\right)\cdot\sin\left(2\cdot\pi\cdot f_{\text{УП}}\cdot t+\varphi_{\text{УП}}\right)\cdot U_{\text{рел}}(t)+\left(U_{\text{ШП}}(t)+U_{\text{сигн}}(t)\right)\cdot U_{\text{рел}}(t),\quad(16)$$

а на выходе ФНЧ оценка амплитуды УП определяется интегралом

$$\hat{A}_{\text{УП}}(t)=\frac{1}{T_{\text{н}}}\cdot\int_{0}^{T_{\text{н}}}\left(U_{\text{ум}}\left(t-\tau\right)+\hat{A}_{\text{УП}}(t-T_{\text{д}}-\tau)\right)\cdot d\tau\,.\quad(17)$$

Подставляя выражение (16) в (17), на выходе ФНЧ получается оценка $\hat{A}_{\text{УП}}(t)\approx\frac{1}{T_{\text{н}}}\cdot\int_{0}^{T_{\text{н}}}A_{\text{УП}}(t-\tau)\cdot d\tau$. Для анализа эту оценку удобно представить в виде

$$\hat{A}_{\text{УП}}\left(t\right)\approx A_{\text{УП}}\left(t-T_{\text{н}}/2\right).\quad(18)$$

Если уменьшать задержку в оценке амплитуды УП (18), то уменьшится динамическая ошибка в оценке амплитуды. Но при этом увеличится флюктуационная ошибка оценки амплитуды из-за уменьшения времени накопления в ФНЧ (13). Поэтому существует оптимальное значение времени накопления $T_{\text{н}}$, которое определяет минимум суммарной динамической и флюктуационной ошибок в оценке амплитуды УП (16).

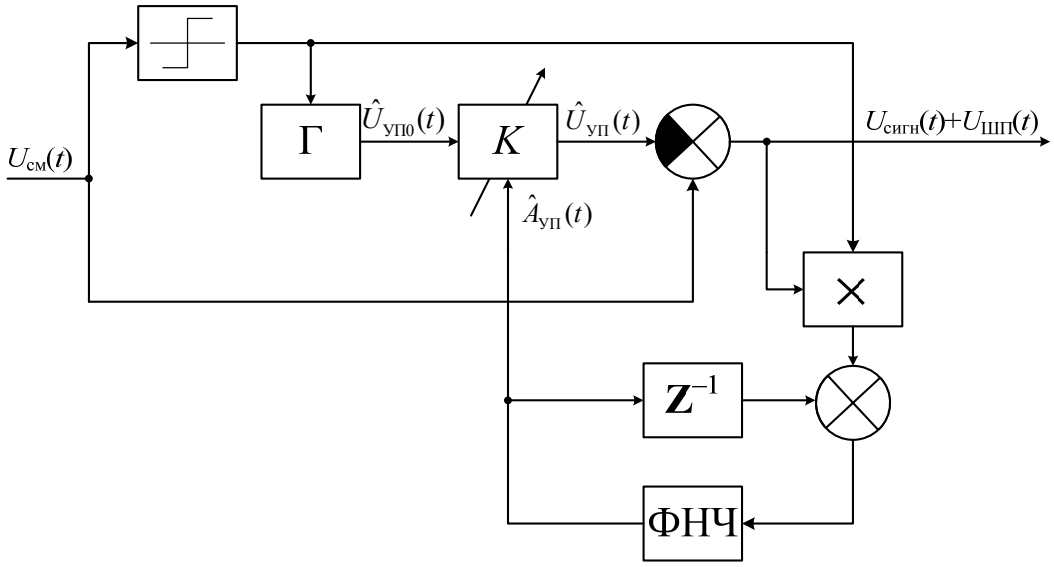


Рис. 5. Структура БФУП, в которой используется принцип оценки амплитуды УП

Моделированием установлено, что алгоритм подавления УП позволяет уменьшить амплитуду УП в смеси на выходе БФУП до уровня порядка $10^{-1}\ \sigma_{\text{ШП}}$. Неполное подавление УП в БФУП обусловлено ошибкой в оценке частоты и фазы модели УП (3) из-за модуляции УП и влияния ШП.

Кроме этого, применяя многоуровневое квантование в АЦП, можно избежать потерь сигнала, что обеспечит дополнительный выигрыш по отношению сигнал/УП.

Таким образом, разработанные алгоритмы функционирования БФУП обеспечивают адаптивное подавление УП. Даже в условиях сравнительно большой априорной неопределенности в оценке параметров УП удается получить выигрыш по подавлению УП более чем на 2 порядка. Выигрыш может быть увеличен, если имеется более полная априорная информация о временных изменениях параметров УП.

Список литературы

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. – Изд. 4-е, перераб. и доп. – М. : Радиотехника, 2010.

2. Теория обнаружения сигналов / под ред. П.А. Бакута. – М. : Радио и связь, 1984.

3. Баклицкий, В.К. Методы фильтрации сигналов в корреляционно-экстремальных системах навигации / В.К. Баклицкий, А.М. Бочкарев, М.П. Мусьяков. – М. : Радио и связь, 1986.

4. Свердлик, М.Б. Оптимальные дискретные сигналы / М.Б. Свердлик. – М. : Сов. радио, 1975.

ПРИМЕНЕНИЕ ФИЛЬТРОВ РЕШЕТЧАТОЙ СТРУКТУРЫ ДЛЯ РЕЖЕКЦИИ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ

В. Г. Коннов

Федеральное государственное унитарное предприятие
«Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»
660021, Красноярск, ул. Декабристов, д. 19
E-mail: kniirs1@mail.kts.ru

Рассматривается структура построения фильтров решетчатой структуры для режекции узкополосных помех, рассмотрены различные алгоритмы адаптации этих фильтров. Приведены результаты математического моделирования, которые показывают, что алгоритмы адаптации на основе решетчатых фильтров дают точную оценку узкополосной помехи и обеспечивают полное ее подавление, при этом рекурсивный алгоритм сходится быстрее и дает меньшие остаточные шумы, чем градиентный.

Большинство методов режекции узкополосных помех (УП) с помощью адаптивных цифровых фильтров основаны на идее предсказания. Учитывая, что интервал корреляции полезного широкополосного сигнала много меньше интервала корреляции УП, можно подобрать такую частоту отсчетов входного процесса, при которой выборки сигнала будут слабо коррелированны, а выборки УП – сильно коррелированны. Это позволяет, используя адаптивный цифровой фильтр, предсказать последующие значения УП [1]. Для режекции УП наибольшее распространение получили нерекурсивные цифровые фильтры или фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ), реализованные на линиях задержки с отводами. Такой фильтр содержит элементы задержки, выходы которых последовательно умножаются на весовые коэффициенты, которые формируются в процессе адаптации, после чего полученные произведения суммируются.

Альтернативным подходом к реализации фильтра с КИХ является фильтр решетчатой структуры (рис. 1). Он имеет более сложную структуру и требует большего числа численных операций. Однако эта повышенная сложность компенсируется преимуществами при аппаратурной реализации фильтров решетчатой структуры. Фильтры решетчатой структуры обладают более высокой, чем у фильтров с КИХ, вычислительной устойчивостью относительно ошибок округления при выполнении арифметических операций и, кроме того, мультипроцессорная реализация фильтров решетчатой структуры более технологична. Данные особенности фильтров решетчатой структуры делают их привлекательными при режекции УП.

Решетчатую структуру можно рассматривать как каскадное соединение предсказывающих фильтров для прямой (f) и обратной (b) ветвей [2]. Параметры фильтров решетчатой структуры $K_i^b = K_i^f = K_i$ называют коэффициентами отражения или парциальными коэффициентами корреляции. Ошибки предсказания на n-м временном шаге в m-м каскаде прямой и обратной ветвей решетчатой структуры определяются через ошибки предсказания на предыдущем каскаде рекуррентным образом:

$$f_0(z) = b_0(z) = x(z), \tag{1}$$

$$f_m(z) = f_{m\text{-}1}(n) + K_m\, b_{m\text{-}1}(n-1),\ 1 \le m \le M, \tag{2}$$

$$b_m(z) = K_m\, f_{m\text{-}1}(n) + b_{m\text{-}1}(n-1),\ 1 \le m \le M, \tag{3}$$

где $x(n)$ – входной процесс; $f_m(n)$ и $b_m(n)$ – ошибки предсказания прямой и обратной ветви решетчатой структуры.

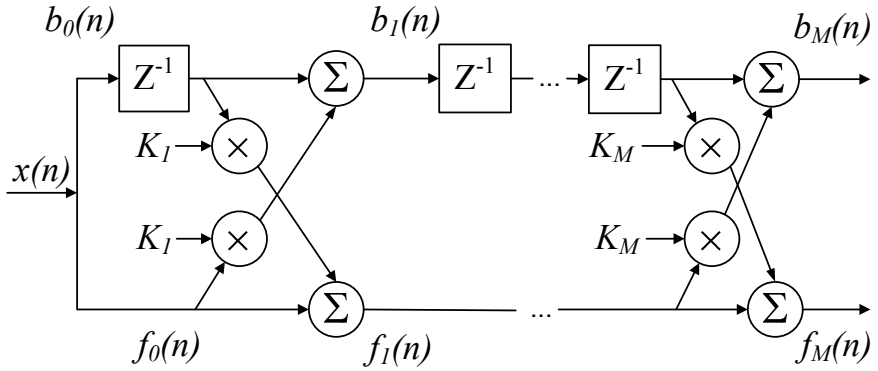


Рис. 1. Фильтр решетчатой структуры

Наиболее распространены следующие алгоритмы адаптации: алгоритм максимальной энтропии, градиентный алгоритм и рекуррентный алгоритм метода наименьших квадратов (МНК). Рассмотрим эти алгоритмы.

В алгоритме максимальной энтропии [3] для каждого порядка фильтра минимизируется арифметическое среднее мощности ошибок прямого и обратного предсказания фильтра решетчатой структуры, вычисляемых по отсчетам входного процесса $x(1)$, ..., $x(N)$

$$e_m^2 = \frac{1}{2}\left[\frac{1}{N}\sum_{n=m-1}^{N} f_m^2(n) + \frac{1}{N}\sum_{n=m+1}^{N} b_m^2(n)\right], \tag{4}$$

где предполагается, что ошибки $f_m(n)$ и $b_m(n)$ находятся по рекуррентным формулам, которые связывают ошибки предсказания порядка m с ошибками предсказания порядка m–1. С учетом этого выражение (4) принимает вид:

$$e_m^2 = \frac{1}{2N}\sum_{n=m+1}^{N}\left\{\left[f_{m-1}(n) + K_m b_{m-1}(n-1)\right]^2 + \left[b_{m-1}(n-1) + K_m f_{m-1}(n)\right]\right\}. \tag{5}$$

Коэффициенты отражения K_m находятся из необходимого условия минимума

$$\frac{\partial e_m^2}{\partial K_m} = \frac{1}{N}\sum_{n=m+1}^{N}\left\{\left[f_{m-1}(n) + K_m b_{m-1}(n-1)\right] b_{m-1}(n-1) + f_{m-1}(n)\left[b_{m-1}(n-1) + K_m f_{m-1}(n)\right]\right\} = 0. \tag{6}$$

Решая уравнение (6) относительно K_m, получим следующее выражение для оценки коэффициентов отражения K_m

$$K_m = -\frac{2\sum_{n=m+1}^{N} f_{m-1}(n) b_{m-1}(n-1)}{\sum_{n=m+1}^{N}\left[f_{m-1}^2(n) + b_{m-1}^2(n-1)\right]}. \tag{7}$$

Модуль коэффициента отражения (7) не превышает единицы. Коэффициенты фильтра высших порядков пересчитываются по коэффициентам фильтра более низкого порядка.

Передаточная функция фильтра определяется полным набором весовых коэффициентов $a_k^{(M)}$

$$H(j\omega) = 1 - \sum_{k=1}^{M} a_k^{(M)} e^{-j\omega k} \ . \tag{8}$$

Вычислительная сложность алгоритма (с учетом только членов второго порядка) составляет $6MN–M$ операций сложения и умножения и M операций деления.

В градиентном алгоритме адаптации фильтров решетчатой структуры в качестве критерия оптимальности выбирается сумма квадратов ошибок прямого и обратного преобразования на выходе i-го звена решетчатого фильтра

$$\varepsilon_i^2(n) = f_i^2(n) + b_i^2(n) \, . \tag{9}$$

Корректировка каждого коэффициента отражения K_i осуществляется во времени градиентным алгоритмом

$$K_i(n) = K_i(n-1) - \mu \frac{\partial}{\partial K_i} \varepsilon_i^2(n-1) \, , \tag{10}$$

где μ – параметр сходимости, а

$$\frac{\partial}{\partial K_i} \varepsilon_i^2(n-1) = 2 \left\{ f_i(n-1) \frac{\partial}{\partial K_i} f_i(n-1) + b_i(n-1) \frac{\partial}{\partial K_i} b_i(n-1) \right\}. \tag{11}$$

Рекуррентная формула для корректировки весовых коэффициентов будет иметь следующий вид:

$$K_i(n) = K_i(n-1) - \beta \left\{ f_i(n-1) + b_{i-1}(n-1) + b_i(n-1) + f_{i-1}(n-1) \right\} , \tag{12}$$

где $\beta = 2\mu$.

Выражение (12) определяет градиентный алгоритм корректировки коэффициентов отражения фильтра решетчатой структуры. Параметр μ выбирается из условия сходимости и зависит от мощности входного процесса.

Сходимость алгоритма можно ускорить, если ввести параметр $0 \le \alpha \le 1$, а коэффициенты отражения корректировать по формуле

$$K_i(n) = K_i(n-1) - \frac{2\alpha}{\sigma_i^2(n-1)} \left\{ f_i(n-1) + b_{i-1}(n-1) + b_i(n-1) + f_{i-1}(n-1) \right\} , \tag{13}$$

где величина $\sigma_i^2(n-1)$ пересчитывается рекуррентно по формуле

$$\sigma_{i-1}^2(n) = (1-\alpha)\sigma_{i-1}^2(n-1) + \alpha \left[f_{i-1}^2(n-1) + b_{i-1}^2(n-1) \right] . \tag{14}$$

Также для фильтров решетчатой структуры может быть применен рекуррентный алгоритм МНК.

Рекуррентный алгоритм для фильтров решетчатой структуры можно получить преобразованием рекуррентного алгоритма МНК для фильтра с КИХ [4]. Такой алгоритм так-

же дает точное решение по МНК, но выраженное через коэффициенты отражения, а не через весовые коэффициенты предсказывающего фильтра.

Приведем алгоритм для решетчатых фильтров на основе рекуррентного МНК. Заметим, что когда в решетчатый фильтр поступает сигнал, задействованы только те каскады, для которых принят сигнал. Поэтому алгоритмы обработки различны для $n<M$ и для $n>M$, где M – число каскадов в решетчатом фильтре.

Следующие соотношения описывают рекуррентную как по времени, так и по порядку вычислительную процедуру корректировки характеристик фильтра решетчатой структуры.

Если $n<M$, то:

$$\sigma_i^f(n) = \sigma_{i-1}^f(n) - K_i^b(n)\Delta_i(n), \tag{15}$$

$$\sigma_i^b(n) = \sigma_{i-1}^b(n-1) - K_i^f(n)\Delta_i(n), \tag{16}$$

Если $n>M$, то:

$$\sigma_i^f(n) = \lambda\sigma_i^f(n-1) - f_i^2(n)/(1-\gamma_{i-1}(n-1)), \tag{17}$$

$$\sigma_i^b(n) = \lambda\sigma_i^b(n-1) - b_i^2(n)/(1-\gamma_{i-1}(n)), \tag{18}$$

где $\sigma_i^f(n)$ и $\sigma_i^b(n)$ – дисперсия ошибок прямого и обратного предсказания; $K_i^f(\mathrm{n})$ и $K_i^b(\mathrm{n})$ – коэффициенты отражения прямой и обратной ветвей решетчатой структуры; λ – экспоненциальный весовой множитель; $\Delta_i(n)$ – коэффициенты частотной корреляции; $\gamma_i(n)$ – коэффициент правдоподобия.

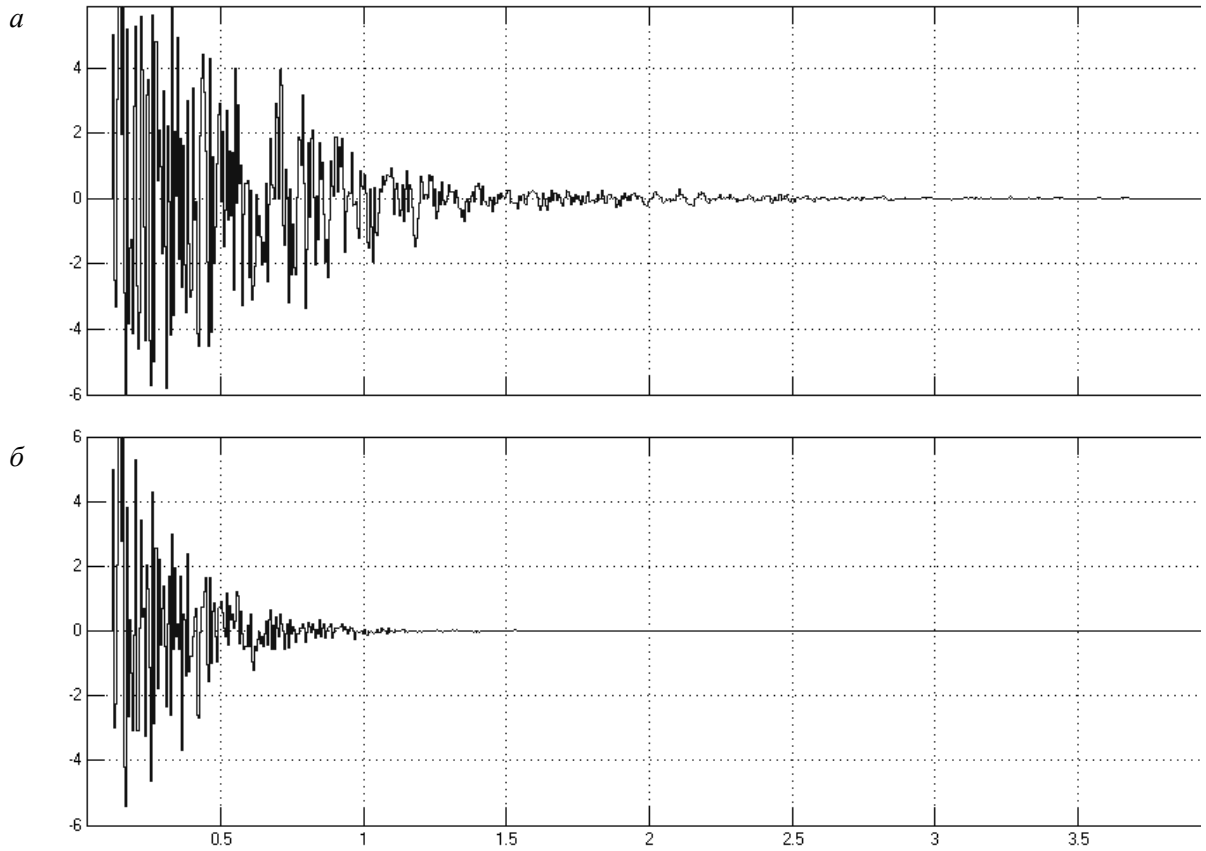


Рис. 2. Сигнал ошибки для алгоритма градиентного (*а*) и для рекуррентного алгоритма (*б*)

Оценим скорость и качество адаптации решетчатого фильтра с различными алгоритмами адаптации. Для этого сравним значение ошибки адаптации при использовании градиентного и рекуррентного алгоритмов путем моделирования процесса режекции УП средствами Matlab 7.6.0.

На вход фильтра подается аддитивная смесь широкополосного сигнала и УП в виде синусоиды.

На вход фильтров одновременно подается идентичный сигнал, и из рис. 2 видно, что реккурентный алгоритм на основе решетчатого фильтра сходится быстрее и дает меньшие остаточные шумы, то есть качество его работы выше.

Таким образом, для защиты от УП целесообразно применять адаптивные цифровые фильтры, при этом вследствие специфики своей структуры решетчатые фильтры обладают большей устойчивостью относительно ошибок округления при выполнении арифметических операций, и их мультипроцессорная реализация является более технологичной, а алгоритмы адаптации на основе решетчатых фильтров дают точную оценку УП и обеспечивают полное ее подавление.

Список литературы

1. Розанов, Ю.А. Стационарные случайные процессы // Ю.А. Розанов. – М. : Наука, 1990. – 272 с.

2. Коуэн, К.Ф.Н. Адаптивные фильтры // К.Ф.Н. Коуэн ; под ред. К.Ф.Н. Коуэна, П.М. Гранта ; пер. с англ. под ред. С.М. Ряковского. – М. : Мир, 1988. – 392 с.

3. Борисов, В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью // В.И. Борисов, В.М. Зинчук, А.Е. Лимарев и др. – М. : Радио и связь, 2003. – 640 с.

4. Прокис, Д.Ж. Цифровая связь // Д.Ж. Прокис ; пер. с англ. под ред. Д.Д. Кловского. – М. : Радио и связь, 2000. – 798 с.

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ КАНАЛЬНОГО ШУМА НА ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОРИЕНТАЦИИ ОБЪЕКТА ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Ю. В. Ветров, А. С. Давыденко

ФГБОУ ВПО «СПбГПУ»
Россия, г. Санкт-Петербург, ул. Политехническая, 29
ООО «СТЦ»
Россия, г. Санкт-Петербург, ул. Гжатская, д. 21, лит. Б, оф. 53
yvetrov@rphf.spbstu.ru, ad@land.ru

Предложена методика определения пространственной ориентации летно-подъемных средств путем использования сигналов спутниковых навигационных систем и комплекса антенных элементов, расположенных на объекте измерения. Приведена оценка точности определения пространственной ориентации в зависимости от отношения сигнал/шум на входе приемного устройства.

Введение. Решение задачи определения пространственной ориентации объекта возможно путем использования сигналов спутниковых навигационных систем [1, 2]. Считая положение созвездия спутников (например, систем GPS или ГЛОНАСС) и положения антенных элементов на объекте известными можно определить эталонное (расчетное) значение разности фаз приходящих сигналов на выходах приемных устройств, подключенных к антенным элементам. Учитывая погрешности приема сигналов (дискретизация и квантование по уровням, неточности расположения антенных элементов, различные формы АЧХ каналов приема сигналов и пр.) требуется получить измеренное (экспериментально) значе-

ние разности фаз приходящих сигналов. Тогда, используя метод минимизации расхождения между эталонными значениями разности фаз и измеренными, для определения пространственной ориентации объекта необходимо выполнить сканирование с заданным шагом значений разности фаз по всем возможным положениям объекта и сравнение на каждом шаге эталонных значений разности фаз с измеренными значениями.

Очевидно, что от величины шага сканирования напрямую зависит точность определения результата. Выбор малого шага приведёт к большим затратам вычислительных ресурсов и времени вычисления, в то время как выбор большого шага сканирования уменьшит точность определения углов.

Целью данной работы является оценка оптимального шага сканирования с точки зрения времени вычисления (требуемых вычислительных ресурсов) для достижения максимально-возможной точности результата в зависимости от отношения сигнал/шум на входе приемного устройства.

Постановка задачи. Рассмотрим метод определения пространственной ориентации объекта, в основе которого лежит измерение разности фаз сигналов спутниковых навигационных систем (СНС) между двумя антеннами, расположенными на объекте (рис 1). Считаем известным местоположение источника сигнала в пространстве и расстояние между антенными элементами. Положение источника излучения характеризуют два угла: μ – угол в азимутальной плоскости и η – угол в вертикальной плоскости. Оба этих параметра вычисляются путем решения навигационной задачи при приеме сигналов СНС [3], имеющих длину волны λ.

При измерении расстояний между антеннами рассмотрим декартову систему координат. Для удобства один из антенных элементов (A_1) считаем опорным, расположенным в центре системы координат (рис. 1). Тогда координаты x, y, z будут определять местоположение второго антенного элемента – A_2. Используя эту модель, найдем эталонную разность фаз

$$\Delta\varphi_{эт.} = \frac{2\pi}{\lambda}\left[\cos(\eta)(x\sin(\mu) + y\cos(\mu)) + \sin(\eta)z\right].$$

Сравнивая измеренную разность фаз и эталонную, последовательно рассчитанную для всех возможных положений объекта, определяют текущее пространственное положение объекта для одного положения спутника (рис. 1). При изменении этого положения вычисление эталонных значений разности фаз выполняется заново.

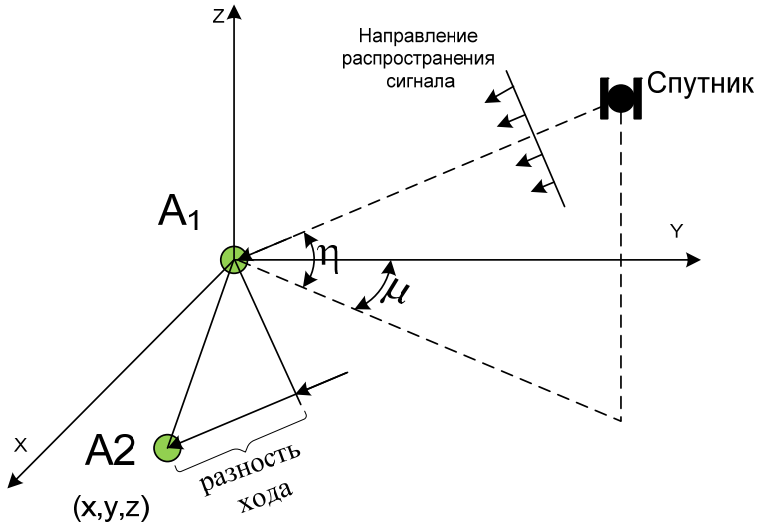


Рис. 1. Положение источника излучения сигнала

Метод вычисления пространственной ориентации углов. При сканировании происходит перебор всех возможных значений углов с заданным шагом. На каждом шаге производится сравнение измеренного значения разности фаз с расчётным значением. Максимальной правдоподобной оценкой считается угол, при котором будет наибольшее совпадение этих двух величин. Рассмотрим этот метод подробнее.

При приеме сигнала от спутника (рис. 2) СНС, используется алгоритм измерения разности фаз $\Delta\varphi_{изм.}$ между сигналами на выходах приемников, подключенных к антеннам A_1 и A_2. При начале последовательного перебора (сканирования) всех возможных значений углов считается, что курсовой угол α равен нулю, а координаты антенны A_2 равняются (x_0, y_0, z_0). Для этого положения рассчитывается эталонная разность фаз сигналов:

$$\Delta\varphi_{эт.0} = \frac{2\pi}{\lambda}\left[\cos(\eta)(x_0\sin(\mu) + y_0\cos(\mu)) + \sin(\eta)z_0\right].$$

Разность фаз между эталонным значением и измеренным для данной точки определяется выражением:

$$\Delta\varphi_0 = \left|\Delta\varphi_{эт.0} - \Delta\varphi_{изм.}\right|.$$

Полученное значение $\Delta\varphi_0$, которое показывает значение разности фаз между измеренным значением и эталонным, рассчитанным для случая, если бы курсовой угол объекта α был бы равен 0.

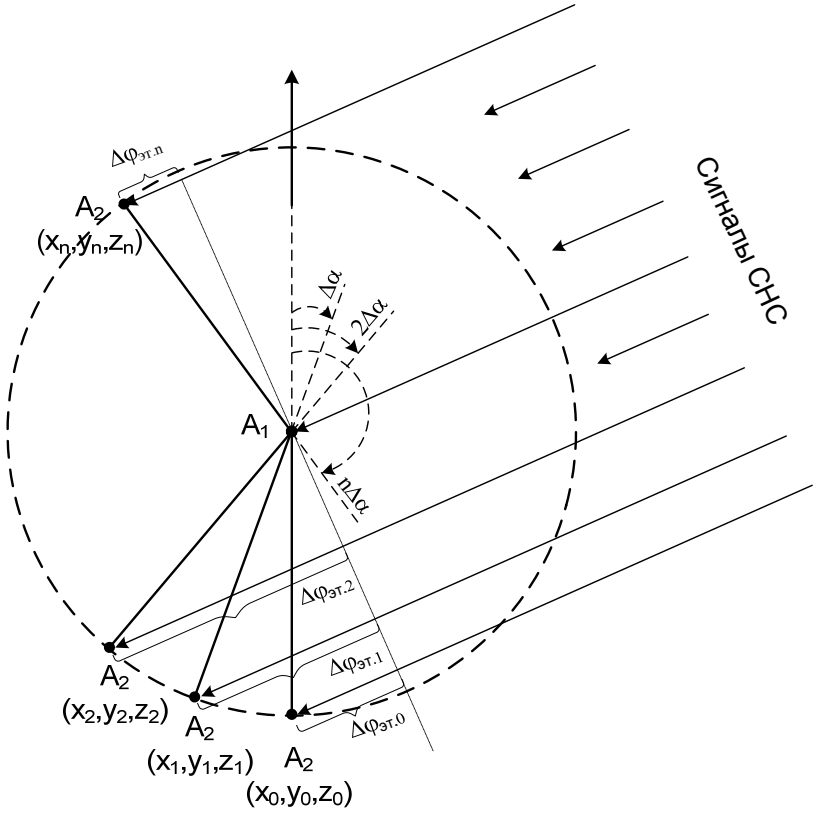


Рис. 2. Диаграмма для определения курсового угла

Предположим, что курсовой угол объекта смещен относительно 0 на величину шага сканирования – Δα. Для этого случая рассчитываются координаты антенны A_2, используя ранее измеренные значения (x_0, y_0, z_0), по формулам:

$$x(\alpha) = x_0 \cos(\alpha) - y_0 \sin(\alpha_i)$$
$$y(\alpha) = x_0 \sin(\alpha) + y_0 \cos(\alpha_i)$$
$$z(\alpha) = z_0$$

Результатом вычислений являются координаты (x_1, y_1, z_1) антенны A_2, если объект был бы повёрнут на угол Δα. Для этого случая рассчитываются значение эталонной разности фаз $\Delta\varphi_{эт.1}$:

$$\Delta\varphi_{эт.1} = \frac{2\pi}{\lambda}\left[\cos(\eta)(x_1 \sin(\mu) + y_1 \cos(\mu)) + \sin(\eta) z_1\right].$$

С учетом этого выражения рассчитывается значение $\Delta\varphi_1$, которое показывает значение разности фаз между измеренным значением и эталонным для случая, если курсовой угол объекта α был бы равен Δα.

Нетрудно получить общее выражение для расчёта эталонных значений разностей фаз в зависимости от угла α:

$$\Delta\varphi_{эт.}(\alpha) = \frac{2\pi}{\lambda}\left[\cos(\eta)(x(\alpha)\sin(\mu) + y(\alpha)\cos(\mu)) + \sin(\eta) z(\alpha)\right],$$
$$\Delta\varphi_n = \left|\Delta\varphi_{эт.n} - \Delta\varphi_{изм.}\right|.$$

Используя полученную формулу, перебирая все возможные значения курсового угла в интервале от 0 до 360 градусов с шагом $\Delta\alpha$ и можно получить все n значений величины $\Delta\varphi_n$, где $n = 360/\Delta\alpha$. Сравнивая значения $\Delta\varphi_n$ между собой, можно определить n, при котором величина $\Delta\varphi_n$ минимальна. В результате искомый курсовой угол $\alpha_{иск}$ рассчитывается по формуле:

$$\alpha_{иск} = n\Delta\alpha\ .$$

От величины $\Delta\alpha$ напрямую зависит точность определения курсового угла – чем меньше этот шаг, тем выше точность.

Результаты экспериментальных исследований пространственной ориентации объекта. Пусть источником сигнала является спутник, положение которого в пространстве описывается углами: μ = 66 градусов, η = 18 градусов. На объекте имеются две антенны, расположенные на расстоянии 1 метр друг от друга.

При определении пространственной ориентации объекта вычисляют разность между измеренной разностью фаз и эталонной на каждом шаге сканирования. Существует погрешность определения эталонной разности фаз, которая зависит от шага сканирования.

Кроме того, если ошибка измеренной разности фаз будет превышать приращение эталонной разности фаз для соседних шагов сканирования, то полученное в результате сравнения решение, не смотря на малый шаг сканирования, будет получено с определенной погрешностью. Таким образом, можно количественно оценить требуемую точность измерения разности фаз.

Оценка измеренной разности фазы сигнала при наличии аддитивного шума. В общем случае принимаемое колебание, состоящее из сигнала с неизвестной начальной фазой φ, имеющего несущую частоту f_0 и модуляционную функцию $S(t)$, и аддитивного шума $n(t)$ с гауссовским распределением и спектральной плотностью средней мощности $N_0/2$, имеет вид [4]:

$$x(t) = S(t)\cos[2\pi f_0 t + \varphi] + n(t).$$

В качестве опорных сигналов приемного устройства [4] используются сигналы:

$$s_C(t) = S(t)\cos(2\pi f_0 t) \quad s_S(t) = S(t)\sin(2\pi f_0 t).$$

Применяя квадратурный метод приема сигналов длительностью T, можно получить вид случайных процессов на выходе синфазного и квадратурного каналов

$$Z_c = \int_0^T x(t)s_c(t)dt \quad Z_s = \int_0^T x(t)s_s(t)dt.$$

Соответственно математическое ожидание процессов для энергии полезных сигналов E_s и E_s в квадратурных каналах будет равно:

$$m_1\{Z_C\} = \left[\frac{1}{2}\int_0^T S^2(t)dt\right]\cos\varphi = E_S\cos\varphi \quad m_1\{Z_S\} = \left[\frac{1}{2}\int_0^T S^2(t)dt\right]\sin\varphi = E_S\sin\varphi.$$

Оценка фазы полезного сигнала определяется выражением:

$$\frac{d\ln\lambda}{d\varphi} = \frac{2}{N}(-Z_C\sin\varphi + Z_S\cos\varphi) = 0$$

$$\frac{d^2\ln\lambda}{d\varphi^2} = -\frac{2}{N}(Z_C\cos\varphi + Z_S\sin\varphi) = \frac{2Z}{N}.$$

Тогда максимально правдоподобная оценка фазы будет иметь вид:

$$\tilde{\varphi} = arctg\frac{Z_S}{Z_C} = arctg\frac{\int_0^T x(t)s_S(t)dt}{\int_0^T x(t)s_C(t)dt}.$$

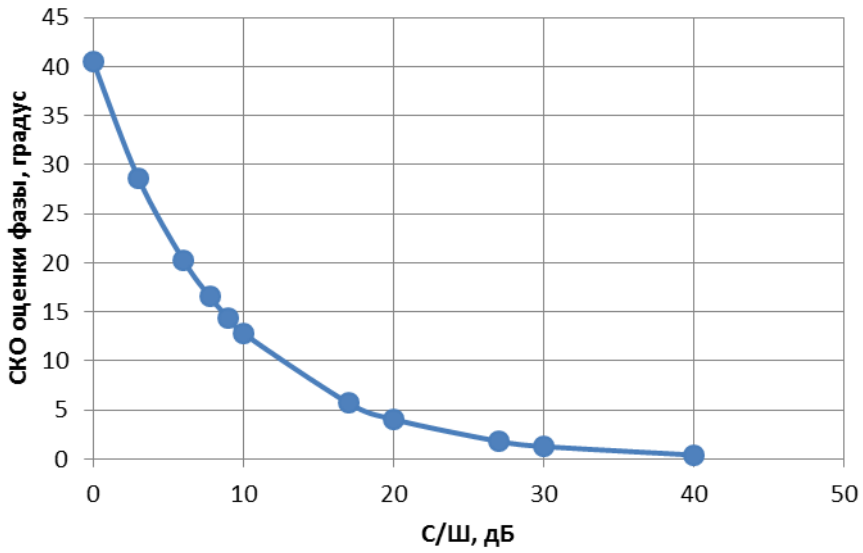


Рис. 3. Зависимость СКО оценки измеренной фазы от отношения сигнал/шум

На рис. 3 представлено среднеквадратическое отклонение (СКО) оценки измерения фазы от отношения сигнал/шум. Как следует из рис. 3, например, при требовании СКО менее 5 градусов, необходимо обеспечить отношение сигнал/шум около 20 дБ.

Выводы.

1. Предложена методика определения погрешностей эталонной разности фаз, последовательно рассчитанной для всех возможных положений объекта, позволяющая количественно оценить требуемую точность измеренной разности фаз при наличии в канале приема аддитивного гауссовского шума.

2. Показано, что при заданном отношении сигнал/шум можно определить минимальный шаг сканирования, который позволит получить максимально-возможную точность результата при оптимальном использовании вычислительных ресурсов, которые включают в себя не только объём требуемых вычислительных ресурсов, но и время, необходимое для получения результата. Так, например, для рассмотренного случая двух антенн и одного спутника СНС требуется обеспечить отношении сигнал/шум более 25 дБ для шага сканирования 0,1 градуса.

3. Учитывая, что в реальных условиях одновременно принимаются сигналы от нескольких спутников (4–12) и для каждого из них требуется проводить операции сканирования по всем возможным направлениям с заданным шагом, выполняя сравнение измеренной разности фаз с эталонной разностью, скорость получения результатов является одним из важнейших параметров системы оценки пространственной ориентации объекта.

Список литературы

1. Фатеев, Ю.Л. Определение угловой ориентации на основе глобальных навигационных спутниковых систем / Ю.Л. Фатеев // Радиотехника. – № 7. – 2002. – С. 51–57.

2. Белов, В.И. Теория фазовых измерительных систем / В.И. Белов ; под ред. Г.Н. Глазова. – Томск : Томская государственная академия систем управления и радиоэлектроники, 1994.

3. Оппенгейм, А. Цифровая обработка сигналов / А. Оппенгейм, Р. Шафер // Техносфера. – 2006.

4. Understanding GPS. Principles and Applications. ARTECH HOUSE, London, 2006.

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДОСТОВЕРНОСТИ ОЦЕНКИ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ ПРИ ЕГО ПЕЛЕНГОВАНИИ С ЛЕТНО-ПОДЪЕМНОГО СРЕДСТВА

А. М. Марков, А. С. Наумов

ФГБОУ ВПО «СПбГПУ»
Россия, г. Санкт-Петербург, ул. Политехническая, 29
ООО «СТЦ»
Россия, г. Санкт-Петербург, ул. Гжатская, д. 21, лит. Б, оф. 53
AlexeyMarkov1@yandex.ru, gooroo@bk.ru.

Рассматривается методика определения достоверности оценки координат источника радиоизлучения (ИРИ) с летно-подъемного средства (ЛПС) и производится ее проверка с помощью имитационного моделирования. Рассматривается два случая – оценка координат ИРИ с одного местоположения ЛПС и с множества местоположений одного движущегося ЛПС. После нахождения точки, являющейся оценкой местоположения ИРИ, вокруг нее строится эллипс на Земле, в который должен попадать ИРИ с заданной вероятностью.

Пеленгование ИРИ производится с летно-подъемного средства (ЛПС), на котором размещена антенна для приема сигналов с ИРИ, находящегося на Земле. При оценке координат ИРИ с одного местоположения ЛПС на поверхности Земли получается точка, назы-

ваемая точкой однопозиционного определения координат (ТООК) ИРИ, являющаяся точкой пересечения луча, выходящего из местоположения ЛПС в найденном в результате пеленгования направлении, с поверхностью Земли.

При оценке координат ИРИ с множества местоположений ЛПС на поверхности Земли получается точка, называемая точкой многопозиционного определения координат (ТМОК) ИРИ. Ее координаты будем находить двумя способами:

Координаты ТМОК ИРИ есть среднеарифметические значения координат ТООК ИРИ (X_{0i}, Y_{0i}, Z_{0i}), $i = 1, \ldots, N$, где N – количество измерений.

1. Широта и долгота ТМОК ИРИ минимизируют сумму квадратов расстояний от нее до прямых, соединяющих местоположения ЛПС с соответствующими им ТООК ИРИ. Высота ТМОК ИРИ принимается равной средней высоте ТООК ИРИ.

Рассчитанные геоцентрические координаты точки определения координат (ТОК), являющейся ТООК или ТМОК ИРИ $(X_м, Y_м, Z_м)$ или геодезические $(lat_м, lon_м, alt_м)$ являются функцией:

геоцентрических координат ЛПС (X_{Ci}, Y_{Ci}, Z_{Ci}) или геодезических $(lat_{Ci}, lon_{Ci}, alt_{Ci})$, $i = 1, \ldots, N$. Для ТООК ИРИ $N = 1$, для ТМОК ИРИ $N > 1$.

измеренных азимутов α_i и углов места β_i на ИРИ, $i = 1, \ldots, N$.

Приведенные величины определяются с ошибками. Следовательно, координаты ТОК также определяется с ошибками. Координаты ТМОК ИРИ $(X_м, Y_м, Z_м)$ кроме того зависят от количества измерений N и траектории движения ЛПС.

Задача: Требуется найти параметры эллипса, построенного вокруг ТОК ИРИ, в который должны попасть координаты ИРИ с требуемой вероятностью p. Параметрами эллипса является большая a и малая b полуоси, а также угол наклона эллипса к северному направлению меридиана γ, отсчитываемый по часовой стрелке. На рис. 1 изображен эллипс с центром в ТОК ИРИ, лежащего на поверхности Земли, и указаны его параметры.

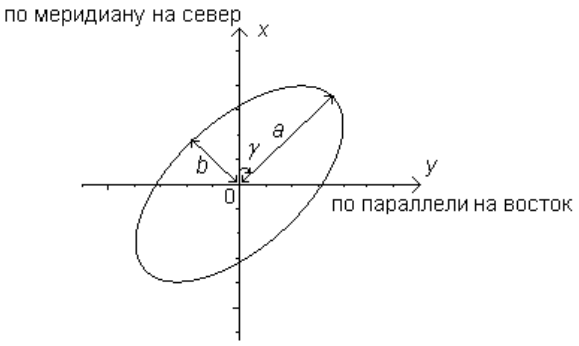


Рис. 1. Параметры эллипса

Функция правдоподобия смещения координат ИРИ (x, y) от ТОК ИРИ представим в виде:

$$W(x,y) = k\sum_{i=0}^{N-1}\exp\left(-\frac{R_{\alpha i}^2}{2\sigma_{1i}^2} - \frac{R_i^2 - R_{\alpha i}^2}{2\sigma_{2i}^2}\right),$$

где k – константа; x – смещение координаты ИРИ по меридиану на север от $(X_м, Y_м, Z_м)$; y – смещение координаты ИРИ по параллели на восток от $(X_м, Y_м, Z_м)$; $R_{\alpha i}$ – расстояние от точки, находящейся на высоте $alt_м$ и смещенной от ТОК ИРИ по меридиану на величину x

и по параллели на величину *y*, до прямой, соединяющей точку $(lat_{Ci}, lon_{Ci}, alt_{м})$ и $(lat_{0i}, lon_{0i}, alt_{м})$, где lat_{0i}, lon_{0i} – широта и долгота *i*-го ТООК ИРИ, соответственно; R_i – расстояние от точки, находящейся на высоте $alt_{м}$ и смещенной от ТОК ИРИ по меридиану на величину *x* и по параллели на величину *y*, до прямой, соединяющей точку $(lat_{Ci}, lon_{Ci}, alt_{Ci})$ и ТООК ИРИ (X_{0i}, Y_{0i}, Z_{0i}); $\sigma_{1i} = \sqrt{D_{\alpha i}^2 \cdot \sigma_{\Delta\alpha i}^2 + \sigma_C^2}$ – среднеквадратичное отклонение (СКО) координат ИРИ по азимуту; $\sigma_{2i} = \sqrt{D_i^2 \cdot \sigma_{\Delta\beta i}^2 + \sigma_C^2}$ – СКО координат ИРИ по углу места; $D_{\alpha i}$ – расстояние от точки $(lat_{Ci}, lon_{Ci}, alt_{0i})$ до (X_{0i}, Y_{0i}, Z_{0i}); D_i – расстояние от точки $(lat_{Ci}, lon_{Ci}, alt_{Ci})$ до (X_{0i}, Y_{0i}, Z_{0i}); $\sigma_{\Delta\alpha i}$, $\sigma_{\Delta\beta i}$ – СКО ошибок измерения *i*-го азимута и *i*-го угла места, соответственно, σ_C – СКО координат ЛПС по любой из осей (*X*,*Y*,*Z*). Вследствие малости $\sigma_{\Delta\alpha i}$ и $\sigma_{\Delta\beta i}$ они принимаются равными СКО синусов ошибок измерений этих углов.

На рис. 2 изображен способ отсчета углов азимуту α и угла места β.

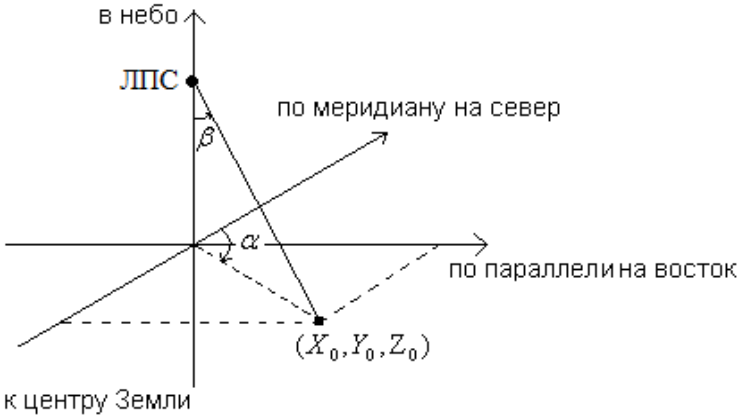


Рис. 2. Способ отсчета азимута и угла места

Обозначим Δx_{Ci}, Δy_{Ci}, Δz_{Ci} – смещение (X_{Ci}, Y_{Ci}, Z_{Ci}) от ТОК ИРИ, Δx_{0i}, Δy_{0i}, Δz_{0i} – смещение (X_{0i}, Y_{0i}, Z_{0i}) от ТОК ИРИ по меридиану на север, по параллели на восток и высоте к центру Земли, соответственно. Можно показать, что

$$\begin{bmatrix} \Delta x_{Ci} \\ \Delta y_{Ci} \\ \Delta z_{Ci} \end{bmatrix} = A_E \cdot \begin{bmatrix} X_{Ci} - X_{м} \\ Y_{Ci} - Y_{м} \\ Z_{Ci} - Z_{м} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \Delta x_{0i} \\ \Delta y_{0i} \\ \Delta z_{0i} \end{bmatrix} = A_E \cdot \begin{bmatrix} X_{0i} - X_{м} \\ Y_{0i} - Y_{м} \\ Z_{0i} - Z_{м} \end{bmatrix},$$

где $A_E = A_{LAT} A_{LON}$,

$$A_{LAT} = \begin{bmatrix} -\sin(lat_{м}) & 0 & \cos(lat_{м}) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\cos(lat_{м}) & 0 & -\sin(lat_{м}) \end{bmatrix}, \; A_{LON} = \begin{bmatrix} \cos(lon_{м}) & \sin(lon_{м}) & 0 \\ -\sin(lon_{м}) & \cos(lon_{м}) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Также можно показать, что

$$R_{\alpha i} = \sqrt{\frac{(dy_i x - dy_i \Delta x_{Ci} - dx_i y + dx_i \Delta y_{Ci})^2}{dx_i^2 + dy_i^2}},$$

$$R_i = \sqrt{\frac{(dz_i y - dz_i \Delta y_{Ci} + \Delta z_{Ci} dy_i)^2 + (-\Delta z_{Ci} dx_i - dz_i x + dz_i \Delta x_{Ci})^2 + (dy_i x - dy_i \Delta x_{Ci} - dx_i y + dx_i \Delta y_{Ci})^2}{dx_i^2 + dy_i^2 + dz_i^2}},$$

$$dx_i = \Delta x_{0i} - \Delta x_{Ci},\ dy_i = \Delta y_{0i} - \Delta y_{Ci},\ dz_i = \Delta z_{0i} - \Delta z_{Ci}.$$

Для нахождения параметров эллипса запишем матрицу Фишера [1]:

$$\Phi = E\left\{\begin{bmatrix} -\frac{\partial^2 \ln(W(x,y)}{\partial x^2} & -\frac{\partial^2 \ln(W(x,y)}{\partial x \partial y} \\ -\frac{\partial^2 \ln(W(x,y)}{\partial y \partial x} & -\frac{\partial^2 \ln(W(x,y)}{\partial y^2} \end{bmatrix}\right\} = \begin{bmatrix} A & -B \\ -B & C \end{bmatrix},$$

где E – мат. ожидание по (x, y). Можно показать, что

$$A = \sum_{i=1}^{N} \frac{dz_i^2 + dy_i^2}{(dx_i^2 + dy_i^2 + dz_i^2)\sigma_{2i}^2} + \frac{dy_i^2}{dx_i^2 + dy_i^2}\left(\frac{1}{\sigma_{1i}^2} - \frac{1}{\sigma_{2i}^2}\right),$$

$$B = \sum_{i=1}^{N} \frac{dx_i dy_i}{(dx_i^2 + dy_i^2 + dz_i^2)\sigma_{2i}^2} + \frac{dx_i dy_i}{dx_i^2 + dy_i^2}\left(\frac{1}{\sigma_{1i}^2} - \frac{1}{\sigma_{2i}^2}\right),$$

$$C = \sum_{i=1}^{N} \frac{dz_{Ci}^2 + dx_{Ci}^2}{(dx_i^2 + dy_i^2 + dz_i^2)\sigma_{2i}^2} + \frac{dx_i^2}{dx_i^2 + dy_i^2}\left(\frac{1}{\sigma_{1i}^2} - \frac{1}{\sigma_{2i}^2}\right),$$

В предположении нормальности ошибок в величинах, которые определяют координаты ТОК ИРИ, $W(x,y)$ представляет собой двумерное нормальное распределение:

$$W(x,y) = \frac{1}{2\pi\sigma_x\sigma_y\sqrt{1 - r_{xy}^2}} \exp\left(-\frac{1}{2(1 - r_{xy}^2)}\left(\frac{x^2}{\sigma_x^2} - \frac{2r_{xy}xy}{\sigma_x\sigma_y} + \frac{y^2}{\sigma_y^2}\right)\right),$$

где

$$\begin{bmatrix} \sigma_x^2 & \frac{r_{xy}}{\sigma_x\sigma_y} \\ \frac{r_{xy}}{\sigma_x\sigma_y} & \sigma_y^2 \end{bmatrix} = \Phi^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{C}{AC - B^2} & \frac{B}{AC - B^2} \\ \frac{C}{AC - B^2} & \frac{A}{AC - B^2} \end{bmatrix}.$$

Тогда получаем:

$$W(x,y) = \frac{1}{2\pi\sigma_x\sigma_y\sqrt{1 - r_{xy}^2}} \exp\left(-\frac{Ax^2 - 2Bxy + Cy^2}{2}\right).$$

Уравнение $Ax^2 - 2Bxy + Cy^2 = K^2$, если $AC > B^2$ (здесь всегда выполняется) представляет собой эллипс с параметрами (см. рис. 1):

$$a = \frac{\sqrt{2}K}{\sqrt{A + C - \sqrt{(A-C)^2 + 4B^2}}}, \quad (1)$$

$$b = \frac{\sqrt{2}K}{\sqrt{A + C + \sqrt{(A-C)^2 + 4B^2}}}, \quad (2)$$

$$\gamma = -\arctan(C - A - \sqrt{(A-C)^2 + 4B^2}, 2B). \quad (3)$$

Задаваемая вероятность p того, что местоположение ИРИ будет находиться внутри эллипса с большой полуосью a, малой полуосью b, наклоненного к оси юг-север на угол γ по часовой стрелке равна:

$$p = \oint_{Ax^2 - 2Bxy + Cy^2 \le K^2} W(x,y)dxdy .$$

Отсюда можно получить значение K: $K = \sqrt{-2\ln(1-p)}$.

Для проверки правильности вычисления параметров эллипса проведем имитационное моделирование. Параметрами моделирования являются:

- высоты ЛПС над уровнем моря равная 6000 м. Высота ИРИ над уровнем моря равна 0.
- расстояние от ЛПС до ИРИ по Земле (длина отрезка, являющегося проекцией отрезка, соединяющего ЛПС и ИРИ, на Землю): R = 15 км.
- для нахождения ТМОК ИРИ угол облета вокруг ИРИ равен 90°, количество измерений на один угол облета равно 1.
- ошибки в геоцентрических координатах ЛПС независимы друг от друга и распределены по нормальному закону с нулевым мат. ожиданием и СКО: σ_C = 50 м.
- ошибки в азимуте и угле места имеют нормальное распределение. СКО азимута равно $\sigma_{\Delta\alpha i} = 0.8 \cdot \pi / 180^0$, СКО угла места равно $\sigma_{\Delta\beta i} = 1.75 \cdot \pi / 180^0$.

На рис. 3 приведены смещения координат ТОК ИРИ (рис. 3, *а* – ТООК ИРИ, *б, в* – ТМОК ИРИ) по широте и долготе от координат ИРИ для 300 экспериментов, а также эллипс с центром в местоположении ИРИ, в который должно попадать 90 % ТОК ИРИ (p = 0.9), параметры которого в каждом эксперименте определены по (1) и усреднены всем экспериментам. СКО ошибок азимута $\sigma_{\Delta\alpha i}$ и угла места $\sigma_{\Delta\beta i}$ известны точно.

Вероятность, рассчитанная по попаданию ТООК ИРИ в эллипс (рис. 3, *а*), равна $p_{\text{расч}}$ = 0.92 (24 точки из 300 не попадают в эллипс). Вероятность, рассчитанная по попаданию ТМОК ИРИ в эллипс при использовании способа 1, равна $p_{\text{расч}}$ = 0.25, способа 2 – $p_{\text{расч}}$ = 0.68. Среднее расстояние от ИРИ до ТМОК ИРИ для способа 1 (рис. 3, *б*) равно 150 м, способа 2 (рис. 3, *в*) – 75 м. При нахождении координат ИРИ по способу 1, разброс координат ТМОК ИРИ от их наиболее вероятного нахождения значительно превосходят размеры эллипса, а по способу 2 – этот разброс умещается в эллипс.

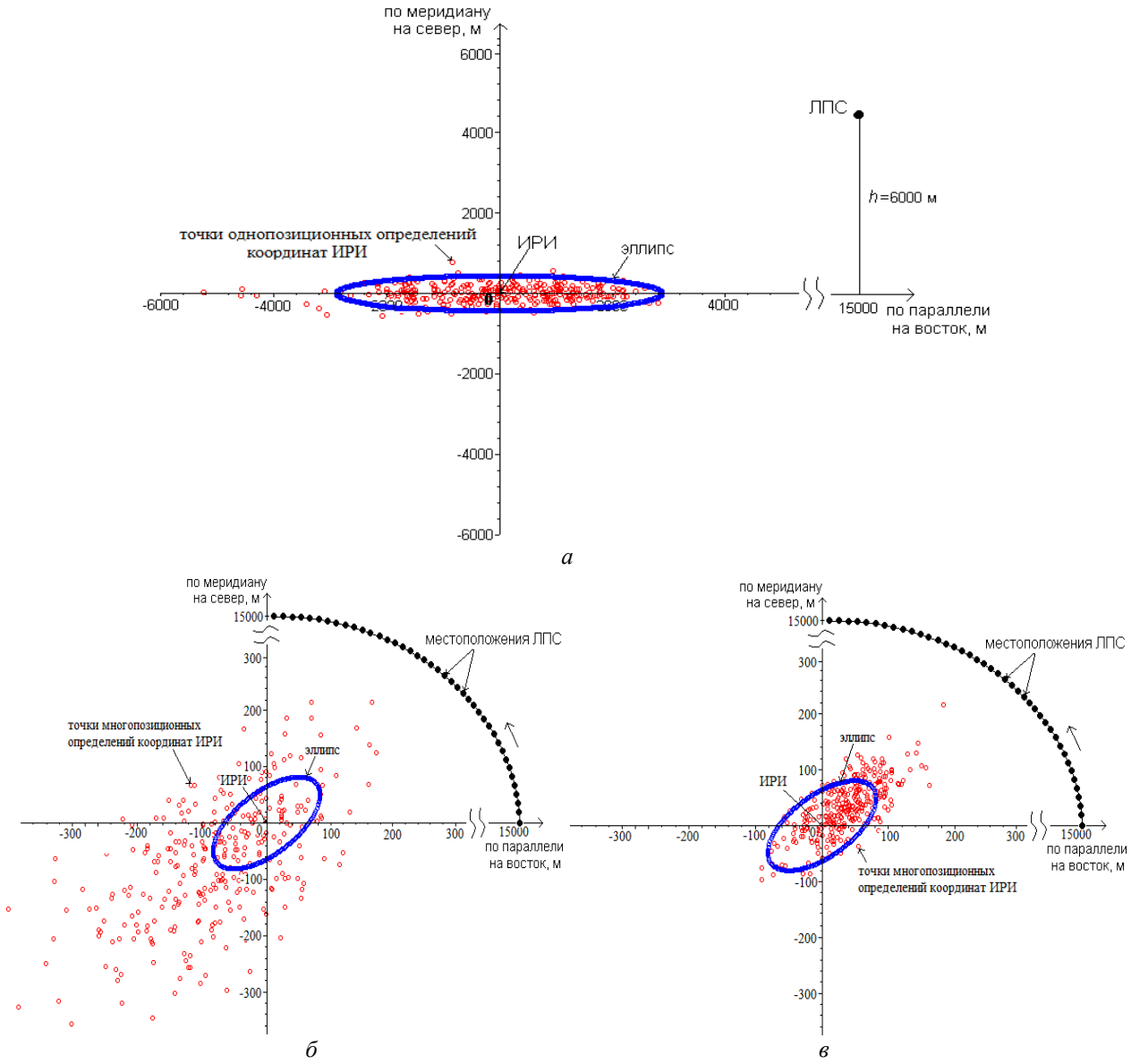


Рис. 3. ТОК ИРИ: *а* – ТООК ИРИ; *б* – ТМОК ИРИ (способ 1); *в* – ТМОК ИРИ (способ 2)

В табл. 1 для требуемой $p = 0.9$ приведены значения $p_{расч}$ для ТООК ИРИ в зависимости от расстояния R от ИРИ до ЛПС по Земле, в табл. 2 – значения $p_{расч}$ для ТМОК ИРИ в зависимости от угла облета для $R = 15$ км.

Таблица 1

R, км	$p_{расч}$
1	0.87
2	0.90
4	0.91
8	0.92
10	0.91
14	0.88
18	0.90
22	0.89
30	0.88

Таблица 2

Угол облета, °	$p_{расч}$, способ 1	$p_{расч}$, способ 2
10	0.88	0.88
20	0.81	0.86
40	0.56	0.79
60	0.38	0.73
90	0.24	0.69
120	0.18	0.73
180	0.13	0.76
360	0.21	0.80

Таким образом, эллипс, параметры которого рассчитаны по формуле (1), достоверно описывает геометрическое место точек, в которое попадают ТООК ИРИ. Достоверность оценки координат ИРИ с множества местоположений ЛПС при нахождении оценки по способу 1 неплохая только при малых углах облета, а по способу 2 – удовлетворительная при всех углах облета. Причиной уменьшения $p_{\text{расч}}$ для способа 2 является смещение наиболее вероятного ТМОК ИРИ к среднему местоположению ЛПС.

Список литературы

Тихонов, В.И. Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов. – М. : Сов. Радио, 1982.

ПРИМЕНЕНИЕ УЗКОПОЛОСНОЙ ДОПЛЕРОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ОБОСТРЁННОГО ЛУЧА ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ

И. Н. Земсков, А. И. Рымов (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж)
394064, Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а
E-mail: Rymov69@mail.ru

Рассмотрена возможность повышения разрешающей способности радиолокационной станции, при атаке групповой цели, с помощью синхронного оценивания параметров всех действующих во временном интервале сигналов. Представлено применение узкополосной доплеровской фильтрации для формирования в пространстве обострённого луча диаграммы направленности антенны.

Для выполнения одновременной атаки нескольких воздушных целей управляемыми ракетами (УР) с полуактивными радиолокационными головками самонаведения (ПА РГС) необходимо обеспечить их раздельное наблюдение. Проблема состоит в том, что на расстоянии 90 км линейные размеры элемента разрешения, бортовой радиолокационной станции (РЛС), могут составлять 3–4 км [1]. Существенно повысить разрешающую способность комплекса можно за счёт режима узкополосной доплеровской фильтрации.

При отражении сигнала от каждой цели из состава группы доплеровская частота отраженных сигналов будет отличаться.

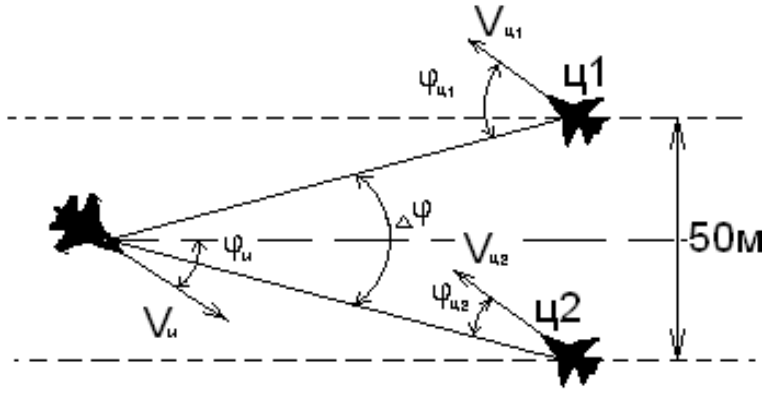


Рис. 1. Принцип измерения доплеровской частоты сигналов, отраженных от каждой цели

$$F_{Д1} = \frac{2V_И}{\lambda}\cos\left(\varphi_И + \frac{\Delta\varphi}{2}\right) + \frac{2V_Ц}{\lambda}\cos\left(\varphi_Ц + \frac{\Delta\varphi}{2}\right); \qquad (1)$$

$$F_{Д2} = \frac{2V_И}{\lambda}\cos\left(\varphi_И - \frac{\Delta\varphi}{2}\right) + \frac{2V_Ц}{\lambda}\cos\left(\varphi_Ц - \frac{\Delta\varphi}{2}\right). \quad (2)$$

Разность доплеровских частот равна

$$F_{21} = \frac{2V_И}{\lambda}\cdot 2\cdot\sin\varphi_И\cdot\sin\frac{\Delta\varphi}{2} + \frac{2V_Ц}{\lambda}\cdot 2\cdot\sin\varphi_Ц\sin\frac{\Delta\varphi}{2}. \quad (3)$$

Так как угол $\Delta\varphi = 1$ рад, а для малых углов значение тригонометрической функции синуса, примерно равно значению самого угла, т.е. $\sin(\Delta\varphi/2) \approx \Delta\varphi/2$. С учетом этого

$$F_{21} = \frac{2V_И}{\lambda}\cdot 2\cdot\sin\varphi_И\cdot\frac{\Delta\varphi}{2} + \frac{2V_Ц}{\lambda}\cdot 2\cdot\sin\varphi_Ц\cdot\frac{\Delta\varphi}{2} = \frac{2}{\lambda}\left(V_И\cdot\sin\varphi_И + V_Ц\cdot\sin\varphi_Ц\right)\cdot\Delta\varphi. \quad (4)$$

В табл. 1 представлены значения разности доплеровских частот при $V_и$ = $V_ц$ = = 300 м/с; $\lambda = 3\cdot10^{-2}$ м; $Д_ц$ = 90 км; L = 50м и $\varphi_и = \varphi_ц$ = 5°, 15°, 30°, 45°.

Таблица 1

$\varphi_и = \varphi_ц$, °	5°	15°	30°	45°
F_{21}, Гц	1,92	5,7	11,01	15,6

Разрешающая способность БРЛС современных истребителей определяется полосой пропускания цифровых фильтров (ЦФ). Если полоса пропускания системы обработки сигналов будет меньше, чем разница частот сигналов, отраженных от групповой цели, то возможно разрешение этих целей по доплеровской частоте. При обеспечении узкополосной доплеровской фильтрации осуществляется формирование в пространстве обостренного луча ДНА антенны РЛС. Причем ДН обостренного луча будет во столько раз меньше углового размера групповой воздушной цели, во сколько раз полоса пропускания доплеровского фильтра (ДФ) меньше, чем ширина спектра сигналов, отраженных от групповой воздушной цели:

$$\frac{\Theta_C}{\Delta\varphi} = \frac{\Delta f_{ФС}}{\Delta F_{21}} \Rightarrow \Theta_C = \frac{\Delta\varphi\cdot\Delta f_{ФС}}{\Delta F_{21}}, \quad (5)$$

где $\Delta f_{фс}$ – ширина полосы пропускания фильтра синтезированной антенны; θ_c – диаграмма направленности синтезированной антенны; ΔF_{21} – ширина спектра сигнала, отраженного от групповой воздушной цели; $\Delta\varphi$ – угловой размер групповой воздушной цели [1].

В наиболее вероятной ситуации перехвата цели, значения углов отклонения истребителя и цели от линии визирования будут колебаться в пределах 15–30°. Это значение соответствует разнице доплеровских частот, равной 6–11 Гц. Следовательно, для обеспечения узкополосной доплеровской фильтрации и формирования в пространстве обостренного луча ДН антенны РЛС, необходимо выбрать цифровой фильтр с полосой пропускания не более 8 Гц.

Величина линейного разрешения определяется по формуле

$$\Delta l = \frac{Д_Ц\,\Delta f_Ф\,\lambda}{2\left(V_И\cdot\sin\varphi_И + V_Ц\cdot\sin\varphi_Ц\right)}. \quad (6)$$

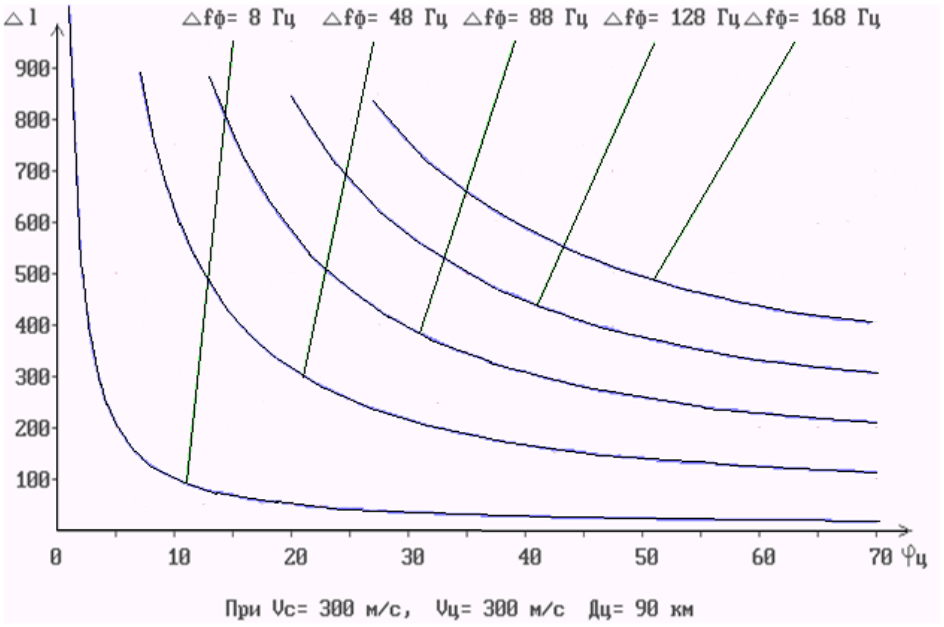


Рис. 2. Зависимость величины $\Delta \boldsymbol{l}$ от угла визирования $\varphi_{ц}$

Если взять $V_{и} = V_{ц} = 300$ м/с, $\lambda = 3 \cdot 10^{-2}$ м, $Д_{ц} = 90$ км, $\varphi_{и} = \varphi_{ц.} = 30^{o}$, то величина линейного разрешения будет равна $\Delta \boldsymbol{l} = 36$ м, которая удовлетворяет условиям современного дальнего ракетного боя при атаке групповой цели.

Для реализации многоканальной фильтровой обработки принимаемого сигнала отражений от пачки зондирующих сигналов когерентно-импульсной РЛС используется дискретное преобразование Фурье (ДПФ). ДПФ является основной операцией в большинстве задач спектрального анализа, выполняемых в реальном и близком к реальному масштабах времени [2]. При полосе пропускания фильтра 8 Гц и обработке сигнала с помощью ДПФ, время накопления будет равно:

$$T_{Н} = \frac{1}{\Delta f_{Ф}} = \frac{1}{0{,}008} = 125 мс \, . \qquad (7)$$

Увеличение времени накопления приводит к увеличению общего числа отсчётов, а следовательно, и вычислительных операций. Скорость обнаружения, разрешающая способность и достоверность обнаружения "новых" излучений напрямую связаны с быстродействием аппаратуры, что является одним из главных противоречий, которое необходимо преодолевать при построении современных средств. Для увеличения вероятности обнаружения "нового" сигнала в широком диапазоне частот поиска необходимо увеличивать полосу одновременного анализа по частоте и уменьшать время обнаружения. Очевидно, что задача быстрого спектрального анализа наиболее успешно решается при использовании аппаратно реализованных процессоров БПФ. Результатом их действия является массив спектральных компонент, эквивалентных использованию гребенки фильтров в полосе одновременного анализа радиоприемного устройства. Именно такой подход позволяет синхронно оценивать количество и параметры всех действующих в данном временном интервале сигналов.

Быстрое преобразование Фурье (БПФ) включает разнообразные методы, позволяющие ускорить вычисления ДПФ в 100 и более раз по сравнению с методом прямого вычисления ДПФ. Основная идея БПФ состоит в том, чтобы разбить исходную N-точечную последовательность на две более короткие последовательности, ДПФ которых могут быть скомбинированы таким образом, чтобы получилось ДПФ исходной N-точечной последова-

тельности. Так, например, если N четное, а исходная N-точечная последовательность разбита на две (N/2)-точечные последовательности, то для вычисления искомого N-точечного ДПФ потребуется порядка $(N/2)^2 \cdot 2 = N^2/2$ комплексных умножений, т.е. вдвое меньше по сравнению с прямым вычислением. Здесь множитель $(N/2)^2$ дает число умножений, необходимое для прямого вычисления (N/2)-точечного ДПФ, а множитель 2 соответствует двум ДПФ, которые должны быть вычислены. Эту операцию можно повторить, вычисляя вместо (N/2)-точечного ДПФ два (N/4)-точечных ДПФ (предполагая, что (N/2) четное) и сокращая тем самым объем вычислений еще в два раза.

Таким образом, внедрение данного метода обработки принимаемых сигналов позволит повысить разрешающую способность стоящих на вооружении РЛС и, следовательно, повысить эффективность боевого применения самолётов, за счет обеспечения распознавания групповой воздушной цели на достаточно больших расстояниях.

Список литературы

1. Дудник, П.И. Авиационные радиолокационные комплексы и системы, импульсно-доплеровские радиолокационные системы / П.И. Дудник, А.А. Герасимов, Б.Г. Татарский. – М. : ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2003.

2. Радиолокационные системы многофункциональных самолетов. Т. 1. РЛС – информационная основа боевых действий многофункциональных самолетов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов / под ред. А. И. Канащенкова и В. И. Меркулова. – М. : Радиотехника, 2006. – 656 с.: 286 ил.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕБОРНОГО МЕТОДА ДЛЯ РАЗРЕШЕНИЯ ФАЗОВОЙ НЕОДНОЗНАЧНОСТИ ПРИ ОЦЕНКЕ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ В РНС «КРАБИК»

К. Н. Веретельников, А. М. Алешечкин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: veretelnikovk.n@yandex.ru

Данный доклад посвящен алгоритму разрешения фазовой неоднозначности применительно к оценке радионавигационных параметров в фазовой радионавигационной системе «Крабик». Выполнен расчет вероятности устранения фазовой неоднозначности на основе статистического моделирования в математическом пакете Matlab.

«Крабик» представляет собою радионавигационную систему (РНС) УВЧ-диапазона, разработанную для обеспечения морских объектов координатами места. В состав РНС «Крабик» входят 3–6 опорных станций (ОС), размещенных на берегу в точках с известными координатами. РНС обеспечивает определение места бортовых станций (БС) в дальномерном, разностно-дальномерном и комбинированных режимах [1].

Частотный план РНС «Крабик» задан следующими несущими частотами: f_0 = 421 МГц, f_1 = 421,01 МГц, f_2 = 421,1 МГц, f_3 = 422 МГц, f_4 = 426 МГц, f_5 = 431 МГц. Для излучения этих частот предусмотрено временное разделение сигналов разных частот и разных станций РНС. Для уменьшения систематических погрешностей фазовые сдвиги (ФС) измеряются на разностных, или метрических частотах, полученных путем вычитания значений основной частоты f_0 из вспомогательных частот $f_1 \div f_5$. В результате этого сетка метрических частот, на которых осуществляется измерение ФС, образует следующий ряд значений:

$$
\begin{aligned}
F_{m1} &= f_1 - f_0 = 10 \text{ кГц}, \\
F_{m2} &= f_2 - f_0 = 100 \text{ кГц}, \\
F_{m3} &= f_3 - f_0 = 1 \text{ МГц}, \\
F_{m4} &= f_4 - f_0 = 5 \text{ МГц}, \\
F_{m5} &= f_5 - f_0 = 10 \text{ МГц}.
\end{aligned} \tag{1}
$$

В РНС «Крабик» для разрешения неоднозначности используется метод пересчета измерений (МПИ), описанный в [2]. Главный недостаток данного метода заключается в необходимости задания априорных данных о местоположении объекта с погрешностью не более половины длины волны самой низкой метрической частоты. С учетом дальномерного режима РНС, когда измерению подлежат двойные дальности между БС и ОС, допустимая погрешность задания априорных значений координат места БС должны находиться в пределах ±7,5 км, что не всегда представляется возможным. Данный недостаток можно исключить, используя переборный метод разрешения неоднозначности, применяемый при определении ориентации объектов в спутниковой радионавигации [3, 4–6]. Суть данного метода заключается в последовательном переборе возможного целого числа фазовых сдвигов на каждой метрической частоте для устранения фазовой неоднозначности при измерении РНП. Алгоритм переборного метода представлен на рис. 1.

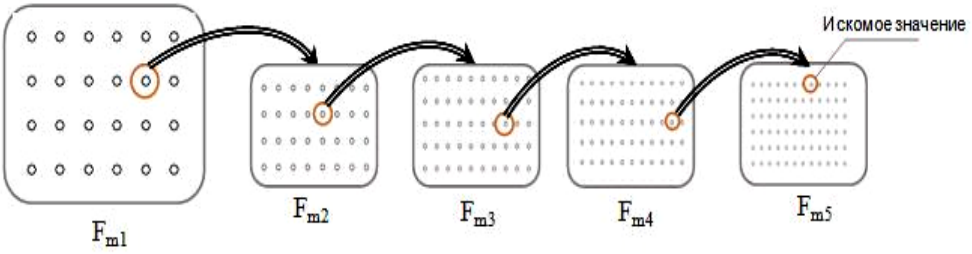


Рис. 1. Алгоритм переборного метода

Реальное значение полного фазового сдвига на одной из метрических частот определяется исходя из критерия максимального правдоподобия. При нормальном законе распределения погрешностей измерения ФС поиск максимума функции правдоподобия сводится к минимизации показателя ее экспоненты, называемого квадратом суммарной невязки [7,8]. Число возможных значений фазовых сдвигов на конкретной метрической частоте определяется согласно следующей формуле:

$$k = \frac{2R}{\lambda} + 1, \tag{2}$$

где R = 150 км – рабочая зона РНС «Крабик»; λ – длина волны метрической частоты, на которой производится измерение фазового сдвига.

Количество возможных значений фазовых сдвигов в зависимости от числа ОС имеет степенную зависимость. Имея данные сведения, становится возможным оценить число комбинаций фазовых сдвигов, которые необходимы для обработки переборным методом в зависимости от числа станций n на каждой метрической частоте. Результаты оценки приведены в табл.

Исходя из приведенных данных в табл., очевидно, что переборный метод является ресурсоемким и требующий больших машинных вычислений, поэтому мы при исследовании данного метода проводили вычисления на самой низкой метрической частоте F_{m1}, используя при этом радионавигационные сигналы от трех ОС.

Таблица

Число возможных значений фазовых сдвигов на метрических частотах РНС «Крабик»

Число станций	10 кГц	100 кГц	1 МГц	5 МГц	10 МГц
3	1331	13 310	133 100	665 500	1 331 000
4	14641	146 410	1 464 100	7 320 500	14 641 000
6	1 771 561	17 715 610	177 156 100	885 780 500	1 771 561 000

Как уже было отмечено в статье, поиск реального значения полного фазового сдвига сводится к нахождению фазовой неоднозначности с минимальным значением суммарной невязки. При независимости [9] и равноточности измерений ФС суммарная невязка $Q(X,Y)$, вычисляемая на первой метрической частоте, может быть определена по формуле [10]:

$$Q(X,Y)=\sqrt{\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{\lambda_1\cdot(k_{1i}+\varphi_{1i})}{2}-\sqrt{(X_{OCi}-X)^2+(Y_{OCi}-Y)^2}\right)^2}, \qquad (3)$$

где $i=1,..,n$ – текущий номер принимаемой ОС; n – общее число ОС; λ_1 – длина волны первой метрической частоты 10 кГц; k_{1i} – перебираемые неоднозначности ФС на первой метрической частоте для i-й ОС; φ_{1i} – значения ФС на первой метрической частоте; X_i, Y_i – известные координаты i-й ОС; X, Y – координаты БС.

Алгоритм переборного метода был исследован в математическом пакете Matlab. В результате статистического моделирования алгоритма была получена оценка вероятности правильного устранения неоднозначности в зависимости среднеквадратического отклонения (СКО) погрешности измерения ФС σ_φ. Данная зависимость представлена на рис. 2. При вычислениях оценки вероятности проводилось 1000 независимых испытаний для каждого значения σ_φ. Расстояния между станциями были выбраны 37500 м.

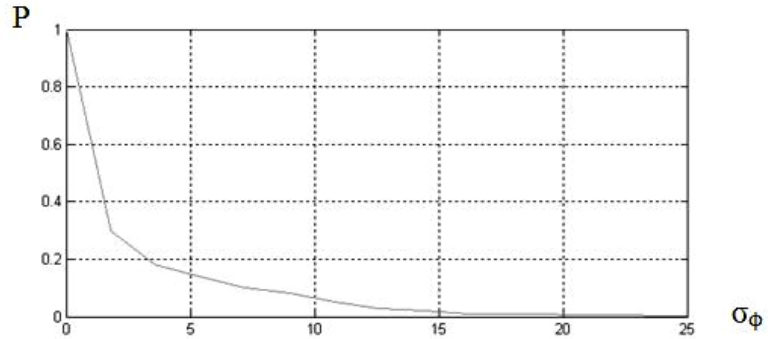


Рис. 2. Оценка вероятности правильного устранения неоднозначности при использовании метода перебора значений

Из рис. 2 видно, что вероятность правильного устранения неоднозначности, используя переборный метод, имеет резкий спад при увеличении СКО погрешности измерения фазы и при значении σ_φ = 1° становится меньше 99 %. Данные результаты оказываются значительно хуже, чем при использовании метода пересчета измерений [11].

Результаты можно улучшить, осуществляя перебор возможных фазовых циклов на всех метрических частотах. При этом значение суммарной невязки $Q(X,Y)$ на всех метрических частотах вычисляется по следующей формуле:

$$Q(X,Y)=\sqrt{\sum_{i=1}^{n}\sum_{j=1}^{5}\left(\frac{\lambda_j\cdot(k_{ji}+\varphi_{ji})}{2}-\sqrt{(X_{OCi}-X)^2+(Y_{OCi}-Y)^2}\right)^2}, \qquad (4)$$

где $j=1,..,5$ – номер фазовой дорожки, заданной метрической частотой F_{mj}; k_{ji} – целочисленная неоднозначность ФС *i*-й станции на *j*-й метрической частоте; λ_j – длина волны сигнала *j*-й метрической частоты; φ_{ji} – измеренное значение ФС для *i*-й ОС на *j*-й метрической частоте.

Как было уже отмечено, ввиду больших машинных затрат применение переборного метода с использованием всех метрических частот является нецелесообразным. Тем не менее главное достоинство данного метода применительно к РНС «Крабик» заключается в том, что он позволяет исключить выбор априорных данных о местоположении объекта при устранении неоднозначности методом пересчета измерений. При этом метод перебора используется на метрической частоте F_{m1}.

Совместное использование переборного метода и метода пересчета измерений позволяет добиться значительно лучших результатов, чем при использовании только переборного метода для разрешения фазовой неоднозначности. Это подтверждает график оценки вероятности правильного устранения неоднозначности, представленный на рис. 3. При моделировании было проведено 1000 независимых испытаний. Расстояние между станциями было, как и в предыдущем случае, выбрано равным 37500 м.

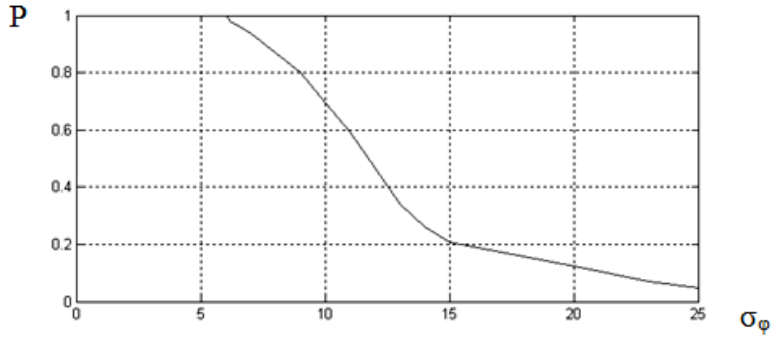


Рис. 3. Оценка вероятности правильного устранения неоднозначности при использовании совместно методов перебора значений и последовательных приближений

На текущий момент ведется работа по исследованию влияния количества ОС и их взаимного расположения на вероятность правильного устранения неоднозначности, используя методы МПИ и перебора значений и создать модель, описывающую работу рассмотренных методов в программе Simulink Matlab.

Список литературы

1. Высокоточная радионавигационная система для морских потребителей / А.М. Алешечкин [и др.] // Гироскопия и навигация. – 2004. – № 2. – С. 5–12.

2. Разрешение неоднозначности в информационно-измерительных многошкальных приборах и системах / В.А. Пономарев [и др.]. – СПб. : Изд. ВИКУ, 2001.

3. Агафонников, А.М. Фазовые радиогеодезические системы для морских исследований / А.М. Агафонников. – М. : Наука, 1979.

3. Алешечкин, А.М. Вероятность правильного устранения неоднозначности в фазовой радионавигационной системе «Крабик» / А.М. Алешечкин // Гироскопия и навигация. – 2009. – № 3. – С. 74–82.

4. Pat. 4963889 USA. Method and Apparatus for Precision Attitude Determination and Kinematic Positioning / Hatch R. R. Publ. 16.10.90.

5. Pat. 5296861 USA. Method and Apparatus for Maximum Likelihood Estimation Direct Integer Search in Differential Carrier Phase Attitude Determination Systems / Knight D. T. Publ. 22.03.94.

6. Пат. 2379700 Рос. Федерация. Способ угловой ориентации объекта по сигналам спутниковых радионавигационных систем / А.М. Алешечкин, В.И. Кокорин, Ю.Л. Фатеев. Опубл. 20.01.2010, Бюл. № 2.

7. Денисов, В.П. Фазовые радиопеленгаторы / В.П. Денисов, Д.В. Дубинин // Том. ун-т систем упр. и радиоэлектроники. – Томск, 2002.

8. Алешечкин, А.М. Повышение достоверности оценок радионавигационных параметров в радионавигационных системах с фазовыми датчиками / А.М. Алешечкин // Датчики и системы. – 2009. – № 7. – С. 25–29.

9. Алешечкин, А.М. Вероятность правильного устранения неоднозначности в фазовой радионавигационной системе «Крабик» / А.М. Алешечкин // Гироскопия и навигация. – 2009. – № 3. – С. 74–82.

11. Веретельников, К.Н. Исследование алгоритма разрешения фазовой неоднозначности при оценке радионавигационных параметров в радионавигационной системе «Крабик» / К.Н. Веретельников, А.М. Алешечкин // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. / науч. ред. Г.Я. Шайдуров ; отв. за вып. А.А. Левицкий. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2011. – 563 с. – С. 151–155.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДА ПОСТОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ С ПОВЫШЕНИЕМ ЧАСТОТЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ

П. В. Шаршавин, А. В. Гребенников (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: sharshavin@mail.ru

Рассмотрена проблема ограничения частоты дискретизации при обработке навигационных сигналов. Предложен метод высокоскоростной постобработки для повышения точности оценок параметров сигналов, разработана математическая модель. Получены экспериментальные зависимости погрешностей измерения задержки ПСП от отношения сигнал/шум.

Программная постобработка навигационных сигналов является приложением так называемой цифровой регистрации. Идея метода заключается в постобработке ранее принятого, оцифрованного и записанного на носитель информации навигационного сигнала. Устройство, реализующее данный метод (рис. 1) состоит из цифрового регистратора и персональной ЭВМ со специализированным программным обеспечением.

С помощью постобработки могут быть решены проблемы, которые трудно, либо невозможно решить современными методами обработки сигналов в реальном масштабе времени [1]. Одной из таких проблем является повышение точности оценки параметров навигационного сигнала, в частности, задержки ПСП.

Одной из необходимых мер повышения точности оценки задержки ПСП является уменьшение погрешностей дискретизации входного сигнала и опорной ПСП коррелятора. Следствием погрешности дискретизации является возникновение запаздывания дискретного сигнала относительно непрерывного в процессе дискретизации (рис. 2, *а*). Запаздывание имеет равномерный закон распределения с максимальным значением погрешности, равным периоду дискретизации (рис. 2, *б*) [2]. Очевидно, ее максимальная величина обрат-

но пропорциональна частоте дискретизации. Поскольку классический подход обработки в реальном времени предполагает обработку сигналов на частоте дискретизации АЦП, выборки опорной ПСП генерируются синхронно с отсчетами входного сигнала, и опорная ПСП также имеет погрешность дискретизации.

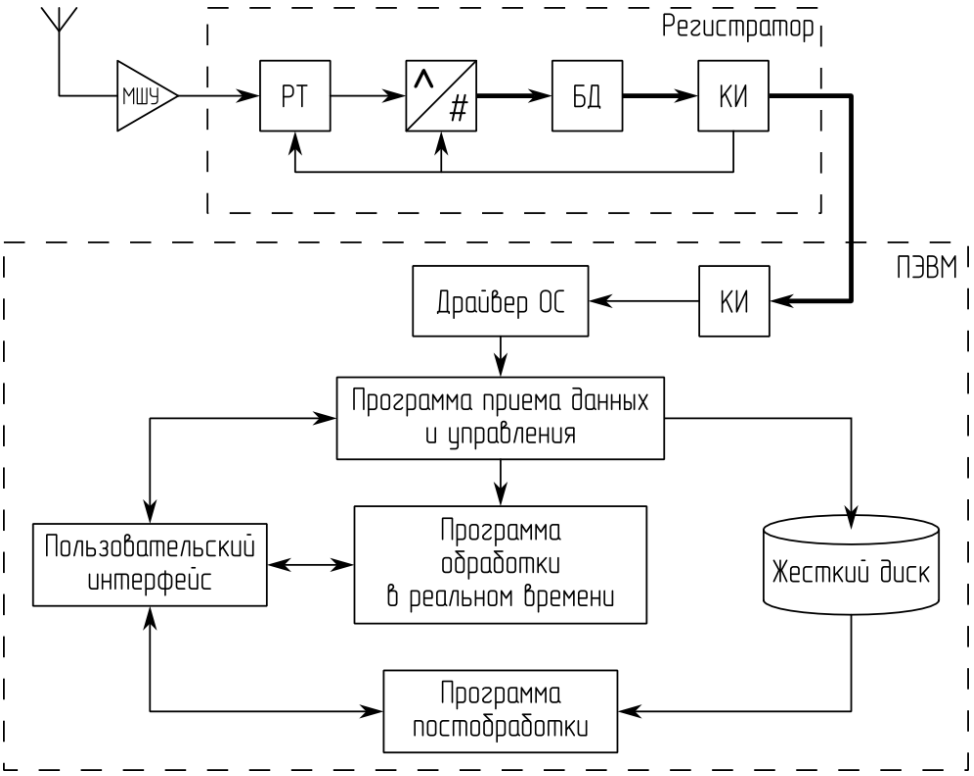
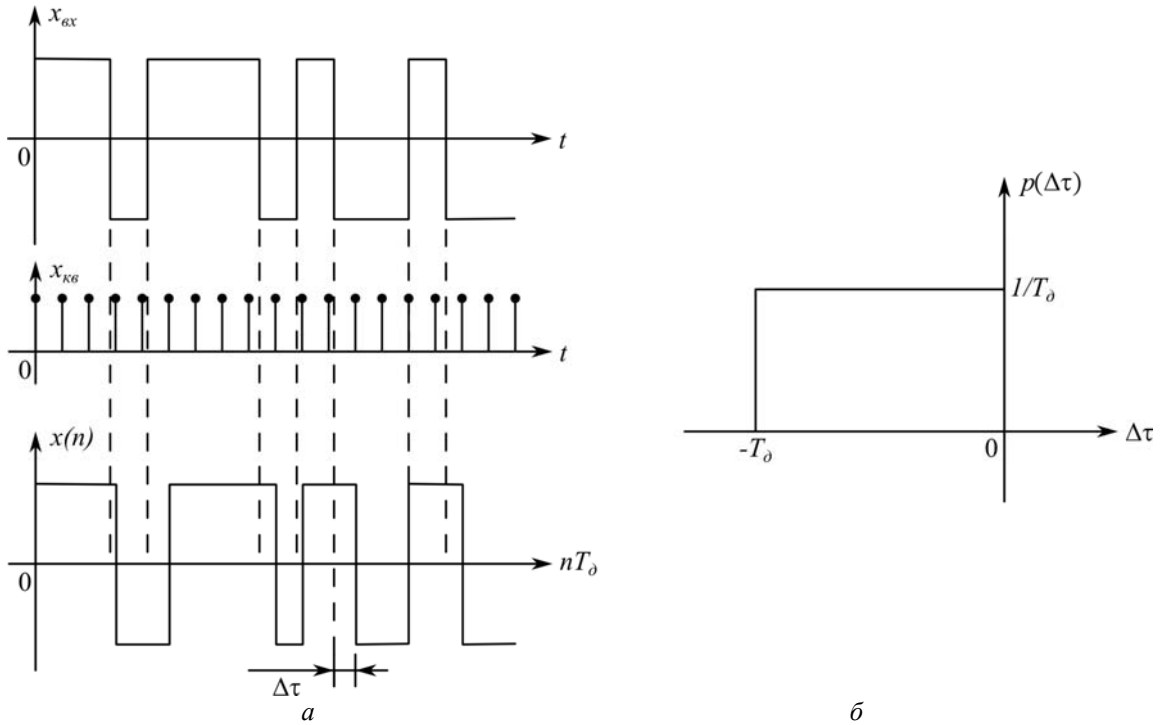


Рис. 1. Структурная схема программного приемника: МШУ – малошумящий усилитель; РТ – радиотракт; БД – буфер данных; КИ – контроллер интерфейса; ПЭВМ – персональная ЭВМ



а *б*

Рис. 2. Погрешность дискретизации опорной ПСП коррелятора:
а – процесс дискретизации; *б* – график распределения плотности вероятности погрешности

Из методов уменьшения погрешности дискретизации, наиболее часто применяется метод повышения частоты дискретизации АЦП. Эффективность данного метода ограничивается аппаратными возможностями современных АЦП, а также аппаратными возможностями устройств цифровой обработки сигналов.

Применение постобработки позволяет значительно уменьшить влияние данных ограничений. В частности, это дает возможность осуществлять обработку сигнала с высокой частотой дискретизации, выше частоты дискретизации АЦП. Данная возможность позволяет уменьшить погрешность дискретизации опорной ПСП коррелятора пропорционально увеличению частоты дискретизации. Для согласования частот дискретизации входного сигнала и опорной ПСП предлагается вместо прореживания выборок опорной ПСП повысить частоту дискретизации входного сигнала с помощью интерполяции.

Блок цифровой обработки, реализующий данный принцип (рис. 3) отличается от применяемого при обработке в реальном времени наличием экспандера частоты дискретизации входного сигнала и фильтра-интерполятора [3]. Также в блоке отсутствуют элементы понижения частоты дискретизации опорной ПСП. Соответственно, коррелятор работает на высокой частоте дискретизации, что позволяет повысить точность оценки псевдодальности. Недостатком данного решения являются большие вычислительные затраты. Однако этот недостаток не является существенным, поскольку обработка не осуществляется в реальном времени.

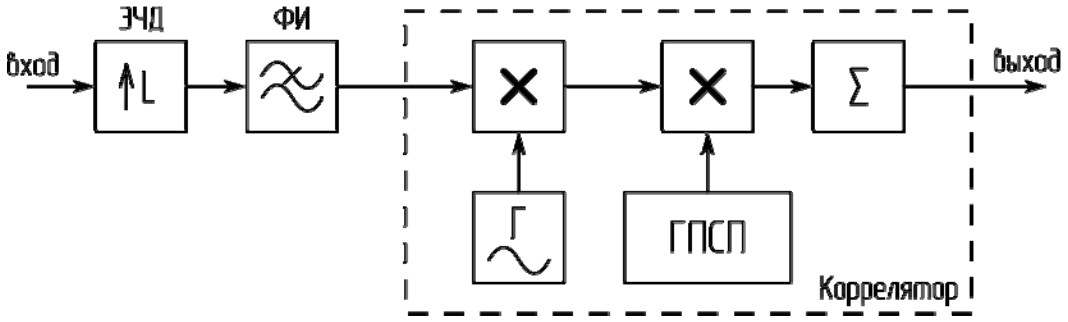


Рис. 3. Структурная схема коррелятора программного приемника с повышением частоты дискретизации: ЭЧД – экспандер частоты дискретизации; ФИ – фильтр-интерполятор; ГПСП – генератор псевдослучайной последовательности

Для исследования предложенного метода разработана математическая модель, состоящая из генератора навигационных сигналов и корреляционного приемника.

Генератор навигационных сигналов формирует навигационный сигнал с дальномерным кодом на промежуточной частоте (рис. 4). Генератор ПСП формирует М-последовательность, либо коды Голда, в зависимости от выбранной навигационной системы. Частота дискретизации ГПСП задается пользователем. При передискретизации ПСП на эту частоту, учитывается заданный доплеровский сдвиг частоты путем корректировки коэффициента передискретизации. Перенос на промежуточную частоту и доплеровский сдвиг частоты реализованы раздельно. Полоса пропускания полосового фильтра также может быть задана пользователем. Элемент задержки состоит из двух блоков – блок задержки на целое число отсчётов с помощью простого сдвига отсчётов, а также блок задержки на дробное количество отсчётов, реализованный на фильтре Фарроу третьего порядка. Таким образом, задержка может быть задана произвольно, и, в процессе моделирования, задается случайным числом с равномерным распределением в диапазоне от 0 до 1 мс. Генератор шума (ГШ) формирует аддитивный белый гауссов шум, дециматор уменьшает частоту дискретизации сигнала до требуемой для моделирования. Точность установки задержки сигнала, в основном, определяется свойствами используемого фильтра Фарроу, а также точностью вычисления коэффициентов передискретизации при формировании ПСП.

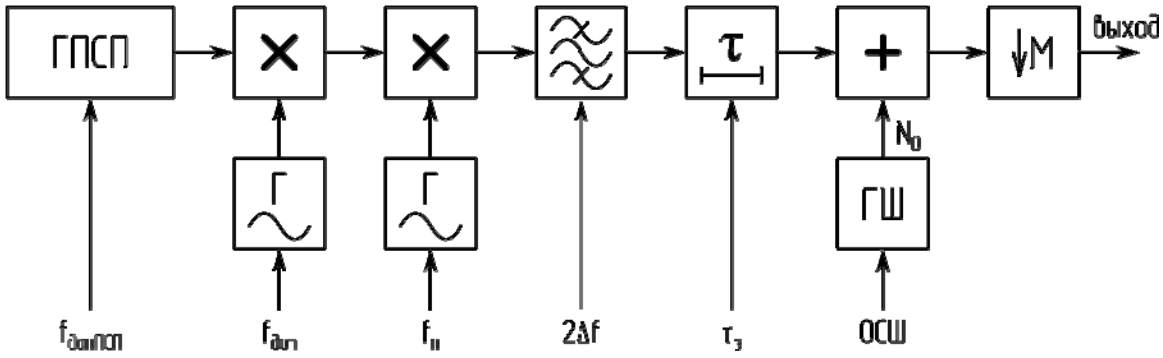


Рис. 4. Структура математической модели генератора навигационных сигналов

Модель корреляционного приемника (рис. 5) состоит из экспандера частоты дискретизации, фильтра-интерполятора и квадратурного коррелятора. Экспандер частоты дискретизации и фильтр-интерполятор выполняют повышение частоты дискретизации и сглаживание получившихся отсчетов, что является ключевой особенностью предлагаемого метода. Коррелятор выполняет вычисление модуля ВКФ с помощью простого перебора задержки опорной ПСП. Измерение задержки ПСП производится по максимуму ВКФ.

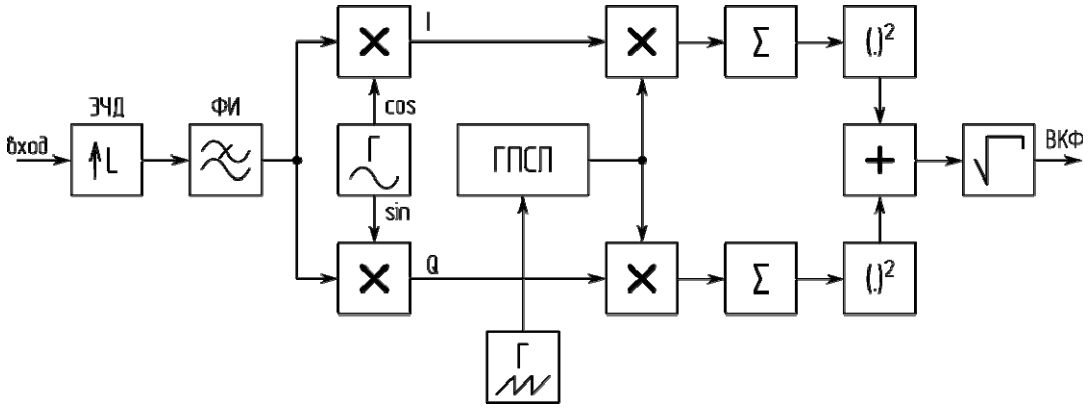


Рис. 5. Структура математической модели корреляционного приёмника
с повышением частоты дискретизации

На рис. 6 приведены полученные в результате моделирования зависимости статистических характеристик погрешностей измерения задержки ПСП от отношения сигнал/шум для различных методов обработки: при частотах дискретизации 10 и 100 МГц без интерполяции, а также при частоте дискретизации 10 МГц с повышением до 100 МГц с интерполяцией нулевого порядка и линейной интерполяцией. Ширина полосы навигационного сигнала, задаваемая полосовым фильтром генератора (см. рис. 4) составляет 4 МГц, время накопления в корреляторе – 10 мс. Доплеровский сдвиг частоты принят равным нулю. Для каждого значения отношения сигнал/шум выполнено 1000 итераций моделирования.

По результатам моделирования можно сделать следующие выводы:

- оценка задержки ПСП не является смещенной для любого из методов измерения;
- методы оценки задержки ПСП с использованием интерполяции по своим точностным характеристикам занимают промежуточное положение между прямыми измерениями на низкой и высокой частотах дискретизации;
- среднеквадратичное значение погрешности оценки задержки в методах с использованием интерполяции при малых значениях отношения сигнал/шум асимптотически стремится к соответствующим значениям, полученным при измерениях на низкой частоте

дискретизации. При высоких отношениях сигнал/шум, а также при отсутствии шума, значение СКО погрешности близко к значению СКО для высокой частоты дискретизации;

- СКО погрешности оценки задержки для метода измерения с применением линейной интерполяции оказывается несколько меньше СКО погрешности метода с интерполяцией нулевого порядка;
- оценка задержки ПСП для системы GPS при малых значениях отношения сигнал/шум точнее аналогичной для системы ГЛОНАСС.

Для реального навигационного сигнала в полосе $2\Delta f$ = 4 МГц при спектральной плотности мощности шума N_0 = –200 дБВт/Гц и мощности сигнала P = –160 дБВт отношение сигнал/шум составляет:

$$\text{ОСШ} = \frac{P}{2\Delta f N_0} = -160\ \text{дБВт} - \left(10\log\left(4\cdot 10^6\ \text{Гц}\right) - 200\text{дБВт}/\text{Гц}\right) = -26\,\text{дБ}.$$

Выигрыш в СКО погрешности оценки задержки ПСП для метода с интерполяцией относительно метода без повышения частоты дискретизации (см. рис. 6) для данного значения отношения сигнал/шум составляет 10 нс для ГЛОНАСС СТ и 15 нс для GPS C/A. Данный выигрыш может иметь значение в специальных навигационных приложениях, поскольку улучшается точность измерения еще до вторичной обработки сигнала.

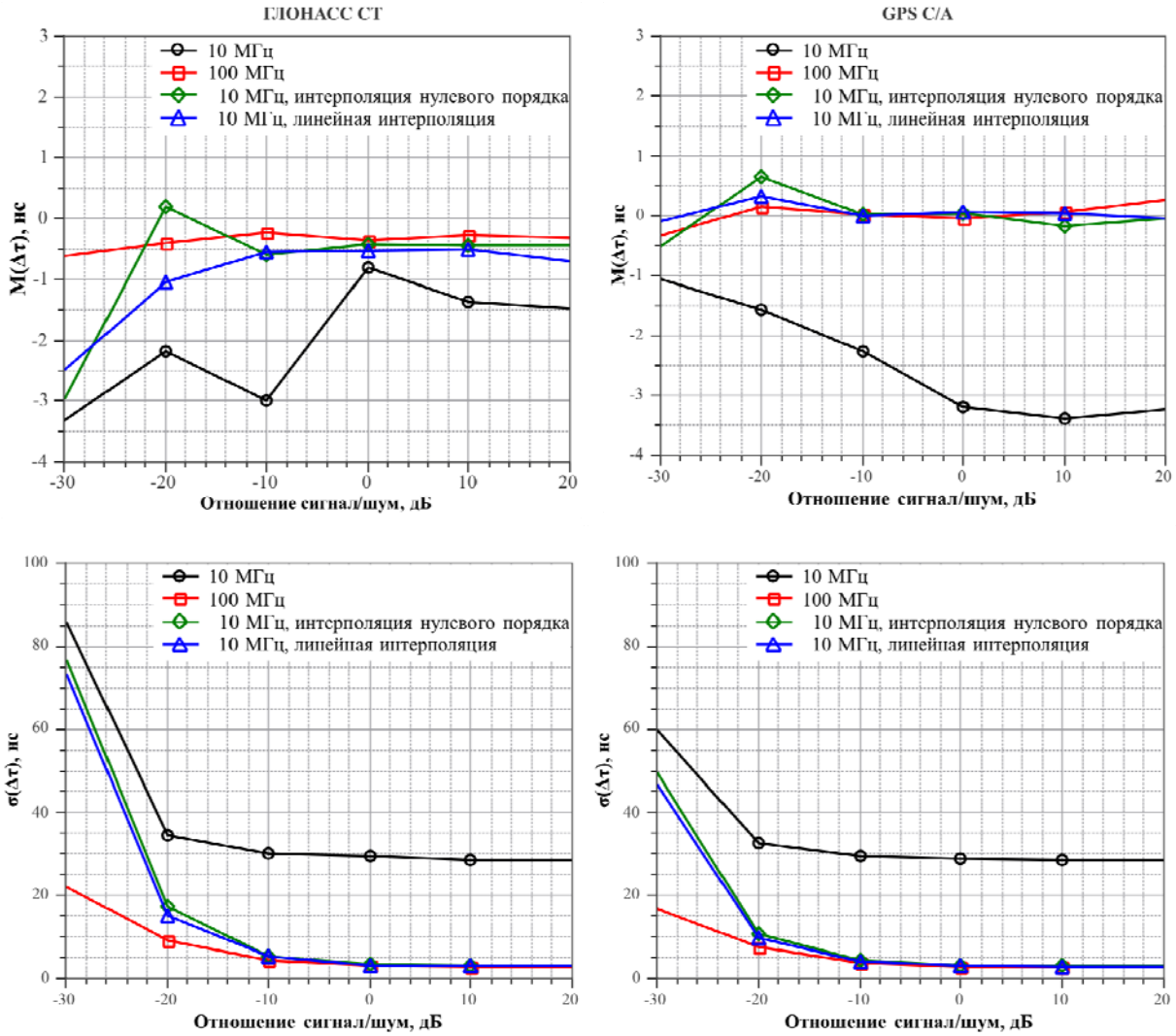


Рис. 6. Экспериментальные зависимости статистических характеристик погрешностей измерения псевдодальности от отношения сигнал/шум

В задачах применения беззапросных измерительных станций, благодаря специальным мерам, как правило, отношение сигнал/шум оказывается больше рассчитанного выше. Поэтому выигрыш предлагаемого метода может оказаться весьма значительным.

Наконец в задачах поверки имитаторов навигационных сигналов, где возможна работа на сильном сигнале, методы с интерполяцией позволяют получить статистические характеристики погрешностей измерения задержки ПСП, эквивалентные получаемым на высокой частоте дискретизации без интерполяции.

Список литературы

1. Шаршавин, П. В. Программная постобработка и программные приемники навигационных сигналов СРНС ГЛОНАСС/GPS / П. В. Шаршавин, С. В. Сизасов, А. Г. Гребенников // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. ; науч. ред. Г. Я. Шайдуров. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2011.

2. Мирский, Г. Я. Электронные измерения : 4-е изд., перераб. и доп. / Г. Я. Мирский. – М. : Радио и связь, 1986.

3. Глинченко, А. С. Цифровая обработка сигналов : учеб. пособие / А. С. Глинченко. – 2-е изд., перераб. и доп. – Красноярск : ИПЦ КГТУ, 2005.

ФОРМИРОВАНИЕ ШКАЛ ВРЕМЕНИ С ИЗВЕСТНЫМ ВЗАИМНЫМ РАСХОЖДЕНИЕМ

М. В. Ермолаев[1], А. М. Алешечкин[2] (научный руководитель)

[1]ОАО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва»
Россия, 662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина 52
[2]ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет»
660074, г. Красноярск, ул. Киренского 28
E-mail: ermakc@iss-reshetnev.ru

Описан способ формирования шкал времени, взаимное расхождение между которыми можно определить с известной погрешностью. Для формирования шкал времени используются приёмники сигналов спутниковых навигационных систем. Расхождение шкал времени рассчитывается программным обеспечением управляющих устройств, которые осуществляют обмен данными с приёмниками и друг с другом.

В различных областях науки и техники существуют задачи, требующие согласованности опорных шкал времени, которые должны формироваться в удалённых друг от друга точках земной поверхности. Проблема согласования шкал времени возникает при проведении измерений, в которых одной из составляющих является определение длительности интервалов времени. Точность подобных измерений напрямую зависит от согласованности шкал времени устройств, используемых при решении данной задачи.

Постоянная синхронизация шкал времени (ШВ) с высокой точностью в большинстве случаев требует разработки специальной аппаратуры. В настоящее время существует несколько комплексов взаимной синхронизации шкал времени. Например, ОАО «РИРВ» разработаны и аттестованы комплексы «Аппаратура привязки» [2] и «Аппаратура высокоточной взаимной синхронизации (АВВС)» [3], предназначенные для взаимного сличения пространственно разнесённых эталонов времени и частоты (ЭВЧ). АВВС, в частности, позволяет определять взаимное расхождение шкал времени с СКО не более 2 нс на расстоянии между ЭВЧ 100 км и с СКО не более 5 нс на расстоянии между ЭВЧ 10000 км.

Общим недостатком данных комплексов сличения шкал времени является высокая стоимость, которая ограничивает их использование большими научно-исследовательскими центрами и лабораториями. Также, для достижения указанных погрешностей определения расхождения шкал времени, данные комплексы требуют высокой точности задания коор-

динат пользователя [2], которая не может быть обеспечена без привлечения дополнительных измерительных средств. Точность сличения шкал времени также сильно зависит от точности эфемеридного обеспечения системы спутников навигационной системы, поскольку подобные комплексы осуществляют решение навигационной задачи. Например, погрешность расчёта дальности до навигационного космического аппарата равная 3 метрам может привести к ошибке синхронизации собственной шкалы времени со шкалой времени навигационной системы равной 10 нс.

Однако во многих случаях для проведения экспериментов и наблюдений, в частности, в студенческих лабораториях, не существует необходимости точной привязки лабораторных шкал времени к шкале времени навигационной системы для последующего вычисления расхождения лабораторных ШВ, как это реализовано в «Аппаратуре привязки». Достаточно с заданной точностью на весь период проведения эксперимента или наблюдения определять расхождение двух и более шкал времени, которые воспроизводятся пространственно удалёнными источниками.

В статье представлен способ формирования шкал времени, имеющих известное взаимное расхождение. Для формирования шкал времени данным способом требуются следующие устройства:

- приёмники сигналов спутниковых навигационных систем (навигационные приёмники);
- устройства управления (УУ), по одному для каждого навигационного приёмника (НП).

Используемые навигационные приёмники должны поддерживать следующие функции:

- наличие выходов сигналов шкалы времени (сигнал «1 секунда» или пара сигналов «1 секунда» и «Опорная частота»);
- возможность передачи измеренных значений навигационных параметров и принятых эфемерид НКА по протоколу обмена с внешним управляющим устройством.

Устройство управления должно обеспечивать возможность обмена данными с навигационными приёмниками, друг с другом и обработку этих данных.

Принцип определения расхождения между шкалами времени, которые формируются навигационными приёмниками, заключается в следующем. Измеренная навигационным приемником псевдодальность до навигационного космического аппарата (НКА) определяется как [1]:

$$\rho = d + \Delta\tau_{\text{п}} \cdot c + \delta\rho\,, \tag{1}$$

где $d = \sqrt{(x_{\text{п}} - x_c)^2 + (y_{\text{п}} - y_{\text{с}})^2 + (\text{z}_{\text{п}} - z_c)^2}$ – расстояние между фазовыми центрами антенн НП и НКА; $x_{\text{п}}, y_{\text{п}}, z_{\text{п}}$ – координаты НП; $x_{\text{с}}, y_{\text{с}}, z_{\text{с}}$ – координаты НКА; $\Delta\tau_{\text{п}}$ – расхождение шкал времени НП и НКА; $\delta\rho$ – погрешность измерения псевдодальности; c – скорость света.

Погрешность измерения псевдодальности можно определить, согласно [1], как:

$$\delta\rho = \delta_n + \delta_c + \delta_{тр}\,, \tag{2}$$

где δ_n – погрешность, вносимая приёмником, которая включает шумовую составляющую $\delta_{пш}$ и неучтённые задержки в радиотрактах и антенно-фидерных устройствах (АФУ) $\delta_{пз}$; δ_c – погрешность формирования навигационного сигнала, которая включает смещение и нестабильность бортовой ШВ (БШВ) НКА $\delta_{сБШВ}$, погрешность эфемеридного обеспечения $\delta_{сэ}$; $\delta_{тр}$ – погрешность, вносимая на трасе НКА – НП, которая включает тропосферную погрешность $\delta_{тртп}$ и ионосферную погрешность $\delta_{трион}$.

Тогда расхождение ШВ НП и НКА можно определить как:

$$\Delta\tau_{\text{п}} = (\rho - d - \delta\rho)/c\,. \qquad (3)$$

Если измерения псевдодальности производятся для навигационного сигнала, который был излучён НКА в один и тот же момент времени, то для расхождения шкал времени первого и второго навигационного приёмника справедливо выражение

$$\Delta\tau_{\text{п1-2}} = \Delta\tau_{\text{п1}} - \Delta\tau_{\text{п2}} = (\rho_1 - \rho_2 - d_1 + d_2 - \delta\rho_1 + \delta\rho_2)/c\,, \qquad (4)$$

где индексы 1 и 2 соответствуют первому и второму навигационным приёмникам, а обозначения соответствуют формуле (1).

Таким образом, если для каждого приёмника известны измеренные значения псевдодальности, а также определены расстояния от приёмника до навигационного спутника, становится возможным рассчитать расхождение шкал времени, формируемых данными приёмниками, без определения расхождения шкал времени приёмников и НКА, приёмников и системы. Другими словами, для определения расхождения шкал времени не существует необходимости решения навигационной задачи, но при этом должна существовать возможность получения значений измеренных навигационных параметров от пространственно разнесённых приёмников.

Также, для определения расхождения ШВ приёмников согласно выражению (4), требуется знать координаты НКА на момент излучения сигнала и координаты навигационных приёмников. Поскольку координаты НКА рассчитываются по эфемеридам, содержащимся в цифровой информации, передаваемой в навигационном сигнале, а координаты НП можно определить, производя длительные измерения с усреднением результатов, нахождение величины (4) не представляет особых трудностей.

Погрешность определения величины $\Delta\tau_{\text{п1-2}}$ выражается как

$$\delta\tau_{\text{п1-2}} = (\delta_{пш1} - \delta_{пш2} + \delta_{пз1} - \delta_{пз2} + \delta d + \delta_{тртп1} - \delta_{тртп2} + \delta_{трион1} - \delta_{трион2})/c\,, \qquad (5)$$

где индексы 1 и 2 соответствуют первому и второму НП; δd - погрешность расчёта расстояния между навигационными приёмниками и НКА; остальные обозначения соответствуют формуле (2).

Рассмотрим влияние приведённых погрешностей на погрешность определения расхождения ШВ навигационных приёмников.

Погрешность $\delta_{пш}$, согласно [1], составляет от 0,5 до 30 метров (от 1,5 до 100 наносекунд) при использовании измерений псевдодальности по коду. При статистическом усреднении результатов измерений возможно значительное уменьшение данной погрешности.

Разность погрешностей $\delta_{пз1} - \delta_{пз2}$, связанная с разницей задержек навигационных сигналов в радиотрактах и АФУ приёмника, может быть минимизирована до величин порядка десятков сантиметров путём взаимной калибровки приёмников.

Разность погрешностей $\delta_{трион1} - \delta_{трион2}$ достаточно мала при расстояниях между навигационными приёмниками порядка до 1000 км, поскольку навигационный сигнал проходит практически одни и те же слои ионосферы. При б*о*льших расстояниях разность погрешностей $\delta_{трион1} - \delta_{трион2}$ в худшем случае может изменяться от 6 ночью до 30 метров днём (20 и 100 наносекунд соответственно) [1] без использования методов компенсации ионосферной погрешности, однако при использовании методов компенсации [4] данная разность не превышает величины 5 метров (17 наносекунд).

Погрешность $\delta_{трпп}$, как правило, имеет величину меньшую, чем $\delta_{трион}$. Разница $\delta_{трпп1} - \delta_{трпп2}$ в худшем случае может составлять от 2 до 25 метров (от 7 до 83 наносекунд) [1]. Компенсация данной погрешности может уменьшить её величину до 0,2 метра (0,6 наносекунды).

Погрешность расчёта расстояния между навигационными приёмниками и НКА определяется как

$$\delta d = d_2 - d_1 + \sqrt{(x_{п2} - x_c + \Delta x_2)^2 + (y_{п2} - y_c + \Delta y_2)^2 + (z_{п2} - z_c + \Delta z_2)^2} - \\ - \sqrt{(x_{п1} - x_c + \Delta x_1)^2 + (y_{п1} - y_c + \Delta y_1)^2 + (z_{п1} - z_c + \Delta z_1)^2} \quad (6)$$

где Δx, Δy и Δz – погрешности задания собственных координат приёмника, либо определения координат спутника, либо суммарная погрешность по соответствующим координатным осям; индексы 1 и 2 соответствуют номерам навигационных приёмников; остальные обозначения соответствуют формуле (1).

Величина δd была рассчитана по формуле (6) при следующих параметрах:

$x_{п1} = 536400;\quad y_{п1} = 3536000;\quad z_{п1} = 5280935;\ x_{п2} = 536400;\quad y_{п2} = 3539000;\quad z_{п2} = 5280935$

$x_c = 1949503\quad y_c = 14153060;\quad z_c = 21095508$

что соответствует расстоянию между приёмниками, равному 97092 метра, расстоянию между приёмником 1 и спутником, равному 19100250 метрам, расстоянию между приёмником 2 и спутником, равному 19100230 метрам. Значения величины δd для различных значений величин $\Delta x_1, \Delta y_1, \Delta z_1, \Delta x_2, \Delta y_2, \Delta z_2$ представлены в табл.

Таблица

Значения величины δd, м

Δx_1, м	Δy_1, м	Δz_1, м	Δx_2, м	Δy_2, м	Δz_2, м	$\delta\tau_{п1\text{-}2}$
Худший случай: неверное определение координат с разным знаком						
0	0	0	0	0	0	0.00E+00
0.1	0.1	0.1	-0.1	-0.1	-0.1	9.73E-10
0.3	0.3	0.3	-0.3	-0.3	-0.3	2.92E-09
0.5	0.5	0.5	-0.5	-0.5	-0.5	4.87E-09
1	1	1	-1	-1	-1	9.73E-09
10	10	10	-10	-10	-10	9.73E-08
100	100	100	-100	-100	-100	9.73E-07
Лучший случай: идентичное неверное определение координат						
0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	-1.42E-12
0.3	0.3	0.3	0.3	0.3	0.3	-4.25E-12
0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	-7.09E-12
1	1	1	1	1	1	-1.42E-11
10	10	10	10	10	10	-1.42E-10
100	100	100	100	100	100	-1.42E-09
1000	1000	1000	1000	1000	1000	-1.42E-08
2000	2000	2000	2000	2000	2000	-2.84E-08
4000	4000	4000	4000	4000	4000	-5.67E-08
16000	16000	16000	16000	16000	16000	-2.27E-07

Таким образом, при условии, что СКО погрешности взаимной привязки не превышает 0,35 метров (худший случай, значение погрешности 0,1 метра по всем осям) и по-

грешности определения абсолютных координат приёмников до 346 метров (лучший случай, значение погрешности по всем осям 100 метров), значение δd не превысит величины 0,6 метров (2 наносекунды).

Следовательно, суммируя все указанные погрешности, значение величины $\delta\tau_{\text{п1-2}}$ меняется в диапазоне от 5 до 300 наносекунд, в зависимости от условий работы, расстояния между приёмниками, точности определения координат приёмников и НКА, используемых алгоритмов компенсации погрешностей и типа используемого оборудования.

Перед использованием системы необходимо провести взаимную калибровку приёмников. Схема для проведения взаимной калибровки представлена на рис. 1. Взаимная калибровка приёмников производится в несколько этапов. На первом этапе антенны устройств размещаются в непосредственной близости друг от друга в одной плоскости. Расстояние между фазовыми центрами антенн не должно превышать 0,3 метра, что соответствует задержке 1 наносекунда. Такой выбор расстояния позволит пренебречь погрешностью положения антенн в пространстве. Производится подключение навигационных приёмников согласно рис. 1.

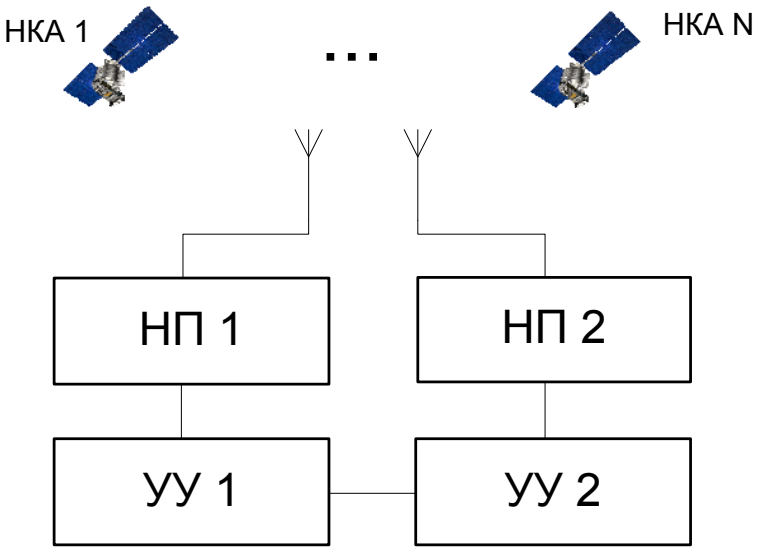


Рис. 1. Структурная схема проведения взаимной калибровки

На втором этапе производится относительная калибровка задержек в радиотрактах приёмников и АФУ. Для проведения калибровки каждый приёмник должен произвести непрерывную запись псевдодальности на интервале не менее 30 минут для каждой литерной частоты. Данные по взаимным относительным задержкам заносятся в программное обеспечение устройств управления 1 и 2.

На третьем этапе производится взаимная калибровка приёмников по точности определения местоположения. Определение местоположения для каждого приёмника производится на интервале времени необходимом для того, чтобы СКО погрешности определения координат не превысила величины 0,1 метра для каждого приёмника, что позволит пренебречь данной погрешностью при оценке точности определения расхождения шкал времени (см. табл.). Разницы между координатами, определёнными приёмниками, заносятся в устройства управления и используются для дальнейших расчётов.

После проведения калибровки осуществляется установка НП и устройств управления в места штатного использования, осуществляется подключение устройств, определение собственного местоположения каждого приёмника. После этого устройства управления осуществляют обмен измеренными значениями псевдодальности и расчёт расхождения шкал времени согласно (1).

Таким образом, представленный способ позволяет осуществлять определение расхождения шкал времени навигационных приёмников и может широко использоваться в различных областях науки и техники и может обеспечить погрешность определения расхождения шкал около 5 наносекунд.

Список литературы

1. Глобальная спутниковая радионавигационная система ГЛОНАСС / под ред. В. Н. Харисова, А. И. Перова. – М. : Радиотехника, 2005.

2. Аппаратура привязки / ОАО «РИРВ». Режим доступа: www.rirt.ru

3. Аппаратура высокоточной взаимной синхронизации / ОАО «РИРВ». Режим доступа: www.rirt.ru

4. Казанцев, М. Ю. Определение ионосферной погрешности измерения псевдодальностей в одночастотной аппаратуре систем ГЛОНАСС и GPS / М. Ю. Казанцев, Ю. Л. Фатеев // Журнал радиоэлектроники. – 2002. – № 12.

ВЛИЯНИЕ КОНЕЧНОГО ПОРЯДКА АР-МОДЕЛИ СИНТЕЗИРУЮЩЕЙ СИСТЕМЫ НА РЕЗУЛЬТАТЫ ОБРАБОТКИ РЕЧЕВЫХ ДАННЫХ

А. А. Афанасьев

Академия ФСО России
302034, Орёл, ул. Приборостроительная, 35
E-mail: fromnet@yandex.ru

Рассмотрено теоретическое обоснование влияния конечного порядка АР-модели синтезирующей системы на результаты обработки речевых данных. Показаны особенности использования цифровых синтезирующих фильтров модели линейного предсказания речи при изменении порядка в процессе их функционирования.

При обработке речевого сигнала часто используется параметрическая авторегрессионная модель, которая широко известна и используется в цифровом спектральном анализе при реализации параметрических методов оценки спектральной плотности мощности анализируемого сигнала, данная модель лежит в основе метода линейного предсказания. Линейное предсказание речи принадлежит к классу методов, использующих модель речевого сигнала в виде отклика линейной системы с переменными параметрами (голосового тракта) на соответствующий сигнал возбуждения (порождающий сигнал).[1] Анализатор речепреобразующего устройства выделяет из короткого сегмента речевого сигнала параметры состояния линейной системы и сигнала возбуждения, позволяющие синтезатору восстановить исходный сигнал с требуемой степенью верности.

Сущность метода линейного предсказания заключается в том, что выборка речевого сигнала $S(n)$ может быть предсказана линейной комбинацией предшествующих отсчетов этого сигнала [2].

$$S'(n) = \sum_{i=1}^{M} a_i S(n-i), \qquad (1)$$

где $S'(n)$ – предсказанное значение речевого сигнала; a_i – весовой коэффициент или коэффициент линейного предсказания; $M = 1, \ldots, N–1$ – число коэффициентов или порядок линейного предсказания, где N – количество отсчетов речевого сигнала на участке квазистационарности. Изменение диапазона M связано с принятым автокорреляционным методом расчета коэффициентов линейного предсказания [1].

Возникающая при этом ошибка находится по линейно-разностному уравнению (2), которое описывает функционирование фильтра анализа модели линейного предсказания во временной области

$$e(n) = S(n) - S'(n) = S(n) - \sum_{i=1}^{M} a_i S(n-i). \quad (2)$$

Z-преобразование выражения (2) приводит к получению передаточной функции фильтра анализа (3), основным назначением которого является получение оптимального сигнала возбуждения фильтра синтеза. Передаточная функция фильтра синтеза (4) является инверсной к (3)

$$A(Z) = 1 - \sum_{i=1}^{M} a_i Z^{-i}; \quad (3)$$

$$H(Z) = \frac{1}{1 - \sum_{i=1}^{M} a_i Z^{-i}}. \quad (4)$$

Из (2)–(4) видно, что оптимальным сигналом возбуждения фильтра синтеза является остаток предсказания. При этом точное представление при синтезе множества $\{a\}$ и сигнала $e(n)$ позволяет безошибочно синтезировать сигнал $S'(n)$ практически при любом значении M в заданных пределах.

Одним из преимуществ применения параметрических моделей случайных процессов является возможность получения на их основе более точных оценок спектральной плотности мощности $G(\omega)$ исследуемого сигнала, чем это возможно с помощью классических методов спектрального анализа. Классические методы цифрового спектрального анализа дают оценки спектральной плотности мощности по взвешенным последовательностям исходного сигнала или его автокорреляционной функции. Отсчеты сигнала или автокорреляционной функции за пределами применяемого окна полагаются равными нулю, что, естественно, является достаточно грубым допущением и приводит к искажениям спектральных оценок. Используемые при параметрическом цифровом спектральном анализе модели позволяют принимать более реалистические допущения о данных вне анализируемого окна, чем допущение об их равенстве нулю. В результате отпадает необходимость в применении оконных функций для частичного устранения эффекта растекания спектра, а следовательно, устраняются и связанные с ними искажения. Большее распространение параметрические методы получили для решения задачи цифрового спектрального оценивания [3]. Принцип параметрического спектрального оценивания проиллюстрирован рис. 1.

Анализируемый случайный дискретный сигнал $S(n)$, имеющий спектральную плотность мощности $G(\omega)$, поступает на вход устройства сравнения и управления, на второй вход которого поступает случайный дискретный сигнал $S'(n)$, моделирующий анализируемую последовательность и характеризующийся спектральной плотностью мощности $G'(\omega)$, выраженной через параметры формирователя (параметры модели). Функциональным предназначением устройства сравнения и управления являются сравнение сигналов $S(n)$ и $S'(n)$ с использованием какого-либо критерия похожести и последующее управление выбором таких значений определенного заранее набора параметров, которые обеспечивают максимальное сходство модели и оригинала: $S'(n) \approx S(n)$. Теоретически, без учета

ресурсных ограничений, возможно достижение любой требуемой степени похожести модели и оригинала, что делает возможным представление спектральной плотности мощности анализируемого сигнала через спектральную плотность мощности модели: $G(w) \approx G'(w)$.

Схема процедуры цифрового спектрального оценивания на основе авторегрессионной модели показана на рис. 2. В методах параметрического цифрового спектрального оценивания на основе авторегрессионной модели в качестве формирователя модели анализируемого сигнала выступает адаптивный полюсный цифровой фильтр, идентичный, используемому при линейном предсказании, порядок $(M-1)$, которого определяет точность аппроксимации сигнала $S(n)$.



Рис. 1. Принцип параметрического спектрального оценивания

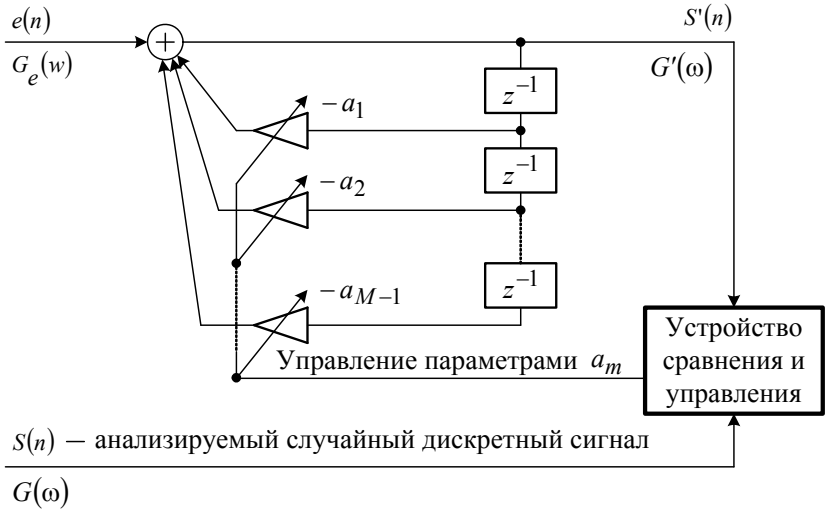


Рис. 2. Принцип параметрического цифрового спектрального оценивания на основе авторегрессионной модели

Сигнал $e(n)$ представляет собой дискретный белый шум с равномерной плотностью мощности [3]. Амплитудно-частотная характеристика полюсного цифрового фильтра, передаточная функция которого соответствует формуле (4) и выражается в следующем виде:

$$A(wT) = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \sum_{m=1}^{M} a_m \cos mwT\right)^2 + \left(1 + \sum_{m=1}^{M} a_m \sin mwT\right)^2}}. \qquad (5)$$

Определение искомой спектральной плотности мощности сигнала S(n) находится с использованием выражения (6):

$$G'(w) = \frac{\sigma^2 T}{\left(1 + \sum_{m=1}^{M} a_m \cos mwT\right)^2 + \left(1 + \sum_{m=1}^{M} a_m \sin mwT\right)^2}. \qquad (6)$$

По сути, в случае цифрового спектрального оценивания амплитудно-частотная характеристика (5) адаптивного рекурсивного цифрового фильтра, "накладываясь" на равномерную спектральную плотность сигнала возбуждения, формирует искомую спектральную плотность мощности анализируемого сигнала.

Экспериментальные исследования модели линейного предсказания речи показали, что если подвергнуть анализу остаток линейного предсказания, то ясно прослеживается практически незначительно искаженный речевой сигнал, имеющий меньший динамический диапазон. С ростом порядка предсказания данный сигнал начинает "обеляться", а его спектральная плотность мощности становится все более равномерной, приближаясь к СПМ белого шума, что соответствует в целом положениям теории линейного предсказания речи и параметрического цифрового спектрального анализа. Данный факт указывает на схожесть нормированных спектральных плотностей мощности реального речевого сигнала и остатка линейного предсказания, и дальнейшие исследования подтвердили данное предположение.

С целью уменьшения объема обрабатываемой информации при обработке речи предлагается формирование сигнала возбуждения реализовать непосредственно по данным о синтезирующей модели. При этом будет использоваться информация только о параметрах формирующей модели, коэффициенте усиления и параметрах, характеризующих речевой сигнал, которые должны быть рассчитаны на каждом квазистационарном сегменте анализа речевого сигнала.

В качестве синтезирующего фильтра при линейном предсказании используют рекурсивный фильтр, при этом его полюсы отражают максимумы формируемой амплитудно-частотной характеристики, которые соответствуют максимумам спектральной плотности мощности анализируемого сегмента речевого сигнала на участке квазистационарности. Параметры синтезирующей системы при линейном предсказании отражают формантную структуру речи на участке квазистационарности. В качестве таких параметров используют линейные спектральные частоты. При этом достаточно передавать и принимать данные о значениях линейных спектральных частот и их амплитудах. Сигнал возбуждения в таком вокодере с линейным предсказанием формируется как сглаженная суперпозиция формантных частот спектральной плотности мощности речевого сигнала на участке квазистационарности. При этом начальные фазы соответствующих частот рассчитывают в предположении о равномерном законе распределения. В литературе, посвященной анализу и восприятию речевого сигнала, указывается на тот факт, что информация о фазовом спектре речевого сигнала является несущественной для его разборчивости и на ухудшение его восприятия влияет незначительно [4]. Коэффициент усиления рассчитывается путем нормирования и приведения к единичной дисперсии сигнала ошибки линейного предсказания. Для формирования сигнала возбуждения на приеме в вокодере на основе линейного предсказания из кадра передачи выделяют параметры синтезирующего фильтра, содержащие информацию о коэффициентах предсказания или линейных спектральных частотах, а также значение коэффициента усиления сигнала возбуждения. По данным параметрам рассчитывают амплитудно-частотную характеристику синтезирующего фильтра на фазовых углах его полюсов и формируют спектр амплитуд и фаз сигнала возбуждения. Затем формируют сигнал возбуждения на основе данных о коэффициенте усиления и спектрах его амплитуд и фаз, который используют в синтезирующем фильтре липредера для формирования цифрового речевого сигнала на участке квазистационарности.

К достоинствам предлагаемого технического решения следует отнести тот факт, что устранение информации о сигнале возбуждения позволяет значительно снизить объем обрабатываемых данных и вычислительную сложность алгоритма обработки речевого сигнала. В настоящее время ведутся исследования, направленные на сохранение информации о фазовом спектре сигнала ошибки линейного предсказания. При этом рассматривается возможность обработки экстремумов фазового спектра с использованием процедуры векторного квантования, что, несомненно, может привести к повышению качества синтезированного речевого сигнала.

Список литературы

1. Шелухин, О. И. Цифровая обработка и передача речи / О. И. Шелухин, Н. Ф. Лукьянцев. – М. : Радио и связь, 2000. – С. 102–166.

2. Рабинер, Л. Р. Цифровая обработка речевых сигналов / Л. Р. Рабинер, Р. В. Шафер. – М. : Радио и связь, 1981. – С. 365–428.

3. Марпл–мл., С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С. Л. Марпл–мл. – М. : Мир, 1990. – 584 с.

4. Маркел, Дж. Д. Линейное предсказание речи / Дж. Д. Маркел, А. Х. Грэй. – М. : Связь, 1980. – С. 166–196.

ПОГРЕШНОСТИ ВРЕМЕННЫХ ОЦЕНОК АМПЛИТУДЫ СИГНАЛОВ В МИКРОКОНТРОЛЛЕРНОМ ИЗМЕРИТЕЛЕ С ВЕСОВОЙ ОБРАБОТКОЙ

А. С. Попов, А. С. Глинченко (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: duxa226@yandex.ru

Амплитуда относится к одному из информативных параметров принимаемого гармонического сигнала, по которому с помощью микроконтроллерного измерителя определяются электропроводящие свойства исследуемой среды. Поэтому важным является знание погрешности цифрового измерения амплитуды, основанного на оценках среднеквадратического или средневыпрямленного значений сигнала (СКЗ, СВЗ) по конечному и произвольному числу его выборок. Такие исследования уже проводились и обсуждались на VII Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Молодежь и наука». Однако в них не рассматривалась весовая обработка.

Целью работы является исследование погрешностей измерения оценок СКЗ, СВЗ в микроконтроллерном измерителе параметров сигналов с применением весовой обработки, выявление зависимостей этих погрешностей от параметров сигнала, нахождение максимальных погрешностей и возможных путей их уменьшения. В качестве весовой функции будем использовать весовую функцию Ханна, поскольку она требует немного вычислительных ресурсов микроконтроллера.

Сигнал, поступающий на вход измерителя, показан на рисунке 1. Он описывается следующим выражением:

$$x(n) = X_m \cdot \sin\left[\frac{2\pi}{N}\cdot\left(k+\alpha\right)\cdot n+\varphi\right], \qquad (1)$$

где X_m – амплитуда сигнала; N – число отсчетов; k – число целых периодов сигнала; α – число неполных периодов сигнала; n – номер выборки; φ – начальная фаза сигнала. Все расчеты будут вестись для $N = 512$ и $N = 1024$, а также $k = 2 \div 4$. Вычисления проводятся в программе MathCAD 14.

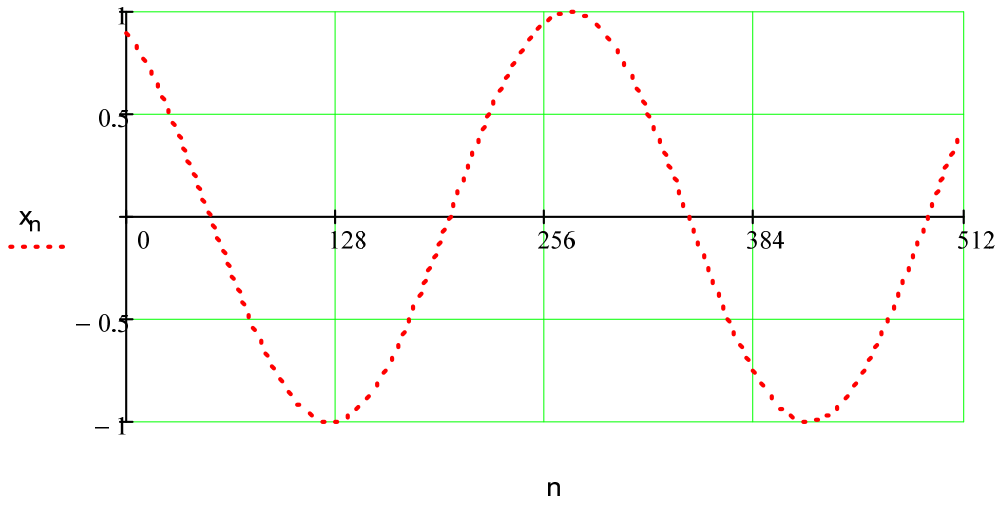


Рис. 1. Исходный сигнал

Весовая функция Ханна описывается выражением

$$w(n) = 0.5 - 0.5\cos\frac{2\pi}{N}n\,. \tag{2}$$

Данная функция показана на рис. 2.

Для нахождения зависимостей погрешностей измерений запишем выражения для нахождения средневыпрямленного и среднеквадратического значений, а также для измеренных значений.

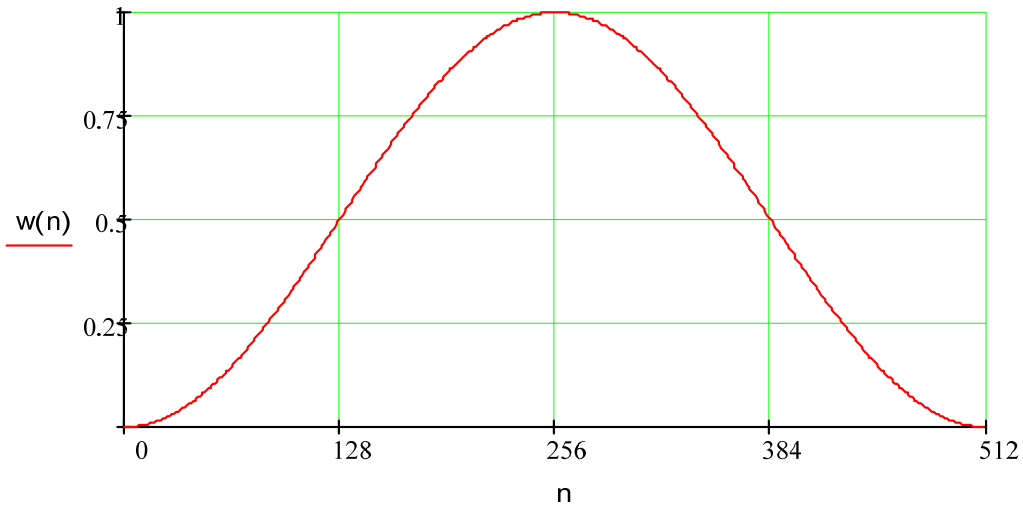


Рис. 2. Весовая функция Ханна

Средневыпрямленное и измеренное значение определяются следующими выражениями:

$$X_{\text{срв}} = \frac{2}{N}\sum_{n=0}^{N-1}(|x_n|\cdot w_n)\,, \tag{3}$$

$$X_{\text{изм_срв}} = \frac{\pi}{2}\cdot X_{\text{срв}}\,. \tag{4}$$

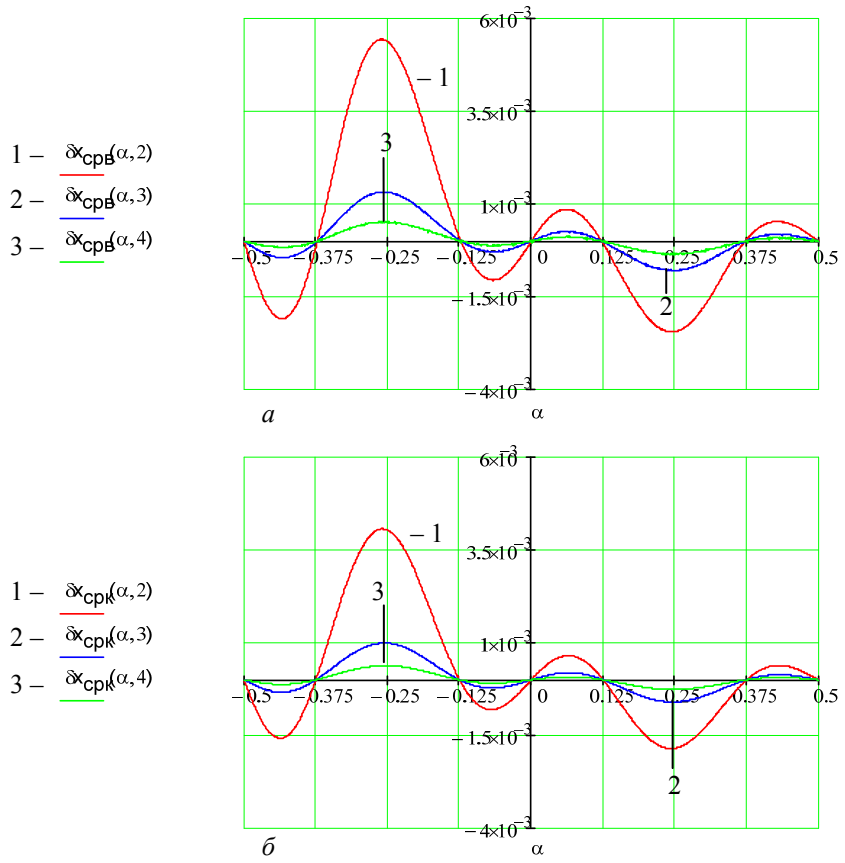


Рис. 3. Графики зависимости погрешности измерений от α для числа периодов $k = 2, 3, 4$: *а* – для средневыпрямленного; *б* – для среднеквадратического значения.

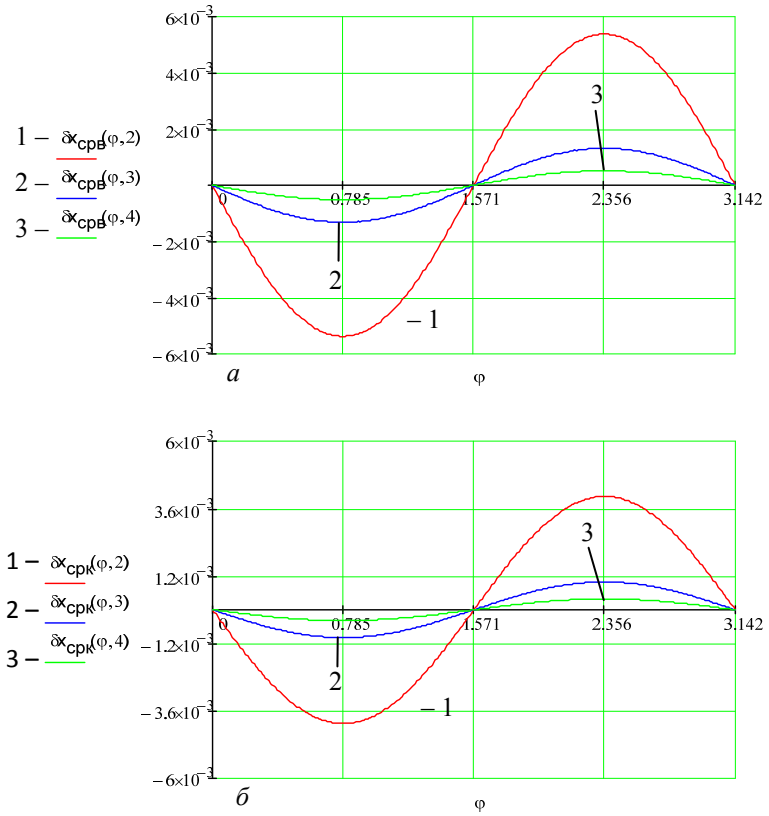


Рис. 4. Графики зависимости погрешности измерений от φ для числа периодов $k = 2, 3, 4$: *а* – для средневыпрямленного; *б* – для среднеквадратичного значения

Среднеквадратическое и измеренное значение определяется выражениями:

$$X_{\text{скв}} = \sqrt{\frac{2}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} (x_n^2 \cdot w_n)}\,, \tag{5}$$

$$X_{\text{изм_скв}} = \sqrt{2} \cdot X_{\text{скв}}\,. \tag{6}$$

Погрешности для средневыпрямленного и среднеквадратического значений вычисляются с помощью выражений:

$$\delta X_{\text{срв}} = X_{\text{изм_срв}} - 1\,, \tag{7}$$

$$\delta X_{\text{скв}} = X_{\text{изм_скв}} - 1\,. \tag{8}$$

Используя выражения (1)–(8), были написаны программы для расчета погрешностей измерений в микроконтроллерном измерителе. Зависимости погрешности измерений при α = –0,5÷05 и шаге α 0,001 приведены на рис. 3.

По построенным зависимостям можно сделать следующие выводы. Максимальные погрешности измерений в обоих случаях соответствуют значениям α = –0,26 и α = 0,25 Погрешности измерений для среднеквадратического значения получились меньше, чем для средневыпрямленного. С увеличением числа периодов сигнала *k* погрешности измерений уменьшаются в обоих рассматриваемых случаях.

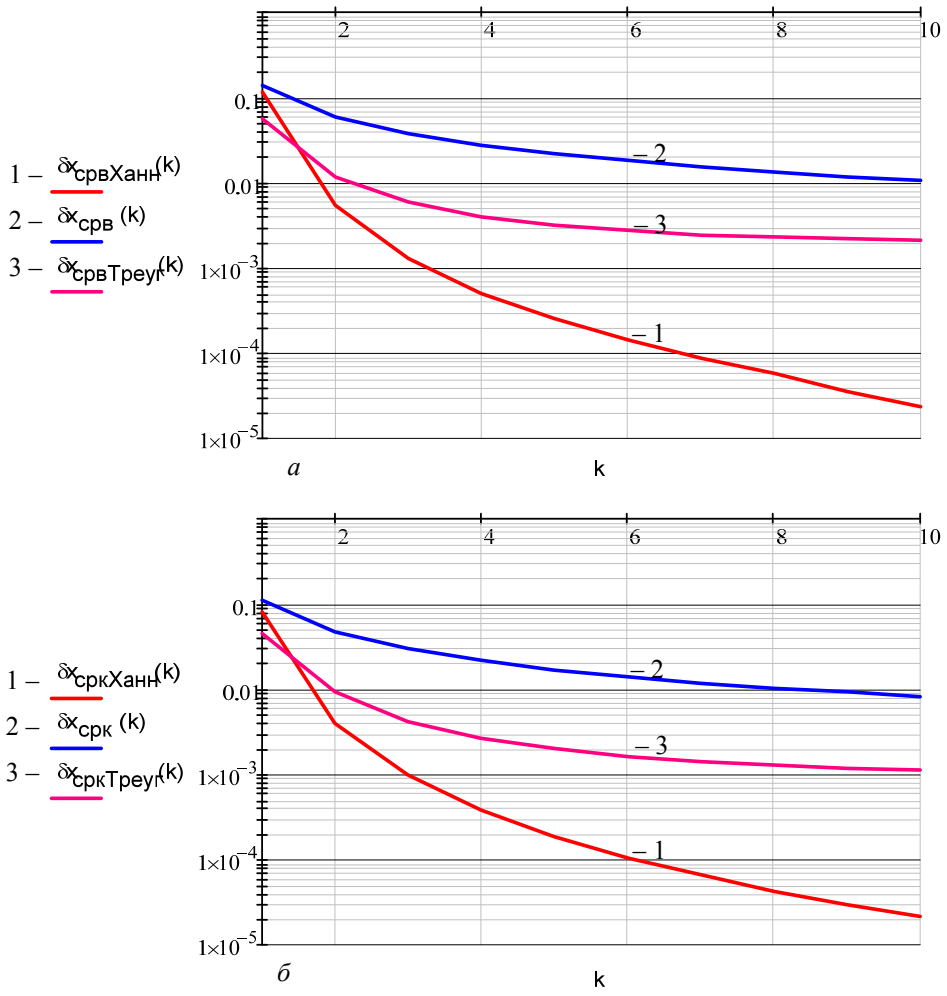


Рис. 5. Зависимости максимальных погрешностей от числа полных периодов *k*:
а – для средневыпрямленного; *б* – для среднеквадратичного значения

Зависимости погрешностей от начальной фазы построим по этим же программам, но при этом зададимся α = –0,26 и шагом φ 0,1˚. Результаты расчета приведены на рис. 4.

Отследим характер изменения максимальной погрешности измерений (при α = –0,26 и φ = 45˚) от числа полных периодов сигнала *k*. Зависимости построим для трех случаев и совместим их на одном графике: без применения весовой функции, с применением весовой функции Ханна, с применением треугольной весовой функции.

По полученным результатам можно сделать следующие выводы. Погрешности измерений зависят от количества отсчетов *N*, числа периодов сигнала *k*, начальной фазы сигнал φ, числа неполных периодов α. При увеличении *k* погрешность монотонно убывает. Погрешность для средневыпрямленного значения больше, чем для среднеквадратичного (примерно в 1,3 раза). Минимальные погрешности для всех *k* получились с использованием весовой функции Ханна, максимальные – без использования весовых функций.

Таким образом, проведенное исследование позволяет обоснованно выбирать способ оценки амплитуды и необходимое число выборок сигнала при проведении реальных измерений. Также в ходе исследования была выявлена погрешность дискретности, которая зависит от числа отсчетов *N*. Поэтому в данной работе исследования проводились для *N* = 512 и *N* = 1024, чтобы исключить влияние данной погрешности. Отметим также, что данная погрешность по-разному влияет на среднеквадратическое и средневыпрямленное значения измеренной величины.

Дальнейшие исследования планируется провести для более детального рассмотрения погрешности дискретности, а также для оценки влияния шумов и помех на результаты измерений.

СИСТЕМА МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ КОСМИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА ГЛОНАСС

Д. И. Мараескул[1], А. М. Алешечкин[2] (научный руководитель)

[1]ОАО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва»
Россия, 662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина 52
[2]ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет»
660074, г. Красноярск, ул. Киренского 28
E-mail: dimar@mail.ru

Описывается система метрологического обеспечения космического комплекса ГЛОНАСС, разработанного в рамках выполнения федеральной целевой программы «Глобальная навигационная система». Комплекс предназначен для обеспечения единства измерений характеристик бортовых и наземных измерительных средств в контурах формирования навигационных сигналов и навигационного поля ГЛОНАСС.

Глобальная навигационная спутниковая система «ГЛОНАСС» осуществляет высокоточное навигационно-временное обеспечение различных потребителей. Однако в настоящее время происходит постоянное возрастание требований к точности определения радионавигационных параметров с использованием результатов измерений данной навигационной системы. Так, после 2011 года планируется обеспечить следующие СКО погрешности навигационных определений:

- 1.1 м по плановым координатам,
- 1.5 м по вертикали,
- 1.0 см/с по составляющим вектора скорости,
- 8–12 нс по времени привязки шкалы времени потребителя к UTC (SU).

Указанные характеристики погрешности выдвигают следующие требования к элементам космического комплекса «ГЛОНАСС»:

- аппаратурные задержки между сигналами как в бортовом источнике навигационных сигналов (БИНС), так и между сигналами БИНС и бортовой аппаратуры межспутниковых измерений (БАМИ) должны быть откалиброваны с погрешностями, не превышающими 0.3–0.5 нс;

- аппаратурные погрешности (СКО) измерения псевдодальности приемниками БИС и отечественными беззапросными измерителями на КОС на интервале осреднения 30 с не должны превышать:

- 0.2–0.3 м в диапазонах частот L1, L2, L3 по СТ (ПТ) коду МГНСС ГЛОНАСС.
- 0.06–0.1 м в диапазонах частот L1, L2, L3 по ВТ коду МГНСС ГЛОНАСС.
- 0.002 м при измерениях по фазе несущих частот L1, L2, L3 МГНСС ГЛОНАСС.
- Точность знания (σ) аппаратурной систематической погрешности измерения псевдодальности не должна превышать 3 см, а ее изменения 3 см/сутки.

Такие точности формирования и измерения навигационных сигналов невозможны без использования специальных средств, обеспечивающих прецезионные измерения задержек в аппаратуре БИНС, БАМИ, БИВС и их АФУ.

В рамках федеральной целевой программы «Глобальная навигационная система» были созданы несколько программно-аппаратных комплексов, предназначенных для развития системы обеспечения единства измерений характеристик бортовых и наземных измерительных средств в контурах формирования навигационных сигналов и навигационного поля ГЛОНАСС, относящихся к космическому комплексу ГЛОНАСС.

Основой системы стали разработанные методики, программные и аппаратные средства поверки средств измерений и элементов космического комплекса и испытательные стенды. Созданная система обеспечения единства измерений в космическом комплексе ГЛОНАСС в части БИНС, БАМИ, БИС и БИВС предназначена для установления и применения научных, организационных и технических основ, правил, норм и средств, необходимых для обеспечения заданного уровня точностных характеристик в контурах формирования навигационных сигналов и навигационного поля в бортовых и наземных технических средствах космического комплекса ГЛОНАСС.

В состав разработанной системы метрологического обеспечения вошли следующие средства:

- источник навигационных сигналов ГЛОНАСС в частотных диапазонах L1, L2 и L3 с различными литерами и кодами ПСП в частотном диапазоне работы БИНС в соответствии с требованиями ИКД ГЛОНАСС и сигналов БАМИ в частотном диапазоне работы БАМИ в соответствии с требованиями технической документации на БАМИ (ЭИНС_ГБ);

- источник навигационных сигналов ГЛОНАСС в частотных диапазонах L1, L2 и L3 с различными литерами и кодами ПСП в частотном диапазоне работы БИНС в соответствии с требованиями ИКД ГЛОНАСС (ЭИНС);

- приемник навигационных сигналов ГЛОНАСС в частотных диапазонах L1, L2 и L3 с различными литерами и кодами ПСП в соответствии с требованиями ИКД ГЛОНАСС (ЭПНС);

- аппаратно-программный стенд (АПС) для измерения задержек в ВЧ и СВЧ трактах и фазовых диаграмм АФУ БИНС, БАМИ, БИС;

- аппаратно-программные средства анализа параметров навигационных сигналов (Анализатор навигационных сигналов, далее – АНС).

АНС предназначен для выполнения высокоточных измерений характеристик временных задержек сигналов несущей частоты и модуляции в источниках навигационных сигналов ГЛОНАСС и БАМИ для уровня сигналов в диапазоне от минус 30 дБВт до минус 80 дБВт и обеспечивает:

а) измерение задержек сигналов несущей частоты и кодовых последовательностей навигационных сигналов относительно внешней эталонной шкалы времени;

б) измерение доплеровского сдвига несущей частоты навигационных сигналов и скорости изменение задержек модулирующего сигнала;

в) измерение задержек не мене чем между двумя навигационными сигналами в произвольной комбинации из набора сигналов обрабатываемых АНС.

Аппаратной основой анализатора навигационных сигналов является высокочастотного цифрового осциллографа LeCroy WaveMaster 820Zi [5], обладающий следующими техническими характеристиками:

- полоса пропускания по входу 2.92 мм: 20 ГГц;
- максимальная частота дискретизации: 40 ГГц;
- максимальная частота дискретизации при объединении 2-х каналов: 80 ГГц.

Для обработки навигационных сигналов создано специальное программное обеспечение СПО), производящее двухэтапную обработку сигналов. Алгоритм работы СПО следующий:

1) Аппроксимации корреляционной функции в районе максимума полиномом второй степени.

2) Формирования грубой оценки несущей частоты в двух разнесенных временных интервалах по 16 мс.

3) Формирования точной оценки частоты на интервале времени 1 с.

4) Объединения интервальных оценок и формирование итоговых оценок параметров НС при помощи МНК.

5) Адаптации алгоритма оценки времени прихода ПСП к форме фронта входного сигнала (учет паразитной АМ).

6) Коррекции эффектов квантования при оценке фазы опорного сигнала.

АНС обеспечивает следующие инструментальные погрешности измерений на интервале длительностью 1 час при наличии на входе не более двух сигналов одного частотного диапазона:

- СКО единичной оценки времени задержки сигнала ПСП с тактовой частотой 5 МГц – 10 пс.
- Максимальное значение систематической составляющей погрешности оценки времени задержки – не более 100 пс.
- СКО единичного измерения доплеровского сдвига частоты – 3.3 мГц на частоте 1,6 ГГц.
- СКО единичной оценки времени задержки сигнала несущей частоты (начальной фазы) – 1 пс (0.6 градуса на частоте 1,5 ГГц).

Опытный образец ЭИНС_ГБ обеспечивает:

а) формирование радиосигналов НКА в частотном диапазоне БАМИ;

б) сдвиг кодовой последовательности и несущей частоты формируемых сигналов БАМИ в соответствии с заданными параметрами движения НКА;

в) передачу служебной и измерительной информации в соответствии со структурой сигнала БАМИ по внешним исходным данным;

г) формирование навигационных сигналов ГЛОНАСС в частотных диапазонах L1, L2 и L3 для литер частот от –7 до +12 для кодов СТ и ВТ;

д) сдвиг кодовой последовательности и несущей частоты формируемых навигационных сигналов ГЛОНАСС в соответствии с заданными параметрами движения НКА;

е) формирование и передачу цифрового навигационного сообщения в соответствии с ИКД ГЛОНАСС.

ЭИНС_ГБ обеспечивает следующие погрешности формирования навигационного сигнала:

– СКО задержки по несущей – 3.3 пс (1 мм).

– СКО задержки по коду – 33 пс (10 мм).

– Систематическая погрешность – 33 пс (10 мм).

- Погрешность воспроизведения скорости изменения задержки (относительного доплеровского сдвига) – $3.3*10^{-12}$.

При этом в процессе разработки было установлено, что основными источниками погрешности формирования навигационного сигнала являются следующие факторы:

- Дискретное управление частотой и фазой в синтезаторах прямого цифрового синтеза (DDS).

– Кусочно-линейная аппроксимация закона изменения задержки.

– Фазовые шумы DDS, PLL и источника эталонной частоты.

– Температурная нестабильность задержки сигналов в функциональных блоках генератора.

Для уменьшения указанных погрешностей были использованы следующие решения:

- применение DDS, позволяющее достичь величин случайной и систематической погрешностей воспроизведения закона изменения задержки не более 3.3 пс и 33 пс;

- применение DDS с 14-битным кодом фазы, 48-битным аккумулятором фазы и тактовой частотой 400 МГц, обеспечивающее значение погрешности установки задержки не более 1 пс, установки скорости изменения задержки не более 0.1 пс/с;

- размещение на платах и внутри прибора температурных датчиков и учет температурной зависимости задержек навигационных сигналов в радиотракте прибора, позволяющий обеспечить заданную величину систематических погрешностей в рабочем диапазоне.

На рис. 2 представлена временн***а***я реализация задержки навигационного сигнала по несущей с отключённой температурной компенсацией. На рис. 3 представлена реализация задержки навигационного сигнала по несущей со включённой температурной компенсацией задержки.

Опытный образец ЭИНС обеспечивает:

а) формирование навигационных сигналов ГЛОНАСС в частотных диапазонах L1, L2 и L3 для литер частот от –7 до +12 для кодов СТ и ВТ;

б) сдвиг кодовой последовательности и несущей частоты формируемых навигационных сигналов ГЛОНАСС в соответствии с заданными параметрами движения НКА;

в) формирование и передачу цифрового навигационного сообщения в соответствии с ИКД ГЛОНАСС.

Основные точностные характеристики ЭИНС:

- СКО аппаратурной погрешности воспроизведения кодовой псевдодальности не превышает:

- 0,05 м в диапазонах частот L1, L2, L3 по СТ коду ГЛОНАСС;
- 0,01 м в диапазонах частот L1, L2, L3 по ВТ коду ГЛОНАСС;
- 0,05 м в диапазонах частот L1 GPS (по C/A коду);

- СКО аппаратурной погрешности воспроизведения псевдодальности по фазе несущих частот в диапазонах частот L1, L2, L3 ГЛОНАСС и L1 GPS не превышает 0.001 м;

- СКО погрешности воспроизведения псевдоскорости не превышает 0,001 м/с.

Опытный образец ЭПНС должен обеспечивает измерение навигационных параметров и выделение цифрового навигационного сообщения навигационных сигналов ГЛОНАСС в диапазонах L1, L2, L3 в соответствие с ИКД ГЛОНАСС.

Основные точностные характеристики ЭПНС:

- СКО аппаратурной погрешности измерения для кодовой псевдодальности:

- 0.05 м в диапазонах частот L1 и L2 по СТ коду МГНСС ГЛОНАСС;
- 0.01 м в диапазонах частот L1, L2 по ВТ коду МГНСС ГЛОНАСС, L3;
- 0.05 м в диапазонах частот L1 GPS (по C/A коду).

- СКО аппаратурной погрешности измерения для измерений по фазе несущих частот составляет 0.001м в диапазонах частот L1, L2, L3 МГНСС ГЛОНАСС и L1 GPS;

- Амплитуда изменения аппаратурной систематической погрешности измерения кодовой псевдодальности не превышает 0.05 м.

При разработке ЭИНС и ЭПНС были применены следующие схемотехнические решения и подходы, обеспечивающие выполнения заданных точностных и метрологических характеристик:

- основная часть формирования навигационных сигналов в ЭИНС и обработки сигналов в ЭПНС происходит в цифровом виде, что позволяет обеспечить возможность повторяемости абсолютных систематических задержек в приборах;

– при проектировании радиотрактов основное внимание уделено линейности фазовых характеристик трактов. Не использовались элементы, имеющие высокую неравномерность ГВЗ;

- при многократных включениях или пересинхронизации, погрешность синхронизации временной шкалы приборов от внешней метки времени измеряется с помощью введенного в схему измерителя временных интервалов, который позволяет измерить ВИ с разрешающей способностью 50 пс;

– реализована возможность контроля температуры ключевых узлов, влияющих на стабильность задержки, для компенсации температурных зависимостей при работе приборов;

- способ управления доплеровским сдвигом частоты в ЭПНС, ЭИНС предусматривает изменение (укорочение или удлинение) периода ПСП за счет доплеровского сдвига.

Аппаратно-программный стенд обеспечивает измерение временных задержек в трактах АФУ в диапазонах частот L1, L2, L3 и БАМИ и определение положения фазового центра антенн.

Измерительный стенд создан в ОАО ИСС на базе следующих элементов:

- Безэховая камера.
- Опорно-поворотное устройство «ORBIT» AL-4806-3C.
- Анализатора цепей СВЧ N5242A – «серия PNA-X» с набором расширяющих опций.
- Набор прецизионных измерительных кабелей.
- Набор мер и измерительных антенн.

Основные характеристики стенда:

- Погрешность измерение временных задержек в трактах АФУ в диапазонах частот L1, L2, L3 и БАМИ не хуже 100 пс.
- Погрешность определение положения фазового центра антенн не более 1 мм.

Результаты испытаний антенной системы беззапросной измерительной системы (БИС) на АПС представлены в табл.

Таблица

Результаты испытаний антенной системы БИС

Диапазон частот	СКО измерения аппаратурной задержки, нс	СКО определения положения фазового центра, мм		
		X	Y	Z
ГЛОНАСС L1	0,062	0,62	0,46	0,51
ГЛОНАСС L2	0,057	0,21	0,84	0,94
ГЛОНАСС L3	0,085	0,47	0,69	0,74

Таким образом, для достижения уровня субметровых точностей координатно-временного обеспечения в космическом комплексе ГЛОНАСС необходимо обеспечить проведение высокоточных измерений аппаратурных задержек в бортовой и наземной измерительной аппаратуре входящей в контур формирования навигационного сигнала ГЛОНАСС, их учет и компенсацию с точностью на уровне 100 пс. Для обеспечения заданного уровня точности измерения задержек требуется проводить на собранных схемах в составе изделий.

Разработанная система метрологического обеспечения позволяет проводить прецизионные измерения кодовых и фазовых задержек в радиотехнических трактах приемной и передающей аппаратуры КНС ГЛОНАСС, а создаёт аппаратную базу для обеспечения

единства измерений характеристик бортовых и наземных измерительных средств в контурах формирования навигационных сигналов и навигационного поля ГЛОНАСС. Используя представленные аппаратно-программные комплексы, необходимо провести измерения и юстировку аппаратурных задержек начиная с ближайшего находящегося в производстве навигационного космического аппарата системы. Использование системы метрологического обеспечения в технологическом цикле изготовления космических аппаратов системы «ГЛОНАСС» позволит повысить точность эфемеридно-временного обеспечения и, следовательно, уменьшить погрешность определения пространственных координат, вектора скорости и времени потребителя.

Список литературы

1. Стратегия обеспечения единства измерений в России до 2015 года: [Утверждена приказом N 529 Министерства промышленности и торговли РФ от 17 июня 2009 г.] [Электронный ресурс]. – http://www.complexdoc.ru.

2. Осциллографы цифровые запоминающие WavePro. Методика поверки [Электронный ресурс]. - Автоматизированная информационная система документов государственного реестра средств измерений (АИСД ГРСИ).

ОЦЕНКА ДЛИТЕЛЬНОСТИ ВРЕМЕННЫХ ИНТЕРВАЛОВ

А. Н. Беккер, В. А. Шатров, В. Г. Патюков (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: vitalys@sibmail.com

Исследован новый метод оценки длительности временных интервалов, основанный на формировании вспомогательных интервалов, учитывающих параметры исследуемых сигналов. Анализ погрешностей показал возможность проводить измерения коротких временных интервалов, включая пикосекундный диапазон, при существенном уменьшении среднеквадратического значения погрешности дискретности.

В некоторых задачах связи, навигации, радио и гидролокации, а также в системах синхронизации, управления и многих других практических приложениях требуется получать и использовать оценки частотно-временных параметров сигналов различных радиосистем, в частности, измерять длительности временных интервалов, период и фазу анализируемого сигнала. При этом точность и помехоустойчивость работы всей системы зависит от эффективности используемых алгоритмов при обработке сигналов и достигаемой минимизации погрешностей оценки исследуемых параметров при ограниченном времени усреднения. Сигналы многих измерительных систем представляют собой короткие периодически повторяющиеся импульсы, оценка длительности которых с высокой точностью и помехоустойчивостью является одной из важных задач радиоэлектроники. В практике частотно-временных измерений, при решении различных задач, разработаны различные методы и устройства, среди которых можно выделить варианты построения устройств, обеспечивающие измерения временных интервалов (ВИ) в наносекундном и пикосекундном диапазонах. Так, для измерения временных интервалов с субнаносекундным разрешением широко применяются нониусные измерители [1]. Для таких измерителей актуальна задача обеспечения точной стыковки основной и интерполирующей шкал, решаемая довольно сложными техническими приёмами. Эта проблема отсутствует при использовании «модифицированного» нониусного метода, в котором подсчёт импульсов опорного генератора производится между моментами совпадения фаз опорного и нониусного сигналов. Основное преимущество этого метода – значительное снижение погрешности дискретности, но сложность реализации ограничивает его широкое использование. Другой метод, называе-

мый интерполяцией, состоит в том, что помимо целого числа периодов счётных импульсов, заполняющих измеряемый интервал времени, учитываются и дробные части периода, заключенные между опорным импульсом и первым счётным импульсом, а также между последним счётным импульсом и интервальным.

В основу же стробоскопического метода положен эффект, возникающий при взаимодействии двух близких по частоте повторений периодических колебаний. Стробоскопические осциллографы, в которых используется этот эффект, являются широкополосными и позволяют проводить измерение временных интервалов на уровне единиц и долей наносекунд [2]. Следует отметить, что осциллографы этого класса являются очень дорогими, а поэтому используются, как правило, для решения сложных технических и производственных задач.

Наиболее простым и, вместе с тем, самым надежным способом измерения ВИ является численно-импульсный метод. Группу приборов, в которых он применяется, обычно называют TDC (Time Digital Converter) или ПВК, означающее «преобразователь время – код». Среди известных фирм лучшие результаты при построении TDC в интегральном исполнении достигнуты германской фирмой Acam-messelectronic [3], разработавшей несколько вариантов исполнения различных по характеристикам и стоимости микросхем TDC. Высокое разрешение микросхем (около 120 пикосекунд) достигается путем использования интерполятора на линиях задержки, который выполнен в виде матрицы полупроводниковых элементов. Поскольку параметры элементов задержки, несмотря на точную лазерную подгонку, нестабильны и зависят от колебаний температуры и напряжения питания, то вся сложность состоит в стабилизации параметров и введении в схему специального узла, предназначенного для постоянного контроля. Для этого используется блок фазовой автоподстройки, который контролирует отклонение параметров от калиброванных значений.

Применение рассмотренных методов на практике и выполнение оценок ВИ малой длительности с высокой точностью и помехоустойчивостью приводит к использованию усложнённых алгоритмов и, соответственно, методов обработки сигналов. Поэтому, учитывая постоянно возрастающие требования к необходимости выполнения высокоточных оценок малых ВИ, можно сделать вывод о необходимости разработки новых более простых, быстродействующих и помехоустойчивых устройств, позволяющих выполнять высокоточные оценки ВИ без увеличения времени усреднения.

Следует отметить, что широко распространённые классические измерения длительности временных интервалов методом дискретного счёта основаны на сравнении измеряемого ВИ с дискретным интервалом, воспроизводящим единицу времени. Для этого измеряемый временной интервал τ_x заполняется импульсами с известным образцовым периодом $t_0 << \tau_x$, то есть интервал преобразуется в отрезок периодической последовательности импульсов, число которых, пропорциональное τ_x, подсчитывается [1]. Современные счётчики могут работать на частотах более 500 МГц. Соответственно, минимальная цена канала, достижимая с помощью метода прямого счёта, может быть на уровне единиц наносекунд.

Недостатком такого способа оценки длительности ВИ является зависимость точности измерения ВИ от технических параметров опорного генератора и счётчика, применяемых при аппаратной реализации. Для достижения высокой точности необходимо увеличивать время измерения и частоту опорного генератора, что приводит к необходимости использования дорогостоящей быстродействующей элементной базы. Кроме того, такие методы не дают возможность выполнять оценки ВИ в пикосекундном диапазоне.

Для расширения диапазона измерений длительностей временных интервалов в сторону возможности измерения коротких ВИ, при увеличении точности измерения и упрощении аппаратной реализации, целесообразно использовать дополнительную обработку цифровых данных в процессе измерения. Такие задачи можно решать на основе разработанного способа цифрового измерения длительности ВИ, основанного на формировании внутри суммарного интервала измерения, содержащего целое число периодов входного сигнала, отдельных вспомогательных интервалов, которые заполняют счётными импульсами [4].

Так, например, при частоте квантования (частоте генератора образцовых импульсов) 100 МГц, максимальная погрешность дискретности классического устройства измерения будет равна $\pm 10^{-8}\, c$, а среднеквадратическое значение погрешности дискретности равно 4 наносекундам. Учитывая положительные значения корреляционного компонента [1, 4], полученное среднеквадратическое значение погрешности дискретности может достигать значений 7–8 наносекунд. Следовательно, данная точность измерения длительности периодов (ВИ) является максимально достижимой при классической реализации.

В устройстве, выполненном в соответствии с [4], при тех же частоте квантования и количестве усредняемых ВИ, среднеквадратическое значение погрешности дискретности составит значение меньше, чем 0,4 наносекунды, т. е. появляется возможность выполнять оценки длительности импульсов в пикосекундном диапазоне, а увеличение частоты генератора импульсов ГИ, приводит к пропорциональному уменьшению погрешности дискретности. Следовательно, известные устройства, выполняя оценку периода с отмеченной выше точностью, не имеют возможности проводить измерения коротких ВИ с высокой точностью, включая субнаносекундный диапазон, а разработанный способ позволяет найти приемлемые решения при конкретной практической реализации.

Из анализа разработанного устройства можно сделать вывод о том, что дисперсия погрешности дискретности измеряемого ВИ существенно зависит от степени корреляции усредняемых временных интервалов R, и при изменении R от средней степени корреляции ($R \approx 0{,}5$) до высокой ($R \approx 0{,}95$), коэффициент эффективности превышает значения $Q \geq 3 \div 30$ и, следовательно, более чем на порядок точнее может быть измерена длительность исследуемых ВИ. В случае отсутствия корреляции (R = 0) значения коэффициента $Q = 1$, то есть рассматриваемое устройство не уступает известным измерителям, а при $R \geq 0{,}9$ значение коэффициента равно $Q \geq 30$. Значения коэффициента и, следовательно, эффективность работы устройства, могут достигать нескольких порядков при $R \approx 1$. Это и определяет преимущества рассматриваемого способа при измерении длительности ВИ без увеличения времени измерения.

Одной из дополнительных особенностей рассмотренного метода измерения ВИ является то, что появляется возможность одновременно уменьшить влияние аддитивных помех, присутствующих в исследуемых сигналах. Мощность флуктуаций результата измерений можно определить по общим правилам нахождения дисперсии разности, в общем случае, зависимых отсчётов, тогда $\sigma^2 = (\sigma^2_{1н} + \sigma^2_{2ч} - 2R_1\sigma_{1н}\sigma_{2ч})/2n$, где $\sigma_{1н}$ и $\sigma_{2ч}$ характеризуют среднеквадратические значения флуктуационных помех нечётных и чётных ВИ, а R_1 – нормированная корреляционная функция флуктуационных помех анализируемой аддитивной смеси, которая существенно зависит от условий предварительной фильтрации. Поэтому при оценке ВИ уменьшается и шумовая составляющая суммарной погрешности за счёт вычитания взаимокорреляционного компонента в отмеченной формуле. Если корреляция отсутствует, то при равенстве $\sigma_{1н} = \sigma_{2ч}$, результирующая мощность флуктуаций будет равна $\sigma^2 \approx \sigma^2_{1н}/n$.

Суммарная погрешность результата измерения будет определяться доминирующей составляющей, т. е. условиями, при которых выполняется оценка ВИ. При практической реализации оценки ВИ зависят от используемой элементной базы и способов обработки, а результаты достигнутые фирмой *Acam-messelectronic* [3], являются характерным примером. Кроме того, использование новых технологий, например в ИСВЧПЭ РАН, обеспечивает работу интегральных схем на частотах превышающих 100 ГГц, что позволило НПФ «Микран» создать измерители ВИ с разрешением в 100 пикосекунд.

Список литературы

1. Дворяшин, Б. В. Основы метрологии и радиоизмерения : учеб. пособие для вузов / Б. В. Дворяшин. – М. : Радио и связь, 1993. – 320 с.

2. Дьяконов, В. П. Современная осциллография и осциллографы / В. П. Дьяконов. – М. : СОЛОН-Пресс, 2005. – 320 с.

3. www.acam.de

4. Патент № 2414736. Способ цифрового измерения длительности временных интервалов / В. Г. Патюков, Е. В. Патюков // Опубл.: 20.03.2011. – Бюл. № 8.

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ СИНХРОНИЗАЦИИ ОПОРНЫХ СТАНЦИЙ НАЗЕМНОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

А. П. Романов, А. М. Алешечкин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Россия, Красноярск, ул. Киренского, 26

Рассмотрен метод повышения точности синхронизации опорных станций наземной радионавигационной системы на основе взаимного приема сигналов береговыми опорными станциями и определения поправок к шкалам времени опорных станций на основе известных значений их координат. Потребитель выделяет из принятых сигналов с береговых станций информацию о рассогласовании временных шкал, что позволяет компенсировать временную погрешность, обусловленную несинхронностью излучения сигналов опорных станций наземной радионавигационной системы

Несмотря на значительные успехи, достигнутые в области координатно-временного обеспечения при помощи спутниковых радионавигационных систем (СРНС), радионавигационные системы наземного базирования (РНС) продолжают играть немаловажную роль в координатном обеспечении морских объектов.

В настоящее время к РНС предъявляются повышенные требования к точности и достоверности радионавигационных определений, кроме того РНС должны позволять решать задачи наземной поддержки потребителей СРНС.

Повышение точности радионавигационных определений в РНС невозможно без решения другой проблемы – синхронизации шкал времени (ШВ) опорных станций (ОС), что обеспечивает задание единой системной шкалы времени (СШВ) РНС.

В СРНС ГЛОНАСС и GPS реализация СШВ осуществляется путем установки на борт каждого из навигационных космических аппаратов (НКА) высокоточных стандартов частоты и времени и определении параметров ухода ШВ НКА по результатам измерений, выполняемых станциями наземного комплекса управления. Информация о значениях корректирующих коэффициентов полиномов, аппроксимирующих уход часов, закладывается на борт НКА СРНС с передающих станций наземного комплекса управления по выделенному радиоканалу [1].

В РНС для реализации единой СШВ могут быть использованы следующие способы:

1. Дифференциальный режим РНС, требующий наличия контрольного пункта (КП), находящегося в точке с известными заранее координатами. При этом результаты измерений КП используются для вычисления корректирующих поправок для каждой из ОС к СШВ. Полученные значения корректирующих поправок каждой из ОС к СШВ передаются по выделенному радиоканалу в эфир. Потребители РНС измеряют значения радионавигационных параметров и принимают сигналы КП, несущие информацию о поправках к шкалам времени ОС, или поправок к значениям радионавигационных параметров (РНП). Используя принятую корректирующую информацию, потребитель исправляет результаты собственных измерений, в результате чего устраняются погрешности, вызванные рассогласованием временных шкал ОС, а также коррелированные составляющие погрешностей на трассе распространения сигналов [2].

2. Использование в составе ОС высокостабильных квантовых стандартов частоты и использование возимых стандартов частоты для периодических сличений шкал времени ОС и введения поправок в СШВ [3, 4].

3. Калибровка РНС по методам взаимного контроля ОС и по измерениям в море на контрольной точке [2]. Первый способ реализуется путем определения значений корректирующих поправок на основе взаимного контроля сигналов ОС и ввода полученных поправок в сигналы каждой из ОС. Второй способ реализуется путем определения поправок к сигналам всех ОС РНС в контрольном пункте с известными координатами, находящимся в море, после чего полученные при калибровке значения поправок вводятся в состав излучаемых сигналов ОС.

4. Синхронизация РНС, основанная на использовании внешних источников, например СРНС.

Предложенные способы синхронизации сигналов навигационных пунктов РНС имеют следующие недостатки:

Дифференциальный метод ввода поправок имеет недостаток, состоящий в необходимости выделения специального радиоканала для передачи поправок в реальном времени, организации и облуживании КП, разработки аппаратуры потребителей РНС с учетом необходимости приема дополнительных сигналов, излучаемых КП.

Второй метод требует наличия возимого стандарта частоты, организации перевозок этого стандарта между станциями системы, проведения сличений временных шкал возимого стандарта и стандартов частоты ОС.

Недостатком третьего метода является то, что во время проведения калибровки требуется выводить РНС из штатного режима, что приводит к прерыванию обеспечения потребителей информацией о координатах. Кроме того, с течением времени, прошедшего от момента последней калибровки, информация о поправках устаревает, вследствие взаимного расхождения ШВ ОС, обусловленного долговременной нестабильностью частоты используемых стандартов частоты и времени, что приводит к постепенной деградации точности определений.

Реализация четвертого метода возможна лишь при наличии приеме сигналов СРНС, в результате чего РНС с синхронизацией по СРНС теряет автономность.

Наличие указанных недостатков явилось побудительным мотивом для разработки метода синхронизации ОС наземной РНС, позволяющего в значительной степени снизить влияние перечисленных недостатков.

Пусть передающие опорные станции морской РНС располагаются вдоль береговой черты в пунктах $ОС_А$, $ОС_В$, $ОС_С$ с известными координатами (x_Ay_A, x_By_B, x_Cy_C), обозначенными точками A, B, C (рис. 1).

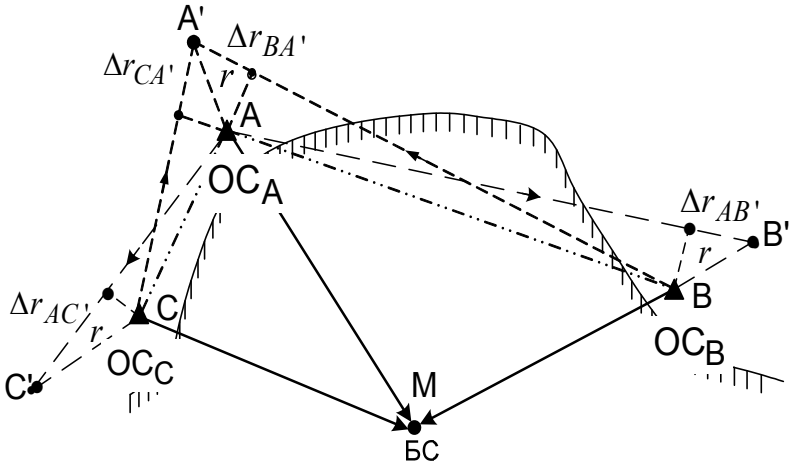


Рис. 1. Расположение ОС и БС РНС

При отсутствии временной синхронизации, ОС излучают сигналы в моменты времени t_A, t_B и t_C, которые принимаются в точке M приемной антенной бортовой станции (БС). При работе с кодовым разделением сигналов ОС РНС работают на одной частоте,

при этом излучаемые сигналы ОС перекрываются во времени. С целью исключения воздействия мощного сигнала от ближайших излучающих антенн (точки *A*, *B*, *C*), от каждой из точек *A*, *B*, *C* на расстоянии *r* (не более половины длины волны) устанавливаются соответственно антенны приёмников ОС (точки *A′*, *B′*, *C′*).

При этом антенны приёмников ОС располагается так, чтобы исключить возможное затенение излучения сигналов от антенн точек *A*, *B*, *C*, а также возможные затенения точек приёма *A′*, *B′*, *C′* излучающими антеннами ОС точек *A*, *B*, *C*. Далее антенна приёмного устройства каждой ОС подключается к автокомпенсатору (АК) мощного сигнала [6], излучаемого той же опорной станцией.

Автокомпенсатор (рис. 2) включает в себя полосовой фильтр (ПФ), обеспечивающий необходимую избирательность по соседнему каналу, блок восстановления формы мощного сигнала (БВС), линию задержки (ЛЗ), величина задержки в которой соответствует времени, необходимому для формирования сигнала в БВС, схему управления корреляционной обратной связью (К), сумматор (∑) и блок измерения погрешностей часов (БИПЧ). Таким образом, сигналы, излученные, например, антеннами *B* и *C* и принятые антенной *A′*, поступая на вход приемника совместно с мощным сигналом от антенны *A*, пройдут через автокомпенсатор без искажений с сильным подавлением мощного сигнала.

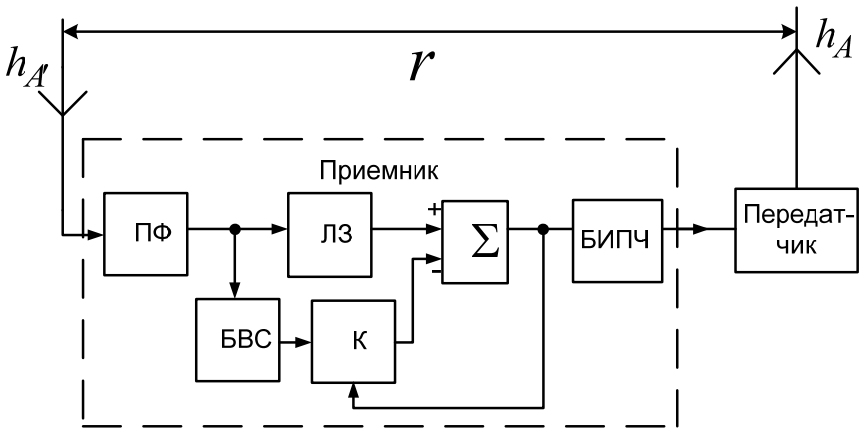


Рис. 2. Структурная схема автокомпенсатора мощного сигнала

Синхронизация работы ОС производится в соответствии с сигналами, действующими в РНС (рис. 3), при этом ОС излучают сигналы относительно собственных шкал времени в одно и то же время – моменты времени t_A, t_B и t_C.

При приёме в точке *A′* сигнала, излученного из точки *B*, в момент времени $t_{A'B}$ можно измерить время $\tau_{A'B} = t_{A'B} - t_A$. При приёме в точке *B′* сигнала, излученного из точки *A*, в момент времени $t_{B'A}$ можно измерить время $\tau_{B'A} = t_{B'A} - t_B$.

Тогда отставание (в данном примере) временной шкалы $ОС_A$ от временной шкалы $ОС_B$ определяется как:

$$\Delta\tau_B = \left(\tau_{B'A} - \tau_{A'B}\right)/2. \qquad (1)$$

При приёме в точке *A′* сигнала, излученного из точки *C*, в момент времени $t_{A'C}$ можно измерить время $\tau_{A'C} = t_{A'C} - t_A$. При приёме в точке *C′* сигнала, излученного из точки *A*, в момент времени $t_{C'A}$ можно измерить время $\tau_{C'A} = t_{C'A} - t_C$.

Тогда отставание (в данном примере) временной шкалы $ОС_A$ от временной шкалы $ОС_C$ определяется как

$$\Delta\tau_C = \left(\tau_{C'A} - \tau_{A'C}\right)/2. \qquad (2)$$

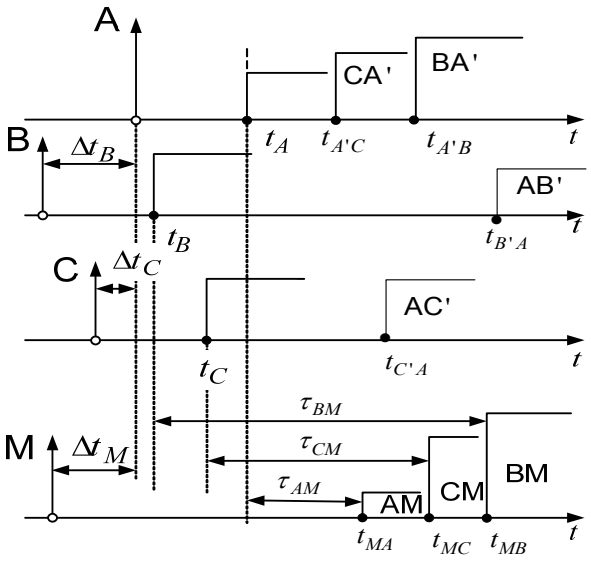


Рис. 3. Эпюры сигналов РНС

При приёме в точке *M* сигнала в момент времени t_{AM}, излученного из точки *A*, можно измерить время распространения сигнала на трассе *AM*:

$$\tau_{AM} = t_{MA} - t_A - \Delta t_M ,$$

где $\tau_{MA} = t_{MA} - t_A$ – измеренная величина псевдозадержки распространения сигналов на трассе *AM*.

В свою очередь, при приеме в точке *M* сигнала в момент времени t_{MB}, излученного из точки *B*, можно измерить время распространения сигнала на трассе *BM*:

$$\tau_{BM} = t_{MB} - \Delta t_B - \Delta t_B - \Delta t_M = \tau_{BM} - t_B - \Delta t_M ,$$

где $\tau_{BM} = t_{MB} - t_B$ – измеренное значение псевдозадержки распространения сигнала на трассе *BM*.

Аналогичным образом, при приеме в точке *M* сигнала в момент времени t_{MC}, излученного из точки *C*, можно измерить время распространения сигнала на трассе *CM*:

$$\tau_{CM} = t_{MC} - \Delta t_C - \Delta t_C - \Delta t_M = \tau_{CM} - \Delta t_B - \Delta t_M ,$$

где $\tau_{CM} = t_{MC} - t_C$ – измеренное значение псевдозадержки распространения сигнала на трассе *CM*.

Вычисление погрешностей шкал можно не производить в приёмниках ОС. Так в приемнике $ОС_A$ измеряются значения времён t_A, $t_{A'B}$, $t_{A'C}$, в приемнике $ОС_B$ – t_B, $t_{B'A}$, в приемнике $ОС_C$ – t_C, $t_{C'A}$, после чего коды этих значений передают в модулятор соответствующих передатчиков $ОС_{A(B,C)}$ для формирования их в составе навигационных сигналов. На БС с приёмом навигационных сигналов производится вычисление необходимых псевдозадержек (τ_{iM}) и погрешностей шкал (Δt_i).

Координаты места x_M и y_M точки *M* расположения БС можно определить путем решения системы трех уравнений относительно псевдодальностей (удаления от $ОС_A$, $ОС_B$ и $ОС_C$ до точки *M* расположения БС) [6].

Таким образом обеспечивается повышение точности синхронизации опорных станций морских РНС, что обеспечивает высокую точность определения места объектов без необходимости принятия специальных мер обеспечения точного воспроизведения системной шкалы времени.

Список литературы

1. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / В.С. Шебшаевич, П.П. Дмитриев, Н.В. Иванцевич и др. ; под ред. В.С. Шебшаевича. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1993. – 408 с. : ил.

2. Радионавигационные системы сверхдлинноволнового диапазона / С.Б. Болошин и др. – М. : Радио и связь. – 1985.

3. Nard G. Geoloc: Spread spectrum concept applied in new accurate medium-long range radiopositioning system / G. Nard // France, 1984. – Sercel.

4. Syledis network design // Sercel. – France. – 1985.

5. Романов, А.П. Система компенсации структурной помехи в виде псевдослучайного сигнала / А.П. Романов // Датчики и системы. – № 3. – 2011.

6. Алешечкин, А.М. Метод временной привязки опорных станций наземной радионавигационной системы / А.М. Алешечкин, А.П. Романов // Proceedings of 2011 International Siberian Conference on Control and Communications SIBCON. – Russia, Krasnoyarsk, September 15-16, 2011. – Pp. 435–438.

ВЕЙВЛЕТ ФИЛЬТРАЦИЯ СИГНАЛОВ

А. А. Силантьев, В. Г. Патюков (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярский край, г. Красноярск, ул. Киренского 26
E-mail: artyom183@mail.ru

Рассмотрены вопросы повышения помехоустойчивости радиосистем, основанной на использовании вейвлет фильтрации зашумленных сигналов.

В последнее время, теория и методы цифровой фильтрации сигналов и изображений получили новое развитие [1]. Это обусловлено появлением новых математических методов (вейвлет преобразования), позволяющих создать эффективные алгоритмы фильтрации, и возросшими требованиями к точности фильтрации, особенно в случае обработки сигналов и изображений. Современные радиосистемы работают в условиях интенсивных помех, от которых претерпевают искажения сигналы, содержащие информационные сообщения. Это сказывается на качестве связи. Поэтому вопросы фильтрации сигналов, их очистки от шумов и помех, являются актуальными.

Одним из наиболее эффективных методов фильтрации сигналов, является вейвлет фильтрация. Вейвлеты – это обобщенное название семейств математических функций определённой формы, которые локальны во времени и по частоте, и в которых все функции получаются из одной базовой (порождающей) посредством ее сдвигов и растяжений по оси времени. Вейвлет преобразования рассматривают анализируемые временные функции в терминах колебаний, локализованных по времени и частоте [1].

Нужно подобрать для зашумленного сигнала вейвлет образующую функцию (для каждого сигнала имеется вейвлет функция, так на пример для фильтрации сигнала Баркера используется вейвлет Хаара, для зашумленного синусоидального сигнала чаще используется вейвлет “Мексиканская шляпа”).

Рассмотрим эффективность вейвлет фильтрации на примере аддитивной смеси сигнала и узкополосного шума, которую можно представить в виде [2]:

$$x(t) = s(t) + \xi(t) = U_m \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + A(t)\cos[\omega_0 t + \theta(t)], \quad (1)$$

где U_m; ω_0 и φ_0 – амплитуда, угловая частота и начальная фаза сигнала, которые в общем случае могут быть модулированы полезным сообщением, а $A(t)$ и $\theta(t)$ – огибающая и фаза случайного процесса $\xi(t)$.

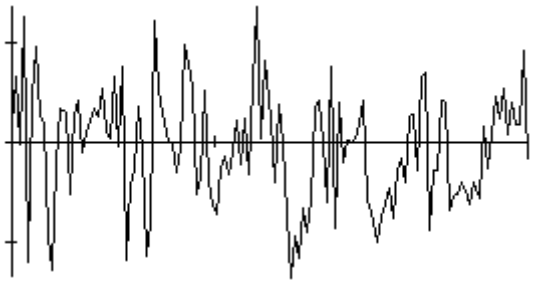


Рис. 1. Модель зашумленного сигнала при отношении сигнал/шум 3 дБ

Для фильтрации рассматриваемой модели сигнала используем Mhat-функцию [1], которая может быть получена как вторая производная от гауссовой функции.

$$\mathrm{MHAT(t)} = \left[\frac{\mathrm{d}^2}{\mathrm{dt}^2} \cdot e^{-\frac{\mathrm{t}^2}{2}} \right].$$

$$\Psi(\mathrm{a,\ b,\ t}) = \frac{k \cdot e^{[\frac{-(t-b)^2}{a}][\frac{1-2(t-b)^2}{a}]}}{\sqrt{a}}, \qquad (2)$$

где a – масштаб, величина обратная частоте; b – задержка.

На основе (2) может быть получен вейвлет спектр аддитивной смеси гармонического сигнала и узкополосного шума, по формуле:

$$W_{ab} = \int x(t) \cdot \psi(\mathrm{a,\ b,\ t})\ \mathrm{dt}\,. \qquad (3)$$

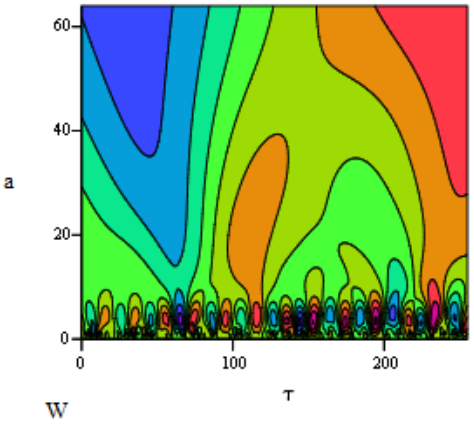


Рис. 2. Вейвлет спектр аддитивной смеси гармонического сигнала и узкополосного шума

Из рис. 2 видно, что сигнал расположен в нижней части вейвлет плоскости. То есть, подставляя значения, а в W_{ab}, можно выделить сигнальную составляющую, которая приведена на рис. 4, позволяющую с высокой точностью измерить частотно-временные параметры.

Обратное вейвлет преобразование выполняется по формуле:

$$s^*(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} W_{a,b} \cdot \Psi^*(a,b,t) da db.$$

Результат использования обратного вейвлет преобразования приведен на рис. 4.

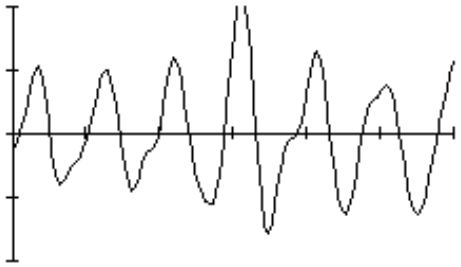


Рис. 3. График зашумленного сигнала, при W_{3b} (a = 3)

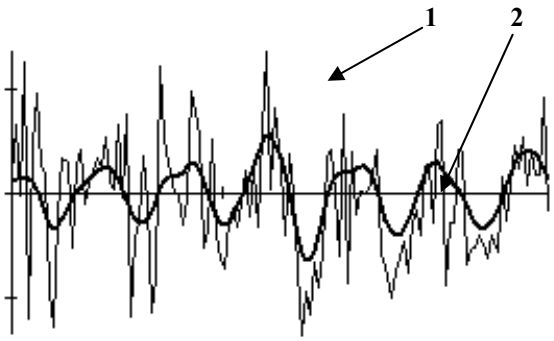


Рис. 4. Результат обратного вейвлет преобразования:
1 – зашумленный сигнал при отношении сигнал/шум 3 дБ;
2 – полученный в результате обратного вейвлет преобразования очищенный от шумов сигнал

Рассмотрим пример вейвлет фильтрации ЛЧМ сигнала, применяемого в радиолокации, который представлен в виде:

$$s_i := \cos\left(\frac{\pi}{100} \cdot i + 0.002 \cdot i^2\right) + z_i$$

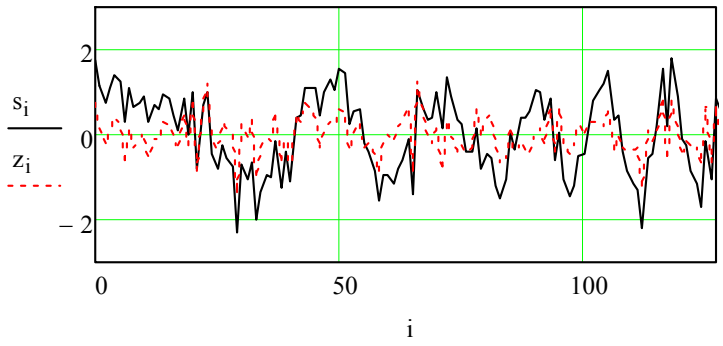


Рис. 5. Модель зашумленного ЛЧМ сигнала при отношении сигнал/шум 3 дБ

Вейвлет спектр аддитивной смеси ЛЧМ сигнала и узкополосного шума, получен на основе (2).

С помощью формулы, по которой выполняется обратное вейвлет преобразование, получим очищенный от шума сигнал.

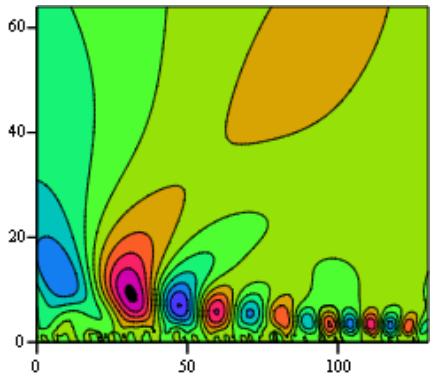


Рис. 6. Вейвлет спектр аддитивной смеси ЛЧМ сигнала и узкополосного шума

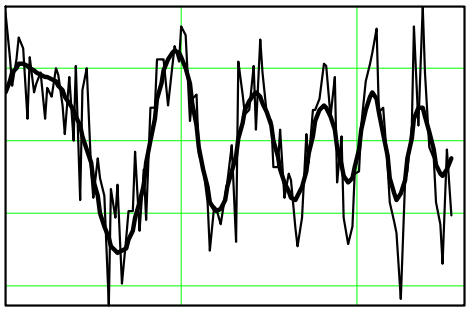


Рис. 7. Результат обратного вейвлет преобразования для ЛЧМ сигнала

На основе последнего графика видно, что вейвлет фильтрация является эффективным методом для очистки сигнала от шумов, потому что она позволяет восстановить сигнал без искажений, и тем самым повысить помехоустойчивость радиосистемы.

Список литературы

1. Фильтрации сигналов и изображений: фурье и вейвлет алгоритмы (с примерами в Mathcad) : монография / Ю. Е. Воскобойников, А. В. Гочаков, А. Б. Колкер ; Новосиб. гос. архитектур.-строит. ун-т (Сибстрин). – Новосибирск : НГАСУ (Сибстрин), 2010. – 188 с.
2. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. – М. : Радио и связь, 1989. – 656 с.

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ВОЗДУШНОГО СУДНА ПРИ МНОГОУРОВНЕВОЙ ОРГАНИЗАЦИИ ОБМЕНА ДАННЫМИ

В. П. Савельев, Д. А. Червань (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж)
394064, Воронеж, ул. Старых Большевиков д54а
E-mail: dmcher@mail.ru

Рассмотрены основные направления повышения точности оценки местоположения воздушного судна (ВС) на основе многоуровневой организации обмена данными. Одним из перспективных направлений повышения точности оценки местоположения является маневрирование одного из взаимодействующих объектов относительно потребителя навигационной информации, который приводит к улучшению геометрии взаимного расположения.

Анализ особенностей применения авиации показывает, что на различных театрах военных действий (в условиях горной местности и над морем) работа по высокоточным источникам навигационной информации становится практически невозможной. Отсутствие таких источников приводит к существенному снижению точности оценки местоположения (МП) ВС, при этом требования к точности сохраняются. В таких ситуациях в качестве источников навигационной информации можно рассматривать взаимодействующие ВС одной тактической группы [1, 2].

Для повышения точности оценки МП ВС в локальном навигационно-временном поле целесообразно использовать комплексную систему навигации (КСН) в составе системы обмена данными, инерциальной навигационной системы (ИНС) и баровысотомера, построенную на основе синтеза алгоритмов навигационно-временных определений (НВО) методами статистической теории оптимальной нелинейной фильтрации. В основе такого

комплексирования, осуществляемого на уровне вторичной обработки навигационной информации, лежит избыточность информации о дальностях между взаимодействующими объектами – ВС и навигационными опорными точками (НОТ).

Один из способов повышения точности оценки местоположения ВС состоит в организации многоуровневой обработки информации в автономной группе, основанной на использовании в навигационном фильтре измерений псевдодальностей до источников информации (ИИ), имеющих более высокую точность оценки местоположения и учете статистических характеристик (дисперсий) погрешностей ИИ при формировании коэффициента усиления децентрализованного фильтра. Таким образом, на вход децентрализованного алгоритма поступает навигационная информация только от тех ВС группы (навигационных контроллеров или первичных потребителей (ПП)), которые имеют более высокую точность определения собственных координат, чем определяющийся ВС (вторичный потребитель (ВП)).

Рассмотрим один из возможных вариантов многоуровневой обработки информации, когда используются две НОТ, два ПП и один ВП (ВП-2ПП-2НОТ). Допустим, что каждый из двух ПП (ПП1 и ПП2) имеет возможность использовать НОТ, МП которых известно и определяется без погрешностей. При этом ПП1 и ПП2 не используют в своих навигационных фильтрах измерение взаимной псевдодальности, поскольку точность оценки координат ПП при работе по двум НОТ составляет первые единицы метров. ВП использует ПП1 и ПП2 в качестве ИИ, причем погрешности оценки МП обоих ПП учитываются в навигационном фильтре ВП передаваемыми рангами точности НВО.

Исследуем точность НВО при реализации алгоритма обработки информации для данного варианта применения группы взаимодействующих ВС. При этом рассмотрим случай, когда ПП и ВП выполняют полет на одной высоте, параллельными курсами и с одинаковыми скоростями.

Результаты исследований точности оценки текущих координат ВП представлены на рис. 1, где кривая 1 соответствует погрешности оценки координат «х» и «у» - σ_x и σ_y соответственно, а кривая 2 описывает динамику ошибки оценки соответствующих координат. Оцениваемый коридор, образованный кривой 1 относительно нулевого значения, позволяет судить о характере поведения фактической ошибки оценки соответствующих координат на всем интервале наблюдения. Анализ полученных результатов говорит о том, что погрешность оценки текущих координат ВП (2σ) на рассматриваемом интервале наблюдения составляет порядка 100 м, что в три раза лучше, чем точность его ИНС.

При реализации многоуровневой обработки информации в группе взаимодействующих ВС существует возможность повышения точности НВО ВП по сравнению с точностью ИНС. При этом расходимости процесса фильтрации не наблюдается, поскольку в децентрализованном алгоритме достаточно корректно учитываются статистические характеристики погрешностей ИИ.

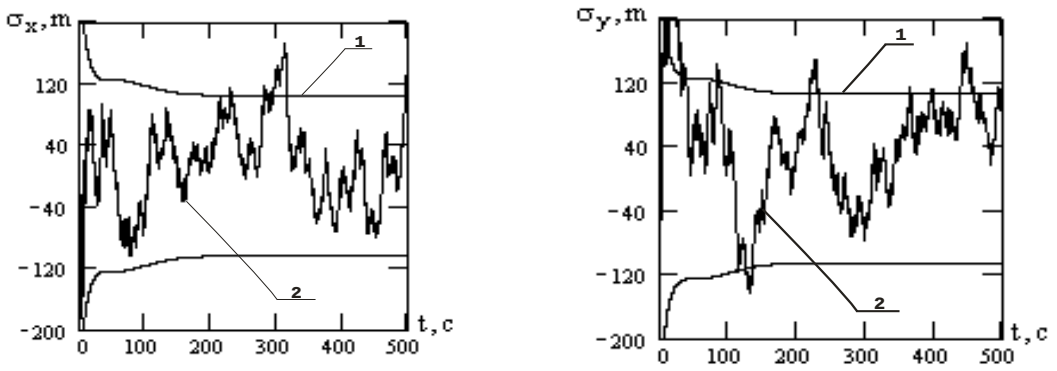


Рис. 1. Точность оценки текущих координат ВП при многоуровневой организации обмена данными

В ситуациях, связанных с невозможностью использования всеми ВС группы достаточного количества НОТ, целесообразно использовать децентрализованный алгоритм обработки навигационной информации при условии многоуровневой организации групповых взаимодействий, когда в качестве ИИ выступают ВС, имеющие более высокий ранг точности. Однако для решения специальных задач авиации (применения средств поражения, заход на посадку и др.), когда требования к точности оценки МП ВС составляют единицы метров, данной точности недостаточно. Дальнейшее повышение точности возможно при улучшении геометрии группы взаимодействующих объектов [3].

Один из возможных вариантов взаимодействия ВП-2ПП-2НОТ представлен на рис. 2, где показано, что до 300 секунды условия навигационного сеанса неизменны, а начинается с 301 секунды ПП1 начинает выполнение маневра в горизонтальной плоскости с постоянной угловой скоростью линии визирования 10 градусов в секунду до конца интервала наблюдения. Анализ полученных результатов показывает, что при маневрировании ПП1 точность оценки координат ВП повышается со 100 до 20÷30 м.

Известно, что точность определения местоположения объекта дальномерным методом зависит от его положения относительно навигационных опорных точек, в нашем случае – подвижных ВС (источников информации). Для оценки влияния взаимного положения ИИ и определяющегося ВС широко используется так называемый геометрический фактор (ГФ), основанный на учете геометрического расположения ИИ и пользователя.

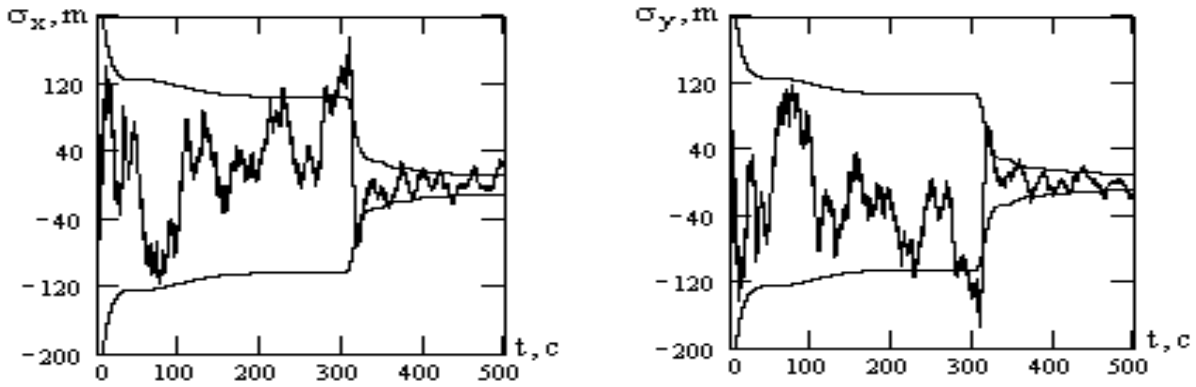


Рис. 2. Влияние маневра ПП1 на точность оценки текущих координат ВП при многоуровневой организации обмена данными

При равноточных измерениях [3]

$$ГФ = tr[(H^T H)^{-1}]^{1/2}, \quad (1)$$

где H – это матрица наблюдений, включающая в себя направляющие косинусы оцениваемых параметров при измерении псевдодальности между взаимодействующими объектами; tr[.] – след матрицы [.]

Результаты исследований точности оценки МП ВП без маневра ПП1 (кривая 1) и с маневром (кривая 2) представлены на рис. 3.

Из представленных результатов видно, что при выполнении маневра ПП1 погрешность оценки МП ВП составляет 7 метров, что на порядок меньше, чем погрешность оценки МП ВП без маневра ПП1. Таким образом, маневр ИИ позволяет существенно (в несколько раз) повысить точность НВО.

Анализ результатов, представленных на рис. 3, подтверждает предположение о том, что при маневрировании ПП1 улучшается геометрия взаимного расположения ПП и ВП, а скачок величины ГФ в сторону уменьшения объясняет существенное повышение точности НВО ВП.

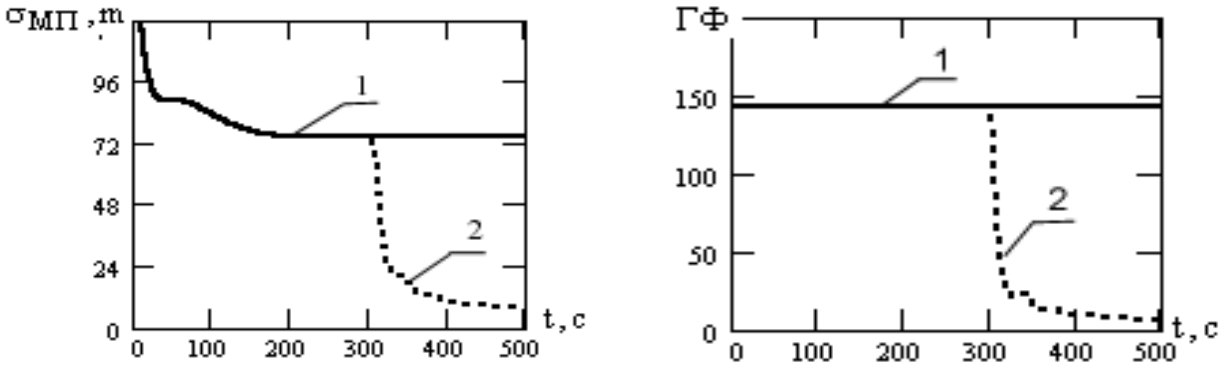


Рис. 3. Влияние маневра ИИ на величину погрешности оценки местоположения ВП (слева) и геометрический фактор (справа)

Использование маневрирования ИИ при многоуровневой организации обмена данными является надежным способом достижения высокоточных НВО потребителем навигационной информации. Точность оценки координат ВС при маневрировании, приводящем к хорошей геометрии расположения взаимодействующих объектов, составляет единицы метров, что удовлетворяет требованиям, предъявляемым к точности НВО при групповом применении авиации.

Список литературы

1. Тихонов, В.И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В.И. Тихонов, В.Н. Харисов. – М. : Радио и связь, 1991. – 608 с.

2. Скрыпник, О.Н. Анализ потенциальной точности навигационных определений на основе интегрированной системы навигации / О.Н. Скрыпник, В.В. Ерохин // Сб. ст. по материалам междунар. конф. «Математика, информатика и управление». – Иркутск : ИВВАИУ, 1999. - С. 83.

3. Глобальная спутниковая радионавигационная система ГЛОНАСС / под ред. В.Н. Харисова, А.И. Перова, В.А. Болдина. - М. : ИПРЖР, 1998. – 400 с.

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ПОСТРОЕНИЯ ЛОКАЛЬНОЙ КАРТЫ ПОЛНОГО ЭЛЕКТРОННОГО СОДЕРЖАНИЯ ПО СИГНАЛАМ СРНС ГЛОНАСС

А. С. Курносов, М. М. Валиханов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, г. Красноярск, ул. Киренского 26
E-mail: kurnosov89@gmail.com

Введение

На сегодняшний день для исследования ионосферы используются карты GIM (Global Ionospheric Maps). Данные карты наглядным образом показывают изменение ионосферы на всей территории земного шара. Например, на GIM можно наблюдать следующие зависимости: зависимость ПЭС (полного электронного содержания, в англ. язычной литературе обозначается TEC) от времени суток, ионосферных ветров и других факторов.

Карты GIM строятся на основе сети наземных станций IGS спутниковых РНС ГЛОНАСС/GPS. Станции IGS расположены на поверхности Земли в точках с известными с высокой точностью координатами.

Одной из проблем, возникающей при использовании GIM в исследованиях ионосферы с помощью GPS – это пространственная интерполяция, применяемая при построении карт. Неравномерное распределение приемников GPS по земному шару и необходимость получения значений ПЭС на равномерной сетке для построения глобальных карт приводят к различному качеству данных в разных регионах.

Метод вычисления полного электронного содержания

Скорость распространения радиосигналов в ионосфере зависит от числа свободных электронов на их пути, определяемых величиной полной электронной концентрации TEC (Total Electron Content). Это число электронов, содержащихся в столбе сечением в 1 м^2 простирающемся от приемника до спутника:

$$TEC = \int_S^R n_e(s)\,ds\,, \qquad 1)$$

где $n_e(s)$ – переменная электронная плотность вдоль пути сигнала, а интегрирование производится вдоль пути сигнала от спутника S к приемнику R.

Длина пути через ионосферу самая короткая в направлении зенита, и поэтому TEC имеет наименьшее значение в вертикальном направлении (Vertical TEC, TECV). Величина TEC измеряется в единицах TECU (TEC Units), определяемых как 10^{16} электронов/м^2. Обычно TECV изменяется между 1 и 150 TECU [1].

Следует отметить, что задержка сигнала в ионосфере связана с ПЭС линейной зависимостью [2]:

$$I = \frac{40,3 \cdot TEC}{f_{L1}^2} \qquad (2)$$

Абсолютные значения ПЭС вдоль луча зрения «спутник-приёмник» могут быть определены на основании двухчастотных дальномерных измерений, выполненных по коду сигнала навигационного спутника (НС), следующим образом:

$$TEC = \frac{1}{40,3} \cdot \frac{{f_{L1}}^2 \cdot {f_{L2}}^2}{{f_{L1}}^2 - {f_{L2}}^2} \cdot ((P_{L2} - P_{L1}) + \Delta\delta R)\,, \qquad (3)$$

где P_{L1} и P_{L2} – измеренные псевдодальности соответственно на L1 или L2; f_{L1} и f_{L2} – соответствующие частоты несущих; $\Delta\delta R$ – разность погрешностей, вызванных дополнительным запаздыванием сигнала в аппаратуре НС и НАП на частотах f_1 и f_2.

Как можно видеть из (3) для восстановления ПЭС используются не сами значения псевдодальностей, а их разности. При вычитании кодовых псевдодальностей на двух частотах взаимно компенсируются все частотно независимые дальномерные погрешности.

Таким образом, на точность восстановления абсолютных значений ПЭС будут влиять:

- погрешность за счет влияния эффекта многолучевости в точке приема;
- дальномерная погрешность, обусловленная задержкой сигнала в аппаратуре приёмника и НС.

Влияние шумов многолучевости в значительно большей степени проявляется при выполнении кодовых измерений, их амплитуда может составлять 1–100 нс, что соответствует дальномерной погрешности 0,3–30 м.

Дополнительные задержки сигналов в НАП могут вызывать погрешности дальномерных измерений порядка 1–20 нс (0,3–6 м), а в аппаратуре НС 0,5–5 нс (0,15–1,5 м), причем величина этой погрешности имеет разное значение для разных НС и АП. Поскольку в настоящей работе не требуется точное определение абсолютных значений ПЭС, а

больший интерес представляют их флуктуации, то данный вид погрешности при обработке специальным образом не учитывается [3].

Для построения карт используются значения вертикального ПЭС.

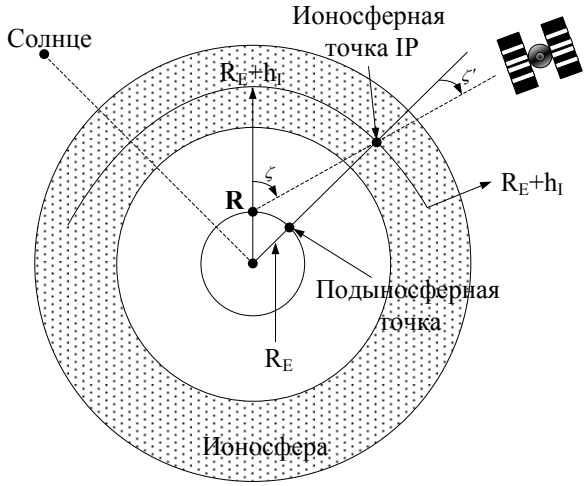


Рис. 1. Прохождение сигнала через ионосферу

Для пересчета ПЭС в вертикальный ПЭС можно воспользоваться:

$$VTEC = \frac{TEC(\gamma)}{OF(\gamma)}, \qquad (4)$$

где $OF(\gamma)$ – наклонный фактор. Исходя из геометрии рис. 1, можно найти OF:

$$OF(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{1-\left(\frac{R_E}{R_E+h_I}\cdot\cos(\gamma)\right)^2}}, \qquad (5)$$

где R_E – средний радиус Земли, равный 6371 км; h_I – средняя высота ионосферного слоя равная 350 км [1–2, 4].

Алгоритм построение локальной карты ПЭС

Рассмотрим более подробно этап (4) алгоритма, а именно интерполирование данных. При построении карты ПЭС применяется многомерная интерполяция, но задача значительно усложнена тем, что исходная выборка данных не привязана к сетке, а представляет собой разрозненные ряды данных, что усложняет выбор интерполяционной функции [5].

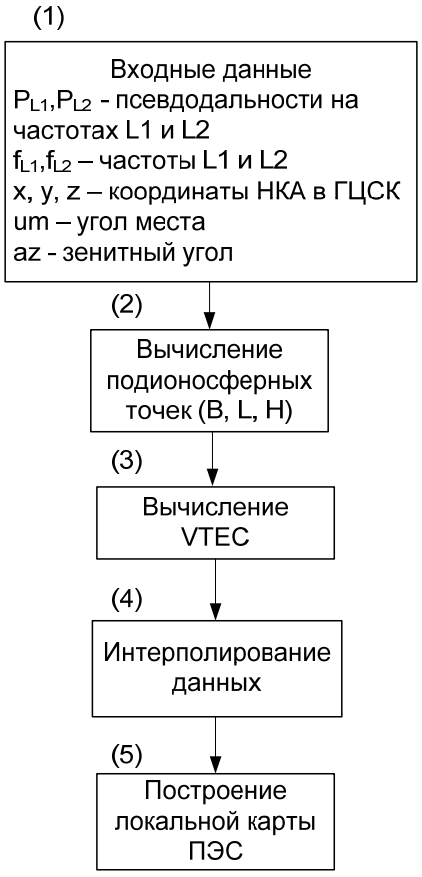


Рис. 2. Алгоритм построения локальной карты ПЭС

Объектом исследований является алгоритм построения локальной карты ПЭС, а не алгоритм интерполяции. Поэтому для решения задачи интерполяции был выбран наиболее простой метод, описываемый следующим соотношением:

$$TEC(L,B) \approx C\sum_k TEC_k / \rho_k^2(L,B), \qquad (6)$$

где $\rho_k(L, B)$ – расстояние от любой точки (L, B) до k-го спутника; TEC_k – измерение с этого спутника; C – нормировочный множитель, зависящий от координат точки (L, B).

В нашем случае можно пренебречь сферичностью Земли, соответственно интерполирующая функция (6) запишется в виде:

$$TEC(L,B) \approx C\sum_k \frac{TEC_k}{(L-L_k)^2+(B-B_k)^2}, \qquad (7)$$

где нормировочный множитель запишется следующим образом [5]:

$$C(L,B)=\left(\sum_k \frac{1}{(L-L_k)^2+(B-B_k)^2}\right)^{-1}. \quad (8)$$

Достоинства данного алгоритма в следующем:

1) интерполирующая функция, инвариантна к повороту координат в пространстве;

2) использована глобальная интерполирующая функция, что для двумерного случая хорошо, т.к. нет «зазоров» и «ступенек» на границах сшивания отдельных фрагментов интерполирующей функции на узлах интерполяции.

К недостаткам алгоритма можно отнести точность. Для повышения точности, следует использовать другие многомерные интерполяционные алгоритмы на нерегулярной сетке, такие как, например, метод Шепарда [6].

Результаты моделирования

В ходе исследований алгоритм был апробирован на массиве из месячных данных. На данных графиках 2 и 3 соответственно, представлено распределение ПЭС 1 октября 2011 в 1:00 и через 15 минут, в зоне видимости НАП в данный промежуток времени было зафиксировано 8 НКА. Для уменьшения влияния многолучевости из ряда данных были убраны 3 спутника с углом места меньше 20 градусов.

На рис. 2 и 3 представлены локальные карты ПЭС. С помощью данных карт можно наблюдать значения ПЭС в различных точках. Для примера взяты три различные точки и представлены в них значения ПЭС в течение пятнадцати минут, данные сведены в табл.

Вариации ПЭС, представленные в табл., обусловлены возмущением магнитосферы. В ионосфере всегда присутствуют волновые возмущения ПЭС с временными масштабами от 1–2 часов до единиц минут. Во время геомагнитных бурь происходит «накачка интенсивности» всех этих возмущений на 20–50 %.

Изменение ПЭС в течение 15 минут изменяется в пределах от ~ 16 до 26 % относительно начального значения.

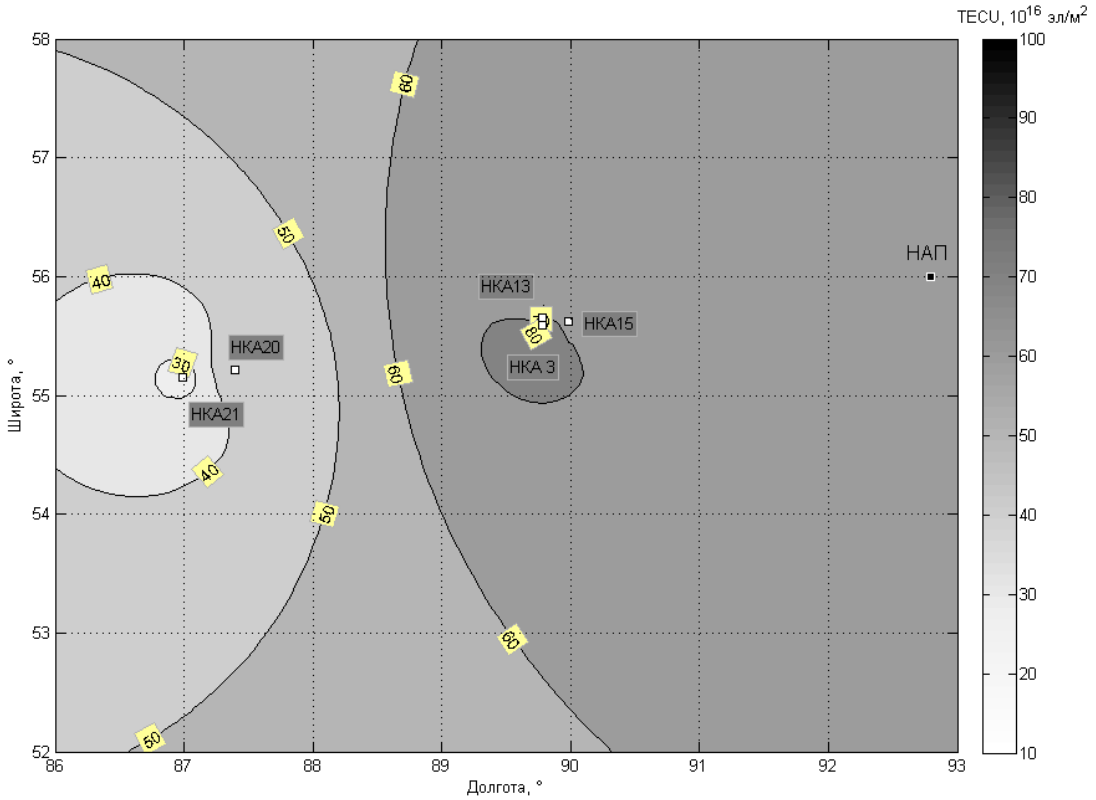


Рис. 2. Локальная карта ПЭС по состоянию на 1.10.2011 (01:00)

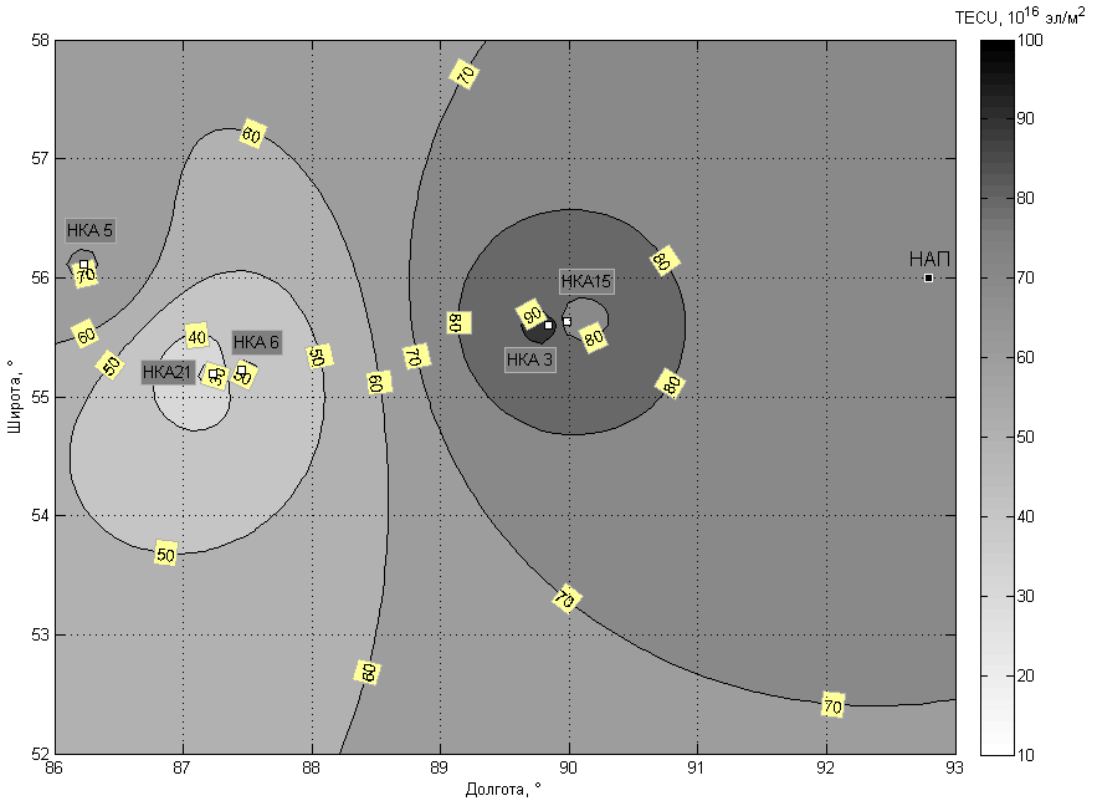


Рис. 3. Локальная карта ПЭС по состоянию на 1.10.2011 (01:15)

Зависимость между ПЭС и задержкой сигнала в ионосфере линейна, на основании этого ПЭС можно пересчитать в ионосферную задержку с помощью следующего соотношения: 1 TEC ~ 16 см (на частоте L1) [2].

Таблица

Данные ПЭС в течение 15 минут

№	Координаты, градусы (долгота, широта)	Значение TEC 1.10.2011 01:00, TECU	Значение TEC через 5 минут, TECU	Значение TEC через 10 минут, TECU	Значение TEC через 15 минут, TECU
1	(56,87)	41,42	42,8	43,58	52,05
2	(56,89)	65,71	72,76	76,23	76,15
3	(56,91)	67,01	75,46	78,25	79,29

Заключение

В рамках данной работы разработан алгоритм построения локальных карт ПЭС. Данный алгоритм универсален и применим к любой двухчастотной аппаратуре. Апробация алгоритма проведена с использованием двухчастотной аппаратуры МРК.

Результаты моделирования задачи реконструкции ПЭС показали, что для комплексного мониторинга имеет смысл построения сети распределенных станций [4]. Актуальность карт определяется временем квазистационарности ионосферы. Период квазистационарности ионосферы главным образом зависит от времени ухода НКА из поля видимости и составляет порядка 15 минут, но все же главным критерием для выбора данного периода остается величина допустимой нескомпенсированной ионосферной погрешности.

Список литературы

1. Антонович, К.М. Использование спутниковых радионавигационных систем в геодезии : монография. В 2 т. Т. 1. / К.М. Антонович ; ГОУ ВПО «Сибирская государственная геодезическая академия». – М. : ФГУП «Карт-геоцентр», 2005. – 334 с.

2. Memarzadeh, Y. Ionospheric modeling for precise GNSS applications. / Y. Memarzadeh. – Delft Universuty of Technology, 2009. – 242 с.

3. Демьянов, В.В. Коррекция глобальной модели полного электронного содержания по текущим измерениям ионосферной задержки сигналов спутниковых радионавигационных систем : дис. … канд. техн. наук : 01.04.03 / Демьянов Владислав Владимирович. – И., 2000. – 136 с.

4. Казанцев, М. Ю. Уменьшение погрешности навигационных измерений в одночастотной аппаратуре потребителя систем ГЛОНАСС и GPS за счет учета влияния ионосферы : дис. … канд. техн. наук : 05.14.04 / Казанцев Михаил Юрьевич. – К., 2003. – 146 с.

5. Кирьянов, Д.В. Вычислительная физика / Д.В. Кирьянов, Е.Н. Кирьянова. – М. : Полибук Мультимедиа, 2006. – 352 с. : ил.

6. Модифицированный метод Шепарда: интерполяция на неравномерной сетке. URL: http://alglib.sources.ru/interpolation/inversedistanceweighting.php

ЦИФРОВОЙ КОРРЕЛЯЦИОННЫЙ ПРИЕМНИК ШУМОПОДОБНОГО СИГНАЛА С АВТОКОМПЕНСАТОРОМ СТРУКТУРНОЙ ПОМЕХИ

Т. В. Краснов, В. Н. Бондаренко (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: KrasnovTV@yandex.ru

Приведены результаты исследования влияния нелинейности тракта на помехоустойчивость корреляционного приемника с автокомпенсатором структурной помехи, применительно к шумоподобным сигналам с минимальной частотной манипуляцией. Проигрыш в помехоустойчивости из-за включения в приемный тракт АЦП с ограниченным динамическим диапазоном может достигать 19 дБ.

В широкополосных радионавигационных системах (РНС) с кодовым разделением сигналов уровень внутрисистемных помех определяется корреляционными свойствами используемых шумоподобных сигналов (ШПС). Для средневолновых широкополосных РНС большой дальности действия превышение мешающего сигнала над полезным может достигать 80 дБ. В этих условиях для обеспечения нормального функционирования приемной аппаратуры при заданных показателях точности требуется дополнительное подавление мощных внутрисистемных помех [1].

В настоящей статье исследуется влияние нелинейности приемного тракта, обусловленной включением аналого-цифрового преобразователя (АЦП) с ограниченным динамическим диапазоном, на помехоустойчивость корреляционного приемника с автокомпенсатором структурной помехи применительно к шумоподобным сигналам с минимальной частотной манипуляцией (МЧМ). Шумоподобные сигналы с МЧМ в силу высокой спектральной эффективности являются весьма перспективным классом сигналов для средневолновых и длинноволновых широкополосных РНС.

В работе используется представление МЧМ-ШПС в виде сигнала с квадратурной фазовой манипуляцией со сдвигом:

$$\begin{aligned} &s(t) = AD(t)\left[I(t)\cos(2\pi f_0 t) - Q(t)\sin(2\pi f_0 t)\right], \\ &I(t) = \cos\Theta(t),\ Q(t) = \sin\Theta(t),\ \Theta(t) = \frac{\pi}{2T}\int_0^t a(t')\,dt', \end{aligned} \qquad (1)$$

где A – амплитуда; f_0 – несущая (центральная) частота (начальная фаза равна нулю); $\Theta(t)$ – функция, определяющая закон угловой модуляции; $I(t)$ и $Q(t)$ – квадратурные компоненты

нормированной комплексной огибающей; $a(t)$ – двоичный модулирующий сигнал, соответствующий кодовой псевдослучайной последовательности (ПСП) $a_0, a_1, \ldots, a_{N-1}$ с элементами $a_k \in \{-1, +1\}$; N – длина кодовой ПСП, определяющая период $T_N = NT$ повторения ШПС; T – длительность элемента ШПС; $D(t)$ – функция, определяющая закон цифровой модуляции. Мешающий сигнал представляет собой структурную помеху (СП), отличающуюся от полезного сигнала амплитудой A, временем запаздывания, начальной фазой, доплеровским сдвигом несущего колебания, а также модулирующими функциями $\Theta(t)$ и $D(t)$.

Структурная схема цифрового корреляционного приемника с автокомпенсатором помехи (АКП) приведена на рис. 1. Входной сигнал $y(t)$ представляет собой аддитивную смесь полезного сигнала $s(t)$, структурной помехи $s_{\text{п}}(t)$ и аддитивного белого гауссовского шума $\xi(t)$:

$$y(t) = s(t) + s_{\text{п}}(t) + \xi(t).$$

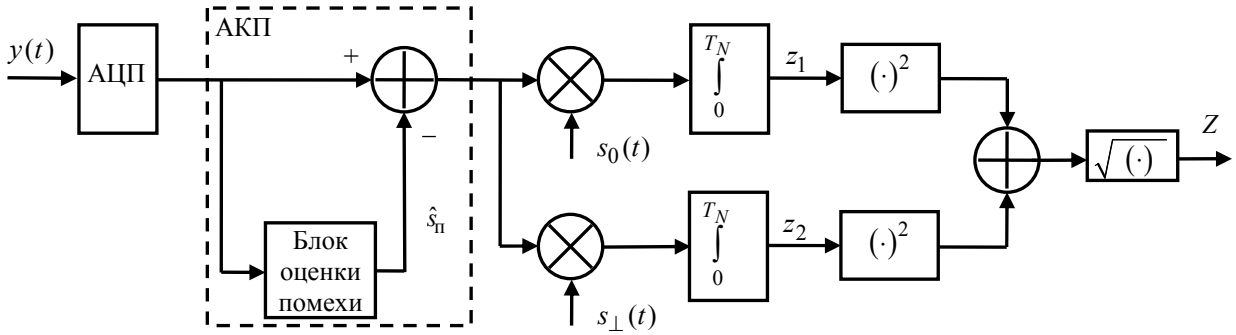


Рис. 1. Структурная схема цифрового корреляционного приемника с АКП

Блок оценки помехи формирует копию мешающего сигнала $\hat{s}_{\text{п}}(t)$ (структурной помехи), которая подается на вычитатель АКП. Смесь полезного сигнала, остатка подавленной СП и шума с выхода АКП поступает на корреляционный приемник с квадратурными каналами. Выходная величина (модуль корреляции) формируется в соответствии с алгоритмом

$$Z = \sqrt{z_1^2 + z_2^2},$$

$$z_1 = \int_0^{T_N} \left[y(t) - \hat{s}_{\text{п}}(t) \right] s_0(t)\, dt,$$

$$z_2 = \int_0^{T_N} \left[y(t) - \hat{s}_{\text{п}}(t) \right] s_{\perp}(t)\, dt,$$

где z_1 и z_2 – квадратурные корреляции наблюдаемой реализации и опорных сигналов $s_0(t)$ и $s_{\perp}(t)$, являющихся квадратурными копиями полезного сигнала $s(t)$.

Структурная схема АКП приведена на рис. 2.

Входной сигнал поступает на входы вычитателя и блока оценки помехи, содержащего блоки кодовой и фазовой синхронизации, оценки амплитуды и квадратурный модулятор. Блок кодовой синхронизации содержит устройство поиска и систему слежения за за-

держкой (ССЗ), которая формирует квадратурные видеочастотные компоненты $\hat{I}_{\text{П}} = \hat{I}_{\text{П}}(t)$ и $\hat{Q}_{\text{П}} = \hat{Q}_{\text{П}}(t)$ структурной помехи. Указанные компоненты поступают на опорные входы фазового дискриминатора, а также на входы квадратурного модулятора.

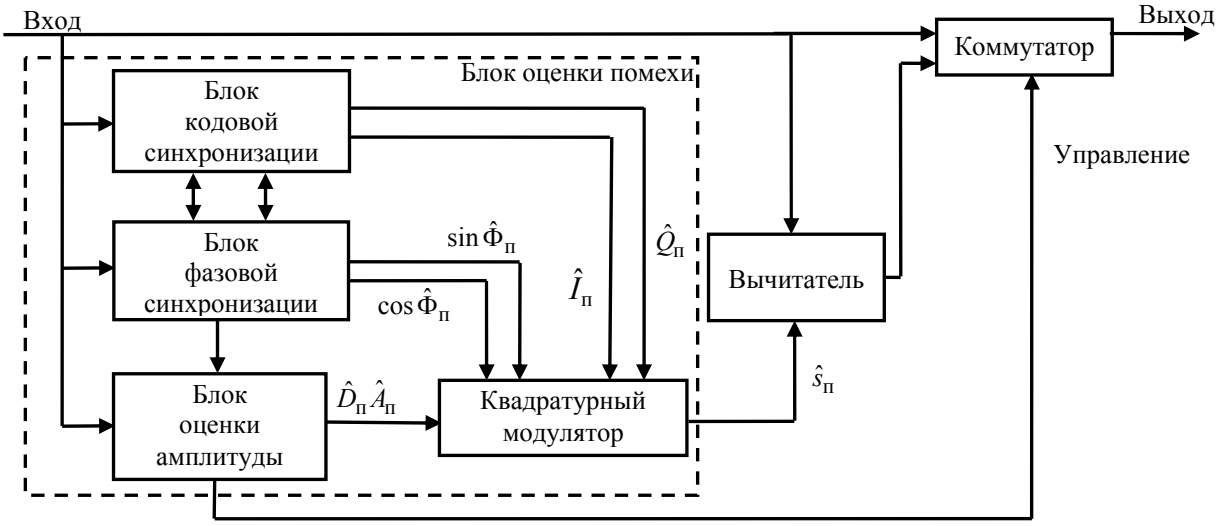


Рис. 2. Структурная схема автокомпенсатора структурной помехи

Блок фазовой синхронизации формирует квадратурные составляющие $\cos\hat{\Phi}_{\text{П}}$ и $\sin\hat{\Phi}_{\text{П}}$ несущей частоты СП, где $\hat{\Phi}_{\text{П}} = \hat{\Phi}_{\text{П}}(t)$ – оценка полной фазы несущего колебания. Квадратурные составляющие несущей частоты СП поступают на опорные входы временного дискриминатора ССЗ, а также на входы квадратурного модулятора.

Блок оценки амплитуды формирует оценку комплексной амплитуды $\hat{D}_{\text{П}}\hat{A}_{\text{П}}$ с учетом текущего информационного символа, которая используется в квадратурном модуляторе для формирования копии структурной помехи. При превышении оценкой $\hat{A}_{\text{П}}$ заданного порогового уровня блок оценки амплитуды формирует управляющий сигнал на включение вычитателя в тракт приема полезного сигнала.

Квадратурный модулятор формирует квадратурные составляющие копии структурной помехи путем перемножения опорных видеочастотных сигналов $\hat{I}_{\text{П}} = \hat{I}_{\text{П}}(t)$ и $\hat{Q}_{\text{П}} = \hat{Q}_{\text{П}}(t)$ с опорными квадратурными сигналами $\cos\hat{\Phi}_{\text{П}}$ и $\sin\hat{\Phi}_{\text{П}}$ соответственно. Копия структурной помехи $\hat{s}_{\text{П}} = \hat{s}_{\text{П}}(t)$ формируется путем перемножения сигнала единичной амплитуды, полученного объединением квадратурных компонент в соответствии с (1), и оценки $\hat{D}_{\text{П}}\hat{A}_{\text{П}}$, сформированной блоком оценки амплитуды.

На рис. 3 представлены результаты моделирования корреляционного приемника с автокомпенсатором с АЦП на входе: временные зависимости отношения “сигнал/СП”

$$q(t_k) = \frac{Z_{\text{с}k} - Z_{\text{п}k}}{Z_{\text{п}k}},\ t_k = kT_N,$$

где $Z_{\text{с}k}$ и $Z_{\text{п}k}$ – сигнальная и помеховая составляющие модуля корреляции на k-м шаге (интервал дискретизации равен периоду ШПС T_N) на выходе корреляционного приемника в отсутствие АЦП и при его наличии (кривые 1 и 2). Соответствующий переходному процессу интервал около 4 с на рисунке не показан. Приведенные зависимости соответствуют

условиям: АЦП – разрядностью 14 бит (13 бит для представления модуля величины, 1 бит для указания арифметического знака величины); отношение “СП/сигнал” на входе $\gamma = 40$, 60 и 80 дБ; кодовые ПСП представляют собой циклические сдвиги на $m = 4100$ элементов общей *M*-последовательности длины $N = 2^{14} - 1 = 16383$ с периодом повторения $T_N = 40$ мс. Цифровая модуляция ШПС осуществлялась меандровым сообщением.

Как видно из рисунка, при отношениях “СП/сигнал” $\gamma = 40$ и 60 дБ проигрыш в помехоустойчивости за счет включения АЦП составляет менее 1 дБ. При отношении “СП/сигнал” $\gamma = 80$ дБ проигрыш составляет порядка 19 дБ, что объясняется ограничением входного сигнала. Таким образом, включение в тракт приема АЦП с ограниченным динамическим диапазоном приводит к значительным потерям в помехоустойчивости приема слабого сигнала на фоне мощной СП, причем можно пренебречь шумом квантования 14-разрядного аналого-цифрового преобразования.

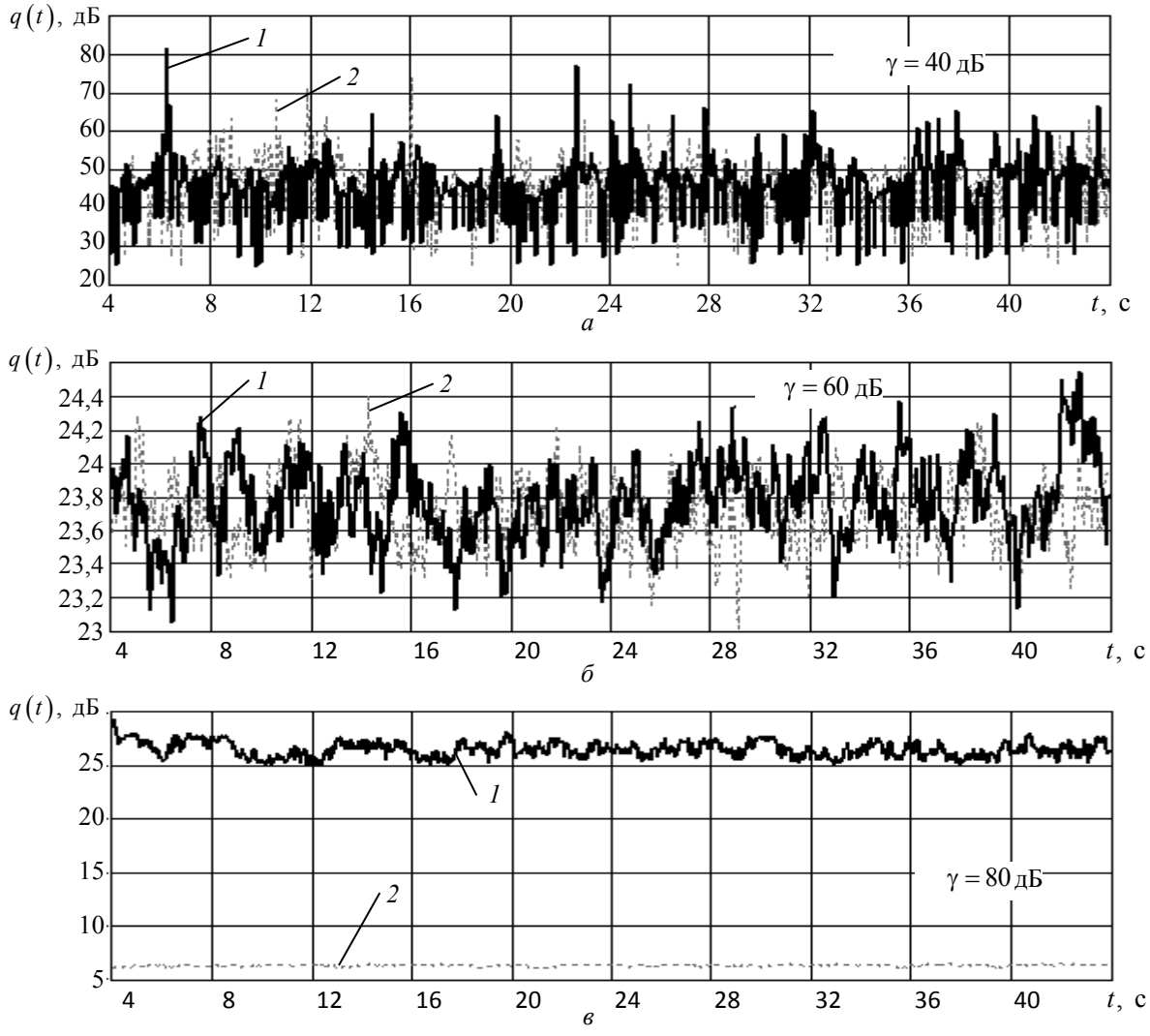


Рис. 3. Временные зависимости отношения “сигнал/СП” на выходе приемника

Негативное влияние ограниченности динамического диапазона АЦП при неизменных параметрах можно снизить путем уменьшения динамического диапазона входной смеси. Для этих целей может быть использована автоматическая регулировка усиления (АРУ) на входе АЦП. На рис. 4 временные зависимости отношения «сигнал/СП» получены при следующих условиях: отсутствие АЦП и АРУ на входе автокомпенсатора (кривая 1),

на входе автокомпенсатора включен АЦП (кривая 2), включен АЦП и коэффициент передачи усилителя АРУ составляет 0,99, 0,98 и 0,95 (кривые 3, 4 и 5 соответственно).

Как следует из рисунка, сужение динамического диапазона входной смеси позволяет получить отношение «сигнал/СП» порядка 25 дБ на выходе корреляционного приемника. При этом потери помехоустойчивости приема с введением АЦП и АРУ составляют около 1,5 дБ.

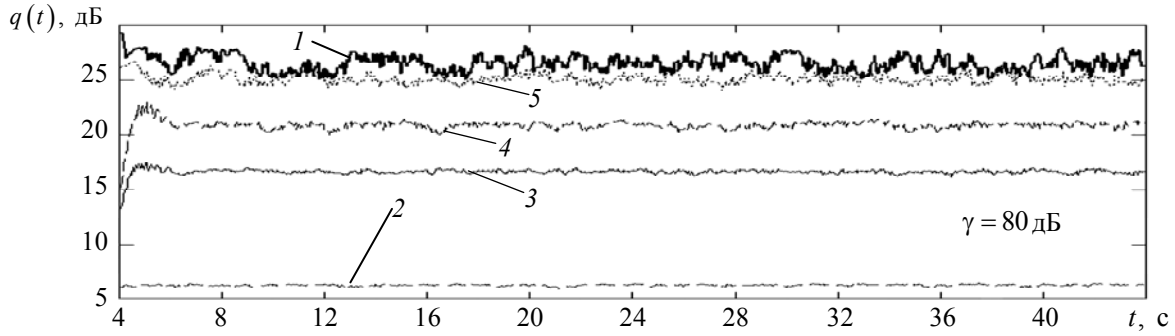


Рис. 4. Временные зависимости отношения “сигнал/СП” на выходе приемника при наличии и отсутствии АЦП и АРУ

Достигнутый уровень подавления помехи на выходе корреляционного приемника превышает динамический диапазон навигационных сигналов, что позволяет принимать слабый сигнал наиболее удаленной опорной станции (ОС) (дальность 600 км) на фоне мощного мешающего сигнала близко расположенной ОС (дальность 2 км) при одинаковой мощности передатчиков ОС. Дальнейшая работа позволит адаптировать автокомпенсатор для подавления сосредоточенной по спектру помехи и помех многолучевости.

Список литературы

1. Галеев, Р. Г. Эффективность подавления структурных помех в широкополосной радионавигационной системе / Р. Г. Галеев, Т. В. Краснов // Журнал СФУ. Техника и технологии. – 2011. – Т. 4. – № 1. – С. 58–67.

АРХИТЕКТУРА ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ЛЕСНЫХ ПОЖАРОВ

В. В. Бондаренко, В. Н. Васюков (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630092, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20
E-mail: svix88@mail.ru

Рассматривается задача автоматизированного обнаружения лесных пожаров с использованием веб-камер. Предложена архитектура программно-аппаратного комплекса, описан принцип его работы, представлены оценки скорости передачи видеоданных между камерами и диспетчерским пунктом в сотовых сетях 3G.

Ежегодный ущерб от лесных пожаров только в России составляет величину от десятков до сотен миллиардов рублей. По всему миру эта цифра может быть на несколько порядков больше. В последние годы получили распространение системы видеонаблюдения за лесными массивами, но лишь немногие из них позволяют обнаруживать дым на ранних этапах возгорания и предотвращать распространение пожара. Система противопожарного мониторинга «FireStation», созданная специалистами Новосибирского государственного технического университета и эксплуатируемая в течение нескольких лет муници-

пальным учреждением «Горзеленхоз» г. Новосибирска, представляет собой программно – аппаратный комплекс, позволяющий вести наблюдение за охраняемой территорией в течение всего пожароопасный периода. Обобщенная структурная схема системы приведена на рис. 1. Веб-камеры осуществляют круговой обзор местности, передавая полученные изображения по каналам связи на диспетчерский пункт, представляющий собой компьютер со специализированным программным обеспечением, выполняющим их обработку и анализ. Алгоритмы обработки и анализа изображений обеспечивают автоматическое принятие решения об отсутствии или наличии признаков возгорания. Результаты передаются оператору для принятия окончательного решения. Автоматизация процесса анализа изображений резко снижает утомляемость оператора и повышает объективность решений. Эксплуатация системы в течение ряда лет привела к необходимости совершенствования её архитектуры с целью повышения гибкости и расширения функциональных возможностей.

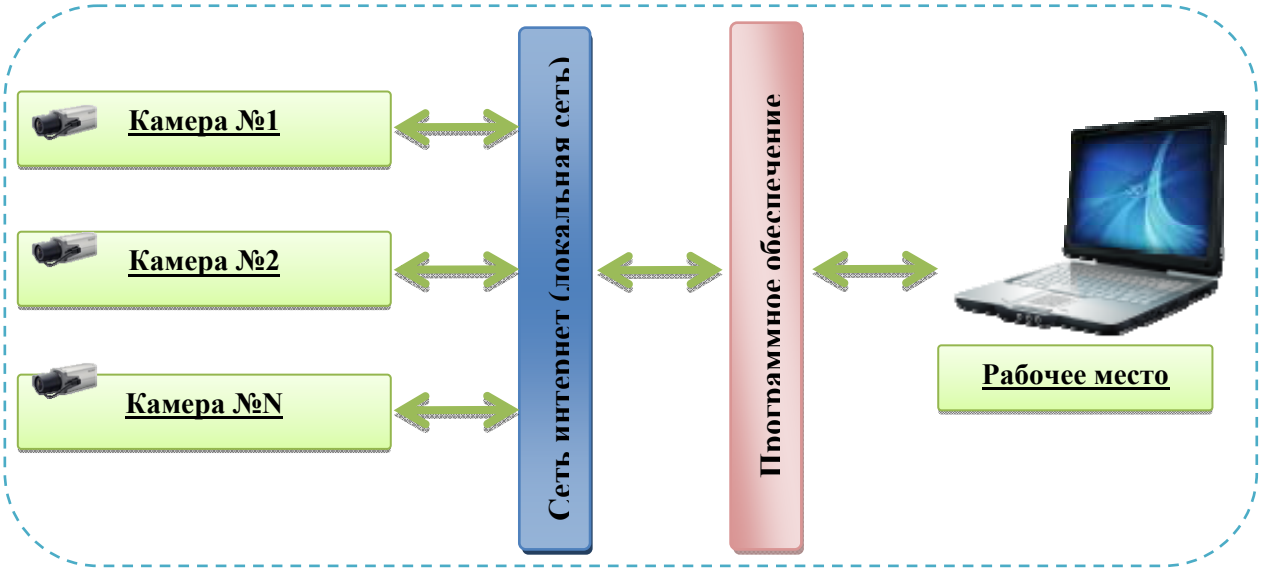


Рис. 1. Обобщенная структурная схема системы

В основу предлагаемой архитектуры программного обеспечения положена клиент-серверная технология, позволяющая получать доступ к информации различным удаленным группам пользователей в соответствии с их уровнями доступа. Единая база данных, расположенная на сервере (локальном или глобальном, в зависимости от технической реализации комплекса) и объединяющая все данные видеокамер (расположение камеры, её идентификатор, видеозаписи, изображения, сигналы тревоги) позволяет формировать необходимые отчеты по запросам пользователей. Доступ к отчетам предоставляется по сети Интернет пользователям, прошедшим авторизацию в системе. Все параметры системы, настройки камер, полученные изображения, результаты их обработки, отчеты хранятся в базе данных, что формирует универсальную систему с множественным доступом и независимым интерфейсом.

Использование вышеупомянутой технологии позволило разделить программное обеспечение на несколько составляющих:

- серверное ПО;
- клиентское рабочее место (на текущий момент для Windows-платформ);
- веб-приложение;
- мобильный клиент.

На рис. 2 показаны основные элементы программно-аппаратного комплекса.

Наблюдение за лесным массивом осуществляется с помощью видеокамер, установленных на возвышениях (вышках, мачтах и т.п.). Совокупность видеокамер, установлен-

ных на некоторой территории, образует область видеонаблюдения (на рис. 2 – «Область»). Контроль и сбор данных осуществляется с помощью сконфигурированного «Сервера сбора и обработки данных». Сервер должен иметь доступ к видеокамерам через локальную или глобальную сеть. Сервер сбора и обработки данных выполняет задачи хранения изображений, снимаемых с видеокамер, обработки изображений по алгоритмам поиска очагов возгорания, предоставления доступа к обработанным данным, предоставления доступа к видеопотоку данных от камеры, предоставления доступа из локальной и глобальной сети к полученной данным, управления правами доступа к данным. Функционально сервер состоит из следующих частей:

- службы сбора данных;
- службы обработки данных;
- сервера базы данных;
- web-сервера.

Управление функциональными частями сервера осуществляется программой «FireStationAdminServer».

Служба сбора данных предназначена для получения изображений от видеокамер, обработки и предоставления пользователю доступа к видеопотоку данных.

Служба обработки данных выполняет анализ изображений с применением специализированных алгоритмов обнаружения очага возгорания, формирует отчет о событии и записывает его в базу данных.

Архитектура системы предполагает возможность объединения территориально разнесенных серверов сбора и обработки данных в единую систему.

Система видеомониторинга «FireStation» предоставляет возможность организовать место оператора в любом месте, где доступна локальная сеть с подключенными видеокамерами или глобальная сеть. Доступ к данным видеокамер осуществляется через клиентское программное обеспечение «FireStationClient».

Видеомониторинг может осуществляться через клиентское программное обеспечение «FireStationClient»,«FireStationClientWeb», «FireStationClientWebMobile», позволящее получать доступ через удаленное рабочее место (персональный компьютер), веб-браузер, мобильные устройства.

Местоположение видеокамер, подключенных к системе, отображается на интерактивных картах (Google, Yandex.Map), а также может отображаться на электронных картах, предоставленных Заказчиком. В системе предусмотрено предотвращение конфликтов, связанных с попытками управления видеокамерами, предпринимаемыми одновременно различными пользователями.

В ходе разработки системы были проведены исследования скорости передачи данных при подключении видеооборудования к сетям мобильной связи 3G. Использование каналов сотовых операторов целесообразно при размещении видеооборудования в отдаленных районах без организации дополнительных каналов связи, что позволяет существенно уменьшить конечную стоимость системы для потребителя.

Для организации каналов связи с помощью 3G-сетей были проведены измерения скоростей передачи данных основных сотовых операторов связи – «МТС», «Билайн», «Мегафон». Результаты приведены в таблице.

Полученные результаты являются более чем удовлетворительными, так как стабильная работа системы обеспечивается каналом с пропускной способностью 512 Кбит/с.

Таблица

№ п/п	Оператор	Скорость передачи «вниз»	Скорость передачи «вверх»
1	МТС	2,56 Мбит/с	1,26 Мбит/с
2	Билайн	3,24 Мбит/с	1,44 Мбит/с
3	Мегафон	3,48 Мбит/с	1,38 Мбит/с

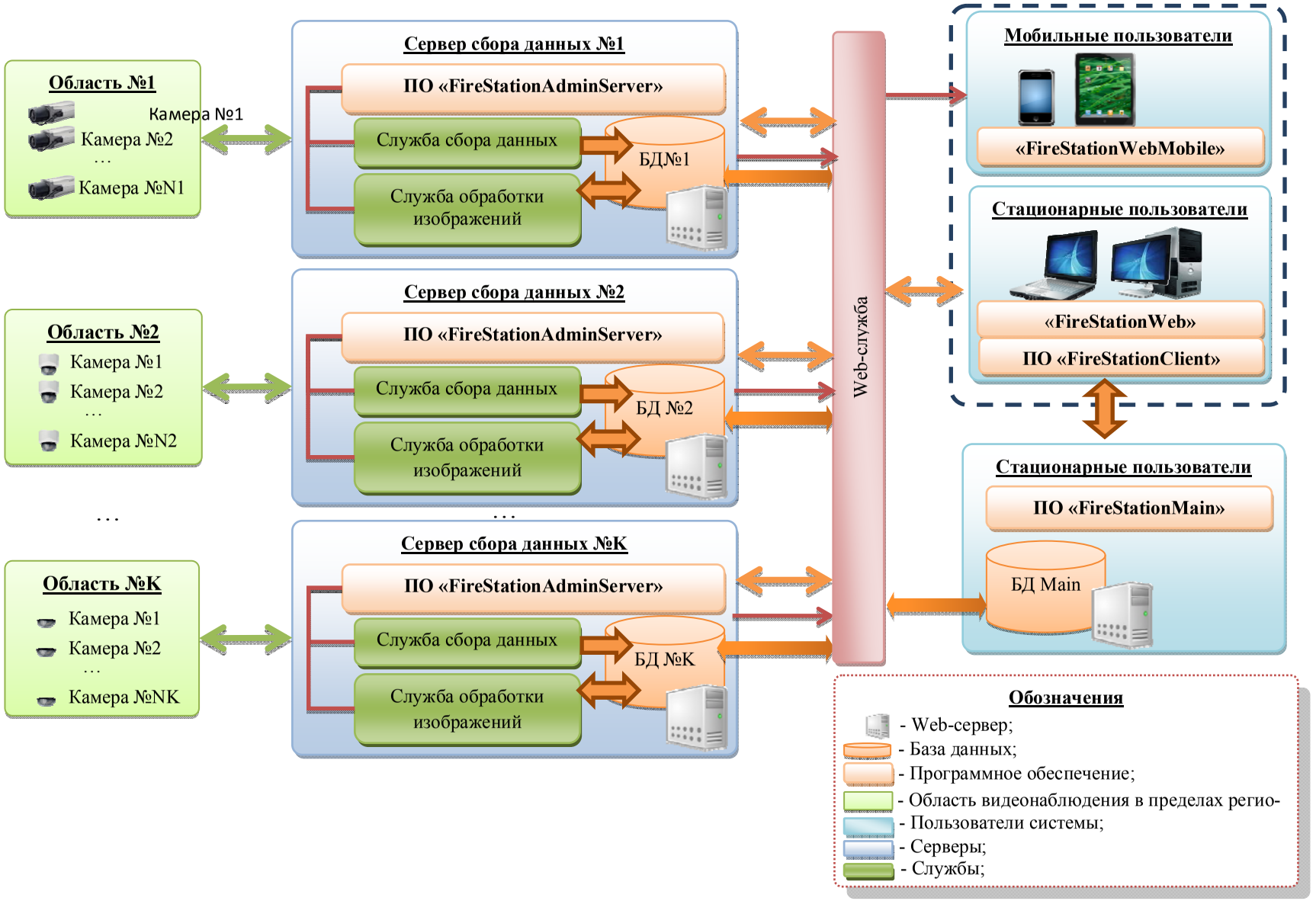


Рис. 2. Основные элементы программно-аппаратного комплекса

На основе описанной технологии появляется перспектива построения глобальной системы видеомониторинга лесных пожаров с возможностью формированием отчетов для непосредственно заинтересованных служб (МЧС РФ, пожарных частей, охранных предприятий, лесных хозяйств), а также частных лиц.

УЛУЧШЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕБОРНЫХ АЛГОРИТМОВ РАЗРЕШЕНИЯ НЕОДНОЗНАЧНОСТИ ПРИ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЯХ ПО СИГНАЛАМ СРНС

К. Ю. Костырев, А. М. Алешечкин (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: kkostyrev@mail.ru

Представлен переборный метод разрешения неоднозначности при определении угловой ориентации объектов по сигналам спутниковых радионавигационных систем. Разработаны алгоритмы и программное обеспечение, реализующее определение угловой ориентации по измерениям фазовых сдвигов на несущих частотах L1, L2, L3 СРНС и с использованием их разностей для двухантенного интерферометра. Исследовано влияние выбора начального созвездия КА на вероятность правильного разрешения неоднозначности.

Проблема разрешения неоднозначности (РН) фазовых измерений возникает при использовании интерферометрических методов для определения угловой ориентации объектов по сигналам спутниковых радионавигационных систем (СРНС) вследствие того, что расстояние между антеннами интерферометра B превышает длину волны принимаемых сигналов λ [1].

Одним из известных методов РН является переборный метод, основанный на свойстве целочисленности значений неоднозначностей фазовых измерений [2]. Данный метод относится к группе одномоментных, обеспечивающих определение ориентации в темпе получения интерферометрических фазовых измерений. Особенностью переборного метода является возникновение вероятности ошибок в РН, вызванных наличием случайной погрешности в измеренных значениях фазовых сдвигов (ФС) принимаемых сигналов СРНС. Исходя из этого, наиболее важной характеристикой переборных алгоритмов разрешения неоднозначности параметром является вероятность правильного РН.

Переборный метод [3] основан на подборе целочисленных значений неоднозначностей в измерениях ФС для начального созвездия из двух или трех космических аппаратов (КА), позволяющем определить массив возможных значений угловой ориентации. Проверка и отсев полученных значений угловой ориентации осуществляется путем расчета значений неоднозначностей ФС для сигналов КА, не вошедших в начальное созвездие. Определение истинной угловой ориентации объекта осуществляется из условия максимума функции правдоподобия.

Значения угловой ориентации для начального и полного созвездий КА при использовании сигналов частот L1, L2 или L3 определяются путем решения системы уравнений [1]:

$$\begin{cases} k_{xi} \cdot X + k_{yi} \cdot Y + k_{zi} \cdot Z = \lambda_i \cdot (N_i + \varphi_i); \\ X^2 + Y^2 + Z^2 = B^2, \end{cases} \quad (1)$$

где $i = 1, \ldots, n$ – текущий номер КА; n – число КА, используемых для определения угловой ориентации; k_{xi}, k_{yi}, k_{zi} – направляющие косинусы векторов-направлений от объекта до i-го КА в текущий момент времени измерений; φ_i – измеренное и скорректированное с учетом систематической погрешности значение ФС сигнала i-го КА (в фазовых циклах);

λ_i – длина волны сигнала *i*-го КА; N_i – значение целочисленной неоднозначности сигнала *i*-го КА (в фазовых циклах), удовлетворяющее условию:

$$|N_i| \le \mathrm{int}\left(\frac{B}{\lambda_i} - \varphi_i + 0{,}5\right), \tag{2}$$

где B – расстояние между антеннами при $n < 3$ – известное с высокой точностью, при $n \ge 3$ – подлежащее уточнению в процессе решения системы уравнений; X, Y, Z – неизвестные значения относительных координат фазового центра второй антенны относительно первой.

Решение системы линейных уравнений (1) при $n \ge 3$ находится по методу наименьших квадратов (минимизируется квадрат невязок) [3]:

$$Q = \sum_{i=1}^{n} \left(k_{xi} \cdot X + k_{yi} \cdot Y + k_{zi} \cdot Z - \Phi_i\right)^2, \tag{3}$$

где $\Phi_i = \lambda_i \cdot (N_i + \varphi_i)$ – значение полного фазового сдвига.

Одним из недостатков переборных методов являются большой объем вычислений, поскольку число возможных комбинаций неоднозначностей пропорционально отношению расстояния между антеннами объекта B к длине волны λ_i принимаемых сигналов:

$$N_{\max} = \left(2 \cdot \left[\frac{B}{\lambda_i} + 0.5\right] + 1\right)^n, \tag{4}$$

где *n* – число используемых КА.

Вычисление возможных значений неоднозначностей по начальному созвездию позволяет значительно сократить временные и аппаратные затраты. Например, при использовании сигналов СРНС на частоте L1 ($\lambda_1 \approx 19$ см) число переборов неоднозначностей $N_{\max}$ для начального созвездия из трех КА и расстояния между антеннами интерферометра $B = 0.5$ м равно 343, а для начального созвездия из 4-х КА $N_{\max} = 2401$.

Важным этапом представленного метода является выбор начального созвездия из всех доступных КА, которое обеспечивает максимум вероятности правильного РН.

На рис. 1 представлены результаты расчета вероятности правильного РН для различных начальных созвездий из 3-х и 4-х КА при использовании сигналов L1. Расстояние между антеннами интерферометра $B = 0.5$ м, число доступных КА $n = 12$. Представленные результаты свидетельствуют о том, что определение ориентации по начальному созвездию из 4-х КА приводит к увеличению вероятности правильного РН по сравнению со случаем начального созвездия из 3-х КА. Полученный результат объясняется тем, что рассчитанные по начальному созвездию возможные значения угловой ориентации проверяются на соответствие известным заранее значениям угловой ориентации, в частности проверка осуществляется по базе и углу места антенной системы. При использовании начального созвездия из 4-х КА погрешность возможных значений оказывается меньше, чем для 3-х КА. Это приводит к уменьшению возможности отсева истинного решения, из-за чего вероятность правильного РН повышается.

Вследствие наличия погрешности определения ФС интерферометром, существует вероятность пропустить истинное значение угловой ориентации при вычислении неоднозначностей по начальному созвездию. Для устранения этого недостатка осуществляется операция допоиска значений неоднозначностей N_i для дополнительных КА, не вошедших в

начальное созвездие, в которой определяется комбинация неоднозначностей, обеспечивающая минимум квадрата невязок (3).

Рис. 2 иллюстрирует возможность повышения достоверности РН за счет допоиска.

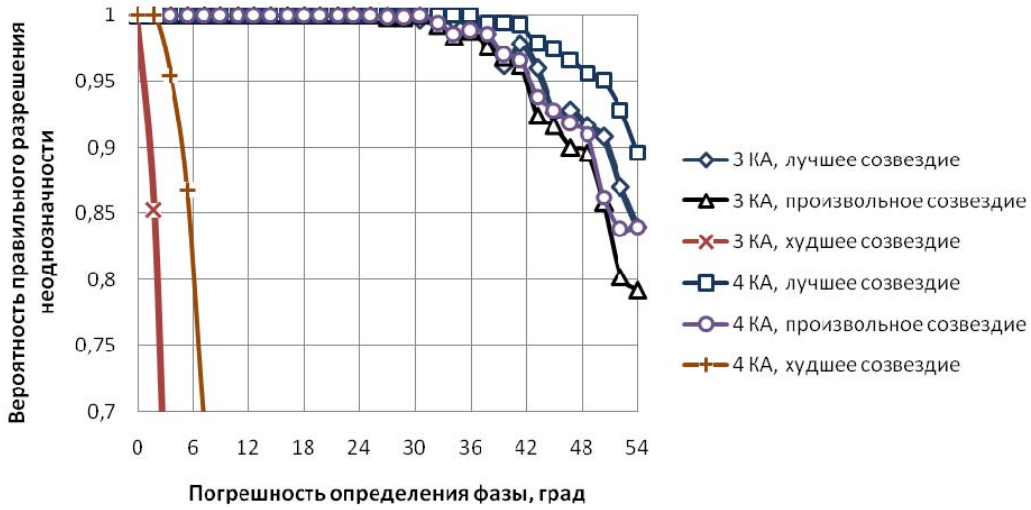


Рис. 1. Влияние выбора начального созвездия



Рис. 2. Применение алгоритма допоиска (начальное созвездие из 3 КА)

Для повышения надежности навигационных определений при измерениях по фазе несущих частот часто используют различные синтезируемые длины волн [4, 5], полученные путем вычисления значений ФС в виде линейных комбинаций измеренных значений на рабочих частотах РНС L1, L2, L3.

В данной статье проведено исследование переборных методов по разностям ФС, измеренных на рабочих частотах, т.е. разности L1-L2, L2-L3 и L1-L3 [6, 7]. В этом случае основная система уравнений (1) принимает вид:

$$\begin{cases} \left(k_{xi}\cdot X + k_{yi}\cdot Y + k_{zi}\cdot Z\right)\cdot \rho_i = \Delta N_{12i} + \Delta\varphi_{12i}; \\ X^2 + Y^2 + Z^2 = B^2, \end{cases} \tag{5}$$

где $i = 1,...,n$ – текущий номер КА; n – число КА, используемых для определения угловой ориентации; k_{xi}, k_{yi}, k_{zi} – направляющие косинусы векторов-направлений от объекта до

i-го КА в текущий момент времени измерений; $\Delta N_{12i} = N_{1i} - N_{2i}$ – разность целочисленных неоднозначностей сигналов на частотах L1 и L2 (в фазовых циклах); $\Delta\varphi_{12i} = \varphi_{1i} - \varphi_{2i}$ – разность измеренных и скорректированных с учетом систематической погрешности значений ФС сигналов i-го КА на частотах L1 и L2, выраженные в фазовых циклах; B – неизвестное расстояние между антеннами интерферометра; X, Y, Z – неизвестные значения относительных координат фазового центра второй антенны относительно первой; $\rho = \dfrac{\lambda_{2i} - \lambda_{1i}}{\lambda_{1i} \cdot \lambda_{2i}}$ – величина, обратная разностной длине волны сигналов частот L1 и L2.

При использовании измерений ФС на разностной частоте L1–L2 разностная длина волны составляет $\lambda_{12} = \dfrac{1}{\rho_{12i}} = \dfrac{\lambda_{1i} \cdot \lambda_{2i}}{\lambda_{2i} - \lambda_{1i}} \approx 83$ см, а число переборов $N_{\max}$ (4) при длине базы $B = 0.5$ м равно 27.

На рис. 3 представлены результаты расчета вероятности правильного РН для разностных частот при начальном созвездии из 3-х КА. Расстояние между антеннами интерферометра $B = 0.5$ м, число доступных КА $n = 12$.

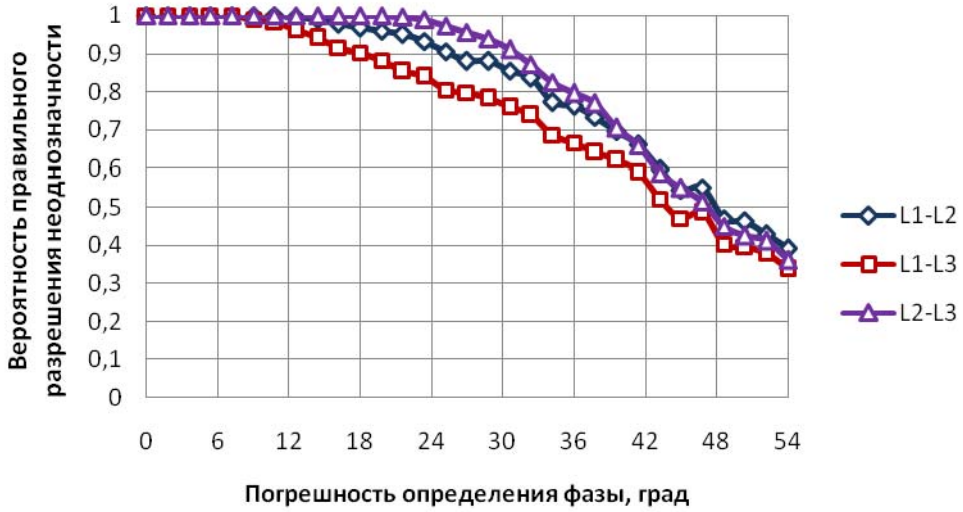


Рис. 3. Использование разностных частот

В ходе выполнения данного исследования разработаны алгоритмы применения переборного метода, как для отдельных частот (L1, L2, L3), так и для пар частот (L1-L2, L1-L3, L2-L3). Программа моделирования, разработанная в среде программирования C++ Builder 2009, производит определение угловой ориентации объекта, расчет вероятности правильного РН фазовых измерений, обеспечивает расчет погрешностей определения азимута, угла места и базы. Кроме этого, возможно изменение начального созвездия КА, определения наилучшего и наихудшего начального созвездия, варьирование алгоритмов допоиска целочисленных неоднозначностей.

Анализ результатов моделирования показал, что разработанный алгоритм может быть использован для определения угловой ориентации подвижных объектов. По сравнению с известным алгоритмом [3] представленный алгоритм обладает лучшими характеристиками по достоверности решения задачи РН. Кроме того, использование синтезированных длин волн, полученных на основе вычисления разностей фазовых сдвигов на разных частотах КА, приводит к существенному сокращению времени вычислений за счет меньшего числа перебираемых значений. При этом вероятность правильного РН уменьшается по сравнению с переборным методом, использующим измеренные значения фазовых сдвигов на частотах L1, L2, L3.

Список литературы

1. Костырев, К.Ю. Алгоритмы разрешения неоднозначности при интерферометрических измерениях по сигналам СРНС / К.Ю. Костырев, А.М. Алешечкин // Решетневские чтения: материалы XIV Междунар. науч. конф., посвящ. памяти генерал. конструктора ракет.-космич. систем академика М.Ф. Решетнева (10–12 нояб. 2010, г. Красноярск) : в 2 ч. / под общ. ред. Ю.Ю. Логинова ; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. – Красноярск, 2010. – Ч. 1. – С. 153–154.

2. US Patent № 4963889. Method and apparatus for precision attitude determination and kinematic positioning / Ronald R. Hatch.

3. Патент РФ №2379700. Способ угловой ориентации объекта по сигналам спутниковых радионавигационных систем / А.М. Алешечкин, В.И. Кокорин, Ю.Л. Фатеев // Опубл. 20.01.2010. Бюл. № 2.

4. Патент РФ № 2295737. Способ разрешения фазовых неоднозначностей / В.Е. Алексеев, А.Н. Соловьев // Опубл. 20.03.2007. Бюл. № 8.

5. Патент РФ № 2157547. Способ разрешения неоднозначности фазовых измерений / В.А. Пономарев, В.С. Бахолдин // Опубл. 10.10.2000.

6. Kostyrev, K.Y. Express Ambiguity Resolution Algorithms Analysis in Interferometric Measurings of Satellite Radio Navigation Systems Signals / K.Y. Kostyrev, A.M. Aleshechkin // Proceedings of 2011 International Siberian Conference on Control and Communications SIBCON. – Russia, Krasnoyarsk, September 15-16, 2011. – Pp. 162 – 164.

7. Костырев, К.Ю. Использование многочастотных измерений при определении угловой ориентации по сигналам СРНС / А.М. Алешечкин, К.Ю. Костырев // Решетневские чтения: материалы XV Междунар. науч. конф., посвящ. памяти генерал. конструктора ракет.-космич. систем академика М.Ф. Решетнева (10–12 нояб. 2011, г. Красноярск): в 2 ч. / под общ. ред. Ю.Ю. Логинова ; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. – Красноярск, 2011. – Ч. 1. – С. 181–182.

СИНТЕЗ И ИССЛЕДОВАНИЕ СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА ШУМОПОДОБНОГО *MSK*-СИГНАЛА НА ОСНОВЕ *FIR*-СТРУКТУРЫ

А. С. Ахметшин, Е. В. Кузьмин (научный руководитель)

ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет»
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: Kuzminev@mail.ru

Рассматривается синтез и исследование имитационной модели согласованного фильтра шумоподобного *MSK*-сигнала на основе *FIR*-структуры для решения задачи быстрого поиска, обусловленной необходимостью улучшения характеристик приемоиндикаторов перспективной радионавигационной системы.

Цель: синтез и исследование имитационной модели согласованного фильтра шумоподобного *MSK*-сигнала на основе *FIR*-структуры, для дальнейшего исследования и экспериментального определения его потенциальных возможностей при решении задачи поиска сигналов перспективной радионавигационной системы (ПРНС).

Постановка задачи. В перспективных радионавигационных системах находят применение шумоподобные сигналы (ШПС) с минимальной частотной манипуляцией, в зарубежной литературе упоминаемые как *MSK-signals* (*minimum shift keying*). Шумоподобные *MSK*-сигналы (ШПС-*MSK*) превосходят традиционные фазоманипулированные сигналы по спектральной эффективности и другим показателям [1]. Одной из главных проблем при приёме ШПС с большой длиной кодовой последовательности ($K > 10^4$) является осуществление быстрого поиска сигнала. Видимой сложностью здесь является реализация опти-

мального приемника для ШПС-*MSK* (параллельная многоканальная корреляционная обработка). Для минимальных реализационных затрат на практике пользуются алгоритмом последовательного поиска [2], но для ПРНС он не будет обеспечивать важного показателя системы – времени вхождения в синхронизм. Также, существуют способы последовательно-параллельного поиска основанные на методах корреляционного приема сигналов [3]. В работах [4, 5] авторами уже показывалась возможность применения согласованных фильтров ШПС-*MSK* для решения задачи быстрого поиска данного сигнала. Для решения этой задачи необходимо синтезировать согласованный фильтр.

Математическая модель спектрально-эффективного ШПС-*MSK* в комплексной форме [6]:

$$\dot{s}_{MSK}(t) = AD(t)\dot{S}(t)\exp\left[j\left(2\pi f_0 t - \varphi_0\right)\right], \tag{1}$$

где A – амплитуда сигнала; $D(t)$ – информационный сигнал; f_0 – центральная частота; φ_0 – начальная фаза; $\dot{S}(t)$ – комплексная огибающая вида:

$$\dot{S}(t) = \exp\left[j\Theta(t)\right] = \cos\Theta(t) + j\sin\Theta(t) = I(t) + jQ(t), \tag{2}$$

$$\Theta(t) = \frac{\pi}{2T}\int_0^t d(t')\,dt', \tag{3}$$

$$d(t) = \sum_{i=0}^{K-1} d_i \operatorname{rect}(t - iT), \tag{4}$$

где $\Theta(t)$ – функция, определяющая закон угловой модуляции; $I(t)$, $Q(t)$ – квадратурные составляющие комплексной огибающей (действительная и мнимая соответственно); $d(t)$ – псевдослучайная последовательность (ПСП) длины K; T – длительность элемента ПСП; $\operatorname{rect}(t)$ – прямоугольный импульс единичной амплитуды и длительностью T.

Для разработки согласованного фильтра ШПС-*MSK* использован алгоритм дискретной временной свертки (ДВС) которому соответствует *FIR*-структура (*finite impulse response*). Сигнал на выходе алгоритма ДВС определяется следующим образом [7]:

$$y(n)_N = \sum_{m=0}^{N_2-1} h(m)\,x(n-m), \tag{5}$$

где $h(m)$ – импульсная характеристика конечной длины N_2; $x(n)$ – реализация входного сигнала (конечной длины N_1), а количество отчетов выходного сигнала $y(n)_N$ будет равно $N = N_1 + N_2 - 1$, где $n = 0, 1, \ldots, N-1$ – номер отсчёта. При входной реализации ШПС-*MSK*:

$$x(n) = \operatorname{Re}\left(\dot{s}_{MSK}(n)\right), \tag{6}$$

импульсная характеристика для согласованного фильтра ШПС-*MSK*, будет определяться зеркальным отображением сигнала (1):

$$h(m) = \operatorname{Re}\left(\dot{s}_{MSK}(N-1-m)\right). \tag{7}$$

Данному математическому описанию будет соответствовать *FIR*-структура при обработке во временной области (рис. 1) [7].

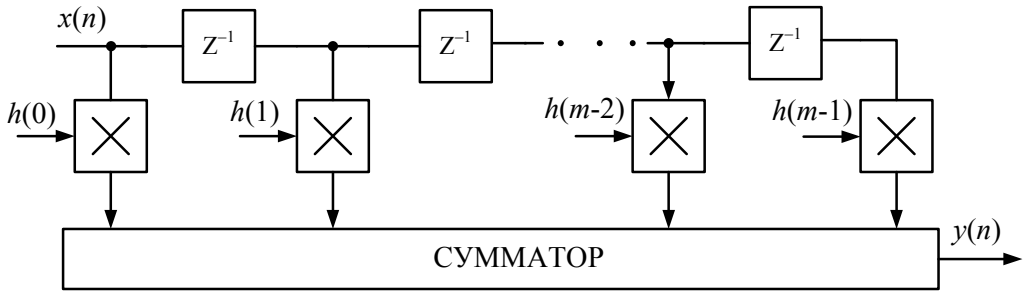


Рис. 1. *FIR*-структура

На рис. 1 введены следующие обозначения: X – перемножитель, Z^{-1} –элементы задержки.

Синтез и разработка согласованного фильтра для ШПС-*MSK* при $K = 10^3..10^5$ при использовании *FIR*-структуры напрямую проблематична, по причине обработки большого количества отсчетов. Для упрощения обработки, применён известный алгоритм выделения квадратурных составляющих $I(t)$ и $Q(t)$ комплексной огибающей ШПС-*MSK* [2], которые являются фазоманипулированными шумоподобными сигналами с длительностью периода равного $4T_{\text{п}}$, где $T_{\text{п}}$ – период ПСП, и частотой в $0{,}25f_{\text{т}}$ раз меньшей частоты f_0, где $f_{\text{т}} = 1/T$. Учитывая структурные особенности данного сигнала и инвариантные свойства фильтра ко времени запаздывания сигнала, был синтезирован алгоритм согласованной фильтрации комплексной огибающей ШПС-*MSK*. Предлагаемый алгоритм состоит из двух пар согласованных фильтров для действительной и мнимой составляющих комплексной огибающей ШПС-*MSK*. Уменьшение вычислительных затрат достигается за счет понижения частоты дискретизации низкочастотных квадратурных составляющих в M раз, до значения частоты $f_{\text{д}} = 2f_{\text{т}}$. Таким образом минимизируется количество обрабатываемых отчетов и время анализа. Математическая модель фильтра согласованного с комплексной огибающей ШПС-*MSK* имеет вид:

$$\hat{I}(t) = \int_0^{T/2} \operatorname{Re}\left[\dot{s}_{MSK}(t)\right]\cos(2\pi f_0 t)\,dt, \quad \hat{Q}(t) = \int_0^{T/2} \operatorname{Re}\left[\dot{s}_{MSK}(t)\right]\sin(2\pi f_0 t)\,dt, \tag{8}$$

$$z_{ss}(m) = \sum_{m=0}^{N_2-1} h_{\sin}(m)\hat{Q}(n-m), \quad z_{cs}(m) = \sum_{m=0}^{N_2-1} h_{\sin}(m)\hat{I}(n-m), \tag{9}$$

$$z_{sc}(m) = \sum_{m=0}^{N_2-1} h_{\cos}(m)\hat{Q}(n-m), \quad z_{cc}(m) = \sum_{m=0}^{N_2-1} h_{\cos}(m)\hat{I}(n-m), \tag{10}$$

$$Z(m) = \sqrt{\left(z_{ss}(m) + z_{cs}(m)\right)^2 + \left(z_{sc}(m) + z_{cc}(m)\right)^2}, \tag{11}$$

здесь $h_{\cos}$ и $h_{\sin}$ – импульсные характеристики согласованных фильтров для действительной и мнимой составляющих комплексной огибающей соответственно; $\hat{I}(t)$ и $\hat{Q}(t)$ – оценки действительной и мнимой составляющих комплексной огибающей.

Математическое описание (8)–(11) соответствует блок-схеме алгоритма согласованного фильтра для ШПС-*MSK* представленного на рис. 2.

На рис. 2 введены следующие обозначения: X – перемножитель; $\int$ – интегратор с пределами интегрирования от $t_1 = 0$ до $t_2 = T/2$; M – коэффициент децимации; СФcos*FIR* и СФsin*FIR* – согласованные фильтры для действительной и мнимой составляющих комплексной огибающей ШПС-*MSK*; + – сумматор; $(\bullet)^2$ – блок возведения в квадрат; $\sqrt{\ }$ – блок извлечения корня квадратного.

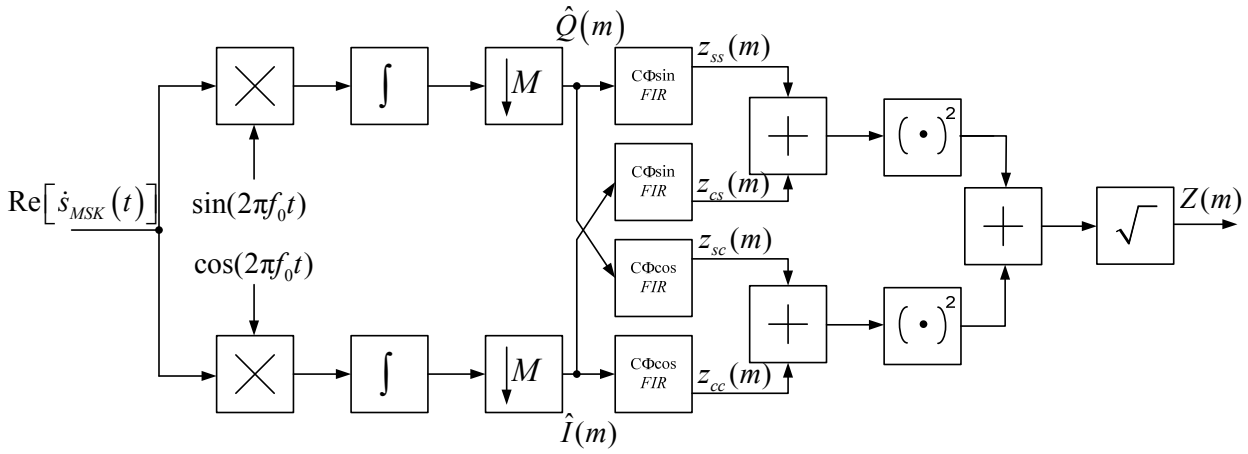


Рис. 2. Согласованный фильтр для комплексной огибающей ШПС-*MSK*

На основе синтезированного алгоритма проведено моделирование согласованного фильтра ШПС-*MSK* при длине манипулирующей кодовой последовательности $K = 16383$ в системе *LabVIEW*. Результат моделирования представлен на рис. 3, где показан нормированный отклик $Z(t) / Z_{\max}(t)$, согласованного фильтра комплексной огибающей ШПС-*MSK*.

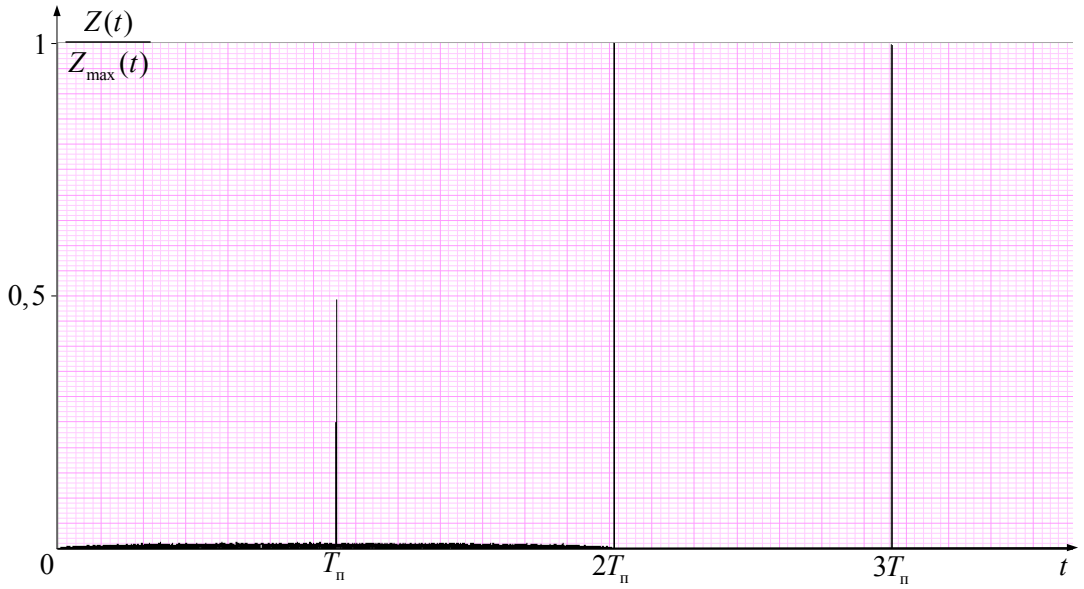


Рис. 3. Осциллограмма выходного сигнала фильтра согласованного с комплексной огибающей ШПС-*MSK*

Из рис. 3 видно, что на временном интервале $t \in [0; 2T_п]$ наблюдается переходной процесс с повышенным уровнем боковых лепестков и пиком, имеющим в два раза меньший уровень от пика нормированной периодической автокорреляционной функции (ПАКФ). Последующие периоды – установившийся процесс с минимальным уровнем боковых лепестков и максимальными пиками ПАКФ.

Таким образом, был проведён синтез и имитационное моделирование согласованного фильтра комплексной огибающей для ШПС-*MSK* с длиной манипулирующей кодовой последовательности $K = 16383$. Результаты совпадают с теоретическими и подтверждают работоспособность данного алгоритма. Обеспечение работоспособности синтезированного алгоритма на фоне флуктуационных и других помех обеспечивается за счет общеизвестного способа накопления, и будет показано авторами в следующих публикациях.

Список литературы

1. Nard G. Geoloc: Spread spectrum concept applied in new accurate medium-long range radiopositioning system / G. Nard // France, 1984. – Sercel.

2. Кокорин, В.И. Радионавигационные системы и устройства : учеб. пособие / В.И. Кокорин. – Красноярск : ИПЦ КГТУ, 2006. – 175 с.

3. Журавлев, В.И. Поиск и синхронизация в широкополосных системах / В. И. Журавлев. – М. : Радио и связь, 1986. – 241 с.

4. Кузьмин, Е.В. Согласованная фильтрация шумоподобного сигнала перспективной радионавигационной системы / Е.В. Кузьмин, А.С. Ахметшин // Молодежь и наука : сб. материалов Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых : в 11 ч. Ч. 5. – Красноярск, 2010. – 488 с. – С. 371–372.

5. Кузьмин, Е.В. Поиск шумоподобного сигнала для задач синхронизации радионавига-ционной системы / Е.В. Кузьмин, А.С. Ахметшин // Молодежь и наука : в 3 т. : материалы конф. Т. 3. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2011. – 415 с. – С. 408–410.

6. Kuzmin E.V. Comparative Analysis of Phase-lock Control System Algorithms for Spread-spectrum Signal Receiver / Е.В. Кузьмин // Журнал Сибирского федерального университета. Сер. «Техника и технологии». – 2011. – Т. 4. – № 1. – С. 35–39.

7. Глинченко, А.С. Цифровая обработка сигналов [Текст] : учеб. пособие / А. С. Глинченко. – 2-е изд., перераб. и доп. – Красноярск : ИПЦ КГТУ, 2005.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПОДАВЛЕНИЯ СТРУКТУРНОЙ ПОМЕХИ В ПРИЁМНОМ КАНАЛЕ СИГНАЛОВ МОРСКОЙ РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Я. И. Сенченко, Е. В. Кузьмин (научный руководитель)

ФГАОУ ВПО «Сибирский федеральный университет»
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, д. 28
E-mail: KuzminEV@mail.ru

Исследованы потенциальные возможности подавления структурной помехи в приёмном канале сигналов морской радионавигационной системы. Проведено идеализированное моделирование и экспериментальное исследование на основе программного обеспечения MatLAB-Simulink и Xilinx System Generator for DSP. Проведен сравнительный анализ результатов идеализированного моделирования и физического эксперимента на основе ПЛИС.

В настоящее время одной из наиболее важных проблем в наземных радионавигационных системах (РНС) является прием широкополосного навигационного сигнала на фоне мощных структурных помех (СП). Математическую модель аддитивной смеси широкополосного сигнала, СП и белого гауссовского шума представим в виде [1]

$$y(t) = s(t-\tau_c) + \sum_{l=1}^{L} \gamma_l s_l(t-\tau_{cl}) + \xi(t), \qquad (1)$$

где $s(t-\tau_c)$ и $s_l(t-\tau_{cl})$ – полезный сигнал и l-ая СП; L – число СП; $\gamma_l = \sqrt{P_{cl}/P_c}$ – отношение «СП/сигнал»; P_c и P_{cl} – мощность сигнала и l-ой СП; τ_c и τ_{cl} – задержка сигнала и l-ой СП; $\xi(t)$ – аддитивный белый гауссовский шум.

Цель работы: проверка потенциальных возможностей подавления структурной помехи в приёмном канале сигналов морской РНС.

К структурным помехам относятся сигналы ближайших («мешающих») опорных станций (ОС) РНС, по отношению к сигналам наиболее удаленных ОС. В сигналах ОС ис-

пользуется общая псевдослучайная последовательность с циклическим сдвигом. В перспективных морских радионавигационных системах находят применение шумоподобные сигналы с минимальной частотной манипуляцией (ШПС-МЧМ). Использование ШПС позволяет реализовать скрытную, помехозащищённую радиосистему с кодовым разделением каналов [2]. Математическое описание шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией можно представить в виде [3]:

$$s_{\text{мчм}}(t) = AD(t)\left[I(t)\cos\left(2\pi f_0 t - \varphi_0\right) - Q(t)\sin\left(2\pi f_0 t - \varphi_0\right)\right], \qquad (2)$$

где A – амплитуда принимаемого сигнала; $D(t)$ – информационный сигнал, $D(t) = \pm 1$, $t \in [0; T_{\text{п}}]$; f_0 – центральная частота принимаемого сигнала; $I(t) = \cos\Theta(t)$ и $Q(t) = \sin\Theta(t)$ – косинусная и синусная квадратурные составляющие сигнала; $\Theta(t) = \dfrac{\pi}{2T}\int_0^t d(t')dt'$ – функция, определяющая закон угловой модуляции; $d(t) = \sum_{k=0}^{N-1} d_k \operatorname{rect}(t - kT)$; d_k – псевдослучайная последовательность (ПСП) длины N; rect(t) – прямоугольный импульс единичной амплитуды и длительности T; T – длительность символа ПСП (тактовая частота $f_{\text{т}} = 1/T$); φ_0 – начальная фаза принимаемого сигнала; $T_{\text{п}}$ – период ПСП.

Для проверки потенциальных возможностей подавления структурной помехи в приёмном канале цифрового приёмника шумоподобного сигнала с минимальной частотной манипуляцией созданы идеализированные условия проведения моделирования:

– амплитуды входного сигнала, структурной помехи и опорных сигналов равны;

– ШПС-МЧМ формируется без паузы;

– ШПС-МЧМ формируется без наложения информации $D(t) = 1$;

– ШПС-МЧМ формируется без доплеровского сдвига частоты;

– ШПС-МЧМ формируется без задержки: $\tau_{\text{с}} = 0$, $\tau_{cl} = 0$ (число СП $L = 1$);

– в модели принимаемого сигнала отсутствует шум $\xi(t) = 0$.

Для проверки потенциальных возможностей подавления структурной помехи в приёмном канале сигналов морской РНС рассмотрено три случая.

В первом случае проводилось идеализированное моделирование в MatLAB-Simulink. При этом созданы проекты для двух типов корреляторов: одноканального (рис. 1) и квадратурного (рис. 2). На рис. 1 и 2 введены следующие обозначения: × – перемножитель; $\sum$ – сумматор-накопитель; + – сумматор. Отчеты входного сигнала $s_{\text{мчм}\,j}(t_i)$ с шагом $t_i = iT_{\text{д}}$, $i = 0, 1, ...$, $T_{\text{д}}$ – интервал дискретизации сигнала, подавались на вход корреляторов, и обеспечивалось фиксирование выходной величины Z_j, $j = \overline{0,1}$ (индексы 0 и 1 соответствуют сигналам ведущей и ведомой ОС соответственно) в моменты времени соответствующие $t_i = MT_{\text{д}}$ ($M = T_{\text{п}}/T_{\text{д}}$ – число отсчетов сигнала на периоде ПСП).

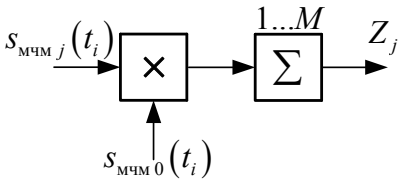


Рис. 1. Структурная схема одноканального коррелятора

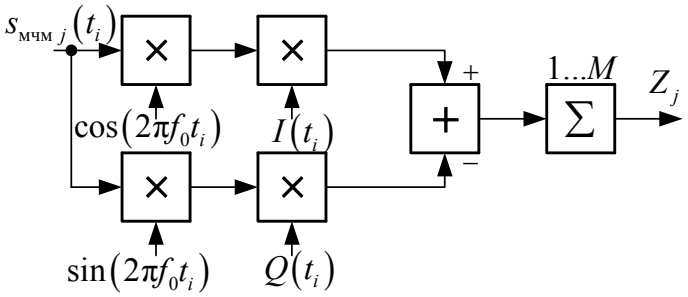


Рис. 2. Структурная схема квадратурного коррелятора

Квадратурный коррелятор отличается от одноканального тем, что в качестве опорных сигналов в нем используются отсчеты гармонических сигналов ($\sin(2\pi f_0 t_i)$ и $\cos(2\pi f_0 t_i)$) центральной частоты и отсчеты квадратурных составляющих сигнала ($I(t_i)$ и $Q(t_i)$) ведущей опорной станции.

В табл. приведены значения выходной величины коррелятора Z_j и оценка эффективности подавления СП $\hat{\gamma} = 20\lg\left(|Z_0|/|Z_1|\right)$. Полученные результаты идеализированного моделирования одинаковы для двух типов корреляторов и согласуются с теоретическими расчетами: уровень боковых лепестков взаимной корреляционной функции сигналов $s_{\text{мчм }0}$ и $s_{\text{мчм }1}$ определяется как $20\lg\left(1/N\right) \simeq 84$ дБ (при $N = 2^{14} - 1$).

Во втором случае разработан проект на основе программного обеспечения Xilinx System Generator for DSP с учетом ограничения разрядностей операций и без использования аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) [4]. В табл. приведены значения выходной величины коррелятора и оценка эффективности подавления СП $\hat{\gamma}$. Полученные результаты эмуляции проекта из-за ограничения разрядностей операций хуже результатов полученных при идеализированном моделировании в MatLAB-Simulink.

В третьем случае подготовлен и проведен физический эксперимент на основе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) фирмы Xilinx (Virtex4 xc4vsx35-10ff668) с учетом ограничения разрядностей операций и при использовании АЦП и ЦАП. На рис. 3 показана структурная схема проведения экспериментального исследования [4], где персональный компьютер с программным обеспечением Xilinx System Generator for DSP, ISE, MatLAB (с оболочкой Simulink) сопряжен с отладочным средством XtremeDSP Development Kit-IV фирмы Nallatech.

На основе программного обеспечения Xilinx System Generator for DSP, ISE и MatLAB-Simulink реализованы проекты формирователя ШПС-МЧМ и квадратурного коррелятора, которые загружались в ПЛИС. При проведении экспериментального исследования на выходе ЦАП1 формировался сигнал ведущей ОС $s_{\text{мчм }0}$, а на выходе ЦАП2 – сигнал ведомой ОС $s_{\text{мчм }1}$.

В табл. приведены значения выходной величины коррелятора для каждого проекта, а также показаны оценки эффективности подавления СП $\hat{\gamma}$ при реализации проектов на ПЛИС.

Таблица

Программное обеспечение проекта	Тип коррелятора	Наличие ЦАП и АЦП	$\lvert Z_0 \rvert$	$\lvert Z_1 \rvert$	$\hat{\gamma}$, дБ
MatLAB-Simulink (моделирование)	одноканальный	нет	$4.1\cdot10^5$	24	84
	квадратурный	нет	$4.1\cdot10^5$	24	84
Xilinx System Generator for DSP (эмуляция)	квадратурный	нет	$3.2\cdot10^4$	3	80
Field-programmable gate array (реализация)	квадратурный	нет	$3\cdot10^4$	4	78
	квадратурный	есть	$48.6\cdot10^4$	90	74

Как видно из табл., полученные результаты физического эксперимента хуже результатов полученных при идеализированном моделировании в MatLAB-Simulink и при эмуляции проектов в Xilinx System Generator for DSP.

В дальнейшем планируется проведение экспериментального исследования эффективности подавления СП в приёмном канале цифрового приёмника ШПС-МЧМ при условиях близких к реальным: амплитуды входного сигнала, СП и опорных сигналов отличаются; ШПС-МЧМ формируется с паузой; ШПС-МЧМ формируется при наложении информации $D(t) = \pm 1$; ШПС-МЧМ формируется при наличии доплеровского сдвига частоты;

ШПС-МЧМ формируется с учетом задержек: $\tau_c \neq 0$, $\tau_{cl} \neq 0$ (число СП $L = \overline{1,3}$); ШПС-МЧМ формируется при наличии шума $\xi(t)$. Результаты данных исследований планируется показать в следующих публикациях.

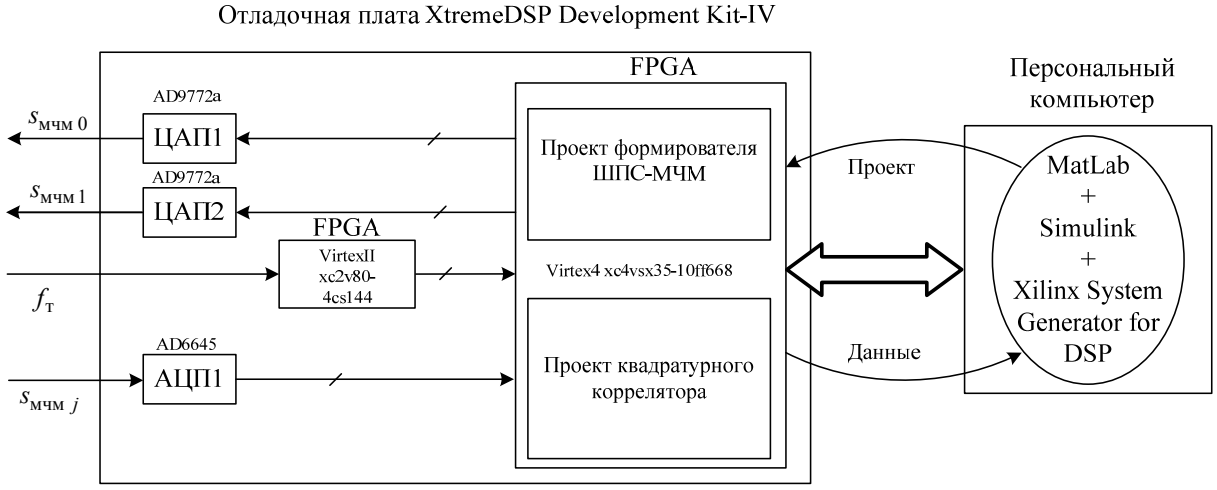


Рис. 3. Структурная схема проведения экспериментального исследования

Выводы:

1. Эффективность подавления структурной помехи в приёмном канале цифрового приёмника ШПС-МЧМ, оцененная с помощью идеализированного моделирования в MatLAB-Simulink составляет $\hat{\gamma} \simeq 84$ дБ, что согласуется с теоретическими расчетами.

2. Эффективность подавления структурной помехи в приёмном канале цифрового приёмника ШПС-МЧМ, оцененная с помощью эмуляции в Xilinx System Generator for DSP составляет $\hat{\gamma} \simeq 80$ дБ.

3. Эффективность подавления структурной помехи в приёмном канале цифрового приёмника ШПС-МЧМ, оцененная на основе физического эксперимента (ПЛИС фирмы Xilinx Virtex4 xc4vsx35-10ff668) при отсутствии ЦАП и АЦП составляет $\hat{\gamma} \simeq 78$ дБ, а при наличии ЦАП и АЦП $\hat{\gamma} \simeq 74$ дБ.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта, выделенного на выполнение поисковых научно-исследовательских работ в рамках федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы (Государственный контракт от 31.10.2011 г. №16.740.11.0764).

Список литературы

1. Кузьмин, Е.В. Обзор способов расширения рабочей зоны перспективной радионавигационной системы / Е.В. Кузьмин, Я.И. Сенченко // Молодежь и наука : в 3 т. : материалы конф. Т. 3. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2011. – 415 с. – С. 338–343.

2. Варакин, Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е. Варакин. – М. : Радио и связь, 1985, – 384 с.

3. Кузьмин, Е.В. Методы равновесовой обработки шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией / Е.В. Кузьмин // Журнал радиоэлектроники. – № 9. – 2007. – Режим доступа : http://jre.cplire.ru/jre/sep07/2/text.html.

4. Kuzmin E.V. Development and experimental investigation of digital MSK-signal receiver / E.V. Kuzmin // IX International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON – 2011). Proceedings. – Krasnoyarsk: Siberian Federal University. Russia, Krasnoyarsk, September 15−16. – 2011. – 555 p. – P. 67–70.

Секция «ПРИБОРОСТРОЕНИЕ»

ДИАГНОСТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ЭЛАСТИЧНОСТИ АРТЕРИАЛЬНЫХ СОСУДОВ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА ПАРАМЕТРОВ СЕРДЕЧНОГО РИТМА

А. А. Федотов

Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королева (национальный исследовательский университет)
443086 Россия, г. Самара, Московское шоссе, 34
E-mail: fedoaleks@yandex.ru

Предложено структурное построение диагностической системы контроля эластичности артериальных сосудов на основе анализа параметров сердечного ритма. Основу диагностической системы составляет измерительный преобразователь биосигналов сердечного ритма, реализующий одновременную регистрацию и комплексную обработку сигналов биоэлектрической активности сердца и артериальной пульсации крови. Рассмотрен выбор основных параметров канала регистрации сигнала артериальной пульсации крови измерительного преобразователя биосигналов сердечного ритма. Разработана принципиальная схема измерительного преобразователя биосигналов сердечного ритма.

В современной кардиологии существует потребность в разработке систем экспресс контроля эластичности артериальных сосудов. Создание подобных систем позволит проводить прогностические исследования с целью выделения из общей популяции людей с прогрессирующими атеросклеротическими изменениями артериальной системы [1].

Ранняя неинвазивная диагностика эластичности артериальных сосудов, несмотря на успешное развитие методов функциональной кардиодиагностики, до сих пор представляет собой нерешенную задачу [2]. Существующая аппаратура, применяемая в системах контроля эластичности артериальных сосудов человека, основанная на ультразвуковых или рентгенографических методах, является дорогостоящей, не обеспечивает оперативность диагностической процедуры, предъявляет высокие требования к квалификации врача-оператора, зачастую требует инвазивного вмешательства в организм и не является полностью безопасной для здоровья человека.

Наиболее перспективным направлением развития в данной области является разработка систем контроля эластичности артериальных сосудов на основе анализа параметров сердечного ритма [3, 4]. В настоящее время в большинстве диагностических систем, основанных на анализе параметров сердечного ритма, в качестве исследуемого физиологического процесса используются биоэлектрическая активность сердца, а также периферическая артериальная пульсация крови [5, 6]. Основу диагностической системы составляет двухканальный измерительный преобразователь биосигналов сердечного ритма, осуществляющий одновременную регистрацию и комплексную обработку сигналов биоэлектрической активности сердца и артериальной пульсации крови.

На рис. 1 приведена структурная схема измерительного преобразователя биосигналов сердечного ритма.

Первый канал представляет собой устройство регистрации сигнала артериальной пульсации крови на основе метода пальцевой фотоплетизмографии. Второй канал измерительного преобразователя осуществляет регистрацию сигнала биоэлектрической активности сердца в одном из стандартных отведений.

Излучатель пальцевого датчика первого канала измерительного преобразователя содержит инфракрасный светодиод (СД), питаемый импульсами тока, которые формируются в микроконтроллере (МК) и усиливаются усилителем тока (УТ). Прошедшее сквозь биологические ткани пальца излучение поступает на фотоприемник датчика (ФД). Полученный фототок преобразуется в напряжение с помощью преобразователя ток – напряжение (ПТН) и усиливается регулируемым усилителем переменного напряжения (УПН1), коэффициент усиления которого устанавливается МК.

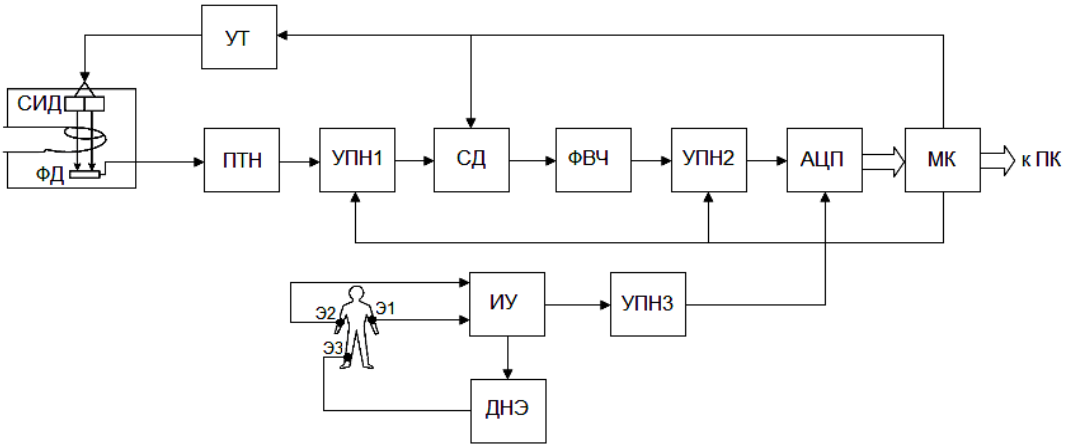


Рис. 1. Структурная схема ИП биосигналов сердечного ритма: УТ – усилитель тока; СИД – светоизлучающий диод; ФД – фотодиод; ПТН – преобразователь тока в напряжение; УПН1, УПН2 – регулируемые усилители переменного напряжения; СД – синхронный детектор; ФВЧ – фильтр верхних частот; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; МК – микроконтроллер; ПК – персональный компьютер; Э1, Э2 – электроды, регистрирующие потенциалы биоэлектрической активности сердца; Э3 – нейтральный электрод; ИУ – инструментальный усилитель; ДНЭ – драйвер нейтрального электрода; УПН3 – усилитель переменного напряжения

Основное назначение УПН1 заключается в согласовании динамического диапазона аналогового тракта обработки сигнала с динамическим диапазоном фототока, который, в свою очередь, определяется индивидуальными особенностями оптических свойств тканей пациента. Усиленный импульсный сигнал поступает на синхронный демодулятор (СДт), где происходит выделение напряжения, пропорционального сигналу артериальной пульсации. Полученное напряжение, пропорциональное коэффициенту пропускания биологических тканей, поступает на УПН2, который обеспечивает согласование с динамическим диапазоном аналого-цифрового преобразователя (АЦП) микроконтроллера, и далее поступает на АЦП МК. После преобразования в цифровую форму МК осуществляет цифровую фильтрацию и обработку полученных сигналов.

Сигнал биоэлектрической активности сердца поступает с электродов Э1 и Э2, размещенных на теле пациента, на инструментальный усилитель (ИУ), обеспечивающий подавление синфазной составляющей помехи, а также предварительное усиление сигнала. Синфазная составляющая помехи подается на драйвер нейтрального электрода (ДНЭ), и далее в противофазе на нейтральный электрод Э3, что позволяет существенно снизить помеху от сети переменного тока. Сигнал с выхода ИУ поступает на усилитель переменного напряжения (УПН3), где производится усиление ЭКГ сигнала до уровня, необходимого для нормальной работы блока АЦП.

Технические параметры и метрологические характеристики используемых в системах регистрации сигнала артериальной пульсации крови источников излучения и фотоприемников были определены на основе анализа спектров поглощения света основными компонентами биологической ткани [5, 7].

Выбор длины волны оптического источника излучения обусловлен глубиной проникновения оптического излучения в ткань. Известно, что ультрафиолетовое излучение (10–380 нм), а также видимый свет в синем и фиолетовом диапазонах (380–485 нм) сильно поглощается поверхностными тканями, особенно, пигментным веществом кожи – меланином [8, 9]. Инфракрасное излучение в длинноволновом (50–2000 мкм) диапазоне почти полностью поглощается верхними слоями кожи и оказывает местный тепловой эффект [8].

Оптимальным диапазоном излучения в задачах регистрации сигнала артериальной пульсации крови является диапазон видимого и ближнего инфракрасного света. На рис. 2 приведен спектр поглощения света венозной и артериальной кровью в диапазоне видимого и ближнего инфракрасного света.

Анализ приведенных кривых спектра поглощения позволяет сделать вывод о том, что наибольшее поглощения света артериальной кровью происходит в диапазоне 600–700 нм, что представляет собой красный диапазон видимого спектра (625–740 нм) [5, 8, 9].

В настоящее время в качестве излучателя света в системах регистрации сигнала артериальной пульсации крови широкое использование получили полупроводниковые светодиоды с основным спектром излучения в видимом красном диапазоне [5, 7, 10]. В силу достаточно высокой крутизны спектральной характеристики абсорбции света артериальной кровью (рис. 2) в качестве излучателей необходимо использовать полупроводниковые светодиоды, имеющие очень малый разброс длин волн излучения. Большинство современных светодиодов, используемых в фотоплетизмографических датчиках, имеют длину волны излучения 660±5 нм.

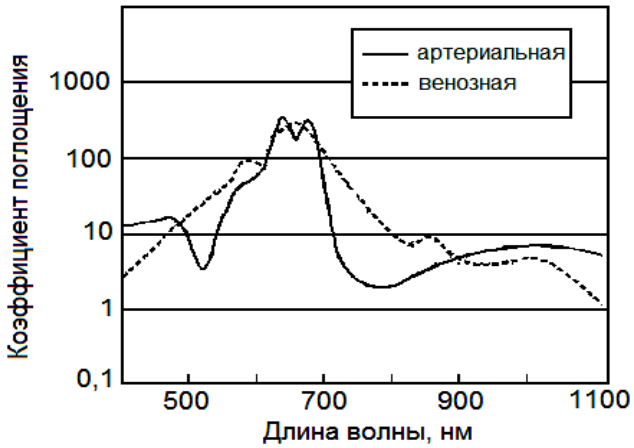


Рис. 2. Спектр поглощения крови в видимом и ближнем инфракрасном диапазонах

Выбор величины силы тока питания светодиода обусловлен необходимостью обеспечить достаточное соотношение сигнал/шум. В силу индивидуальных особенностей оптических свойств биологических тканей амплитуда сигнала артериальной пульсации крови изменяется в широких пределах [5, 7].

Для определения достаточной с точки зрения соотношения сигнал/шум величины силы тока питания светодиода необходимо провести исследование изменения соотношения сигнал/шум для значительной выборки людей разного возраста и пола. С этой целью был спроектирован испытательный стенд, содержащий схему питания светодиода, схему включения фотоприемника, преобразователь фототока в напряжение.

В качестве фотоплетизмографического датчика использовался полупроводниковый оптоэлектронный модуль для пульсоксиметрии У-294 производства НПЦ «ОПТЭЛ». Полупроводниковый светодиод с длиной волны излучения в максимуме спектральной полосы излучения 665±10 нм запитывался импульсами тока прямоугольной формы (в соответствии с паспортными данными частота импульсов составила 1000 Гц, а длительность импульса – 500 мкс) с регулируемого источника тока. Фотодиод с величиной темнового тока 2 нА был подключен по гальванической схеме включения, преимуществом которой является минимальный фоновый шум, возможность обработки слабых сигналов [11].

Преобразователь «ток-напряжение» был построен на основе прецизионного операционного усилителя AD822 с малым уровнем шумов (величина входного тока смещения не превышает 25 пкА, максимальное входное напряжение смещения не более 200 мкВ). Уровень шумов регистрировался на выходе преобразователя «ток-напряжение» при выключенном светодиоде в помещении с нормальной освещенностью с помощью аналогового универсального осциллографа по методике peak-to-peak.

На рис. 3 приведена структурная схема испытательного стенда.

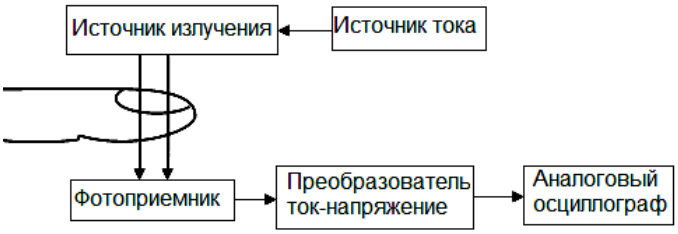


Рис. 3. Структурная схема испытательного стенда

В измерении приняло участие 25 человек (18 мужчин и 7 женщин) в возрасте от 15 до 70 лет с различными анатомическими особенностями строения пальцев руки. У каждого человека измерения проводились на каждом пальце обеих руках, тем самым дополнительно обеспечивался учет изменчивости сигнала в зависимости от размера пальца. Критерием оценки соотношения сигнал/шум являлся коэффициент отношения $K_{s/n}$:

$$K_{s/n} = 20\lg\frac{A_s}{A_n},$$

где A_s – амплитуда сигнала на выходе преобразователя «ток-напряжение»; A_n – размах уровня шума, оцениваемый по методике peak-to-peak.

На рис. 4 приведена зависимость изменения коэффициента отношения сигнал/шум $K_{s/n}$ от амплитуды тока питания светодиода I_m. Для каждого значения амплитуды тока питания светодиода определялась выборка значений коэффициентов отношения сигнал/шум $K_{s/n}$, для оценки изменчивости значений использовались 90-й, 50-й (медиана) и 10-й перцентили.

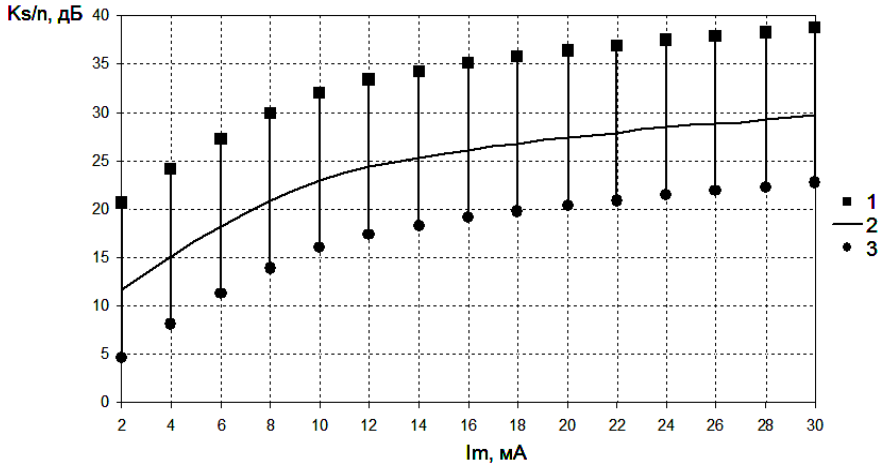


Рис. 4. Зависимость изменения коэффициента отношения сигнал/шум $K_{s/n}$ от амплитуды тока питания светодиода I_m (1 – 90-й перцентиль, 2 – медиана, 3 – 10-й перцентиль)

Анализ полученных зависимостей позволяет сделать вывод о том, что коэффициент отношения сигнал/шум увеличивается с ростом величины амплитуды тока питания светодиода, при этом зависимость имеет нелинейный характер. Если ограничить величину коэффициента отношения сигнал/шум на уровне 20 дБ, то величина амплитуды тока питания светодиода должна составлять не менее 20 мА.

Разброс в амплитуде сигнала артериальной пульсации крови предъявляет определенные требования к построению аналогового тракта ИП и обуславливает необходимость использования усилителей с автоматической регулировкой усиления, имеющих высокую степень линейности в широком динамическом диапазоне.

Фильтр верхних частот (ФВЧ), являющийся частью УПН2, предназначен для выделения переменного сигнала артериальной пульсации крови на фоне постоянного сигнала высокого уровня. Также ФВЧ ослабляет влияния помех дыхательной природы, искажающих изолинию сигнала. Интенсивное и глубокое дыхание человека при регистрации сигнала артериальной пульсации крови может вызвать сильное увеличение амплитуды сигнала и привести к насыщению усилительных каскадов. ФВЧ должен ослаблять влияние дрейфа изолинии сигнала, но при этом не должно происходить искажение сигнала артериальной пульсации крови.

Выбор значения частоты среза ФВЧ, выделяющего сигнал артериальной пульсации крови, представляет собой важную проблему: при неправильном значении частоты среза ФВЧ могут возникнуть искажения в сигнале артериальной пульсации крови, что в свою очередь приведет к погрешностям в определении диагностических показателей [12].

Для количественной оценки соответствия сигнала артериальной пульсации крови до и после прохождения ФВЧ определялся коэффициент искажения сигнала артериальной пульсации крови δ:

$$\delta = \frac{\sum_{i=1}^{N}[U_f(i) - U(i)]^2}{\sum_{i=1}^{N} U^2(i)},$$

где i – номер отсчета; N – количество отсчетов в рассматриваемых фрагментов сигнала; $U_f(i)$ – отсчет модельного сигнала артериальной пульсации крови после фильтрации; $U(i)$ – отсчет модельного сигнала артериальной пульсации крови до фильтрации.

Для выбора значения частоты среза необходимо получить зависимости изменения коэффициента искажения сигнала артериальной пульсации крови и амплитуды помехи от частоты среза ФВЧ. В качестве ФВЧ в канале регистрации сигнала артериальной пульсации крови ИП биосигналов сердечного ритма используется пассивная RC-цепочка, номиналы емкости и сопротивления которой определяют величину частоты среза. На рис. 5 приведены зависимости изменения коэффициента искажения сигнала артериальной пульсации крови после фильтрации (δ) и относительной амплитуды сигнала помехи (B_m), обусловленной дыханием, в зависимости от частоты среза ФВЧ при различных значениях частоты дыхания человека (f_{br}).

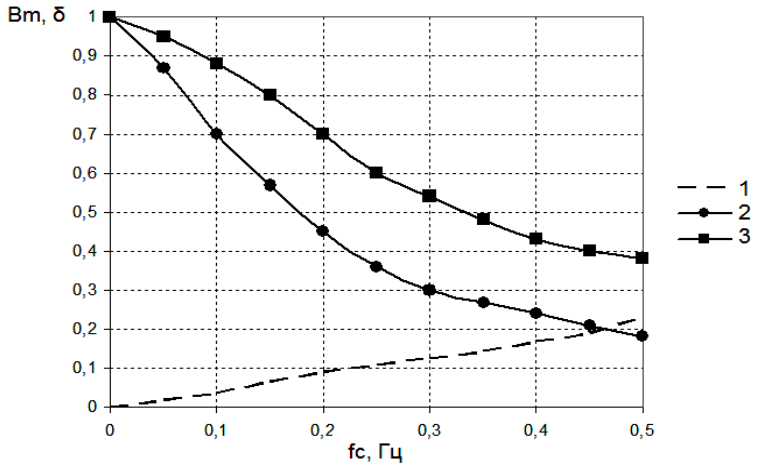


Рис. 5. Зависимости изменения коэффициента искажения сигнала артериальной пульсации крови (1) и относительной амплитуды сигнала помехи от частоты среза ФВЧ при различных значениях частоты дыхания (2 – частота f_{br} = 0,1 Гц; 3 – частота f_{br} = 0,2 Гц)

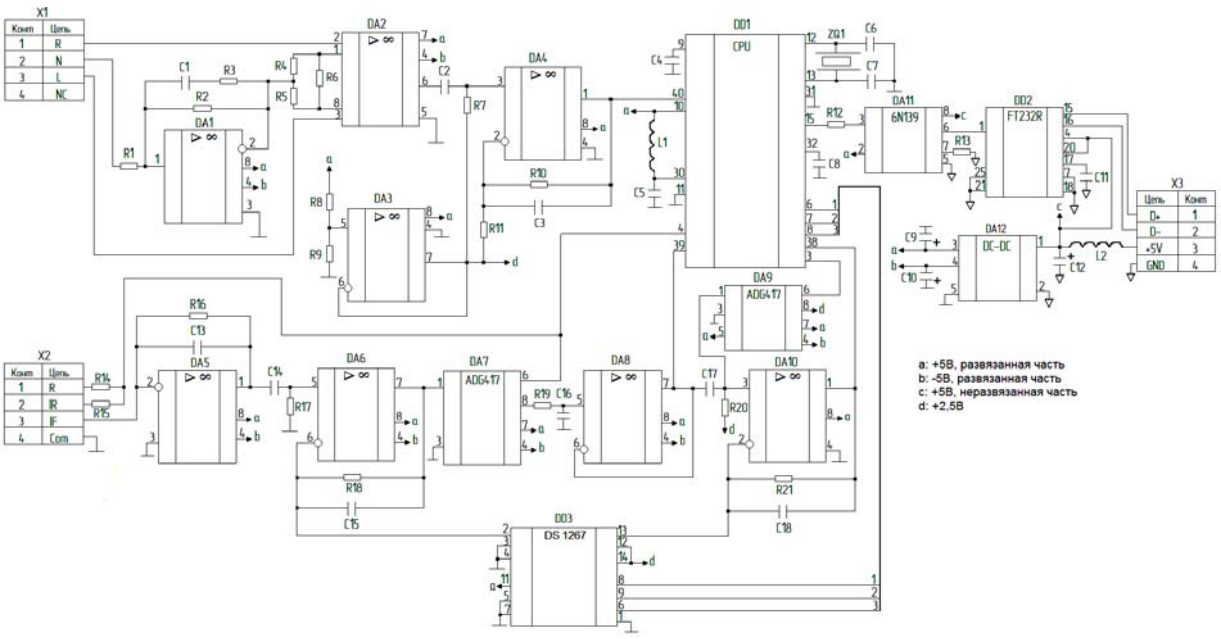


Рис. 6. Принципиальная схема ИП биосигналов сердечного ритма

Анализ полученных данных показывает, что увеличение частоты среза ФВЧ приводит к увеличению коэффициента искажения сигнала артериальной пульсации крови и к уменьшению относительной амплитуды сигнала помехи. Если ограничить требования к величине коэффициента искажения сигнала артериальной пульсации крови на уровне 0,1; то требуемая частота среза ФВЧ не должна превышать 0,2 Гц. Однако величина частоты среза ФВЧ 0,2 Гц не обеспечивает достаточного подавления сигнала помехи, обусловленного дыханием, что обуславливает необходимость дополнительного подавления сигнала помехи на основе методов цифровой фильтрации, применяемых на стадии обработки биосигналов.

Частота среза ФВЧ, построенного на основе пассивной RC-цепочки, определяет длительность переходных процессов, возникающих во время циклов заряда/перезаряда емкости. Для величины частоты среза 0,2 Гц постоянная времени переходного процесса составляет 0,8 с, что сопоставимо со средней длительностью сердечного цикла. Таким образом, необходимо сокращать время переходного процесса в ФВЧ. С этой целью усилитель сигнала артериальной пульсации крови УПН2 будет выполнен по схеме с бланкированием входных цепей: в схему ФВЧ параллельно резистору будет добавлен управляемый сигналами с микроконтроллера коммутатор. При насыщении выхода УПН2 микроконтроллер будет обрабатывать эту ситуацию и переключать в открытое состояние коммутатор. В силу того, что величина сопротивления открытого ключа коммутатора намного меньше, чем сопротивления резистора в RC-цепочке, будет достигнуто значительное сокращение длительности переходного процесса.

На основании предложенной структурной схемы и проведенных исследований была разработана принципиальная схема (рис. 6) измерительного преобразователя биосигналов сердечного ритма.

Список литературы

1. Бувальцев, В.И. Дисфункция эндотелия как новая концепция профилактики и лечения сердечно-сосудистых заболеваний [Текст] / В.И. Бувальцев // Международный медицинский журнал. – 2001. – Т. 3. – С. 125–135.

2. Expert Consensus Document on arterial stiffness: methodological issues and clinical applications [Text] // European Heart Journal. – 2006. – Vol. 27 (21). – P. 2588–2605.

3. Федотов, А.А. Методика оценки эластических свойств сосудов на основе анализа вариабельности сердечного ритма [Текст] / С.Г. Гуржин, Л.И. Калакутский, А.А. Федотов // Биомедицинская радиоэлектроника. – 2010 – № 8. – С. 54–59.

4. Федотов, А.А. Возможность оценки атеросклеротического ремоделирования коронарных артерий посредством анализа спектральных различий вариабельности сердечного и пульсового ритмов [Текст] / П.А. Лебедев, Е.П. Лебедева, Д.В. Дупляков, Л.И. Калакутский, А.А. Федотов // Артериальная гипертензия. – 2011. – Т. 17 (№5). – С. 1–7.

5. Allen, J. Photoplethysmography and its application in clinical physiological measurement [Текст] / J. Allen // Physiological Measurement. – 2007. – Vol. 28. – P. 1–39.

6. Task Force of the European Society of Cardiology and North American Society of Pacing and Electrophysiology. Heart rate variability. Standards of measurement, physiological interpretation and clinical use [Текст] // Circulation. – 1996. – Vol. 93 (5). – P. 1043–1065.

7. Webster, J.G. Design of Pulse Oximeters [Текст] / J.G. Webster // The Medical Science Series, Taylor & Francis, 1997. – 260 p.

8. Cui, W. In vivo reflectance of blood and tissue as a function of light wavelength [Текст] / W. Cui et al // IEEE Transactions on Biomedical Engineering. – 1990. – Vol. 37 (6). – P. 632–639.

9. Jones, D.P. Medical electro-optics: measurements in the human microcirculation [Текст] / D.P. Jones // Physics in Technology. – 1987. – Vol. 18. – P. 79–85.

10. Webster, J.G. Medical instrumentation. Application and design [Текст] / Edited by J.G. Webster – John Wiley & Sons, 2009. – 675 p.

11. Аш, Ж. Датчики измерительных систем : в 2 кн. Пер. с франц. [Текст] / Ж. Аш и др. – М. : Мир, 1992. – 480 с.

12. Allen, J. Effects of filtering on multi-site photoplethysmography pulse waveform characteristics [Текст] / J. Allen, A. Murray // Computers in Cardiology Proceedings. – 2004. – P. 485–488.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДИКИ ИМПУЛЬСНОЙ ИМПЕДАНСОМЕТРИИ В ПРИБОРАХ ОЦЕНКИ СТЕПЕНИ ЖИЗНЕСПОСОБНОСТИ КЛЕТОЧНЫХ СУСПЕНЗИЙ

Р. Ю. Дорошенко, С. А. Акулов (научный руководитель)

Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королева (национальный исследовательский университет)
443086, Самара, Московское шоссе, 34
E-mail: sakulov1981@mail.ru

Предложена реализация методики оценки степени жизнеспособности клеточных суспензий, основанная на импульсных измерениях составляющих электрического импеданса. Показано, что при снижении степени жизнеспособности клеточных суспензий отмечается изменение величин составляющих электрического импеданса и сдвиг частотной характеристики в область более низких частот.

В современной медицине для лечения обширных ран и язв широко применяется метод активного хирургического лечения посредством клеточных суспензий (фибробластов, хондробластов, гемопоэтических клеток) – клеток соединительной ткани, определяющих активность процессов регенерации. Преимуществами этого метода лечения являются малое время культивирования, высокая степень заживления, возможность создания банка клеток. Однако эффективное лечение достигается при использовании качественного материала.

В настоящее время широко используются методики оценки жизнеспособности клеток, основанные на цитохимических, биохимических и цитоэнзиматических методах [1]. При этом предполагается предварительная обработка клеточного материала химическими препаратами для выявления различной степени интенсивности специфической окраски,

позволяющей оценивать количество и локализацию исследуемых веществ в клетках. Основными недостатками вышеуказанных методов являются существенные временные затраты и субъективность получаемых результатов. Перспективным направлением является определение параметров биоэлектрического импеданса [2] исследуемых клеточных суспензий с целью дальнейшей оценки их степени жизнеспособности.

В последние годы измерения электрического импеданса используются для получения информации о внутренней структуре биологических тканей (определение уровня дегидратации организма человека, определение компонентного состава мышечной ткани, определение состояния клеточных структур). Актуальным направлением использования приборов измерения электрического импеданса является их включение в состав систем гемодиализа, а также создание приборов экспресс-определения состава крови. Важным направлением развития указанных приборов является также оценка концентрации клеточных суспензий с целью определения состояния жизнедеятельности клеточных суспензий в медицине клеточных технологий. Данная задача требует экспресс-определения биоэлектрического импеданса в широком диапазоне частот.

Существующие измерительные приборы биоэлектрического импеданса, построенные по распространённой схеме потенциометрических измерений, не позволяют проводить экспресс-измерение параметров электрического импеданса в широком диапазоне частот. Длительное воздействие электрическим током на биологический объект (клеточный материал), обусловленное использованием данных измерительных систем, может привести к необратимым изменениям его структуры и, как следствие, может внести ошибки в определение частотных характеристик биоэлектрического импеданса, а, следовательно, привести к неточной оценке степени жизнеспособности клеточной суспензии.

В данной работе, в качестве показателя степени жизнеспособности клеточной суспензии, выбран показатель электрического импеданса, отражающий изменение структурного состава. В частности, предполагается, что снижение степени жизнеспособности клеточной суспензии, обусловлено уменьшением концентрации дисперсной фазы суспензии, ввиду того, что нежизнеспособность клетки проявляется разрушением клеточной мембраны, и, как следствие, приводит к изменению структурного состава.

Предложена методика экспресс-оценки характеристик электрического импеданса клеточной суспензии путем анализа переходной функции импеданса [3]. В качестве переходной функции импеданса рассматривается реакция исследуемого объекта на тестовое воздействие. Для определения частотной характеристики составляющих электрического импеданса в качестве тестового воздействия используется ступенчатый ток, в качестве реакции – напряжение, возникающее на исследуемом объекте. После время-частотного преобразования данных частотная характеристика импеданса может быть преобразована в передаточную функцию импеданса. Операторный импеданс рассматривается в пространстве моделей, характеризующих электрические свойства многокомпонентных биологических тканей, что позволяет перейти к электрическим эквивалентам ее составляющих и, в частности, к структурной оценке исследуемых тканей [4]. Метод пространства состояний [5] позволяет представить модель, полученную в виде передаточной функции, в виде системы дифференциальных уравнений первой степени относительно переменных состояния, имеющих вполне определенный биофизический смысл.

В настоящей работе для определения операторного импеданса использован вычислительный метод прямой подгонки E. Levy [6], определяющий с заданной точностью операторный импеданс по данным частотной характеристики в виде отношения полиномов:

$$Z(s) = N(s)/D(s)\,. \qquad (1)$$

Если предположить, что корни знаменателя различны, то выражение для операторного импеданса может быть приведено к дробно-рациональному виду:

$$Z(s) = d_0 + \sum_{i=1}^{n} c_i /(s - a_i)\,, \tag{2}$$

где $d_0 = \lim_{s\to\infty} z(s)$, a_i, c_i – постоянные коэффициенты.

Соотношение между напряжением и током в операторной форме:

$$U(s) = d_0 \cdot I(s) + \sum_{i=1}^{n} I(s) c_i /(s - a_i)\,. \tag{3}$$

Образуем *n*-мерный вектор состояния:

$$q_i = I(s)/(s - a_i)\,. \tag{4}$$

Тогда переходя от изображений к оригиналам из (3) с учетом (4) получаем модель процессов, описывающих явление биоэлектрического импеданса с помощью уравнений вход – состояние – выход:

$$\begin{cases} Q' = AQ + i(t) \\ u(t) = CQ + d_0 i(t) \end{cases} \quad Q = \begin{bmatrix} q_1 \\ \vdots \\ q_n \end{bmatrix}, A = \begin{bmatrix} a_1 & \dots & 0 \\ 0 & \dots a_i \dots & 0 \\ 0 & \dots & a_n \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} c_{1\dots} c_n \end{bmatrix}. \tag{5}$$

Модель связывает входной ток, протекающий по исследуемому объекту, и выходное напряжение, регистрируемое на нем, через переменные состояния *Q*, которые, как нетрудно видеть, имеют размерность электрического заряда.

Коэффициент d_0 в рассматриваемой задаче имеет размерность сопротивления и представляет частотно-независимую составляющую импеданса, то есть отражает свойства тканей, имеющих чисто активное сопротивление.

Дифференциальные уравнения (5) характеризуют импедансные свойства структур тканей, обладающих резистивно-емкостным сопротивлением. Эти уравнения, имеющие апериодические решения, описывают прохождение электрического тока через параллельное соединение активного и емкостного сопротивления.

Таким образом, схема моделирования, отвечающая уравнению (5), имеет вид электрической эквивалентной схемы, изображенной на рис. 1. Параметры модели R_i, C_i могут быть найдены из значений коэффициентов d_0, a_i, c_i.

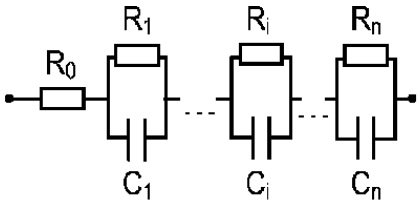


Рис. 1. Модель импеданса в виде эквивалентной электрической схемы

В данной работе в качестве экспериментального материала использовались клеточные суспензии хондробластов, взвешенных в растворе Хенкса. В результате исследований были получены частотные характеристики активной и реактивной составляющих электрического импеданса суспензии в различные моменты времени.

Для клеточных суспензий, имеющих многокомпонентную структуру, зависимость импеданса от частоты носит сложный характер. Для «низких» частот (< 1 Гц) абсолютная величина импеданса составляет сотни Ом и слабо зависит от частоты; далее для «средних»

частот (10 Гц – 1 кГц) происходит спад импеданса до уровня десятков Ом, а затем, при увеличении частоты в области более «высоких» частот импеданс изменяется слабо.

Количество переменных состояния модели (5) определяет структуру эквивалентной схемы. При выборе ошибки аппроксимации экспериментальной частотной характеристики более 10 % число переменных состояния модели уменьшается. Так, для $n = 1$ полученная модель состоит из трех элементов. По своей структуре она отличается от вида трехэлементной модели Hanai, используемой для моделирования биологических сред [7], однако, частотные характеристики моделей при определенных соотношениях элементов совпадают, так как описывают один и тот же процесс.

На основании предложенной методики оценки структурного состава суспензии с однокомпонентной дисперсионной фазой была получена электрическая эквивалентная схема замещения, показанная на рис. 2. Параметры эквивалентной схемы в различные моменты времени приведены в табл.

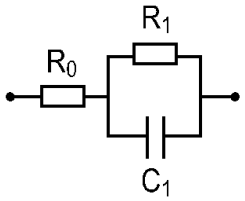


Рис. 2

Таблица

Изменение параметров эквивалентной схемы замещения электрического импеданса суспензии фибробластов в различные моменты времени

Моменты времени	R0, Ом	R1, Ом	C1, мкФ
Нач. момент	27	120	2341
Час спустя	25	115	2655
Два часа спустя	21	113	3012
Три часа спустя	19	110	3540
Четыре часа спустя	19	107	4335

Зависимости изменения параметра C1 от момента времени измерения приведены на рис. 3.

Параллельно с вышеуказанным экспериментом осуществлялась оценка степени жизнеспособности цитохимическим методом, с непосредственным подсчетом жизнеспособных клеток в камере Горяинова.

С течением времени происходит снижение количества жизнеспособных клеток. При этом отмечается возрастание параметра C1. Увеличение параметра C1 может быть обусловлено продуктами распада клетки, вносящими существенный вклад в поверхностную площадь. На основании полученных данных можно предложить методику измерения степени жизнеспособности клеток по определению параметров эквивалентной схемы замещения клеточной суспензии

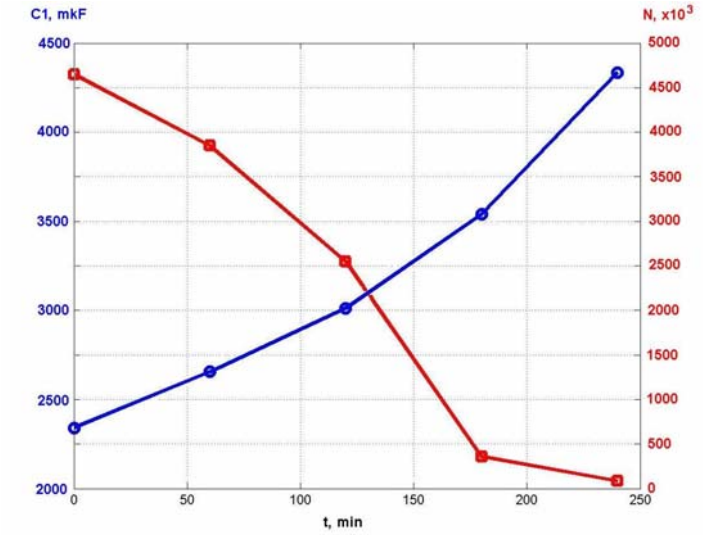


Рис. 3. Зависимость величины параметра C1 и количества живых клеток N от времени измерения t

Данный метод позволяет оценить степень жизнеспособности клеточных суспензий с течением времени. При этом процесс измерения, т.е. воздействия на пробу клеточной суспензии, осуществляется в течение действия тестирующего импульса электрического тока, что позволяет получить быструю оценку степени жизнеспособности клеточной суспензии.

Список литературы

1. Fletcher, D. Instrumental methods in electrochemistry./ D. Fletcher, R. Greef, R. Peat et al.// Horwood Publishing Ltd, Coll House, Westergate, Chichester, England, 2001. – P. 445.

2. Fricke H. The Maxwell-Wagner dispersion in a suspension of ellipsoids/ Fricke H.// J. Phys. Chem. 1993; 57: 934-937.

3. Soldin SJ, Rifai N, Hicks JMB. Biochemical Basis of Pediatric Disease. Second ed. Washington DC: AACC Press, 1995: 5.

4. Jacobs DS, Kasten BL Jr, Demott WR *et al*. Laboratory Test Handbook. Second ed. Hudson, Cleveland: Lexi-comp inc, 1990: 490-91.

5. Акулов, С.А. Оценка частотной характеристики биоэлектрического импеданса тканей методом анализа переходных функций / С.А. Акулов, Л.И. Калакутский // XIII Междунар. науч.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии» : сб. тр. в 3 т. Т. 1. – Томск : Изд-во Томского политехнического ун-та, 2007.

6. R.Bragos, E.Sarro, H.Estruch, J.Farre, J.Cairo, A.Bayes-Genis at al. Cell growing and differentiation monitoring system using electrical bioimpedance spectroscopy measurement on interdigitated microelectrodes The 3rd European Medical and Biological Engineering Conference November 20 – 25, 2005, EMBEC'05 Prague, Czech Republic IFMBE Proc. 2005 11(1).

7. Лощилов, В.И. Биотехнические системы электронейростимуляции / В.И. Лощилов, Л.И. Калакутский. – М. : МГТУ, 1991. – 168 с.

8. Transfer function synthesis as a ratio of two complex polynomials Sanathanan, C.; Koerner, J.Automatic Control, IEEE Transactions on Volume 8, Issue 1, Jan 1963 Page(s): 56–58.

9. S. W. Smyet, H. M. Nonvoodt, T Buurt, M Bradbury and J T Brocklebank. Comparison of extra-cellular fluid volume measurement in children by $^{99}Tc^{m}$ -DPTA clearance and multi-frequency impedance techniques Physiol. Meas. 15 (1994) 251-260.

РЕЗОНАНСНЫЕ ЯВЛЕНИЯ В ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ЭКРАНАХ И МЕТОДЫ БОРЬБЫ С НИМИ

А. В. Костин, М. Н. Пиганов (научный руководитель)

Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королёва (национальный исследовательский университет)
443086, Самара, ул. Московское шоссе, 34
E-mail: kipres@ssau.ru

Рассматриваются резонансные явления, которые наблюдаются в электромагнитных экранах. Описывается влияние этих явлений на эффективность экранирования. Подробно рассматриваются резонансные явления в электромагнитных экранах в форме параллелепипеда. Предлагаются способы снижения резонансных явлений в зависимости от спектральных составляющих помех.

Электромагнитные экраны широко используются в современной электротехнике, электронике и радиотехнике, в первую очередь, в технике электросвязи. Они являются средством ослабления вредных влияний как одних функциональных узлов прибора на другие, так и электромагнитных полей, создаваемых посторонними устройствами и природными явлениями. Причём поля могут создаваться устройствами как преднамеренно, так и

непреднамеренно. Экраны используются для создания производственных и лабораторных помещений, защищенных от посторонних электромагнитных влияний, в которых можно разрабатывать, налаживать и испытывать высокочувствительные приемные устройства различного назначения.

Любой электромагнитный экран, будь то простой металлический лист, металлическая оболочка кабеля, металлическая коробка, закрывающая источник поля или защищаемую область пространства, или какая-либо другая металлическая конструкция, может рассматриваться как система с распределенными параметрами, обладающая рядом собственных частот. Когда частота электромагнитного поля, которое необходимо ослабить, приближается к одной из собственных частот экрана и становится равной ей, эффективность экранирования резко уменьшается из-за резонансных явлений. Не исключена возможность, что в результате резонансных явлений неудачный по конструкции экран не только не ослабит, а даже усилит поле в защищаемой области пространства. Экранирующая оболочка кабеля может оказаться настроенным отрезком длинной линии. Экран-коробка может оказаться настроенным полым резонатором, созданным на базе волновода быстрых волн. Отверстия и щели в экране могут оказаться эффективными щелевыми антеннами [1].

Для электрически тонких материалов, эффект экранирования которых проявляется только в результате отражения, эффективность экрана при резонансе становится весьма незначительной. Это явление в практике экранирования достаточно часто наблюдается и иллюстрируется графиками (рис. 1). Здесь показана эффективность экранов на самой низкой резонансной частоте в зависимости от толщины материала экрана d и эквивалентного радиуса экрана [3]

$$R_Э \approx 0{,}62\sqrt[3]{V}\,.$$

Как видно из графиков на рис. 1, применение например алюминия толщиной 0,02 мм при $R_Э$ = 2,3 м на резонансной частоте 60 МГц даёт эффективность экранирования не более 20 дБ.

Для экранирования узлов и блоков радиоэлектронной аппаратуры чаще всего применяются прямоугольные экраны-коробки. Чтобы выработать пути снижения резонансных явлений рассмотрим процессы, происходящие в прямоугольном экране-коробке, как самом распространённом. Как уже было упомянуто выше, экран-коробку можно рассматривать как полый резонатор, созданный на базе волновода быстрых волн (полый металлический резонатор). В таких резонаторах могут существовать поля электрического E_{mnp} и магнитного типа H_{mnp}. Индексы m, n, p обозначают число максимумов соответственно вдоль граней l, b, h (см. рис. 2). Из теории объёмных резонаторов известно, что резонансная частота последних зависит от геометрических размеров и определяется по формуле [2]

$$f_p = \frac{c}{2}\sqrt{\left(\frac{m}{l}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{p}{h}\right)^2}\,, \qquad (1)$$

где c – скорость распространения электромагнитной волны в свободном пространстве (скорость света). Из формулы (1) видно, что количество резонансных частот равно количеству волн, которые могут быть возбуждены в резонаторе, то есть бесконечно много. Однако, есть самая низкая резонансная частота $f_{p.min}$. Так, например, для полого металлического резонатора, изображённого на рис. 2, самая низкая резонансная частота для поля E_{011}.

Как известно резонатор представляет собой отрезок волновода длиной l, замкнутый с двух сторон металлическими плоскостями. Следовательно, условия существования волн заданного типа определяют прежде всего возможность рассмотрения волн типов E_{mn} и H_{mn} в заданном волноводе

$$\lambda_{\text{раб.max}} < \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{l}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}, \qquad (2)$$

где $\lambda_{\text{раб.max}}$ – максимальная длина волны в спектре рабочего диапазона частот.

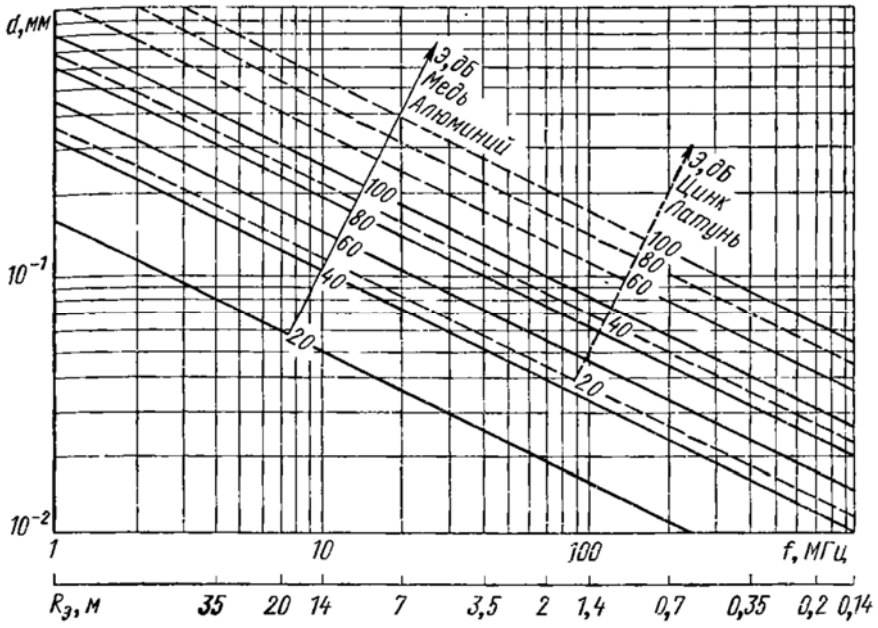


Рис. 1. Эффективность экранирования на самой низшей резонансной частоте экрана в зависимости от его параметров

Из последних рассуждений можно сделать выводы. Если экран призван защитить от узкополосной помехи, например сигнала радиопередатчика, то размеры экрана необходимо выбирать так, чтобы его резонансные частоты не попадали в диапазон помехи. Сложнее с широкополосными помехами, такими как электрический разряд. Размеры экранов, защищающих от них, необходимо выбирать такими, чтобы резонансные частоты первых были выше максимальной частоты в спектре помехи или не выполнялось условие (2). Другими словами, экраны малых размеров более предпочтительны. При выборе размеров экранов необходимо помнить, что их заполнение приводит к смещению резонансных частот [3] и выражение (1) необходимо считать приближённым. Что касается размеров экрана, то они напрямую зависят от размеров экранируемого узла и сделать их меньше проблематично. Решение проблемы может заключаться в разделении экранируемого узла на более мелкие и защите каждого отдельным экраном. Однако, не всегда это можно сделать. Если широкополосная помеха имеет бесконечно широкий спектр, то необходимо его ограничить по какому-либо уровню энергии и работать с эффективной полосой.

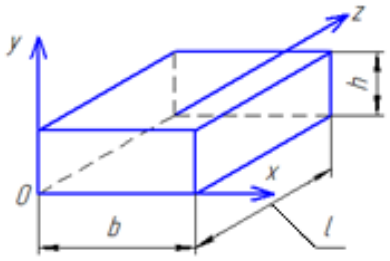


Рис. 1. Полый металлический резонатор прямоугольного сечения

Способность резонатора накапливать энергию электромагнитного поля оценивается его собственной добротностью. Количество запасённой в резонаторе энергии пропорционально его объёму V, а мощность потерь пропорциональна объёму поверхностного слоя δ·S [3]. Здесь δ – глубина поверхностного слоя, S – площадь поверхности. Добротность можно определить по приближённой формуле

$$Q \approx \frac{V}{\delta \cdot S}, \tag{3}$$

глубина поверхностного слоя определяется выражением [1]

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu_a \cdot \sigma}}, \tag{4}$$

где σ – проводимость металла; μ_a – абсолютная магнитная проницаемость; f – частота. При резонансе напряжённость поля внутри замкнутого экрана возрастает в Q раз, а следовательно эффективность экранирования уменьшается в Q раз.

Для уменьшения добротности необходимо увеличивать потери. Для этого необходимо увеличивать глубину поверхностного слоя, то есть снижать проводимость и абсолютную магнитную проницаемость. Щели тоже увеличивают потери. Однако, зачастую такие меры могут привести к прекращению экраном выполнения своих функций. Увеличение глубины поверхностного слоя может привести к увеличению радиопрозрачности экрана. Тоже произойдёт, если количество и площадь отверстий увеличить. Поэтому, на такие меры необходимо идти очень обдумано.

Более «экзотическим» методом уменьшения добротности может послужить шунтирование экрана. Добротность нагруженного резонатора в соответствии с [2] определяется выражением

$$Q_H = Q \frac{1}{1 + R_{BX} / R_H}, \tag{5}$$

где R_H – входное сопротивление резонатора; R_H – сопротивление нагрузки. Сопротивлением нагрузки может служить резистор, тогда энергия, запасённая экраном, будет рассеиваться на R_H.

Рассуждения, изложенные в настоящей статье, справедливы для резонаторов любой формы, отличаться будут только выражения (1) и (2), а методы борьбы с резонансными явлениями универсальны.

Список литературы

1. Шапиро, Д.Н. Электромагнитное экранирование : науч. издание / Д.Н. Шапиро. – Долгопрудный : Издательский Дом «Интеллект», 2010. – 120 с.

2. Фёдоров, Н.Н. Основы электродинамики : учеб. пособие для вузов / Н.Н. Федоров. – М. : Высш. шк., 1980. – 399 с.

3 Полонский, Н.Б. Конструирование электромагнитных экранов для радиоэлектронной аппаратуры / Н.Б. Полонский. – М. : Сов. радио, 1979. – 216 с.

КОМПЬЮТЕРНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЗИСТОРНОГО КАСКАДА УСИЛЕНИЯ В САПР OrCAD

К. Б. Смагин, А. И. Мушта (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394026 Воронеж, Московский проспект, 14
E-mail: kostebal@mail.ru; micronano1441@yandex.ru

Приведена иллюстрация анализа в САПР OrCAD некоторых основных характеристик RC-каскада усиления.

Резисторный каскад – основной тип каскада предварительного усиления [1].

Для расчёта АЧХ каскада усиления используется задание на моделирование, представленное на рис. 1 [2].

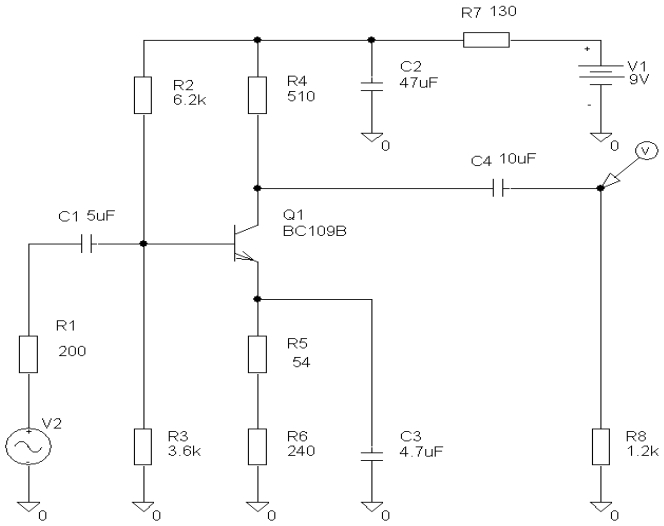


Рис. 1. Задание на моделирование амплитудно-частотной характеристики каскада усиления

При вводе схемы усилителя использовались компоненты следующих библиотек:

- analog.slb – пассивные компоненты (R, C);
- bipolar.slb – биполярный транзистор (Q1);
- port.slb – узел с нулевым потенциалом, общий провод (AGND);
- source.slb – источники постоянного и синусоидального напряжений (VDC, VSIN).

Задание параметров моделирования приведено на рис. 2.

Расчёт АЧХ производится в диапазоне 10 Гц – 100 МГц с декадным шагом, количество точек на декаду – 101.

В результате расчёта получается АЧХ, изображённая на рис. 3. На графике определяются максимальное значение выходного напряжения U_{max} и границы полосы пропускания на уровне $0{,}707U_{max}$.

Для исследования влияния разделительного конденсатора на АЧХ каскада следует изменить ёмкость конденсатора C4. На рис. 4 представлена АЧХ каскада при значении ёмкости C4 0,1 мкФ.

С уменьшением ёмкости конденсатора полоса пропускания усилителя сужается в области нижних частот.

Для определения фазового сдвига между сигналами на входе и выходе, обусловленного инвертированием сигнала транзистором, производится расчёт ФЧХ. По команде Delete All Traces, очищается рабочая область программы Probe. Вывод ФЧХ осуществляется по команде Add Traces.

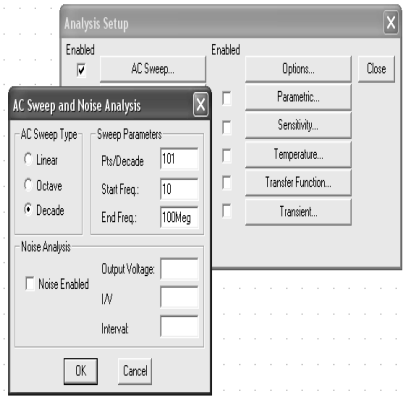


Рис. 2. Окна выбора режима и задания параметров моделирования

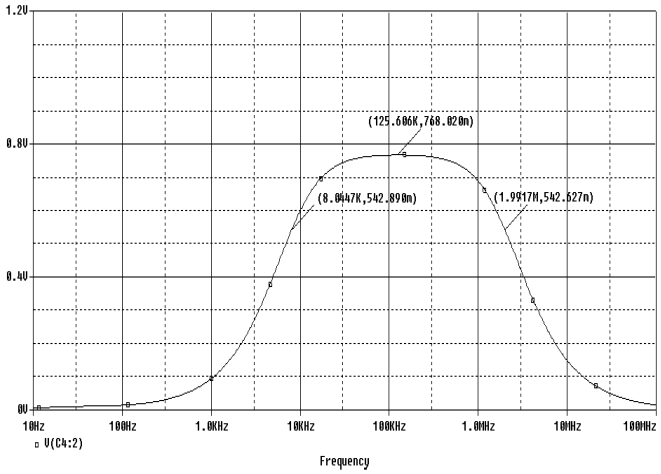


Рис. 3. АЧХ каскада усиления

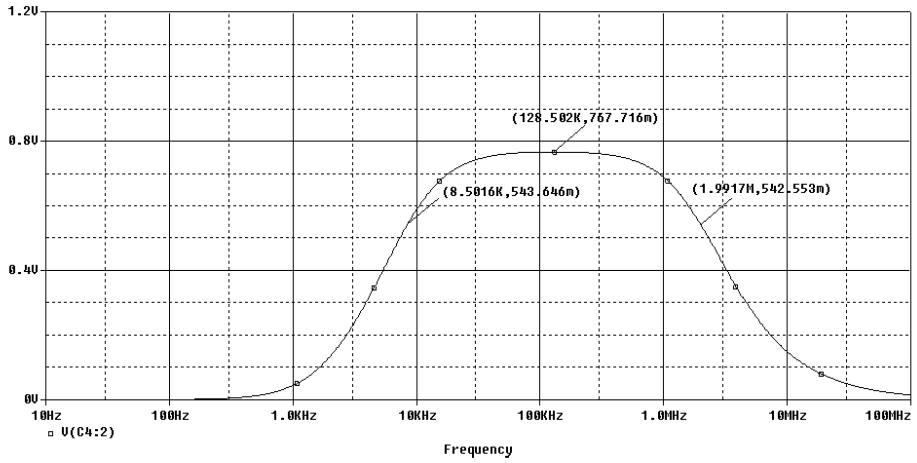


Рис. 4. АЧХ каскада усиления при уменьшении ёмкости разделительного конденсатора

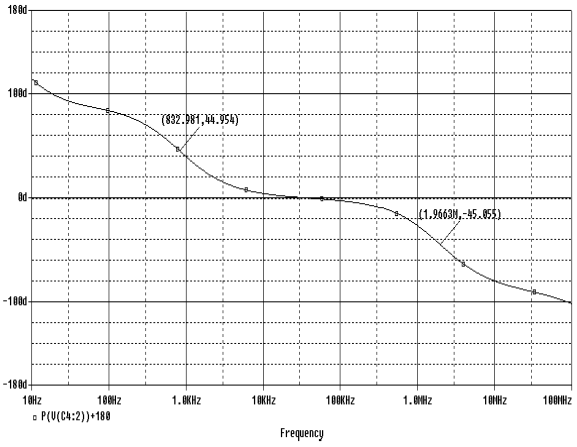


Рис. 5. Фазо-частотная характеристика каскада усиления

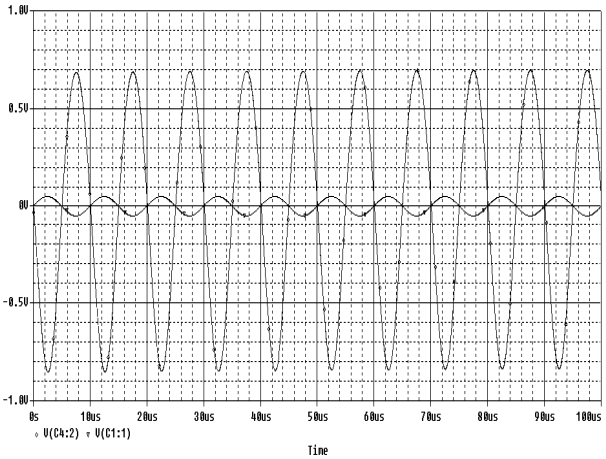


Рис. 6. Фазовое соотношение сигналов на входе и выходе каскада усиления

Эта команда раскрывает одноимённое окно. В строке Trace Expression указывается выражение P(V(C4:2)) + 180, что означает вывод значения фазы сигнала в точке установки маркера (узел соединения конденсатора C4 и резистора R8). Для удобства обработки выполнено смещение графика по вертикальной оси на 180°. В результате расчёта получается

ФЧХ, представленная на рис. 5. На графике определяются частоты фазового сдвига, составляющие -45° и +45°. Фазовый сдвиг колебаний на входе и выходе резисторно-ёмкостного каскада усиления представлен на рис. 6.

Для исследования влияния отрицательной обратной связи на АЧХ каскада следует ввести обратную связь по переменному току. Для этого конденсатор C3 подключить между общей точкой резисторов R5, R6 и узлом 0 (земля). При этом на резисторе R5 создаётся напряжение последовательной ООС по переменному току. Это вызывает снижение коэффициента усиления, но расширяет полосу пропускания (рис. 7).

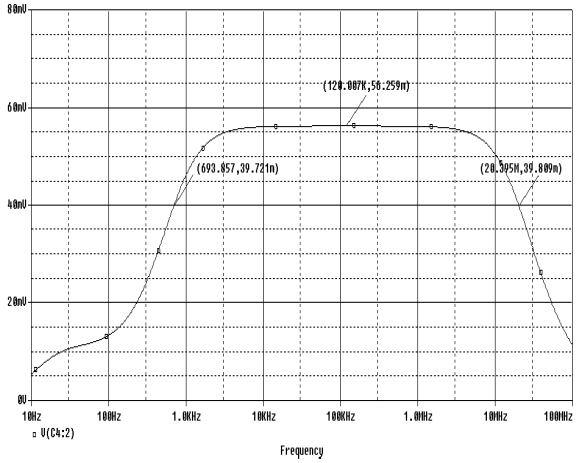


Рис. 7. АЧХ каскада усиления после введения отрицательной обратной связи

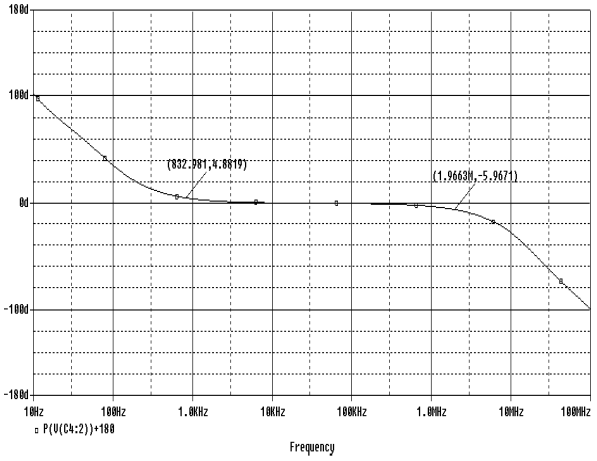


Рис. 8. ФЧХ каскада усиления после введения ООС

На полученном графике (рис. 8) определяются значения фазового сдвига на тех же частотах, которые были определены при анализе схемы, изображённой на рис. 5.

Введение отрицательной обратной связи существенно улучшает фазо-частотную характеристику усилительного каскада.

Для исследования влияния нагрузки на АЧХ каскада усиления необходимо параллельно сопротивлению R8 включить конденсатор C5, например ёмкостью 10 пФ.

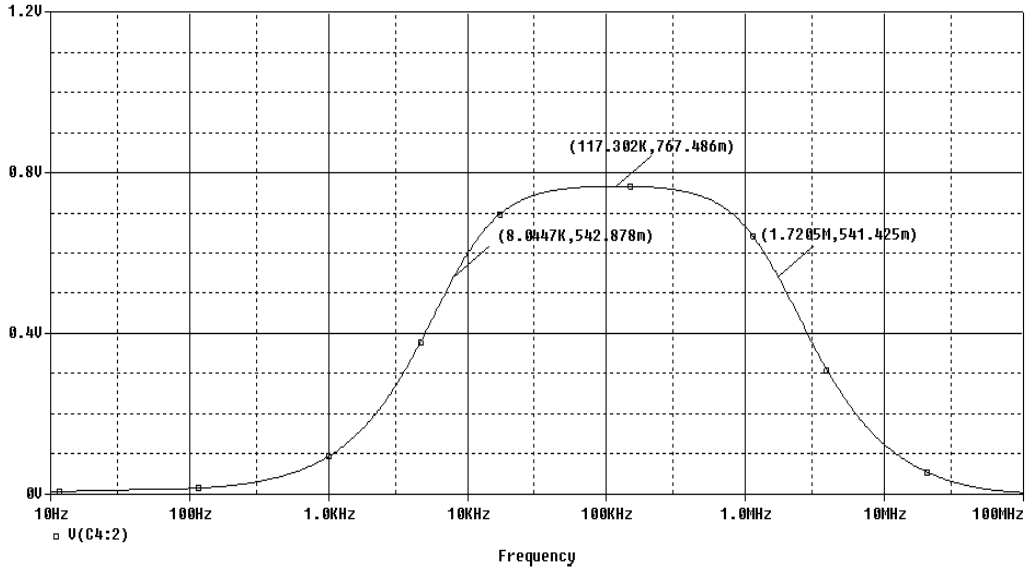


Рис. 9. АЧХ каскада усиления при увеличении ёмкости нагрузки

Увеличение ёмкости нагрузки приводит к уменьшению полосы пропускания в области верхних частот (рис. 9).

Список литературы

1. Новожилов, О.П. Электротехника и электроника : учеб. / О.П. Новожилов. – М. : Гардарики, 2008. – 650 с.

2. Мушта, А.И. Информационные технологии анализа аналоговых электронных устройств : учеб. пособие / А.И. Мушта. – Воронеж : Воронеж. гос. техн. ун-т, 2011. – 215 с.

ПРОБЛЕМА ИНТЕГРАЦИИ СУЩЕСТВУЮЩИХ СИСТЕМ РАСЧЕТА НАДЕЖНОСТИ В ЕДИНОЕ ИНФОРМАЦИОННОЕ ПРОСТРАНСТВО

В. Н. Кулыгин, В. В. Жаднов (научный руководитель)

Московский государственный институт электроники и математики (технический университет)
109028, г. Москва, Б. Трехсвятительский пер., д. 3
E-mail: trancer@maryno.net

Работа рассматривает возможность интеграции системы расчета надежности АСОНИКА-К-СЧ в единое информационное пространство, поясняет необходимые направления развития, а также приводится описание прототипа новой системы.

В настоящее время для расчета надежности применяются следующие системы: АСРН и АСОНИКА-К-СЧ. АСРН представляет собой простое приложение под Windows, содержит только данные по отечественным ЭРИ и не обновлялась с 2006 года: система АСОКНИКА-К-СЧ создана по технологии клиент-сервер, что позволяет использовать ее в локальных и глобальных сетях, и может послужить в качестве основы для создания единого информационного пространства.

Также существуют иностранные аналоги системы, такие как RADC-TR-89-177, RamCommander, ReliaSoft, Relex Studio – простые приложения под Windows, ориентированные на зарубежные стандарты, имеют только англоязычный интерфейс.

Многолетний опыт эксплуатации системы показал необходимость создания единого информационного пространства, которое включало бы не только программы расчета, но и сервисы мониторинга, сбора и обработки информации, необходимой для расчетов надежности. При этом версия системы, созданная в 2002-м году, эксплуатировалась практически без изменений за исключением пополнения базы данных, поэтому необходимо провести доработку системы.

К основным направлениям модификации можно отнести следующие:

- Добавление в систему модулей связи с другими компонентами единого информационного пространства.
- Использование современной среды разработки, обеспечивающей совместимость с современными операционными системами и оптимальное распределение ресурсов компьютера.
- Модифицирование клиентской части системы для поддержки всех современных операционных систем, таких как ОС Windows, ОС Linux, ОС МСВС последних версий.
- Расширение сервисных функций: использование современных технологий визуализации результатов расчета, формирование отчетов в соответствии с современными требованиями ЕСКД.
- Интеграция системы в ЕИП.

Под единым информационным пространством понимается информация, необходимая для проведения расчетов надежности элементов и модулей в целом, а также исходные

данные и результаты расчетов, которые можно использовать в качестве исходных данных для последующих расчетов в случае модификации электронных модулей.

Для решения поставленной задачи был разработан следующий состав системы, показанный на рис. 1.

Ввод данных производится в блоках 2, 3. В блоке 3 пользователю дается возможность выбрать элементы из базы данных. Далее проводится расчет надёжностных характеристик в блоке 4, при условии, что данные расчета удовлетворяют техническому заданию, расчет завершается, данные сохраняются в архив (блок 6), и при необходимости формируется отчет. Данные из архива отправляются на портал мониторинга, где после произведения оценки достоверности результатов (блок 7, 8) они добавляются в СЧ БД (блок 9) для последующего использования в качестве исходных данных для проведения последующих расчетов. Блоки 6–8 организуют собой единое информационное пространство.

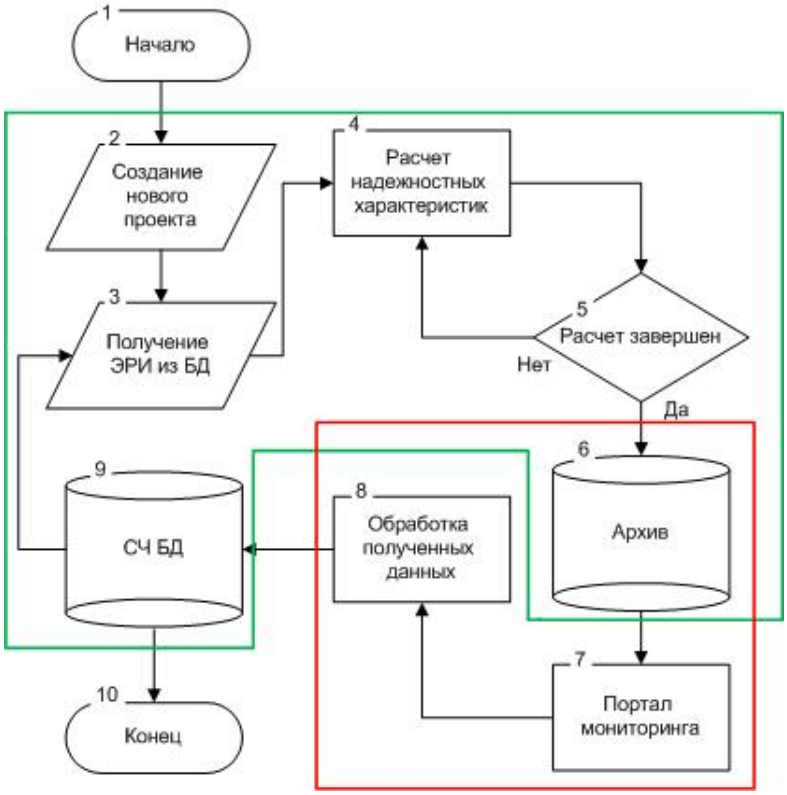


Рис. 1. Состав системы

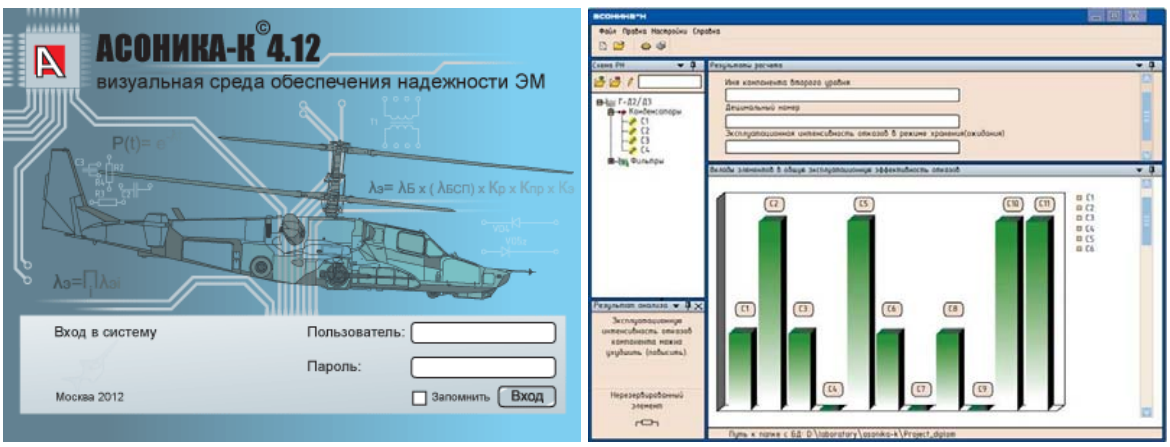


Рис. 2. Пример интерфейса системы

Исходя из данного состава, был разработан прототип системы, в качестве языка программирования был выбран язык C#, с использованием современной среды разработки Microsoft Visual Studio 2010. Пример интерфейса системы представлен на рис. 2.

Пример формирования отчетов вы приведен на рис. 3, отчет сформирован в соответствии с современными требованиями ЕСКД.

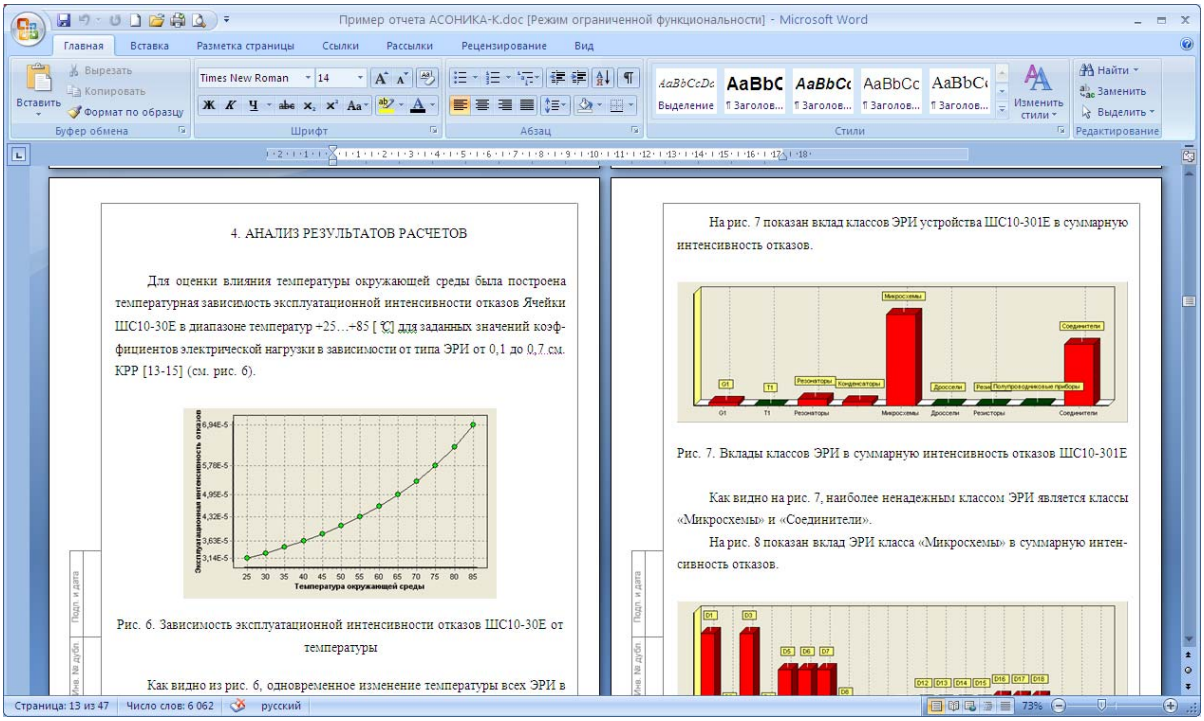


Рис. 3. Пример формирования отчетов

На систему был получен сертификат соответствия центра информационных технологий, аттестации и фондирования, а также свидетельство об официальной регистрации программ для ЭВМ.

Список литературы

1. MIL-HDBK-217F: Reliability prediction of electronic equipment. (Notice 1, Notice 2).
2. RADC TR 89-177 VHSIC/ VHSIC-LIKE Reliability prediction modeling.
3. MIL-STD-883. Test method and procedures for microelectronics.
4. Кулыгин, В.Н. Проблема проектной оценки надёжности современных ИМС большой степени интеграции / В.Н. Кулыгин // Науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых специалистов МИЭМ : тез. докл. – М. : МИЭМ, 2010.
5. Шалумов, А.С. Автоматизированная система АСОНИКА для проектирования высоконадежных радиоэлектронных средств на принципах CALS-технологий : Т. 1 / А.С. Шалумов, Ю.Н. Кофанов, В.В. Жаднов и др. ; под ред. Ю.Н. Кофанова, Н.В. Малютина, А.С. Шалумова. – М. : Изд-во «Энергоатомиздат», 2007. – 538 с.
6. ОСТ 4Г 0.012.242–84. Аппаратура радиоэлектронная. Методика расчета показателей надежности.
7. 7. ОСТ 4Г 0.012.242–84. Аппаратура радиоэлектронная. Методика расчета показателей надежности.
8. 8. ГОСТ РВ 20.39.303–98. КСОТТ. Требования к надежности. Состав и порядок задания.

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ РАДИАЦИОННОЙ СТОЙКОСТИ ПРИ РАСЧЕТНОЙ ОЦЕНКЕ

М. А. Артюхова, С. Н. Полесский (научный руководитель)

Московский государственный институт электроники и математики (технический университет)
109028, г. Москва, Б. Трехсвятительский пер., д. 3
E-mail: sightblinder@mail.ru

Рассмотрены пути повышения точности расчетной оценки прогнозируемой радиационной стойкости бортовой аппаратуры космических аппаратов. Также представлена разрабатываемая методика, направленная на обеспечение радиационной стойкости бортовой аппаратуры на ранних стадиях проектирования.

Достигнутые уровни стойкости к воздействию ионизирующего излучения космического пространства (ИИ КП) по дозовым эффектам современных электрорадиоизделий (ЭРИ) не всегда в полной мере обеспечивают устанавливаемые в технических заданиях (ТЗ) требования по стойкости бортовой аппаратуры космических аппаратов (БА КА). Поэтому приходится принимать различные меры по повышению радиационной стойкости БА, в том числе дополнительно защищать ЭРИ от воздействия ИИ.

Разрабатываемая методика позволит: рассчитать прогнозируемые величины и положение локальных экранов, оценить необходимые и достаточные величины защиты со стороны элементов конструкции, повысить точность оценки дозовой нагрузки на элементах и, главное, провести оптимизацию компоновки с учетом воздействия ИИ КП на ранних стадиях проектирования. Блок-схема разрабатываемой методики приведена на рис. 1.

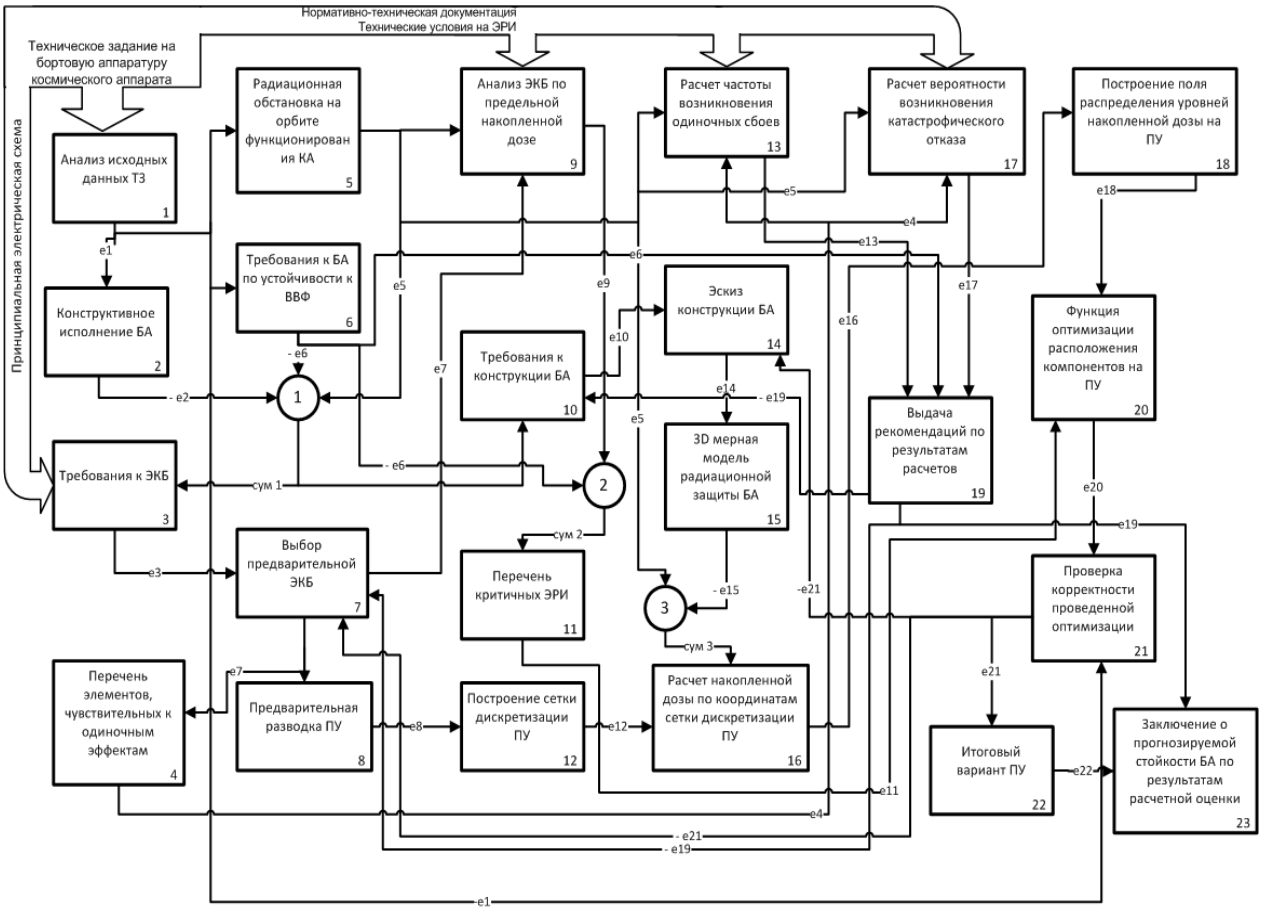


Рис. 1. Блок-схема методики повышения точности расчетной оценки радиационной стойкости на ранних стадиях проектирования

Исходными данными для расчетной оценки прогнозируемой радиационной стойкости бортовой аппаратуры являются техническое задание, нормативно-техническая документация, технические условия на ЭРИ, принципиальная электрическая схема. Они берутся за основу при анализе электронной компонентной базы (ЭКБ) по предельной накопленной дозе, расчетах частоты возникновения одиночных сбоев и вероятности возникновения катастрофического отказа. Исходные данные являются основой доя получения информации о радиационной обстановке на орбите функционирования КА и для задания требований к конструктивному исполнению БА, требований по устойчивости БА к внешним воздействующим факторам (ВВФ) и требований к ЭКБ.

Требования по устойчивости к ВВФ и к конструктивному исполнению БА и радиационная обстановка складываются в (Сумме 1) и используются для уточнения требований к ЭКБ (Блок 3) и требований к конструкции БА (Блок 10). На основе (Блок 3) производится выбор предварительной ЭКБ (Блок 7). На основе (Блок 10) создается эскиз конструкции БА (Блок 14), на основе которой строится 3D модель радиационной защиты (Блок 15).

Из (Блок 7) получаем перечень элементов, чувствительных к одиночным эффектам (Блок 4) (в общем случае – все применяемые активные ЭРИ), и создается предварительная разводка печатного узла (ПУ) (Блок 8). (Блок 7), исходные данные и (Блок 5) служат основой для предварительного анализа ЭКБ по предельной накопленной дозе (Блок 9). Результаты (Блок 9) складываются с требованиями по устойчивости к ВВФ (Блок 6) в (Сумме 2) и используются для получения перечня критичных элементов (Блок 11).

(Блок 4) вместе с исходными данными и (Блок 5) является основой для расчета одиночных эффектов (Блок 13) и (блок 17).

Имея (Блок 8) получаем (Блок 12) используя метод конечных элементов. Складываем в (Сумме 3) модель радиационной защиты и радиационную обстановку. Результат суммирования и сетку дискретизации подаем в (Блок 16), где, используя лучевой, метод проводим расчет накопленной дозы по координатам сетки дискретизации ПУ. По результатам (Блока 16) строится поле распределения уровней накопленной дозы на ПУ (Блок 18). В свою очередь, (Блок 18) является основой для оптимизации расположения компонентов на ПУ, используя целевую функцию:

$$\begin{cases} H_{ЭРИ} = \min D(\Delta x, \Delta y, \Delta z; X : T \le C1; E \le C2; M \le C3); \\ H_{ПУ} = \min(D_1, ..., D_N) \end{cases}$$

где T – температурные нагрузки; E – электрические параметры; M – механические нагрузки; X – величина защиты, г/см^2; x, y, z – координаты, мм; $H_{ЭРИ}$ – целевая функция для ЭРИ; $H_{ПУ}$ – целевая функция для печатного узла; D_1, ... ,D_N – накопленные дозы на ЭРИ; N – число ЭРИ.

Результаты оптимизации поступают в (Блок 21) проверки корректности проведенной оптимизации. По результатам проверки, переходим либо к итоговому варианту ПУ (Блок 22) при корректности оптимизации, либо к (Блок 14) и (Блок 7), редактируем эскиз конструкции, пересматриваем ЭКБ и запускаем цикл заново.

Результаты проведенных расчетов в (Блок 13) и (Блок 17) поступают в (Блок 19) вместе с требованиями (Блок 6), где проводится оценка соответствия результатов требованиям и выдача рекомендаций, в случае, если результаты не удовлетворяют требованиям. Рекомендации возвращают нас к пересмотру выбранной ЭКБ. Если результаты анализа удовлетворяют требованиям ТЗ, они поступают в (Блок 23), где выдается заключение о прогнозируемой радиационной стойкости БА и ее соответствии требованиям.

Основой для включения в разрабатываемую методику функции оптимизации является существенный вклад «теневой» защиты, зачастую не учитываемый при оценке прогнозируемой радиационной стойкости. Для примера покажем, как выглядит поле распре-

деления уровней накопленной дозы на ПУ при учете «теневой» защиты от пассивных элементов и без.

На ПУ установлены два DC-DC преобразователя в собственных металлических корпусах (см. рис. 1). На ПУ воздействуют факторы ИИ КП (потоки электронов и протонов), характеризующие геостационарную орбиту. Группа исполнения аппаратуры соответствует расположению её вне гермоконтейнера – группа исполнения 5.3 по ГОСТ РВ 20.39.304.

Построим поле распределения уровней накопленной дозы без учета «теневой» защиты – ослабления дозы DC-DC преобразователями и с учетом (см. рис. 3).

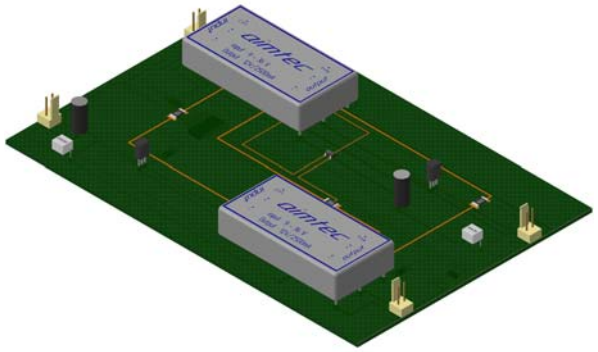
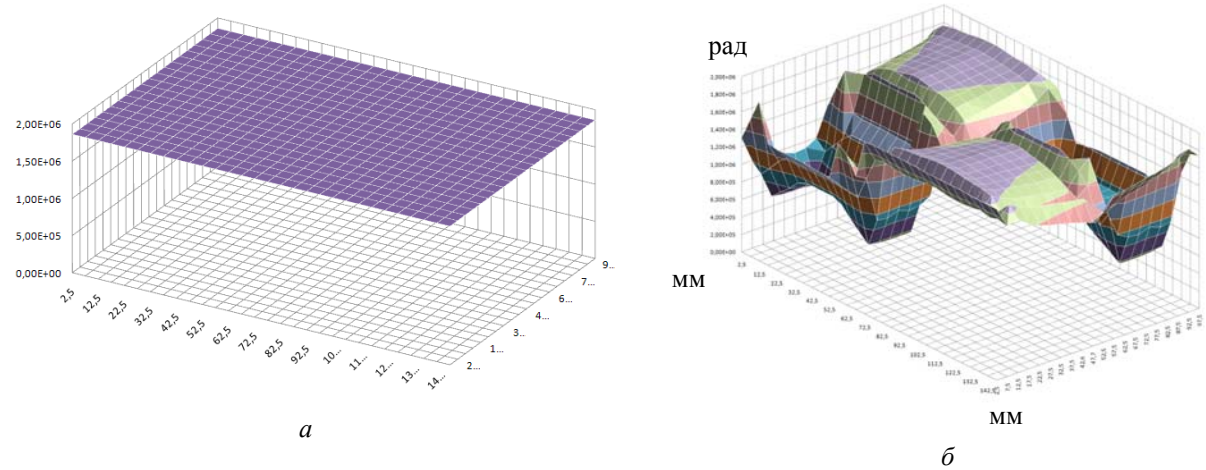


Рис. 1. 3D модель ПУ



а *б*

Рис. 3. Вклад «теневой» защиты в схему радиационной защиты: *а* – поле распределения накопленной дозы на ПУ без учета вклада пассивных элементов; *б* – поле распределения накопленной на ПУ дозы с учетом, создаваемой пассивными элементами, «тени»

На рис. 3, *а* наглядно показана, создаваемая DC-DC преобразователями «тень» – зона, пригодная для установки критичных ЭРИ. Учитывая поле распределения накопленной дозы, проектировщик БА имеет возможность, используя функцию оптимизации расположить на плате критичные элементы так, чтобы максимально возможное их количество попало в зоны с наименьшей накопленной дозой, что повысит коэффициент запаса критичных элементов.

Таким образом, данная методика позволяет определить благоприятные для установки критичных элементов зоны и, используя целевую функцию, провести оптимизацию компоновки на ранних стадиях проектирования, повысив тем самым прогнозируемую стойкость БА.

ПРИМЕНЕНИЕ ЯЗЫКА ОПИСАНИЯ ОТКАЗОВ РЕКОНФИГУРИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ СИСТЕМ «ОБЪЕКТ-ЗИП»

А. Н. Тихменев, В. В. Жаднов (научный руководитель)

Московский государственный институт электроники и математики (технический университет)
109028, г. Москва, Б. Трехсвятительский пер., д. 3
E-mail: alextikhmenev@gmail.com

Рассматриваются вопросы оценки коэффициента готовности систем «Объект-ЗИП» с учетом избыточности (резервирования) структуры объекта. В качестве метода исследования было выбрано имитационное моделирование, модель строилась средствами специализированного языка описания отказов реконфигурируемых электронных средств. Результаты моделирования сравниваются с результатами аналитического расчета, проведенного Черкесовым Г.Н.

Многие современные технические системы, в том числе и радиоэлектронная аппаратура, предусматривают в процессе эксплуатации техническое обслуживание и ремонт. Зачастую восстановление системы выгоднее обеспечить заменой отказавшего компонента. Для этого аппаратуру дополняют комплектом запасных изделий, принадлежностей и компонентов (ЗИП). Это позволяет повысить срок службы и надежность аппаратуры. Структура системы Объект-ЗИП может быть достаточно разнообразной и зависит от индивидуальных особенностей эксплуатации аппаратуры и требований по надежности. Основные виды структуры и методы расчета их показателей надежности определены в [1].

Для восстанавливаемой аппаратуры основным показателем надежности является коэффициент готовности $K_г$, формулы для его расчета в типовых случаях также описаны в [1]. У приведенных в этом источнике формул есть ограничения на свойства системы. В частности, не может отличаться от стандартных структура системы ЗИП, и в аппаратуре не должно быть резервирования. Но задачи расчета $K_г$ для систем Объект-ЗИП с резервированием встречаются на практике, и их решение является актуальной задачей. В частности, это подтверждается в статьях Г. Н. Черкесова [2], где подробно описывается актуальность таких задач и выводятся более точные аналитические формулы для расчета.

В статье [2] анализируются стандартные методы расчета и делается вывод об ограниченности их применения к реальным системам. Их основными недостатками является ограниченность видов структур комплектов ЗИП, стратегий пополнения, раздельный расчет аппаратуры и комплекта ЗИП. Также в статье предлагается метод совместного расчета системы Объект-ЗИП.

Задачи такого плана можно также решать и методом имитационного моделирования, который имеет перспективность в случае усложнения структуры и логики функционирования аппаратуры и системы ЗИП. В статье [3], рассматривался метод расчета надежности электронной аппаратуры, построенный на основе специализированного языка описания отказов. Этот метод можно применить к задачам расчета коэффициента готовности системы, включающей комплект ЗИП.

В статье [2] приводятся примеры расчетных задач систем с резервированной аппаратурой и для указанных структур выводятся точные аналитические соотношения. Для оценки применимости имитационного моделирования проведем построение моделей для аналогичного расчета. На этом примере можно будет сделать выводы о применимости описанного в [3] языка для расчетов $K_г$ систем с комплектом ЗИП.

Для моделирования были взяты две структуры ЭС, параллельная и последовательно-параллельная. Их структурные схемы представлены на рис. 1. В комплекте ЗИП содержится один компонент, который заменяет любой отказавший основной компонент. Пополнение ЗИП периодическое, компоненты при хранении не отказывают.

В первую очередь необходимо построить модель аппаратуры, для удобства примем название МЭС. Каждый из компонентов может находиться в двух состояниях: работоспо-

собное и отказ (или ожидание восстановления). Время нахождения в первом состоянии определяется интенсивностью отказов и является стандартным видом распределения в формальных моделях, предназначенных для расчета надежности.

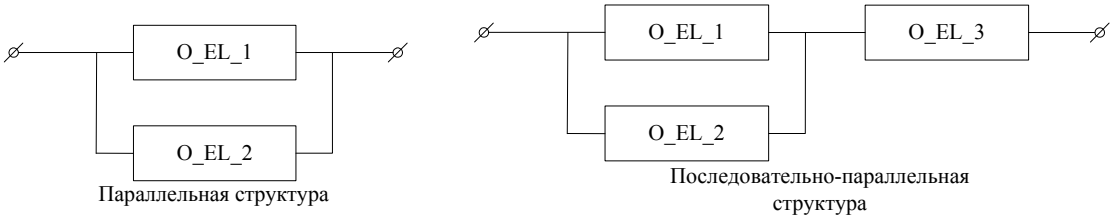


Рис. 1. Структура моделируемой аппаратуры

Время нахождения в состоянии отказа зависит от параметров комплекта ЗИП и не должно разыгрываться в явном виде. В рамках синтаксиса языка для каждого состояния узла необходимо указать закон распределения, поэтому в модель водится закон распределения, имитирующий бесконечное число. Для этого создается распределение, равное константе, большей, чем продолжительность эксперимента. Вид модели компонента представлен на рис. 2.

Состояния *Fail* введено из-за особенностей работы модели и никогда не достигается. Состояние *Wait* также вспомогательное, оно моделирует отсутствие отказов в то время, когда МЭС отключена.

МЭС в целом также может находиться в двух состояниях: работоспособное и отказ. Условие работоспособности для первой и второй структуры приведено на рис. 3.

```
knot O_El_1
{
state: Fail, Change,
       Work, Wait;

mode: Normal;

startState: Work;

startMode: Normal;


cntrlMode:
       unDistribution;
```

```
tableDistribution:
          | Normal      |
Work      | Dis_Std     |
Change | Dis_infinity   |
Wait      | Dis_infinity;

tableStateChange:
          | Normal      |
Work      | Change      |
Change | Work           |
Wait      | Work ;
}
```

Рис. 2. Формальная модель компонента для моделирования систем ЗИП

Условие работоспособности первого ЭС:

(O_El_2:Work | O_El_2:Wait) | (O_El_1:Work | O_El_1:Wait)

Условие работоспособности второго ЭС:

((O_El_2:Work | O_El_2:Wait) | (O_El_1:Work | O_El_1:Wait)) & (O_El_3:Work | O_El_3:Wait)

Рис. 3. Формальная запись условий работоспособности

Создав модель МЭС, можно приступить к созданию модели комплекта ЗИП. Компоненты ЗИП моделируются узлами с тремя состояниями: готовность, замена и ожидание пополнения. Закон распределения существует только для времени замены компонента, его принимаем как некоторое константное время. В соответствии с аналитической моделью это константа равна нулю. Остальные состояния моделируются бесконечным распределением.

Весь комплект ЗИП считается не готовым, если в данный момент времени есть хоть одна неудовлетворенная заявка, отсюда вытекает условие неготовности (то есть, если хоть один элемент ЭС ожидает замены, то система ЗИП считается не готовой) приведенное на рис. 4, 5.

```
O_El_1:Change | O_El_2:Change | O_El_3:Change
```

Рис. 4. Формальная запись условия неготовности ЗИП

Далее необходимо описать логику и последовательность замены отказавшего компонента. В рамках синтаксиса языка необходимо создать следующие события для каждой пары резервный компонент – основной компонент.

```
switch_event  El_1_Fail
                (ZIP_EL_1:Ready & (!vChange_EL_1) & O_El_1: Change)
{
vChange_EL_1 =1;
set_state (ZIP_EL_1: Change);
};

switch_event  El_1_Change (
               (ZIP_EL_1: Change-> ZIP_EL_1: Ready|ZIP_EL_1: Change->
ZIP_EL_1: Wait) &
                              O_El_1: Change & vChange_EL_1)
{
vChange_EL_1=0;
set_state (O_El_1: Wait);
};
```

Рис. 5. Формальная запись условия неготовности ЗИП

Периодическое пополнение комплекта ЗИП моделируется введением дополнительного компонента, изменяющего свое состояние через нужный интервал времени. И связываем с его изменением событие перехода компонента ЗИП из состояния ожидания пополнения в состояние готовности.

Составленная таким образом формальная модель описывает функционирование системы МЭС-ЗИП и позволяет снимать статистику реализаций времени простоя компонентов. По этой статистике можно определить коэффициент готовности как комплекта ЗИП, так и МЭС. Для повышения адекватности результатов расчета необходимо задать время моделирования много больше периода пополнения комплекта ЗИП. В проведенном моделировании продолжительность эксперимента превышала период пополнения ЗИП в 1000 раз (табл. 1). Сравнение результатов моделирования с результатами аналитического расчета этих же структур [2] приведены в табл. 2.

Таблица 1

Параметры серии экспериментов

Параметры серии экспериментов	Значение
Кол-во экспериментов	1000
Продолжительность одного эксперимента	100 000 000 ч.
Период пополнения	100 000 ч.

Таблица 2

Результаты экспериментов

Тип структуры	Параллельная	Последовательно-параллельная
$K_г$	0,997371	0,99684
$K_{г_АН}$	0,998905	0,99985
δ_K%	0,15	0,3
$K_{г_ЗИП}$	0,97808	0,99396
$K_{г_ЗИП_АН}$	0,981077	0,991609
$\delta_{КЗИП}$%	0,3	0,23

Сравнение результатов моделирования с результатами аналитического расчета этих же структур [2] приведены в табл. 2. Из таблицы видно, что относительная погрешность мала и поэтому можно сделать заключение о адекватности построенных формальных моделей и возможности применения языка описания отказов ЭС для расчета коэффициента готовности комплектов ЗИП. Но в процессе построения модели были выявлены следующие недостатки:

– необходимость описания очереди заявок и «бронирования» запасного компонента;

– изменение кол-ва компонентов в комплекте ЗИП требует значительных изменений в тексте формальной модели.

Описанные недостатки можно решить путем введения в язык специализированных моделей для комплектов ЗИП. Это позволит предоставить качественно новые возможности для расчета параметров комплектов ЗИП для сложных ЭС. В сравнении с предложенным в [2] методом аналитического расчета, расчет на основе имитационного моделирования не требует выведения новых соотношений для каждой новой структуры. Этот метод также позволяет повысить точность расчетов за счет более адекватных моделей, чем традиционно применяющиеся [2], и в то же время предоставляет более широкие возможности в расчете комплектов ЗИП для аппаратуры со сложной структурой. В частности в [3] рассматривалась ограниченность применения аналитических методов расчета для аппаратуры со сложной структурой. Введение в математическую модель еще и комплекта ЗИП лишь усложнит задачу. Для расчета таких задач более перспективным методом является имитационное моделирование, а не аналитический расчет.

Однако следует отметить и проблемы расчета методом имитационного моделирования. При проектировании комплектов ЗИП является важной задача оптимизации, то есть обеспечения заданных требований к коэффициенту готовности системы при минимизации стоимости комплекта ЗИП. При аналитическом расчете с выводом результирующей формулы можно численными методами или методами математического анализа решить задачу оптимизации.

При расчетах методом имитационного моделирования по результатам одного расчета нельзя сделать вывод о влиянии количества запасов различных компонентов на коэффициент готовности. Для оптимизации комплекта необходимо будет применять численные методы анализа множества решений при различном количестве запасов. А это потребует многократного повторения серии экспериментов, а следовательно, многократного повышения времени расчетов.

Анализ применения имитационного моделирования в общем позволяет сделать вывод о перспективности применения для расчетов параметров комплектов ЗИП. Для этого возможно использовать язык описания отказов ЭС, включив в него дополнительные модели комплектов ЗИП, реализующие стандартные алгоритмы пополнения запасов и очередей замены компонентов. Отдельное внимание при разработке таких моделей необходимо уделить задаче оптимизации комплектов.

Список литературы

1. ГОСТ РВ 27.1.03–2005.

2. Черкесов, Г.Н. О проблеме расчета надежности восстанавливаемых систем при наличии запасных элементов / Г.Н. Черкесов // Надежность : науч.-техн. журн. – № 4 (35), 2010 ; № (33), 2008. – С. 40–51.

3. Тихменев, А.Н. Язык описания отказов электронных средств с реконфигурируемой структурой / А.Н. Тихменёв // Науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых специалистов МИЭМ : тез. докл. – М. : МИЭМ, 2010. – С. 137.

ПРОБЛЕМА ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В КОМПЛЕКСАХ БОРТОВОГО ОБОРУДОВАНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

А. А. Тимофеева, Д. В. Соколов

ОХП ОКБ «Авиаавтоматика» Курского ОАО «Прибор»
305040, г. Курск, ул. Запольная, 47
E-mail: hohlu6ka@yandex.ru

Рассмотрены принципы организации современных систем передачи данных на борту летательных аппаратов, выявлена проблема системной организации при построении СПД.

В настоящее время в состав комплекса бортового оборудования (КБО) ЛА входят как новейшие разработки 21 века, так и образцы середины 20 столетия. Благодаря этому сложилась ситуация, при которой обмен информацией между элементами КБО происходит как по высокоскоростным линиям передачи данных, так и по однопроводным кабельным линиям, результатом чего является наличие огромного числа физических связей между этими элементами. Масса и габариты линий связи значительно влияют на суммарную массу систем КБО а, следовательно, и на функциональные свойства и затраты на эксплуатацию ЛА.

Архитектурная организация управления современными КБО включает четыре иерархических уровня [1]:

– Общесистемный уровень (уровень принятия системного решения летчиком), назовем данный уровень уровнем системы принятия решений;

– Уровень взиамосвязанных функциональных подсистем;

– Уровень обработки информации от подвижных авиационных подвешиваемых изделий (АПИ), назовем его уровнем исполнительных подсистем;

– Уровень датчиков, исполнительных органов, АПИ.

Исходя из вышеперечисленных положений структура обмена данными между составными единицами КБО, в общем виде, выглядит как показано на рис. 1.

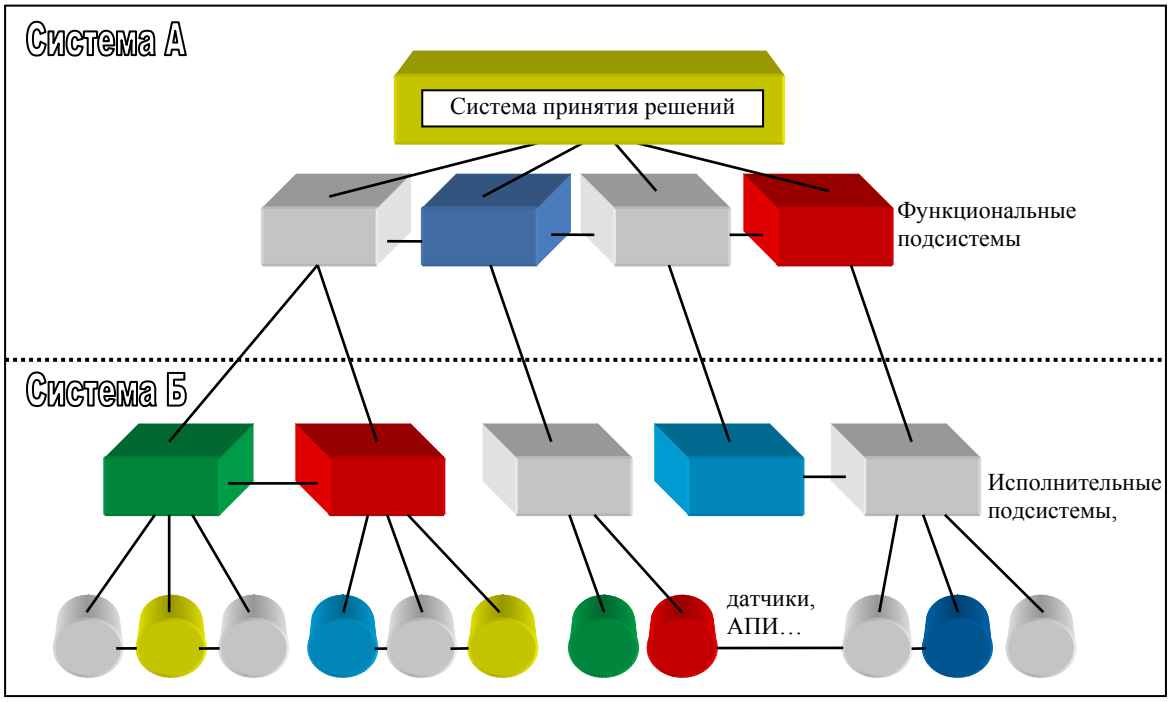


Рис. 1

Обмен информацией между системами КБО осуществляется с помощью следующих видов сигналов [2]:

- аналоговый;
- дискретный;
- цифровой.

Аналоговые сигналы, в основном, содержат информацию о физических параметрах ЛА, измеренных датчиками (скорость, барометрическая высота, отклонение рулей, перегрузки, угловые скорости и т.д.), и могут принимать любое значение в пределах диапазона изменения, при этом самому малому приращению параметра соответствует самое малое приращение сигнала. Информация о параметре может содержаться в абсолютном значении сигнала (напряжение, ток) или в его относительном значении, когда сигнал передается в виде двух напряжений, отношение величин которых дает информацию о величине измеряемого параметра (например, сигнал синусно-косинусного трансформатора, сельсина или потенциометра).

Дискретный сигнал, является сигналом, существующим только в дискретные промежутки времени. Дискретный сигнал принимает только одно из двух возможных значений, соответствующих наличию и отсутствию определенного (заданного) события (команды), передаваемого сигнала. Сигналы такого рода еще называют разовыми командами, хотя далеко не всегда они передают управляющую информацию.

Примеры разовых команд:

сигнал от концевого выключателя стойки шасси – «Шасси убрано»/«Шасси выпущено»;

сигнал от датчика давления – «Давление велико»/«Давление в норме»;

сигнал от сигнализатора пожара – «Пожар»/«Нет пожара».

Цифровой сигнал – это последовательность импульсов, которая представляет собой информационные посылки двоичного кода.

Два верхних уровня – уровни системы принятия решений и функциональных подсистем характеризуются наличием центрального вычислителя, производящего сбор, хранение, обработку и управление потоками информации, и сопрягаются посредством высокоскоростных цифровых магистралей. Обозначим их «Система А». Уровни исполнительных подсистем, датчиков, АПИ и исполнительных органов включают в свой состав разнородные по скорости, видам сигналов, новизне разработки элементы, которые сопрягаются между различными линиями связи. Обозначим их «Система Б».

Основное количество линий связи, а, следовательно, и масса сосредоточены при организации сопряжения «Система А-Система Б».

В качестве примера рассмотрим типичную систему из состава КБО (рисунок 2). Система управления авиационным оборудованием (СУО) предназначена для обеспечения непосредственного управления подготовкой и применением всех предусмотренных для объекта типов оборудования и структурно представляет собой два канала управления: энергетический (ЭК) и информационный (ИК).

Энергетический канал предназначен для приёма разовых команд (РК) и аналоговых сигналов, поступающих из сопрягаемых систем, пультов, концевиков, датчиков и органов управления объекта, преобразования и передачи на подвесное оборудование, для приёма разовых сигналов о состоянии АПИ и блоков системы, преобразования и передачи в сопрягаемые системы.

Информационный канал обеспечивает передачу информации целеуказаний (ЦУ) от информационно-управляющей системы (ИУС) из состава системы принятия решений в подвесное оборудование и информации отработки ЦУ из оборудования в ИУС, а также необходимое сопряжение датчиков ЦУ с соответствующими видами оборудования.

Энергетический канал реализован по принципу соединения точка-точка. Информационный канал реализован с помощью цифровых бортовых интерфейсов[1] по ГОСТ Р 52070-2003, и ГОСТ 18977-79.

Разделение функций ЭК и ИК производится блоком БРПИ, который служит для преобразований аналогового сигнала в цифровой и наоборот, а также распределения информации по точкам подвески (ТП) оборудования.

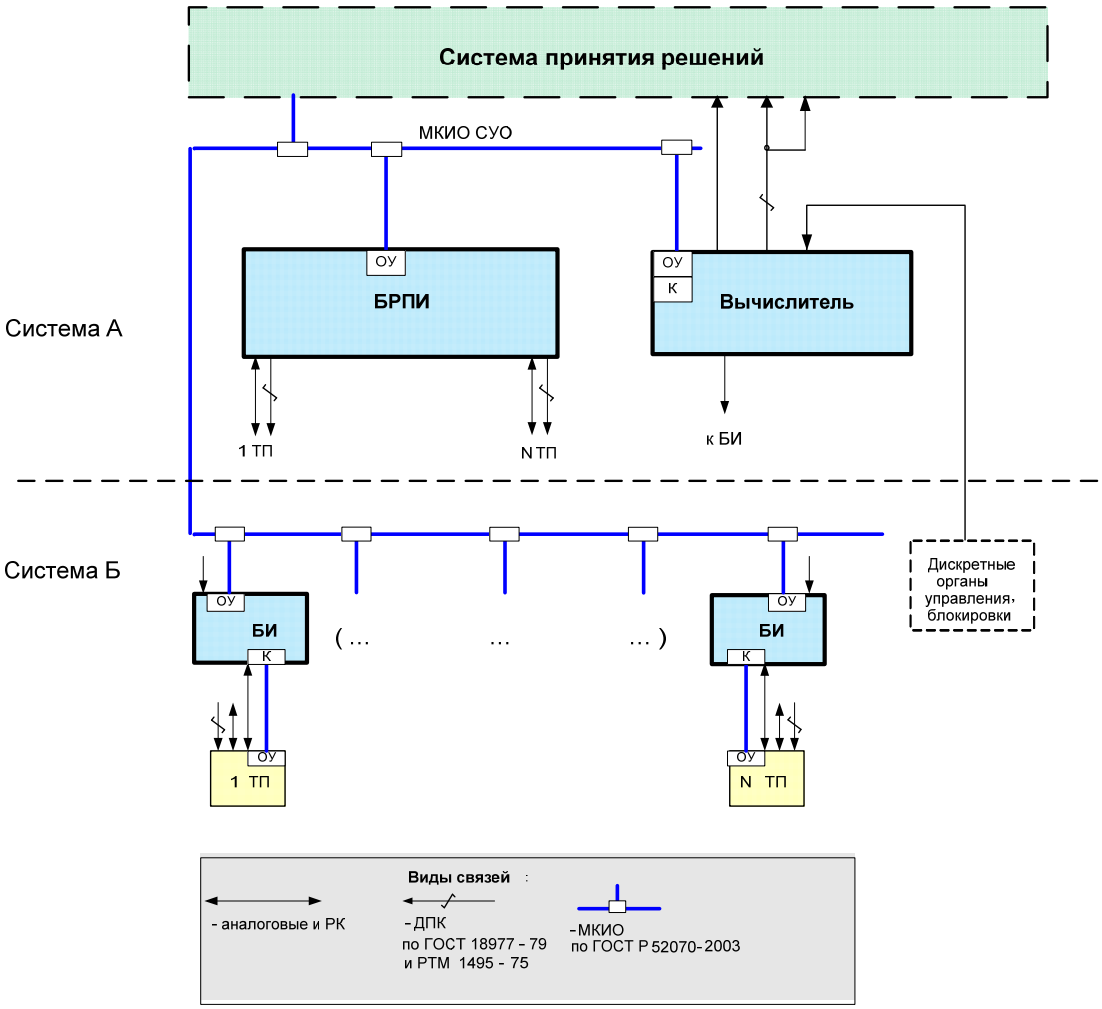


Рис. 2

Изобразим более наглядно сопряжение, организованное в СУО по типу «Система А-Система Б» (рис. 3).

Информационный обмен между элементами СУО организован двумя цифровыми шинами передачи и множеством отдельных проводных линий связи, число которых соответствует суммарному количеству разовых команд и параметров, передаваемых с аналоговых датчиков или подвесного оборудования.

При анализе данного варианта реализации возникают следующие вопросы:

- целесообразно ли применение двух цифровых линий передачи, возможна ли замена их одной, обладающей более высокой пропускной способностью;
- целесообразна ли прокладка отдельных проводных связей для передачи аналоговых сигналов и РК, возможно ли их преобразование, упаковка и передача с помощью стандартных связных способов;
- возможно ли наращивание элементов системы без изменения системы в целом.

[1] Под бортовым интерфейсом будем понимать магистраль передачи данных.

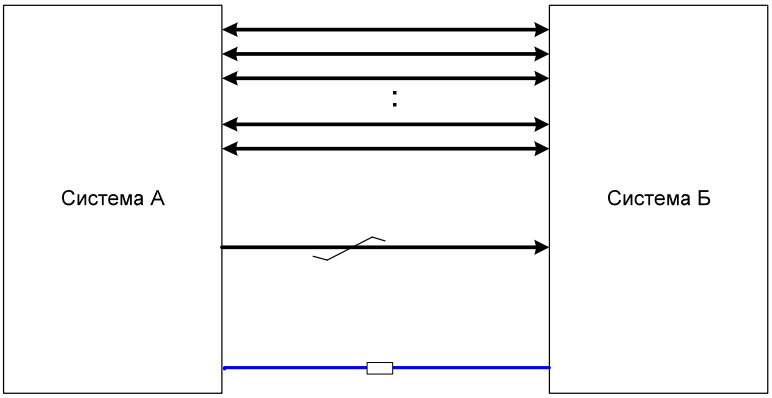


Рис. 3

При реализации и последующей оптимизации СУО необходимо учитывать ряд условий и требований:

1) Известно, что важнейшей задачей средств обмена информацией в системах управления ответственного применения современных ЛА является обеспечение надежного обмена информацией между устройствами. Основной особенностью системы передачи данных (СПД) СУО являются повышенные требования к достоверности, надежности и времени передачи сообщений по каналу передачи данных (детерминированность доставки, величина временной задержки менее 10 мкс, вероятность ошибки передачи: $P_{ош} \leq 10^{-11}$ ош/бит). С одной стороны, реализация энергетического канала, являющего средством связи наиболее ответственных элементов системы, по принципу точка-точка является наиболее удовлетворяющим данным требованиям, так как достоверность, надежность и скорость передачи сообщений зависит лишь от физических свойств линии связи (таких как волновое сопротивление, затухание сигнала) и достаточного резервирования. Однако, учитывая распределенность элементов системы по борту ЛА, а, следовательно, протяженность данных соединений, количество физических линий определяет около 70% суммарной массы СУО.

2) В результате совершенствования технических средств КБО ЛА изменились требования и к информационному каналу СУО. В частности, прием-передача графической и видеоинформации, с требуемой скоростью передачи 100 Мбайт/с (1062 бод), что является невозможным в полной мере реализовать с помощью существующей СПД СУО.

3) Является желательным выполнение требований минимизации массы, габаритов, энергопотребления и стоимости СПД СУО.

В данных условиях возникает противоречие соотношения функциональных и массогабаритных характеристик СПД энергетического канала СУО, а также несоответствия скорости передачи данных по магистрали информационного канала СУО. Эти обстоятельства обуславливают необходимость рассмотрения проблемы повышения эффективности функционирования СПД СУО с помощью новых системообразующих принципов.

Одним из возможных направлений развития архитектуры отечественного КБО ЛА является построение систем самолетного оборудования на основе сетевых структур, которое успешно реализуется за рубежом. Основным преимуществом сетевой архитектуры является ее «открытость», т.е. возможность наращивания элементов и функциональных характеристик, не изменяя (или заменяя) систему в целом. Данная возможность осуществляется благодаря принципам построения сетевых структур.

В настоящее время разработано и успешно эксплуатируется множество СПД, построенных по данному принципу. Однако их применение, в данном случае, ограничивается жесткими условиями функционирования ЛА и устанавливаемого оборудования. Проектирование и разработка СПД ЛА традиционно ведется с помощью экспертных оценок спе-

циалистов, и базируется, в основном, на принципах построения систем автоматического управления.

Таблица

Показатели	SMS (США)	СУО
Количество обслуживаемых точек подвески оборудования	8 (4 ТП спаренные)	14 (2 ТП спаренные)
Номенклатура оборудования	12	18
Сопряжение по типу «Система А-Система Б»	Стандарт MIL-STD-1553	МКИО (ГОСТ Р 52070-2003), ДПК (ГОСТ 18977-79)
Сопряжение между элементами Системы Б	Стандарт MIL-STD-1760	МКИО, ДПК, Аналог, РК
Масса, кг	38	68

В данных условиях, представляется актуальным решение задачи разработки методики, определяющей принцип сопряжения функциональных элементов СУО, с точки зрения связных принципов построения архитектуры системы передачи данных.

Список литературы

1. Павлов, А.М. Состояние и тенденции развития бортовых вычислительных систем перспективных летательных аппаратов. Ч. 2. Аналитический обзор по материалам зарубежной информации / А.М. Павлов. – М. : Научно-информационный центр ГосНИИАС, 2008. – 124 с.

2. Кучерявый, А.А. Бортовые информационные системы : курс лекций / А.А. Кучерявый. – Ульяновск, 2004. – 504 с.

КОМПЛЕКСНАЯ МОДЕЛЬ НАДЕЖНОСТИ ПРОГРАММНЫХ И ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ НА ЭТАПАХ ЖИЗНЕННОГО ЦИКЛА

С. Н. Полесский

Московский государственный институт электроники и математики (технический университет)
109028, г. Москва, Большой Трехсвятительский пер., д. 3
E-mail: snp1981@yandex.ru

Нередки случаи, когда возникает необходимость учета надежности помимо технических средств, программных средств при проектном исследовании надежности современных программно-технических комплексов ответственного назначения. Приведена модель прогнозирования надежности ПТК, а также сделан сравнительный анализ моделей надежности (интенсивности отказов от времени) ТС и ПС на этапах жизненного цикла.

На сегодняшний день программные средства (ПС) являются неотъемлемой частью современного мира. ПС – эта та движущая сила, которая в современном мире обеспечивает информационное функционирование торговли, промышленности, обороны. Благодаря развитию вычислительной техники стало возможным создание ПС, которые постоянно растут, усложняются, распространяются и становятся все более важными и от них зависит успешное выполнение задач.

Относительная стоимость ПС в настоящее время продолжает увеличиваться и в отдельных отраслях намного превышает стоимость технических средств.

Увеличивающаяся сложность и расширение сфер применение ПС делает все более важным понимание принципов разработки ПС, прежде всего высоконадежного ПС с предсказуемым поведением. Попытка улучшения существующих систем в целях их адаптации к новейшим технологиям и техническим средствам приводит к возникновению ряда тех-

нических и организационных проблем, что обуславливает необходимость создания более эффективного и надежного ПС, разрабатываемого и внедряемого с минимальными временными затратами.

Как показывает практика эксплуатации ответственных программно-технических комплексов (ПТК) многие сбои в работе являются следствием сбоев в работе ПС (зависание, перезагрузка и др.), таким образом, уже в современных справочниках по прогнозированию надежности электронных средств, таких как RIAC-HDBK-217-PLUS [1] уделяется особое внимание.

Для современных ПТК, представляющих собой последовательное соединение элементов с точки зрения надежности, модель прогнозирования интенсивности отказов (ИО) в режиме эксплуатации выглядит следующим образом:

$$\lambda_{Э} = \lambda_{ТС} \cdot K_{А} + \lambda_{ПС}, \qquad (1)$$

где $\lambda_{ТС}$ – ИО технических средств (ТС), определяется для отечественных электрорадиоизделий (ЭРИ) по [5], для иностранных ЭРИ по [1, 6]; $K_{А}$ – поправочный коэффициент, учитывающий качество производства ТС по [1, 5]; $\lambda_{ПС}$ – ИО ПС, определяется [1, 2].

Как видно из модели (1), ИО ТС и ПС находятся на одном уровне. Кроме того, этот факт подтверждают данные о статистике отказов собранные центром анализов отказов RIAC [1]. Исходя из статистики отказов современных ПТК, вклад в общую интенсивность отказов вносят следующие наиболее весомые причины отказов:

отказы ЭРИ ТС (A);

«скрытые» отказы, которые не могут быть выявлены в результате испытаний и могут проявиться в результате эксплуатации (B);

отказы (сбои) ПС (C);

отказы, связанные с дефектами, выявленными в связи отклонениями в производственном процессе, например дефекты паяных соединений на печатных платах и др. (D);

отказы из-за превышения допустимых нагрузок (или эксплуатация в экстремальных условиях) (E);

отказы, связанные с износом (старением) ТС (например, критическими отказами для электролитических конденсаторов является износ-старение и др.) (F);

отказы, связанные с ошибками проектирования (не соответствие разработки системы требованиям внешних воздействующих факторов (ВВФ) и др.) (G);

отказы, связанные с системным управлением, проявляются в ошибках при интерпретации системных требований, ошибках в распределении требуемого ресурса для проектирования и построения надежной системы (I).

Как видно из рис. 1, доля отказов ПС и ЭРИ ТС имеют примерно равное значения и оказывают одинаковое влияние на общие показатели надежности ПТК.

Теория надежности ТС может быть частично применена к проблеме прогнозирования надежности ПС, при учете следующих различий:

элементы ПС не стареют из-за износа или усталости;

для контроля ПС имеется значительно больше способов, чем для контроля ТС;

при одних и тех же входных данных ПС (как правило) на выходе получается один и тот же результат;

в ПС имеется значительно больше объектов, которые нуждаются в контроле, чем в ТС;

в ТС использование стандартных элементов распространено гораздо шире, чем в ПС (хотя в последние годы это положение выравнивается);

внести изменение в ПС проще, чем в ТС, но трудно сделать это корректно для сложных ПС.

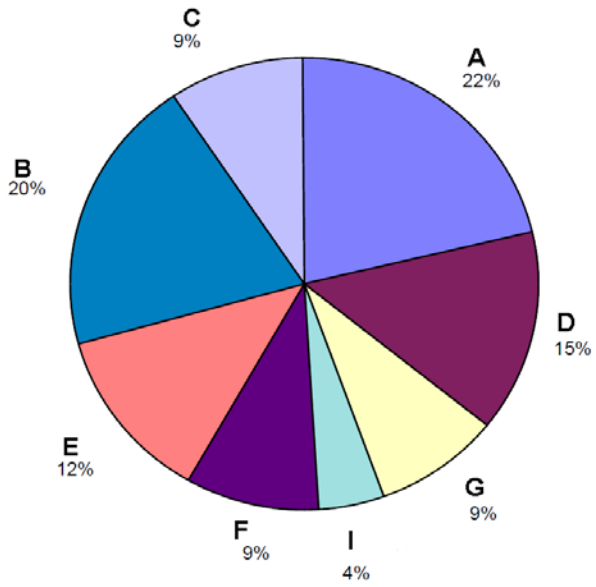


Рис. 1. Диаграмма распределения процентов отказов ПТК

При разработке ПС необходимо учитывать также ТС, средства взаимодействия с пользователем и окружающую среду. Пренебрежение этими факторами в совокупности может привести к построению ненадежного ПС. Многие свойства ПС сложного ПТК проявляют себя только тогда, когда она собрана целиком и запущена в рабочем режиме. Поэтому необходимо тщательное макетирование ПС [3, 4]. Компоненты в системе могут быть взаимосвязаны, так что сбой в одном компоненте может распространиться по всей системе и повлиять на другие компоненты. Проектировщики системы часто не могут предугадать работу системы целиком, исходя только из знаний о работе отдельных ее компонентов.

Поскольку ПС по своей природе может быть легко перенастроено, то зачастую решение многих неожиданно возникших проблем ложиться на плечи разработчиков ПС. Другими словами, когда речь о выборе между внесением изменений переделать технику или ПС – выбирают последнее (что влияет на надежность ПС и часто не является оптимальным решением с технической точки зрения (а не финансовой), так как ошибки, заложенные в ТС остаются и их проявление только сглаживается за счет изменение ПС). Поэтому многие программные ошибки не являются следствием каких-либо «врожденных» черт ПС или следствием некачественной разработки ПС. Они могут быть результатом попытки модернизировать ПС в соответствии с изменением требований, предъявляемых к создаваемой системе или модернизацией ТС системы.

Все этапы жизненного цикла ПС, как и ТС, связаны между собой интенсивностью отказов. На рис. 2 приведена *U*-образная кривая ТС. На всем жизненном цикле ТС отказы делятся: вначале интенсивность отказов снижается (период «А»), далее остается почти неизменной длительный период времени (период «Б») и ближе исчерпанию ресурса резко начинает возрастать (период «В»).

На рис. 2 контрольные точки на оси времени представляют собой следующее:

1. Время t_0 является моментом ввода в эксплуатацию, первым запуском ТС; это время наступает после этапов проектирования и изготовления (этапы анализа, тестирования не отображены на кривой). Отказы, происходящие на отрезке времени t_0–t_1, называются отказы на этапе внедрения или опытной эксплуатации;

2. Время t_1 наступает, когда все ТС с производственными дефектами отказали и были удалены из партии. Отказы в период «Б» являются случайными событиями. Потребитель уверен в том, что ТС будет работоспособно на промежутке времени t_1–t_2. Вероятность того, что компонент будет функционировать до момента времени t_2 есть вероятность безотказной работы;

3. Время t_2 является выработкой ресурса, последствием появления отказов, связанных с износом и старением. Отказы, происходящие в периоде «В», связаны с процессами деградации и старения.

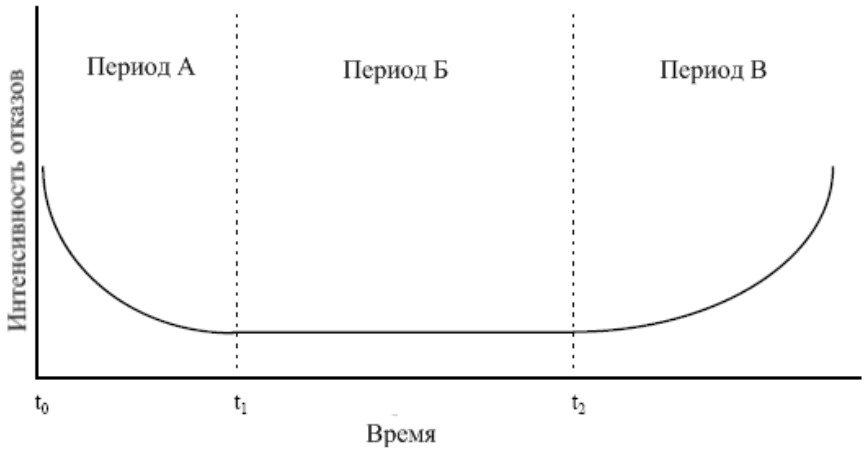


Рис. 2. *U*-образная кривая интенсивности отказов на разных стадиях жизненного цикла ТС

Для ТС количество отказов в период «А» может быть снижено проведением предварительных испытаний (т.е. в период «А» высота кривой может быть снижена; также можно уменьшить промежуток времени, который длится период «А», таким образом точка t_1 будет стремиться к точке t_0). В случае с ЭРИ и электронными модулями, мониторинг включает в себя работу элементов на промежутке времени меньше или равном t_1. Для механических элементов, мониторинг может включать еще и визуальный осмотр. Также любой из элементов может быть испытан на соответствие спецификации. Эти исследования могут быть проведены производителем элементов для подтверждения малого числа «скрытых» отказов или их отсутствия. С другой стороны, организация-поставщик берет на себя всю ответственность за подобные действия.

Когда характеристики отказов элементов ТС уже смоделированы, следует уделить внимание изучения факторов случайных отказов. В основном, их источниками являются:

– коэффициент нагрузки – уровень воздействия повышенных входных характеристик на эксплуатируемый ПТК. Коэффициент нагрузки есть отношение входных характеристик относительно заданных в технических условиях. Например, резистор, рассеивающий мощность 0,5 Вт, в действительности рассеивает 0,4 Вт, т.е. используется только 80 % от возможного номинала мощности рассеяния резистора. Таким образом, с легкостью определить коэффициент нагрузки;

– воздействие окружающей среды подразумевает влияние ВВФ (таких как температура, влажность, давление и др.) на ПТК. Например, ИМС имеет температуру работы от 0 °С до +85 °С и работает в данном случае при +50 °С, т.е. в пределах требований спецификации. Коэффициент ВВФ легко определяется и рассчитывается.

Когда ТС испытывает переходный процесс, как от нагрузки, так и окружающей среды, отказы можно рассматривать как случайные события. По этой причине, когда наблюдается отказ и формируются параметры моделирования, следует проявлять внимательность при наблюдении всех известных факторов.

Подобная *U*-образная кривая интенсивности отказов ТС неприменима для ПС, так как ПС не имеет процессов деградации и старения. Между тем, если сравнивать кривые жизненных циклов ТС и ПС, то периоды «А» и «Б» совпадают на обеих кривых. Для ПС временные отметки будут выглядеть следующим образом (см. рис. 3):

1. Время t_0 является началом тестирования. Период «А» является периодом выявления и исправления «багов». Ошибки программного кода (более специфичные, чем те,

которые можно исправить при обнаружении) или несоответствие операций требованиям спецификации идентифицируются и исправляются. Это является ключевым отличием между надежностью ТС и ПС. Разница заключается во времени. Время разработки (тестирования) не включено в расчеты показателей надежности ТС, а для ПС учитывается.

2. Время t_1 является началом ввода в эксплуатацию. Отказы во время периода «Б» обнаруживаются как потребителями, так и с помощью продолжающего тестирования после ввода в эксплуатацию ПС. Для подобных ошибок периодически выпускаются дополнения с исправлениями этих ошибок (причем необязательно по мере выявления каждой ошибки).

3. Время t_2 является сроком «морального» старения ПС. Большинство ошибок в период «В» свидетельствуют о том, что возможности ПС не могут удовлетворить постоянно меняющиеся требования потребителей. Хотя ПС стабильно функционирует согласно оригинальной спецификации, тем не менее, спецификация больше не описывает актуальные требования потребителей. Собранные данные об отказах на данном этапе являются базой для формирования требований к проектированию качественно нового ПС.

Зачастую ТС модернизируют в период времени «А», когда обнаруживают первые отказы и вводят необходимые изменения (см. рис. 2). ПС же модернизируется как в период «А», так и в период «Б» (см. рис. 3). Линия периода «Б» не является прямой для ПС и содержит множество мини циклов чередования периодов «А» и «Б» (например, проведена модернизация, большинство ошибок новой версии найдены и исправлены, проводится еще одна модернизация и т.д.). На рис. 3 приведена кривая интенсивности отказов, которая является наиболее наглядной иллюстрацией жизненного цикла ПС. Между тем, интенсивность отказов меняется после каждой модернизации на протяжении всего периода «Б». Число ошибок после каждой модернизации будет ниже, чем в период «А» [3]. Модернизация ПС может также повлечь за собой появление ошибок в тех частях ПС, где раньше их не было. Зачастую модернизация – это удовлетворение новых требований, но тестирование не может охватить полностью все части ПС. К тому же, соблюдение новых требований может привести к конфликту с оригинальным дизайном ПС. Соответственно, чем больше будет проводиться модернизаций, тем больше вероятность появления новых ошибок и соответственно снижение надежности [4]. Это происходит во многих наследуемых ПС, вошедших в период «В», для которых запускается процесс нового проектирования этих ПС.

Все копии ПС идентичны. Также режимы работы ПТК и ВВФ не влияют на ПС. Это связано с тем, что программа является кодом, который не подвержен их воздействию. Между тем, другие характеристики, подобные скорости выполнения задачи, могут быть учтены при оценке качества ПС. Конечный потребитель может рассматривать «медленное» ПС, как не соответствующее его требования.

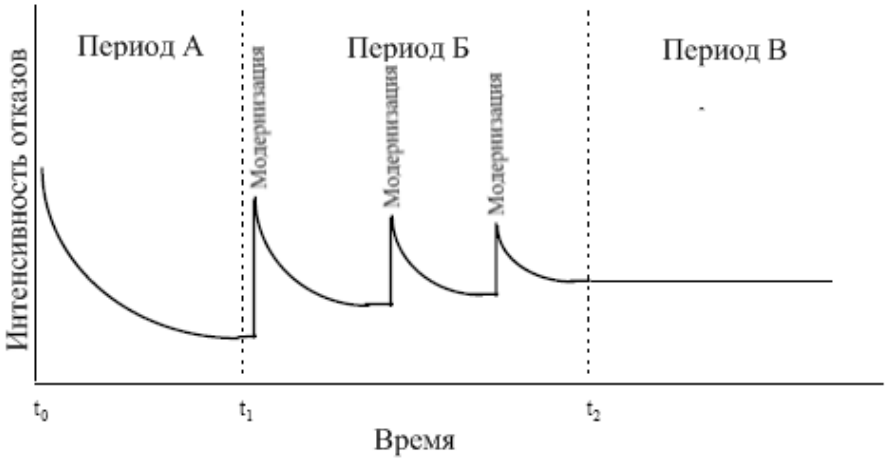


Рис. 3. *U*-образная кривая интенсивности отказов на разных стадиях жизненного цикла ПС

Таким образом, в ходе проведанных исследований было выявлено, что необходимо уже сегодня учитывать ПС, как одну из составных частей ПТК, так как от надежности ПС зависит надежность всего ПТК в целом.

Список литературы

1. RIAC-HDBK-217Plus (Handbook of 217Plus^{TM} Reliability Prediction Models). Reliability Information Analysis Center, 2006. – 182.
2. ГОСТ 28195–89. Оценка качества программных средств. Общие положения.
3. Майерс, Г. Надежность программного обеспечения / Г. Майерс. – М. : Мир, 1980. – 360 с.
4. Липаев, В.В. Выбор и оценивание характеристик качества программных средств. Методы и стандарты / В.В. Липаев. – Синтег, 2001. – 228 с.
5. Справочник «Надежность электрорадизделий». – МО РФ, 2006. – 641.
6. MIL-HDBK-217F (Notice 1, Notice 2). Reliability prediction of electronic equipment.

АРХИТЕКТУРА УСТРОЙСТВА ИДЕНТИФИКАЦИИ ЛИЧНОСТИ ПО КОЛЕБАНИЯМ ПИШУЩЕГО ПЕРА

А. Б. Лысак, К. С. Патронов

Открытое акционерное общество «Омский научно-исследовательский институт приборостроения»
644009, г. Омск, ул. Масленникова, д. 231
E-mail: otdel5@oniip.ru

Описываются предпосылки разработки оригинального устройства идентификации личности по колебаниям пишущего пера. Кратко рассмотрена архитектура интерфейса, связывающего устройство с ЭВМ. Приведена схема устройства. Описаны основные аппаратные компоненты.

Необходимость разграничения доступа к постоянно возрастающим объемам информации в современном мире остро ставит проблему проверки подлинности пользователя. Рост компьютерных сетей и интенсивности их использования также упрощает задачу злоумышленника по получению несанкционированного доступа к данным или определенным сервисам, предоставляемым компьютерными системами.

Сегодня повсеместное распространение получила авторизация в компьютерных системах с использованием логина и пароля. Однако практика показывает, что одним из слабых мест данного подхода является компрометация пароля в силу сознательных или случайных действий самого пользователя. Авторизация с использованием биометрической технологии идентификации имеет несколько ключевых преимуществ, одним из которых является невозможность попадания идентификатора в руки злоумышленника, а значит и потенциально более высокая надежность.

В настоящее время получили развитие множество различных способов биометрической идентификации как по статическим (папиллярный рисунок на пальцах, радужная оболочка глаза, геометрия лица, сетчатка глаза, рисунок вен руки), так и по динамическим (голос, почерк, сердечный ритм, походка) параметрам человека [1]. Несмотря на то, что статические биометрические методы получили большее распространение, часто их применение влечет дополнительные сложности. В частности, методы, имеющие наибольшую надежность, такие, как сканирование сетчатки глаза, требуют применения дорогостоящего оборудования. Кроме того, статические методы часто встречают неприятие со стороны общества по различным причинам: ассоциации с идентификацией преступников, религиозные взгляды, нежелание предоставления неизменяемой личной информации [2].

Оптимальным решением во многих случаях остается идентификация личности по подписи. В сферу предпочтительного применения данного признака входит бизнес, бан-

ковское дело и другие отрасли, для которых использование подписи в качестве идентификатора является нормой на протяжении значительного времени. Уже сейчас существует множество коммерческих систем как от российских, так и от зарубежных компаний, в которых в качестве устройства считывания подписи используются графические планшеты. В отличие от традиционного сравнения изображения подписи с некоторым эталоном данные системы анализируют кинематические параметры в процессе создания подписи. С помощью графических планшетов можно получать сигналы, характеризующие зависимость положения кончика пера в двухмерной системе координат и силы нажатия от времени. Более дорогие устройства также позволяют определять угол наклона пера относительно плоскости планшета [3]. Некоторые системы также предполагают возможность использования тачскрина мобильных устройств с той же целью.

Однако использование графических планшетов и тачскринов в составе подобных систем связано со следующими сложностями:

– высокая цена устройств;

– плохое качество эталона, полученного с использованием устройства с низким разрешением;

– закрытые и нестандартизированные программные драйверы;

– неудобство использования пера, отличающегося от привычной авторучки и, как следствие, ухудшение воспроизводимости подписи.

Авторы предлагают в качестве решения вышеописанных проблем разработку нового оригинального устройства, основанного на использовании сверхчувствительных датчиков, измеряющих динамические характеристики пера во время процесса подписи.

Оптимальным архитектурным решением, представленным на рис. 1, с точки зрения интерфейса передачи данных является применение виртуального последовательного порта поверх какого-либо стандартного компьютерного интерфейса. Существуют реализации как для проводного интерфейса USB – Communication Device Class, так и для беспроводной технологии IEEE 802.15.1 Bluetooth – Serial Port Profile. Работа с последовательным портом поддерживается всеми современными операционными системами общего пользования. На стороне устройства обеспечить поддержку данного решения будет несложно, поскольку большинство современных микроконтроллеров имеют в своем составе контроллер последовательного порта. Сам протокол, обеспечивающий передачу данных и команд управления, является программной надстройкой над последовательным портом и в данной статье не рассматривается.

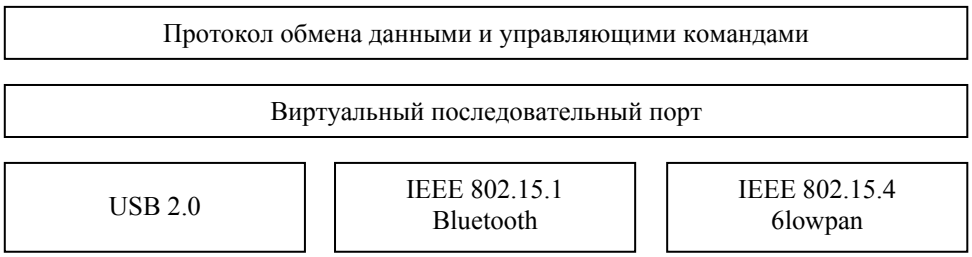


Рис. 1. Архитектура интерфейса обмена данными с ЭВМ

Данный подход позволяет сделать устройство наиболее универсальным, позволив специализированному программному обеспечению на ЭВМ анализировать полученные от устройства данные. Возможно применение алгоритмов с использованием быстрого преобразования Фурье, вейвлет-анализа, нейронных сетей и других методов обработки полученной информации с целью создания эталона подписи.

Для повышения воспроизводимости подписи устройство будет иметь форму обычной авторучки. Длина корпуса не должна превышать 150 мм, а внешний диаметр – 12 мм.

В качестве пишущего элемента будет использоваться стержень стандарта ISO 12757-2. В верхней части корпуса будет располагаться интеллектуальный модуль, представляющий собой печатную плату с необходимыми электронными компонентами. Исходя из заданных размеров, ширина печатной платы должна составлять 10–11 мм, а длина не превышать 40 мм. Схема проводного устройства наглядно показана на рис. 2. Устройство в беспроводном исполнении может иметь аналогичную архитектуру с заменой интерфейса USB на беспроводной приемопередатчик используемой технологии персональных сетей (PAN).

В качестве чувствительного элемента планируется использовать трехосевой акселерометр с цифровым интерфейсом. Примером такого датчика может служить изготовленный по технологии MEMS акселерометр ADXL345 от компании Analog Devices. Он может определять ускорение до ±2 g вдоль каждой оси с разрешением 10 бит и имеет размеры 5×3×1 мм [4]. Благодаря тому, что акселерометр показывает также проекцию ускорения свободного падения на свои оси, из полученных данных можно будет определить угол наклона пера к плоскости письма в случае такой необходимости.

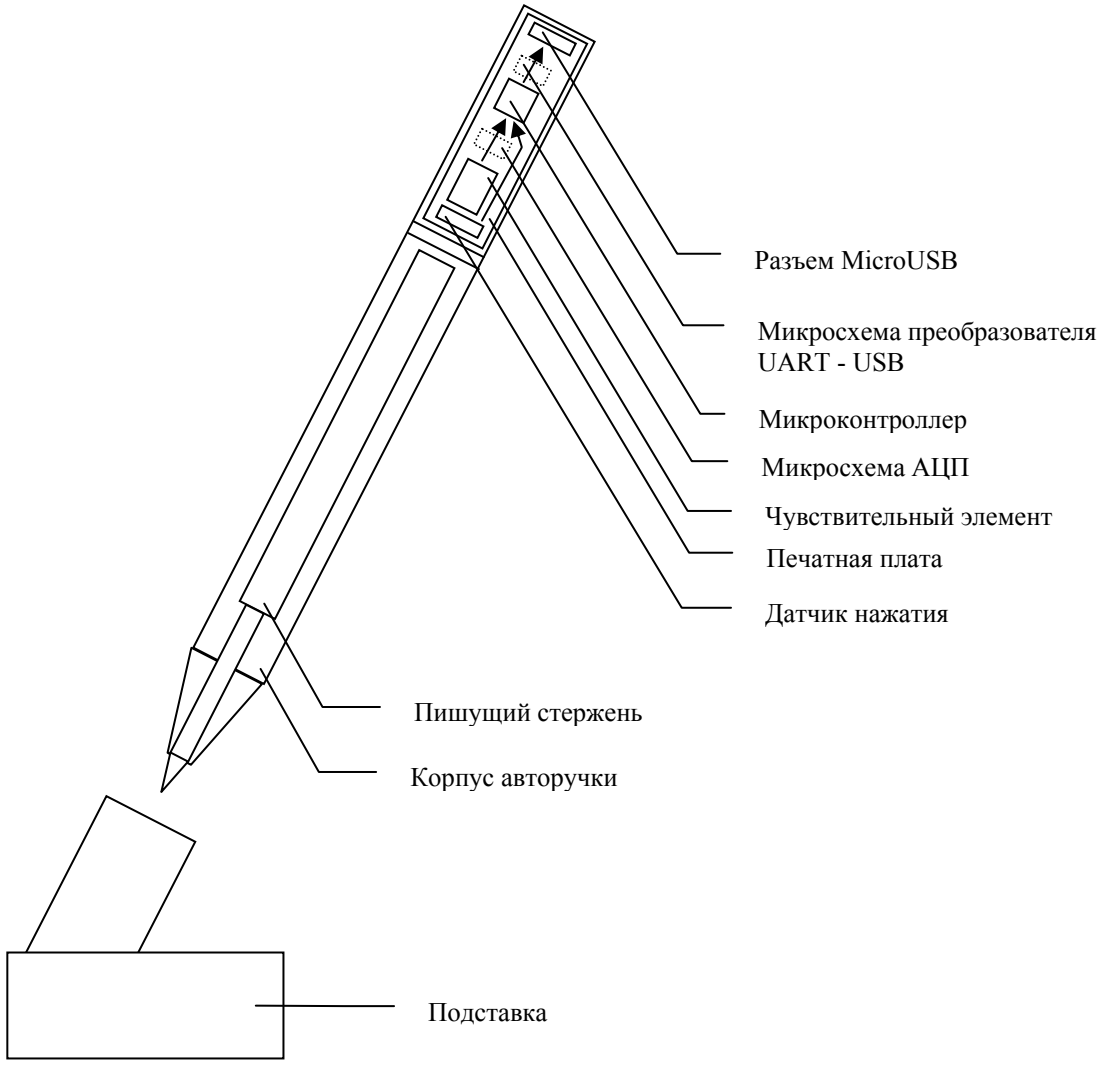


Рис. 2. Схема проводного устройства идентификации

По цифровому интерфейсу SPI данные о колебаниях устройства в процессе подписи будут передаваться на микроконтроллер. В случае использования акселерометра с аналоговым интерфейсом для оцифровки будет дополнительно установлен модуль АЦП, представляющий собой внешнюю микросхему, либо использоваться АЦП микроконтроллера.

Микроконтроллер реализует функцию взаимодействия по программному протоколу для передачи оцифрованных данных об ускорении устройства и текущем нажатии и приема управляющих команд от ЭВМ. Подходящий для таких целей микроконтроллер LPC1102UK с ARM-ядром в корпусе WLCSP16 занимает на печатной плате площадку 2,5×2,5 мм [5].

В качестве датчика нажатия, позволяющего определить моменты начала и конца подписи, а также отрывы устройства от поверхности письма в процессе, изначально предполагалось использование обычной тактовой кнопки, подходящей по конструкции и размерам. Однако в процессе экспериментов было выявлено, что зачастую сила нажатия при письме не превышает усилий, требуемых для замыкания кнопки. Этот факт, а также высокая вероятность износа механического элемента в процессе долговременного использования позволяют сделать вывод о необходимости применения в составе устройства пьезоэлектрического датчика для решения данной задачи.

Микросхема преобразователя UART-USB необходима для обеспечения обмена данными между микроконтроллером и ЭВМ в случае, если у последнего отсутствует аппаратная поддержка USB. Предпочтительным является использование микросхемы FT232RQ в корпусе QFN-32, имеющей габариты 5×5 мм [6]. Помимо своей основной функции она также может выступать преобразователем напряжения 5 В (получаемых от ЭВМ по USB) в 3,3 В, позволяя обеспечить питанием всю остальную схему с током потребления до 50 мА.

Для подключения к ЭВМ по интерфейсу USB оптимальным является использование разъема, определенного стандартом, совместно с универсальным кабелем. Первоначально планировалось использование разъема MiniUSB по причине его достаточно широкой распространенности, низкой цены и вполне удовлетворительных размеров. Однако практические наблюдения инженеров показывают [7], что разъем MicroUSB имеет более высокую механическую надежность, что имеет большое значение в контексте рассматриваемой задачи. Помимо этого разъем MicroUSB имеет меньшие физические размеры, что также является немаловажным.

Вопросы безопасности передачи данных о колебаниях от самого устройства до ЭВМ и последующей их обработки и хранении здесь намеренно подробно не рассматриваются. Предполагается, что формирование на ЭВМ эталона подписи на основе полученных от устройства данных и его последующее безопасное хранение обеспечивается соответствующими алгоритмами программного обеспечения, использующегося совместно с устройством. Передача данных от устройства к ЭВМ по USB кабелю рассматривается как безопасная, а беспроводные технологии, базирующиеся на стандартах IEEE 802.15.1 и IEEE 802.15.4, поддерживают стойкие алгоритмы шифрования.

Благодаря созданию описанного устройства станет возможным разработка и внедрение программно-аппаратного комплекса для авторизации в компьютерных системах с использованием биометрической технологии. Устройство имеет следующие преимущества по сравнению с существующими методами:

- невысокая стоимость;
- простой и открытый универсальный интерфейс;
- удобство процедуры идентификации для конечного пользователя.

Список литературы

1. Моржаков, В. Современные биометрические методы идентификации / В. Моржаков, А. Мальцев // БДИ. – 2009. – № 2.

2. Image Pattern Recognition. Synthesis and Analysis in Biometrics. – Singapore: World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., 2007.

3. Ложников, П.С. Идентификация личности по рукописным паролям / П.С. Ложников, А.В. Еременко // Мир измерений. – 2009. – № 4.

4. ADXL345 Datasheet URL: www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ ADXL345.pdf (дата обращения 19.02.2012).

5. LPC1102 Datasheet URL: www.nxp.com/documents/data_sheet/ LPC1102.pdf (дата обращения 19.02.2012).

6. FT232 Datasheet URL: www.ftdichip.com/Support/Documents/DataSheets/ICs/ DS_FT232R.pdf (дата обращения 19.02.2012).

7. Electrical Engineering URL: electronics.stackexchange.com/questions/18552/why-was-mini-usb-deprecated-in-favor-of-micro-usb (дата обращения 19.02.2012).

ИЗМЕРЕНИЕ СОСТАВЛЯЮЩИХ КОМПЛЕКСНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОЛИЗЕРА

И. Е. Нефёдов, А. И. Громыко (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: nie69@mail.ru

Одной из главных проблем автоматизации процесса электролиза алюминия из криолит – глиноземных расплавов, является отсутствие средств измерения и контроля за рядом важных параметров технологического процесса влияющих на выход по току. Данная статья посвящена разработке способов контроля, составляющих комплексного сопротивления электролизной ванны как основного показателя характеризующего состояние электрохимического процесса электролиза алюминия.

В начале шестидесятых годов был предложен способ измерения активного сопротивления электролизера с последующим вычислением величины обратной ЭДС /1–3/. Однако из-за высокого уровня погрешности контроля, обусловленного высоким уровнем помех и отсутствием цифровой элементной базы этот способ не был реализован. Теоретически имеются количественные соотношения между величиной *R C L* и следующими параметрами: концентрацией глинозема в электролите, температурой и составом электролита, плотностью тока и других важных параметров.

Величину комплексного сопротивления электролизера можно определить по результатам измерения переменной составляющей падения напряжения на электролизере и тока вызвавшего это падение напряжения. Для переменного тока электролизер можно представить в виде последовательной R L C цепи (рис. 1), где: C – эквивалентная электрическая емкость электролизера, R – активное сопротивление, L – индуктивность ошиновки.

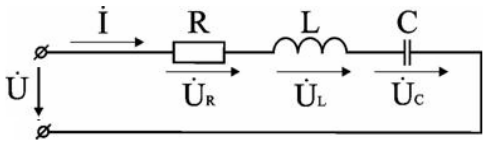


Рис. 1

Для питания электролизеров используются 6-ти фазные мостовые выпрямители.

Электрическая схема выпрямителя тока серии представлена на рис. 2. Вторичная обмотка одного из трехфазных трансформаторов соединена «звездой», другого «треугольником». Данный тип шестифазного двухполупериодного выпрямителя имеет пульсации в области частот 300 и 600 Гц и более высокочастотные гармоники. Наибольшее амплитудное значение имеют гармоники кратные 600Гц (1200 и 2400)Гц. Наличие данных частот позволяют найти параметры комплексного сопротивления электролизера на данных частотах, измерив I ток серии и U напряжение на электролизере на соответствующей частоте.

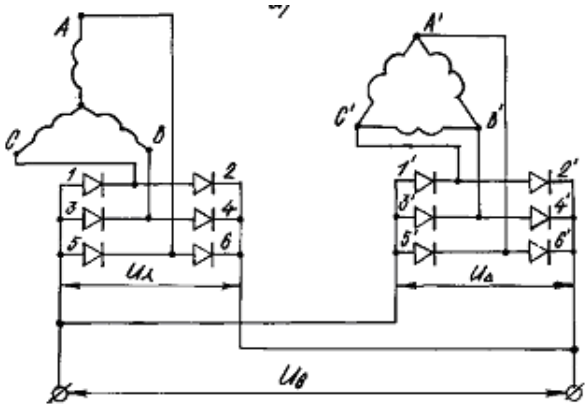


Рис. 2

$$Z_1 = \sqrt{R_1^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} = \frac{U_1}{I_1};$$

В результате экспериментальных данных полученных на одном из электролизеров Красноярского алюминиевого завода были рассчитаны величины R C L, значения которых приведены в табл.

Таблица

L Индуктивность шины электролизера расчетная (Гн)	3,066E-09
C Емкость электролизера расчетная в (Ф)	2,151E+01
R Активное полное сопротивление электролизера расчетное (Ом)	4,026E-06

В процессе экспериментальных исследований с помощью разработанной экспериментальной измерительной системы был произведен съем и расчет напряжения и тока гармонических составляющих электролизера на частотах 300, 600, 1200, 1800 Гц. Для измерения переменных составляющих тока электролизера использовали пояс Роговского, предварительно выполнив его градуировку. Все это позволило получить временные диаграммы зависимости комплексного сопротивления электролизера (рис. 3).

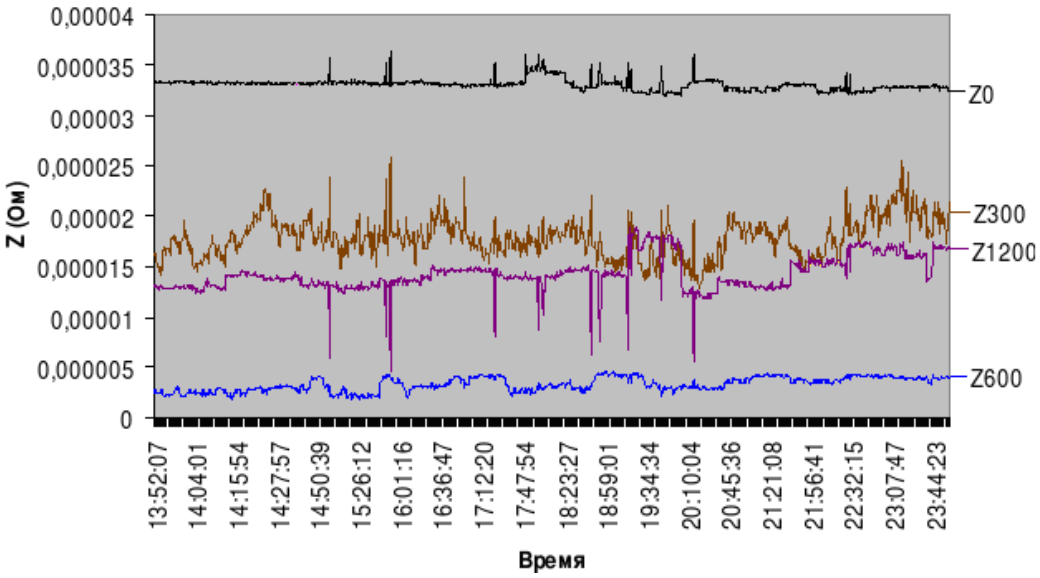


Рис. 3

На рис. 3 обозначено соответственно: Z0 – активное сопротивление электролизера, Z300 – реактивное сопротивление электролизера на частоте 300 Гц, Z1200 – реактивное сопротивление электролизера на частоте 1200 Гц, Z600 – реактивное сопротивление электролизера на частоте 600 Гц.

Поученные результаты показывают на перспективность использования данного метода для контроля электрических и технологических параметров электролизных ванн. Это метод позволит получить более точную и непрерывную информацию о состоянии процесса электролиза, что в свою очередь обеспечит повышение эффективности работы электролизеров и экономию электрической энергии.

Большую роль данный метод играет и в оснащении разрабатываемых новых перспективных электролизеров на инертных анодах, где очень жесткие требования предъявляются именно к контролю концентрации глинозема в электролите.

Список литературы

1. Громыко, А.И. Измерение комплексного сопротивления электролизера / А.И. Громыко, А.В. Шаповалов // Цв. металлы. – 1983. – № 1. – С. 40–42.

2. Экспериментальная оценка измерения обратной ЭДС алюминиевого электролизера / А.И. Громыко, В.И. Заливной, С.П. Анисов и др. // Цв. металлы. –1985. – № 8. – С. 64–66.

3. Графов, Б.М. Электрохимические цепи переменного тока / Б.М. Графов, Е.А. Укше. – М. : Наука, 973. —376 с., ил.

4. Громыко, А.И. Устройство контроля активного сопротивления и обратной ЭДС алюминиевого электролизера. А.с. № 1463808. Опубл. в Б.И., 1989, № 9 / А.И. Громыко, Г.М. Зограф, В.Х. Манн.

5. Громыко, А.И. Способ контроля технологических параметров алюминиевых электролизеров. Пат. РФ № 2057823. Опубл. в Б.И., 1996, № 10 / Г.М. Зограф, В.Д. Моргалюк.

6. Nickel Ferrite Cermets as inert Anodes for Aluminum Electrolysis 2010.

7. Kingston Process Metallurgy Inc. 1079 Pembridge Crescent, Kingston, ON CANADA K7P 1P2.

СПЕКТРАЛЬНЫЙ И ВЕЙВЛЕТ АНАЛИЗ СТРУКТУРЫ ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛА

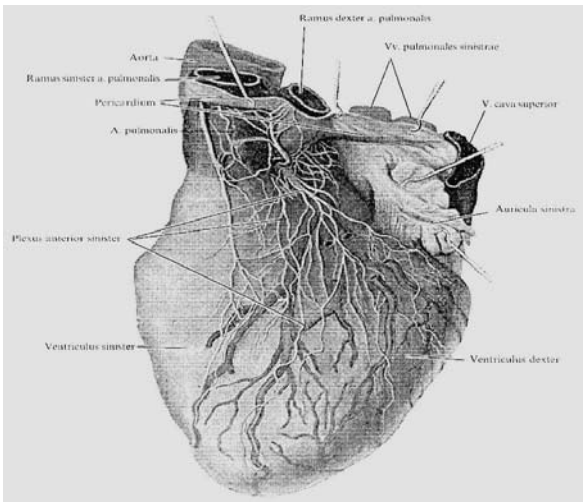
О. И. Кузьминская,
Г. М. Алдонин, В. В. Черепанов, Е. В. Волошенко (научные руководители)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26;
E-mail: GAldonin@sfu-kras.ru

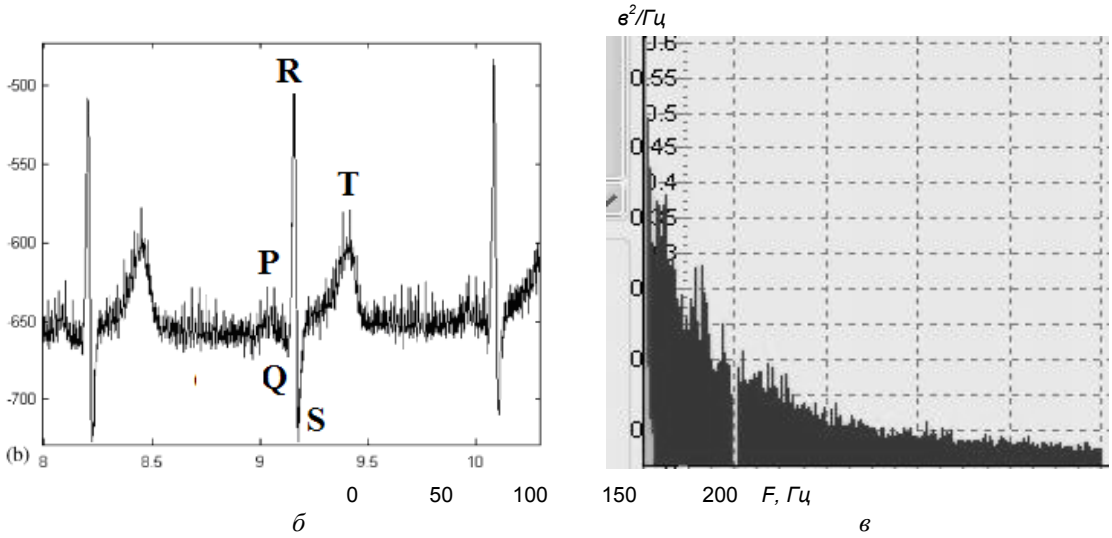
Структурный анализ электрокардиосигнала (ЭКС) на основе вейвлет преобразования позволяет оценивать состояние проводящей системы сердца, своевременно обнаружить нарушения с привязкой к топологии сети, что позволит повысить достоверность диагностики и эффективность лечения.

Профилактика и ранняя диагностика сердечных заболеваний и их последствий намного эффективнее, чем лечение уже возникшего заболевания. Поэтому актуально создание новых методов анализа сердечно-сосудистой деятельности человека.

Турбулентность, возникающая при распространении волн возбуждения по нервному руслу, определяет спектральные характеристики сигналов. Общая модель динамических процессов в живом организме – ветвящаяся структура «систем коммуникации» организма объясняет механизм формирования спектральной характеристики процессов в них.



а



б *в*

Рис. 1. Строение нервной системы сердца (*а*), электрокардиосигнал (*б*), спектр ЭКС(*в)*

Нервное возбуждение при распространении по ветвящемуся руслу в каждой точке ветвления генерируют флуктуации на возникающей неоднородности русла. Это определяется морфологическим строением нервной системы сердца в виде ветвящегося дерева, как это видно из рис. 1, *а*. Частота и мощность флуктуаций соответствуют топологии этой системы – максимальные флуктуации от больших ветвей русла к геометрически уменьшающимся по длине и возрастающим по частоте и в той же зависимости падающими по мощности флуктуациям дробящегося потока [1].

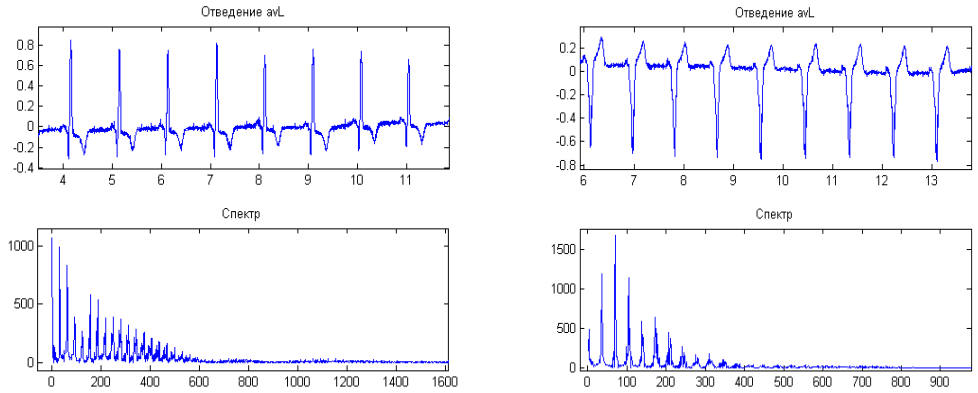
Таким образом спектр ЭКС при этом будет определяться турбулентностями, возникающими при распространении нервного возбуждения по нервной проводящей сети сердца.

Реальный ЭКС состоит из трех волн – *P*, *QRS* и *T* разной амплитуды (рис. 1, *б*), а его спектр представлен на рис. 1, *в*.

Поскольку порядок ветвления отрезков нервной сети соответствует ряду Фибоначчи (рис. 1, *а*), это дает основание делать предположения по спектру о характере поражения ишемической болезни сердца (ИБС) на основе отклонения спектра от закона 1/*f*. Частотные спектры мощности ЭКГ больных ИБС «инфаркт миокарда» (*а*) и с диагнозом «блокада ножки пучка Гиса» (*б*) при блокаде ветвей в проводящей сети представлены на рис. 2.

Спектр ЭКС в норме имеет характеристику $1/f^{\beta}$ и нарушается при патологии.

Наряду с преобразованием Фурье в последнее время широко используется вейвлет преобразование, в том числе и для исследования электрокардиосигналов.

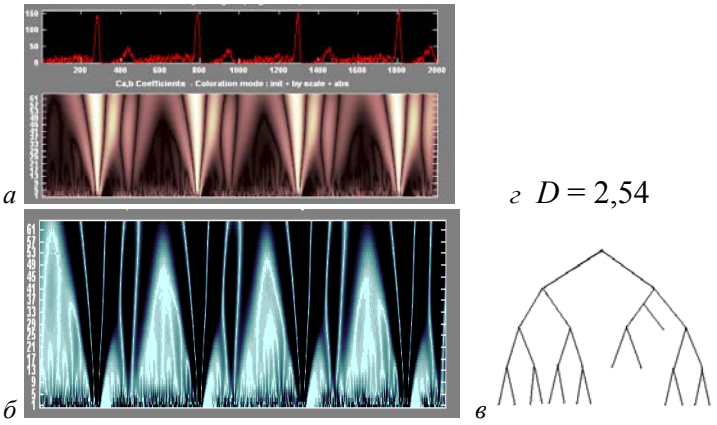


а *б*

Рис. 2. Нормализованные частотные спектры мощности ЭКГ больных ИБС «инфаркт миокарда» (*б*) и с диагнозом «блокада ножки пучка Гиса» (*в*)

Вейвлет преобразование позволяет наряду отображением электрической активности сердца отображает топологию проводящей сети скелетной функции вейвлет преобразования [2]. В работе А. И. Олемского и А. Я. Флата «Использование концепции фракталов в физике конденсированной среды» [3] процедура построения фрактального множества может быть представлена геометрическим образом в виде *иерархического дерева Кейли*.

1-й пациент



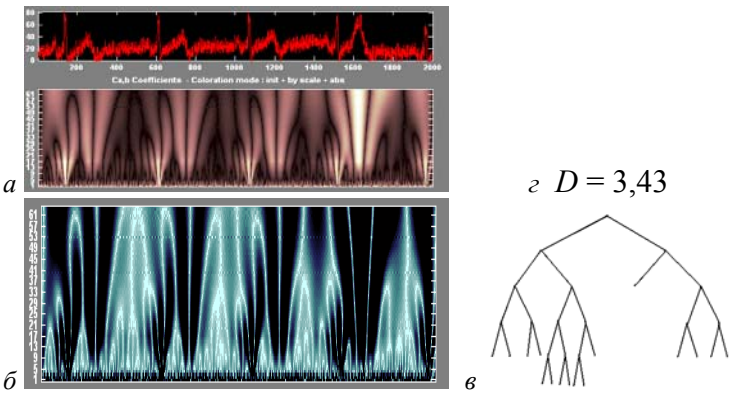
а *б* *в* *г*

Таблица 1

Скейлинги по узлам скелетона ЭКГ

i / j	1	2	3	4	5
1	0,5	0,5	0,6	1	2,5
2	0,66	0,66	1	0,66	0,66
3	0,75	0,86	0,72	0,86	1
4	0,8	0,7	0,7	0,88	0,75
5	0,63	0,72	0,72	0,57	0,57
6	0,88	0,93	0,82	0,74	0,88
$\overline{Sc}$	0,7	0,73	0,76	0,79	1,06
σ	0,015	0,019	0,015	0,022	0,417

2-й пациент



а *б* *в* *г*

Таблица 2

Скейлинги по узлам скелетона ЭКГ

i / j	1	2	3	4	5
1	0,33	0,5	0,75	1,33	2,5
2	1	0,8	0,8	0,6	0,5
3	0,75	0,72	0,83	0,83	0,8
4	0,8	0,77	0,86	0,75	0,72
5	0,83	0,9	0,7	0,88	0,7
6	0,6	0,91	0,72	0,69	0,77
$\overline{Sc}$	0,72	0,77	0,78	0,85	0,99

Рис. 3. Вейвлет анализ ЭКС (*а*), скелетная функция ЭКС (*б*), дерево Кейли (*в*), фрактальная размерность (*г*)

Экспериментальные исследования и оценка ренормализационной инвариантности скелетных функций вейвлет спектров ЭКС в норме, отображаемых деревьями Кейли (рис. 3, *б*, *в*) показывают, что спектр электрокардиосигнала имеет фрактальную структуру с устойчивым *масштабно-инвариантным самоподобием (скейлингом)*, близким к т.н. «золотому сечению» (отношению членов ряда Фибоначчи) (табл. 1, 2).

Вывод:

Спектр ЭКС формируется за счет электрических флуктуаций, возникающих при изменениях сечения нервного волокна при ветвлении можно строить диагностику нарушения проводящей системы сердца и сосудистых сетей на основе анализа спектральных и вейвлет характеристик ЭКС.

Для оценки состояния организма критерием нормы является *фрактальная структура спектра ЭКС с масштабно-инвариантным самоподобием (скейлингом)*.

Список литературы

1. Алдонин, Г. М. Контроль и коррекция стрессовых состояний на основе анализа фрактальной структуры кардиоритма / Г. М. Алдонин // Коррекция гомеостаза организма : сб. науч. тр. – Новосибирск : Наука, 2000. – С. 145–161.

2. Алдонин, Г. М. Вейвлет анализ гомеостаза // Новые технологии медицины: Коррекция гомеостаза : сб. науч. тр. / Г. М. Алдонин, Д. И. Ноженков. – Новосибирск : Наука, 2002. – С. 5–6.

3. Олемский, А. И. Использование концепции фракталов в физике конденсированной среды / А. И. Олемский, А. Я. Флат // УФН. 1. – 1993. – Т. 163 (№ 12). – С. 6–9.

ОЦЕНКА МЕТРОЛОГИЧЕСКОГО КАЧЕСТВА НЕИНВАЗИВНОГО МОНИТОРИНГА СИСТОЛИЧЕСКОГО АРТЕРИАЛЬНОГО ДАВЛЕНИЯ

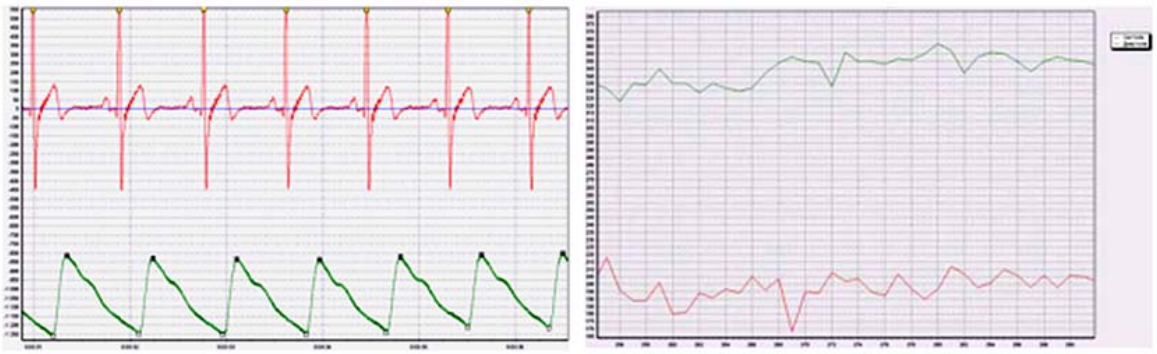
Д. И. Погудин,
Г. М. Алдонин, Е.В. Волошенко, В.Н. Моргун (научные руководители)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: GAldonin@sfu-kras.ru

С помощью совместного анализа электрокардиосигнала (ЭКС) и пульсовой волны (ПВ) можно произвести оценку артериального давления (АД) пациента на основе измерения времени распространения пульсовой волны (ВРПВ). Это позволяет непрерывно неинвазивно и атравматично мониторировать АД. Также целью данной работы является разработка и оценка метрологического качества методики перерасчёта данных ВРПВ (мс) в значения САД (мм рт. ст.).

Контроль состояния артериального сосудистого тонуса может осуществляться по времени распространения пульсовой волны (ВРПВ), так как изменение сосудистого тонуса сказывается на ВРПВ. Известен также метод определения АД на основе измерения ВРПВ [1], которое измеряется по отсчетам задержки между R-зубцом ЭКС и началом ПВ (фаза систолы) и максимумом ПВ (фаза диастолы) при совместной записи сигналов ЭКГ и ПВ (рис. 1) с помощью рекордера МКМ-09 и ПО TestWAV [2].

Методика контроля АД заключается в следующем: вначале мониторирования измеряется систолическое артериальное давление (САД) и диастолическое артериальное давление (ДАД) тонометром A@D Medical. Затем производится запись ЭКС и фотоплетизмограммы ПВ (рис. 1, *а*) и измеряется ВРПВ пациента в фазе систолы у подножия ПВ и в фазе диастолы в максимуме ПВ (рис. 1, *б*).



а *б*

Рис. 1. Совместная запись сигналов ЭКГ и ПВ, ВРПВ в фазе систолы и в фазе диастолы

Для отображения соответствия измеренного ВРПВ в мс в принятые в медицинской практике значения АД в мм рт. ст. необходимо определить цену деления (Sc) мс ВРПВ в мм рт. ст. АД в спокойном состоянии.

$$Sc = \frac{P_0}{\overline{T_0}}, \tag{1}$$

где Sc – цена деления (мс) ВРПВ в мм рт. ст. САД; $\overline{T_0}$ – среднее значение времени распространения ПВ в спокойном состоянии (мс); P_0 – значение САД (мм рт. ст) в спокойном состоянии.

Таким же образом определяется Sc и при нагрузке в 5, 10 и 15 приседаний. Полученные данные соответствия перевода ВРПВ в мм рт. ст. АД приведены в табл. 1. Эксперимент был проведен на выборке из 9 пациентов (табл. 1).

Таблица 1

цена деления			
б.н.	**5 присед.**	**10 присед.**	**15 присед.**
0,44299163	0,45137421	0,48262332	0,50578035
0,46714579	0,49840595	0,55536530	0,63185042
0,41379310	0,43028486	0,48632385	0,51545812
0,40000000	0,45244351	0,53541076	0,62897311
0,55092593	0,61019737	0,66298664	0,72046285
0,42539526	0,46185567	0,52402235	0,55820722
0,38488924	0,37938060	0,39405786	0,44548154
0,30529595	0,36066982	0,33361204	0,43056850
0,36503963	0,41137124	0,43941606	0,51783841
ср.знач.	0,41727517	0,45066480	0,49042424	0,55051339
дисперсия	0,004713	0,0053748	0,009212974	0,008928711
СКО	0,0686515	0,0733132	0,095984237	0,094491858

Из табл. 1 видно, что для всех пациентов с увеличением нагрузки возрастает цена деления, что делает необходимым введение поправочного коэффициента для пересчета ВРПВ (мс) в САД (мм рт. ст.). С этой целью была построена гистограмма распределения значений цены деления в спокойном состоянии. Так как распределение близко к нормальному закону, для пересчета используем значение Sc в моде распределения (рис. 2).

Для коррекции значений АД при изменении давления вводим поправочные коэффициенты в предлагаемую формулу пересчета (1):

$$P_i = 1{,}1 \times \overline{T_i} \times Sc \times e^{\left(\frac{\overline{T_0}-\overline{T_i}}{\overline{T_0}}\right)}, \tag{2}$$

где P_i – текущее систолическое артериальное давление, мм рт. ст.; $\overline{T_i}$ – среднее значение времени распространения пульсовой волны (ВРПВ) на данном интервале в фазе систолы, мс; *Sc* – цена деления, мс, ВРПВ (мм рт. ст.) САД; $\overline{T_0}$ – среднее значение времени распространения ПВ в спокойном состоянии, мс; P_0 – значение САД (мм рт. ст) в спокойном состоянии. Данные перевода для одного пациента приведены в табл. 2.

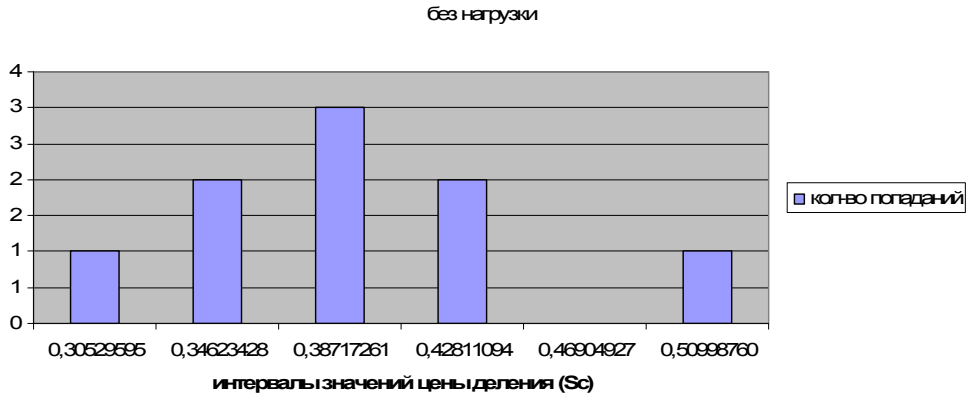


Рис. 2. Распределение цены деления по интервалам значений

Таблица 2

Нагрузка	$АД_{сис}$ мм.рт.ст	Пересчет ВРПВ в мм.рт.ст	Погрешность, %
В покое	153	-	-
5	159	159,64	0,402
10	163	163,65	0,399
15	169	165,67	1,969

Были построены графики, показывающие результат перевода ВРПВ (мс), измеренного монитором МКМ-09, в $АД_{сис}$ мм рт. ст. и сопоставление с $АД_{сис}$, измеренным тонометром (рис. 3).

В ходе экспериментов была выявлена возможность перевода измерений ВРПВ в показания $АД_{сист}$ в привычной для практической медицины форме в мм рт. ст. (табл. 1).

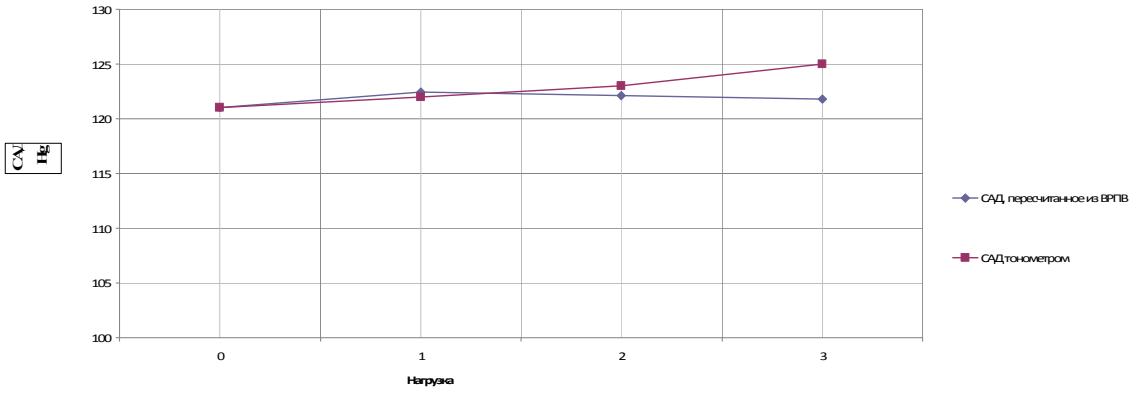


Рис. 3. Перевод ВРПВ (мс), измеренного монитором МКМ-09, в $АД_{сис}$ мм рт. ст. и сопоставление с $АД_{сис}$, измеренным монитором A@D Medical

Вывод:

Изменение состояния артериального сосудистого тонуса сказывается на времени распространения пульсовой волны, которое измеряется по отсчетам задержки между R-зубцом ЭКС и началом ПВ (фаза систолы) и максимумом ПВ (фаза диастолы) при совместной записи сигналов ЭКГ и ПВ. Это позволяет непрерывно неинвазивно и атравматично мониторировать АД.

Предложена формула перевода измерений ВРПВ в показания $АД_{сист}$ для отображения соответствия измеренного в мс ВРПВ в общепринятые в медицинской практике значения АД в мм.рт.ст. В ходе экспериментов была выявлена возможность перевода измерений с погрешностью менее 5 %.

Список литературы

1. Способ мониторирования артериального давления. А. С. СССР № 1445689 / К.М. Искаков, Б.Б. Ордабаев, А.Ж. Рысмендиев, А.А. Юлдашев. – Кл. А 61 В 5/02. 1988. Опубл.: 15.05.1994.

2. Оценка сосудистого тонуса и артериального давления посредством измерения времени распространения пульсовой волны / Г.М. Алдонин, С.П. Желудько, Н.Ю. Лопатнев и др. // Тр. Междунар. науч.-практ. конф. «Современные техника и технологии СТТ-2011». – Томск, 2011. – 479 с.

3. Контроль параметров гемодинамики на базе холтеровского рекордера МКМ-04 / Г.М. Алдонин, Д.И. Ноженков, Д.И. Погудин, В.В. Черепанов // Сб. науч. тр. Всерос. науч.-техн. конф. «Современные проблемы радиоэлектроники». – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2010. – С. 52.

ПРИБОР ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ВЕЛИЧИНЫ ТОКА В УЗЛАХ ЭЛЕКТРОЛИЗНЫХ ВАНН

В. П. Тен, А. И. Громыко (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26

Изложены проблемы контроля распределения тока в узлах электролизных ванн, кратко рассмотрены известные устройства направленные на решение указанной проблемы и дано описание разработанного авторами способа и устройств контроля токораспределения и результаты экспериментальных испытаний на промышленном электролизере.

Одной из нерешенных до настоящего времени задач управления процессом электролиза алюминия является контроль токораспределения по анодным штырям самообжигающегося анода или по обожженным анодам. Отсутствие средств автоматического контроля токораспределения в аноде создает значительные сложности в разработке оптимальных алгоритмов перестановки штырей или схем замены анодов, что отрицательно сказывается на стабильность технологического процесса электролиза алюминия.

В настоящее время распределение тока по анодным штырям осуществляют периодически с помощью клещей типа Fluke 336 . Процесс измерения трудоемкий, кроме того измерения тока в штырях прилегающих к торцам анода дают значительную погрешность из за влияния тока в анодных спусках.

Известный способ непрерывного определение токораспределения по всем анодам электролизера, основанный на измерении падения напряжения в отдельных точках по всей длине анодной шины, и вычисления силы тока в каждом аноде путем решения системы уравнений включающий: непрерывное определение токораспределения по всем анодам электролизера [1].

Основной недостаток данного способа – высокая погрешность, поскольку в качестве измерительных «шунтов» берутся участки анодной шины. Помимо температурной погрешности имеет место погрешность за счет плохого контакта соединительных проводов подключаемых к анодной шине путем «зачеканки».

Авторами предложен способ контроля распределения тока по анодным штырям с использованием гармоник тока серии. Для питания электролизеров используются последовательно соединенные 6-ти фазные двухполупериодные мостовые выпрямители силовые трансформаторы, которых соединены звездой и треугольником, следовательно, максимальная амплитуда тока будет на частоте 600 Гц. При чисто активной нагрузки шестифазное двухполупериодное выпрямление тока сопровождается пульсациями до 30 % выпрямленного значения. Индуктивная нагрузка серии снижает уровень пульсаций до 1–2 %, этой величины достаточно для контроля токораспределения в аноде [2].

Для реализации способа авторами разработано «Устройство контроля токораспределения в анодном узле алюминиевых электролизеров», внешний вид которого и функциональная схема представлены на рис. 1. На рисунке приняты следующие обозначения: 1 – электромагнитный датчик; 2 – шест из непроводящего ток материала; 3 – место расположения электронных узлов и источника питания устройства; 4 – ограничительная планка, обеспечивающая идентичность расположения электромагнитного датчика относительно штанги во время измерения протекающего в ней тока; 5 – ручка, для управления штангой во время измерений; 6 – витая пара проводников для соединения выхода индукционного датчика с входом нормализатора входных сигналов 7; 8 – АЦП; 9 – микропроцессор; 10 – источник питания; 11 – UCB разъемом, для считывания накопленной информации об измеренных значениях тока в анодных штырях электролизеров на которых выполнены измерения; 12 – кнопка «измерение», подключает сигнал с выхода АЦП к входу микропроцессора, после того как электромагнитный датчик зафиксирован на штанге, подводящей ток к анодному штырю; 13 – кнопка включения электропитания прибора.

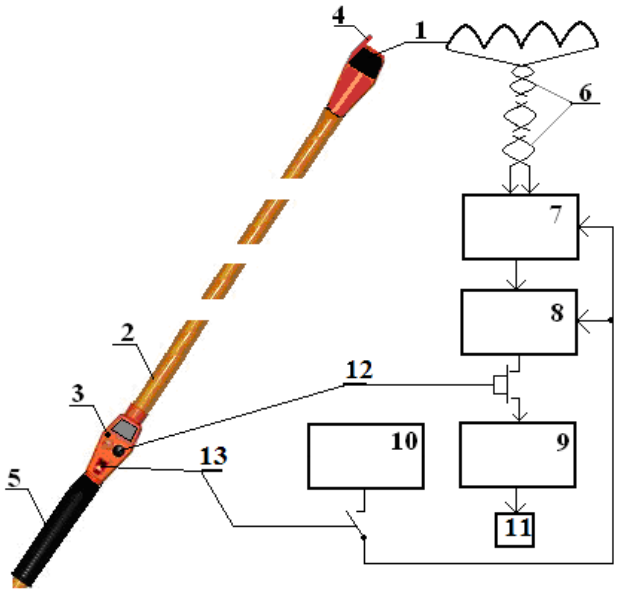


Рис. 1. Устройство контроля токораспределения в анодном узле алюминиевых электролизеров

С помощью макета устройства был проведены экспериментальные исследования работоспособности способа и устройства в условиях электролизного цеха. Из графика, построенного на основе экспериментально снятой зависимости ЭДС электромагнитных датчиков от силы тока в штыре, представленного на рис. 2, видно, что сигнал, снимаемый с электромагнитного датчика, имеет линейную зависимость от силы тока.



Рис. 2. График зависимости ЭДС индукционного датчика от величины тока в анодном штыре, измеренной с помощью типовых «клещей»

Основное преимущество использования электромагнитных датчиков – бесконтактный контроль токораспределения по штырям самообжигающегося анода. Кроме того, с помощью разработанных электромагнитных датчиков впервые удалось реализовать бесконтактный метод измерения величины тока в штырях расположенных с торцов анода вблизи анодных спусков.

После модернизации устройства с учетом полученных экспериментальных данных был повторно проведен эксперимент в электролизном цехе КрАЗа. На рис. 3 представлен график экспериментально снятой зависимости распределения силы тока по 72 штырям самообжигающегося анода электролизера, видно, насколько велико отклонение величины силы тока в отдельных штырях от среднего значения. Большие отклонения тока от среднего значения приводят к неравномерному выгоранию подошвы анода, локальным перегревам электролита и снижению выхода по току. С помощью разработанных электромагнитных датчиков впервые удалось реализовать бесконтактный метод измерения величины тока в штырях расположенных с торцов анода вблизи анодных спусков. С помощью переносного прибора время измерения величины тока на всех 72 штырях анода составляет 10–15 минут.

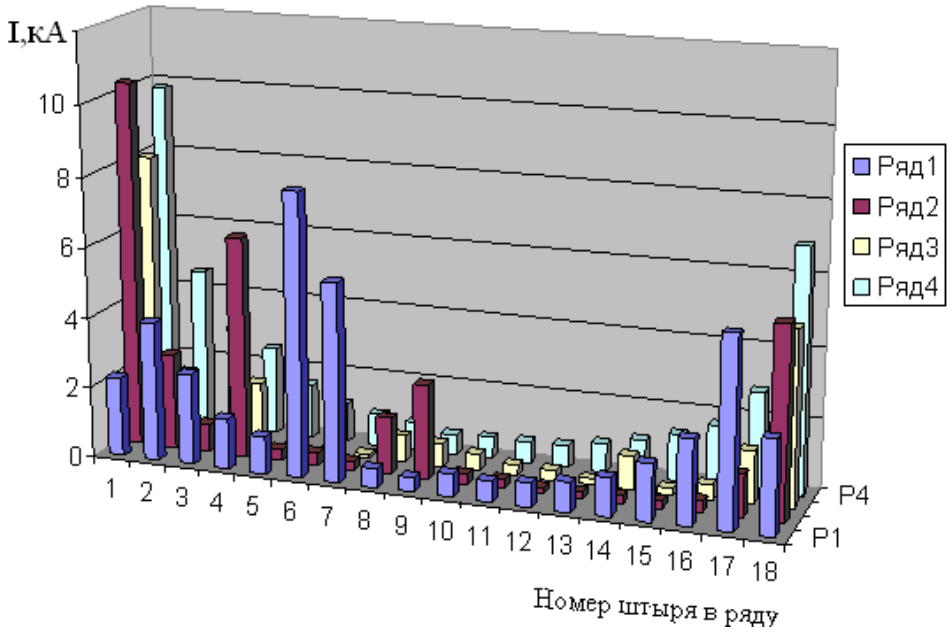


Рис. 3. Экспериментально снятая зависимость распределения тока по штырям в теле самообжигающегося анода

Периодический контроль токораспределения позволит своевременно устранять неравномерности распределения тока по штырям и тем самым повысить эффективность работы электролизеров.

Использование электромагнитных датчиков тока, позволяет с приемлемой для технологического процесса погрешностью измерять величину силы тока в каждом токоподводящем (токоотводящем) элементе конструкции электролизера, а следовательно обеспечить равномерное распределение тока по телу анода, контролировать неравномерность токораспределения по блюмсам катодного узла стабилизировать и оптимизировать расход электроэнергии в аноде и катоде ванны, своевременно определять ряд технологических нарушений и как следствие устранить ряд технологических нарушений процесса электролиза алюминия, работы электролизера.

Список литературы

1. Способ автоматического контроля технологического состояния алюминиевого электролизера. Пат. РФ № 2307881 / П.Н. Вабищевич, А.О. Гусев, Е.Р. Шайдулин.

2. Способ контроля токораспределения в алюминиевых электролизерах. Пат. РФ №2371524 / А.И. Громыко, А.М. Ситников.

ИНДИКАТОР МЕХАНИЧЕСКОГО НАПРЯЖЕНИЯ МЕТАЛЛА СТАЛЬНЫХ ШПИЛЕК И БОЛТОВ ИН-01

Т. Р. Загидулин, Р. В. Загидулин (научный руководитель)

ООО «НТЦ «Спектр»
Россия, 450077, г. Уфа, ул. Кирова, д.89
E-mail: ztr@post.com

Описывается устройство, принцип работы и основные технические характеристики индикатора механического напряжения металла стальных шпилек и болтов ИН-01. Приводятся результаты цеховых испытаний прибора при контроле усилия затяжки стальных шпилек подогревателей высокого давления.

Контроль усилия затяжки при сборке технологического оборудования и корпусных изделий приводит к существенному повышению долговечности болтовых соединений. При этом наиболее эффективны те соединения, в которых механические напряжения металла близки к пределу текучести.

Общим недостатком большинства существующих в настоящее время методов и технических средств контроля усилия затяжки стальных шпилек и болтов является значительная погрешность показаний (около 30 %), а также строгие требования, предъявляемые к состоянию поверхности контроля [1].

Приемлемую для практического применения точность могут обеспечить магнитные методы и технические средства неразрушающего контроля, использующие связь механического напряжения и структурно-чувствительных магнитных параметров металла [2, 3].

Наиболее удобным для практического контроля усилия затяжки стальных шпилек и болтов является напряженность поля остаточной намагниченности металла H_r, которая линейно зависит от величины механического напряжения металла [2–4]:

$$H_r = H_{r0} + \frac{\lambda_s H_{r0}}{\mu_0 J_s^2 N}\sigma, \qquad (1)$$

где H_{r0} – напряженность поля остаточной намагниченности металла в отсутствие внешних механических напряжений ($\sigma = 0$); σ – внешнее (приложенное) механическое напряжение;

J_s – намагниченность насыщения металла; N – размагничивающий фактор стального изделия; λ_s – магнитострикция насыщения металла; μ_0 – магнитная постоянная.

Напряженность поля остаточной намагниченности H_{r0} в формуле (1) обусловлено внутренними (остаточными) механическими напряжениями металла.

Аналитическая зависимость (1) лежит в основе принципа работы индикатора механического напряжения металла ИН-01, который применяется для контроля усилия затяжки стальных шпилек и болтов.

Остаточная намагниченность металла стальной шпильки, болта создается при помощи однополюсного намагничивающего устройства, входящего в состав индикатора механического напряжения металла ИН-01, ширина магнитного полюса которого удовлетворяет условию оптимальности, при котором методическая погрешность, обусловленная влиянием геометрической формы и линейных параметров стальной шпильки, болта на результаты контроля, не превышает 5 %.

Величина напряженности поля остаточной намагниченности металла измеряется и регистрируется электронным блоком индикатора механического напряжения металла ИН-01, который показан на рис. 1. На лицевой панели прибора расположены органы управления и цифровой жидкокристаллический индикатор, на которой выводятся показания прибора и служебная информация.

В торцевой части электронного блока находится панель разъемов (рис. 2), на которой расположены разъемы для преобразователя 1, карты памяти 2, разъем mini-USB для передачи измеренной информации на персональный компьютер 3, диагностический разъем 4 и разъем питания штыревого типа 5 для подключения зарядного устройства.



Рис. 1. Внешний вид электронного блока индикатора механического напряжения металла ИН-01



Рис. 2. Панель разъемов электронного блока индикатора механического напряжения металла ИН-01

На рис. 3 приводится блок-схема, поясняющая принцип работы индикатора механического напряжения металла ИН-01.

После намагничивания металла стальной шпильки, болта магнитным полем однополюсного намагничивающего устройства 1, в середину локальной области с остаточной намагниченностью металла помещается преобразователь индикатора ИН-01, внутри которого размещены: прецизионная интегральная микросхема датчика Холла с аналоговым выходом сигнала 3, прецизионная интегральная микросхема датчика температуры с аналоговым выходом сигнала 6 и устройство световой индикации 9.

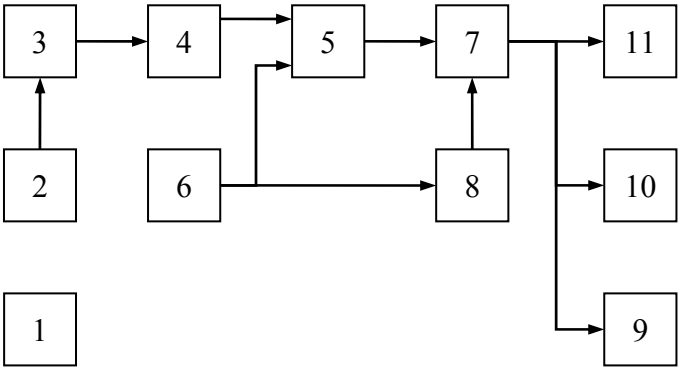


Рис. 3. Блок-схема устройства индикатора
механического напряжения металла ИН-01

Напряжение с выхода датчика Холла 3, который питается постоянным электрическим током от стабилизированного источника тока 2, поступает через предварительный усилитель 4 на прямой вход дифференциального усилителя 5.

Для компенсации температурного дрейфа нуля датчика Холла на инверсный вход дифференциального усилителя 5 подается напряжение с выхода датчика температуры 6. Скомпенсированный сигнал с выхода дифференциального усилителя 5 поступает на вход масштабного усилителя 7.

Для компенсации температурного дрейфа чувствительности датчика Холла коэффициент усиления масштабного усилителя 7 корректируется блоком автоматической регулировки 8 под управлением сигнала с выхода датчика температуры 6.

Напряжение с выхода масштабного усилителя 7 поступает на компаратор 9 блока световой индикации превышения уровня измеренного сигнала, соответствующего пределу текучести металла контролируемой стальной шпильки, болта, а также на измерительный вход цифрового вольтметра с жидкокристаллическим индикатором 10 и вход аналого-цифрового преобразователя регистрирующего контроллера 11.

Порог срабатывания $U_к$ компаратора блока световой индикации 8, а также коэффициент усиления $k_п$ предварительного усилителя 4, подбираются на стадии изготовления прибора в соответствии с магнитными свойствами и величиной предела текучести металла, на стандартных образцах контролируемых стальных шпилек и болтов, при этом:

$$k_п = \frac{U_х(\sigma = \sigma_э)\big|_{t=25^oC}}{H_г(\sigma = \sigma_э)\left(\frac{dU_х}{dH}\right)\Big|_{t=25^oC}}, \qquad (2)$$

где $U_х(\sigma = \sigma_э)$, $H_г(\sigma = \sigma_э)$ – напряжение на выходе датчика Холла и напряженность поля остаточной намагниченности металла стальной шпильки, болта при уровне затяжки соответственно, который соответствует эталонному значению механического напряжения металла $\sigma_э$; $\left(\frac{dU_х}{dH}\right)\Big|_{t=25^oC}$ – чувствительность датчика Холла при температуре 25 °С.

Порог срабатывания $U_к$ компаратора блока световой индикации 8 определяется по формуле:

$$U_к = k_п\, k_м\, U_х(\sigma = \sigma_т), \qquad (3)$$

где $U_х(\sigma = \sigma_т)$ – напряжение на выходе датчика Холла при усилии затяжки стальной шпильки, болта, который соответствует пределу текучести металла $\sigma_т$; $k_м$ – коэффициент усиления масштабного усилителя 7.

Величина напряжения $U_к$, выражаемая в милливольтах, численно равна пределу текучести металла стальной шпильки, болта, выраженного в МПа.

В табл. приводятся основные технические характеристики индикатора механического напряжения металла ИН-01.

Таблица 1

Технические характеристики прибора ИН-01

Параметр	Значение
Измерения	
Диапазон измеряемой напряженности поля остаточной намагниченности, А/см	0,0...199,9
Диапазон измерения механического напряжения металла, МПа	0…$\sigma_в$, где $\sigma_в \leq 1999$ МПа*
Погрешность измерения, МПа	0,5+0,05σ, где σ – показания прибора в МПа
Объем памяти, измерений	60 000
Рабочие условия	
Диапазон рабочих температур, °С	–10…60
Относительная влажность воздуха	До 80 %
Питание	
Напряжение питания, В	9, аккумулятор типа РР3
Потребляемый ток, мА	60
Механические характеристики	
Размеры электронного блока, длина×ширина×толщина, мм	136×72×28
Размеры преобразователя, диаметр×толщина, мм	14×16
Масса электронного блока, кг, не более	0,2

* $\sigma_в$ – предел прочности металла контролируемой стальной шпильки, болта.

Индикатор механического напряжения металла ИН-01 прошел цеховые испытания при контроле усилия затяжки стальных шпилек подогревателей высокого давления (ПВД) Кармановской ГРЭС ОАО «Башкирэнерго», остановленных на плановый ремонт. В процессе испытаний, менее чем за одну рабочую смену были проконтролированы более 200 стальных шпилек ПВД.

На рис. 4 представлены результаты магнитного контроля механических напряжений металла стальных шпилек ПВД-6А и ПВД-6Б. По оси абсцисс отложены номера проконтролированных стальных шпилек ПВД N, по оси ординат – показания индикатора механического напряжения металла ИН-01 U.

На момент проведения цеховых испытаний не было сведений о марке стали контролируемых шпилек, поэтому показания на рис. 4 приведены в безразмерных единицах. На чрезмерно затянутых стальных шпильках ПВД-6А и ПВД-6Б показания индикатора механического напряжения металла ИН-01 имеют максимальные значения, на слабо затянутых стальных шпильках – минимальные значения.

Результаты контроля показали наличие как слабо затянутых, так и чрезмерно затянутых стальных шпилек ПВД, при этом было установлено, что ручная затяжка стальных шпилек ПВД не обеспечивает необходимую однородность усилия затяжки совокупности болтовых соединений ПВД (рис. 4, кривые «без контроля»).

После ручной корректирующей подтяжки слабо затянутых и ослабления чрезмерно затянутых стальных шпилек ПВД-6А, был проведен их повторный контроль индикатором механического напряжения металла ИН-01, который показал в данном случае примерно одинаковый уровень затяжки стальных шпилек (рис. 4, кривые «контроль ИН-01»).

На ПВД-6Б были обнаружены несколько чрезмерно затянутых стальных шпилек, а на стальных шпильках № 13–17 показания индикатора механического напряжения металла ИН-01 были существенно ниже среднего уровня, что можно было интерпретировать как признак весьма низкого уровня затяжки данных шпилек, что не соответствовало действительности. При изучении технической документации ПВД-6Б было установлено, что до

начала цеховых испытаний была произведена замена указанных стальных шпилек на новые, изготовленные из стали-заменителя с идентичными механическими свойствами, поэтому уровень остаточных механических напряжений металла в них оказался относительно невысоким.

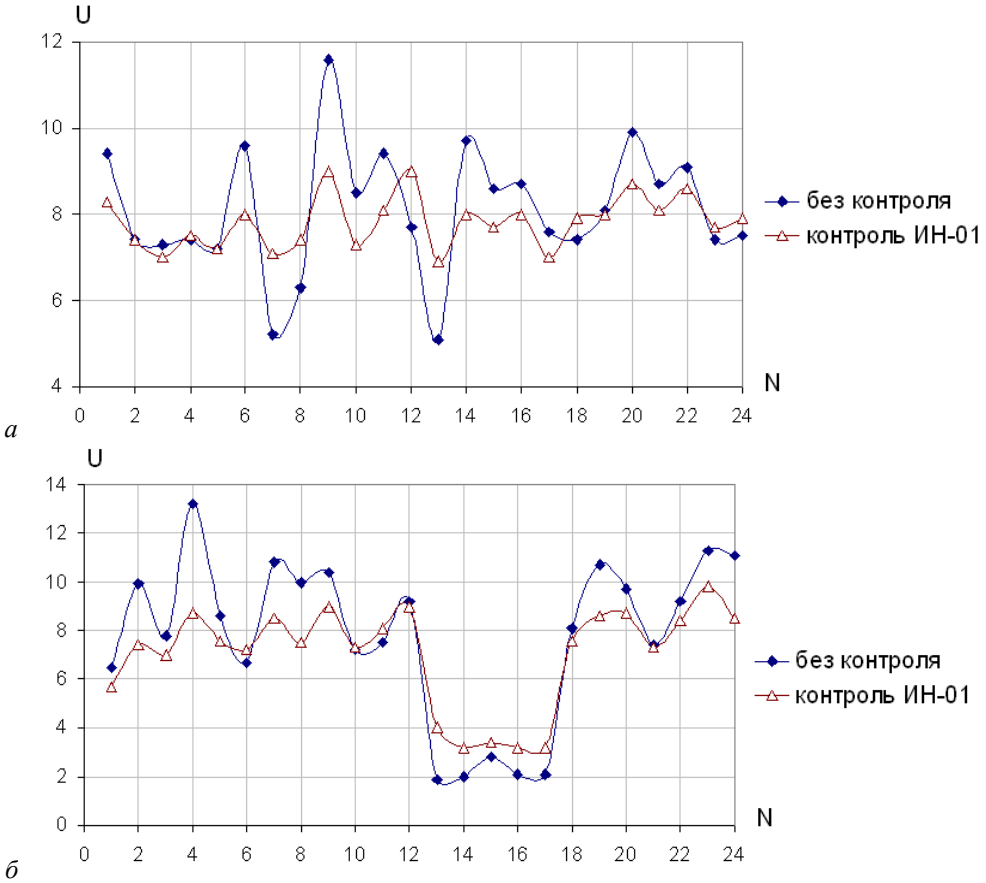


Рис. 4. Показания индикатора механического напряжения металла ИН-01 на стальных шпильках ПВД-6А (*а*) и ПВД-6Б (*б*)

Последующие гидравлические испытания подогревателей высокого давления ПВД-6А и ПВД-6Б прошли успешно, без разрушения проконтролированных стальных шпилек.

Список литературы

1. Дайчик, М.Л. Методы и средства натурной тензометрии : справочник / М.Л. Дайчик, П.И. Пригоровский, Г.Х. Хуршудов. – М. : Машиностроение, 1989. – 240 с.

2. Прохоров, В.М. Методы магнитного контроля и оценки остаточного ресурса элементов металлоконструкций подъемных сооружений / В.М. Прохоров, Б.А. Онучин, Р.В. Загидулин // Экспозиция. Нефть. Газ. – 2010. – № 4/Н (10). – С. 44–48.

3. Определение напряжений в стальных трубопроводах методом шумов Баркгаузена / В.И. Максимочкин, М.Х. Султанов, И.Г. Тангаев, Н.Р. Ирмякова // Проблема сбора подготовки и транспорта нефти и нефтепродуктов : сб. науч. тр. – Вып. 59. – Уфа : Транстэк, 2000. – С. 63–68.

4. Загидулин, Р.В. Исследование зависимости поля остаточной намагниченности от напряженно-деформированного состояния металла стального изделия. Ч. 2. Зависимость поля остаточной намагниченности металла от механического напряжения / Р.В. Загидулин, Т.Р. Загидулин // Контроль. Диагностика. – 2011. – № 8 (158). – С. 14–20.

5. Граф, Р. Электронные схемы: 1300 примеров : пер. с англ. / Р. Граф. – М. : Мир, 1989. – 688 с.

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ КОМПЬЮТЕРНОГО ТЕСТИРОВАНИЯ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ЗНАНИЙ СТУДЕНТОВ

И. В. Морозеев, Ю. Д. Лейченко (научный руководитель)

Сибирский федеральный университет
Красноярск, Россия, пр. Свободный. 79
morgan1989@mail.ru

Статья посвящена описанию системы компьютерного тестирования знаний студентов в вузе.

Наиболее приоритетной проблемой в образовательной деятельности на сегодняшний день является оценка качества образования. Оценка качества образовательного процесса может строиться на основе различных средств и методов. Одним из основных инструментов оценивания уровня обученности студентов является компьютерное тестирование, позволяющее дать достаточно объективную оценку учебных достижений обучающихся. Активное внедрение в учебный процесс ВУЗов компьютерных технологий, оказывающих существенное влияние на повышение качества подготовки студентов, является неотъемлемой частью современного образования. Компьютерное тестирование – один из наиболее эффективных методов оценки знаний студентов. К достоинствам метода относится: объективность оценки тестирования; оперативность, быстрота оценки; простота и доступность; пригодность результатов тестирования для компьютерной обработки и использования статистических методов оценки.

Реализация указанных достоинств метода компьютерного тестирования осуществлена нами в системе компьютерного тестирования (СКТ) «Test +» – системе контроля знаний студентов, которая и описывается далее.

СКТ «Test+» – это комплексное программное решение для проведения компьютерного тестирования с целью оценки знаний, умений и навыков студентов. Система позволяет:

- создавать неограниченное количество банков тестовых заданий (ТЗ);
- разбивать банк ТЗ на секции;
- формировать произвольный набор сценариев тестирования;
- визуализировать результаты тестирования;

СКТ имеет три категории пользователя: «Администратор», «Преподаватель» и «Студент», и позволяет в соответствии с международным стандартом IMS создавать тестовые задания следующих типов:

- выбор одного варианта ответа;
- выбор нескольких вариантов ответа;
- соответствие множеств;
- установление правильной последовательности;
- ввод текста с клавиатуры;
- ввод числа с клавиатуры.

Система состоит из трех модулей: Модуль тестирования (Test+ Student), Редактор-конструктор тестов (Test+ Editor) и Журнал тестирования (Test+ Journal).

Test+ Student – Модуль тестирования, в котором студенты проходят тестирование. Программа проста в использовании и имеет удобный интерфейс. Несмотря на всю ее простоту, она позволяет эффективно организовать тестирование, сохранение и отправку результатов преподавателю.

Test+ Editor – Редактор-конструктор тестов, позволяющий создавать и редактировать тестовые задания, которые состоят из вопроса и вариантов ответа, правильного варианта и, при необходимости, иллюстраций. Редактор-конструктор тестов также имеет функцию преобразования тестовых заданий, выполненных в пакете Microsoft Word, в нужный формат с соблюдением всех требований и ГОСТов. Любой преподаватель, даже владеющий компьютером на начальном уровне, может легко составить свои ТЗ для системы «Test+» и использовать их на занятиях.

Test+ Journal – Журнал тестирования – модуль программы, позволяющий централизовано принимать и обрабатывать результаты тестирования. По результатам тестирования формируется протокол испытаний, в котором приводятся следующие данные: ФИО студента; наименование темы, раздела и подраздела; дата тестирования; количество правильных ответов; процент правильных ответов. При необходимости можно просматривать вопросы, на которые был дан неправильный ответ.

В СКТ «Test+» возможно использование любой системы оценивания. Систему оценки и ее настройки можно задать или изменить в Редакторе-конструкторе теста.

СКТ «Test+» позволяет проводить тестирование студентов в режимах «Контрольное тестирование», «Входное тестирование» и «Самоконтроль».

Режим «Контрольное тестирование» позволяет определить или оценить знания полученные студентом в процессе обучения. Для начала контрольного тестирования необходимо пройти идентификацию и ввести свои персональные данные в базу данных студентов.

Режим «Входное тестирование» применяется преподавателем для получения общей информации об уровне подготовки студентов, начинающих изучать его дисциплину. Преподаватель, как правило, осуществляет данный режим контроля с целью оценить знания и навыки студентов, их готовность к усвоению нового учебного материала.

Режим «Самоконтроль» позволяет испытуемому самостоятельно обнаруживать проблемы в структуре своих знаний и принимать меры для их ликвидации. В этом случае можно говорить о значительном обучающем потенциале ТЗ, использование которого станет одним из эффективных направлений практической реализации принципа единства и взаимосвязи обучения и контроля.

СКТ «Test +» имеет хорошую степень защиты как банка ТЗ, так и журнала тестирования. Благодаря тому, что для банка ТЗ можно задать несколько различных паролей (для открытия, редактирования), отредактировать тест лицам, не имеющим на это право, становится практически невозможно. Так как результаты тестирования сохраняются в защищенный файл, который невозможно отредактировать, то оценки студентов всегда объективны и не зависят от лояльности преподавателя. Помимо того, что результаты тестирования сохраняются на сервере системы, дополнительно создается резервная копия журнала на другом ПК и вероятность потери результатов в таком случае сводится к нулю.

Структура ТЗ отображает темы, разделы и подразделы банка ТЗ в соответствии с содержанием государственного образовательного стандарта.

При запуске СКТ с помощью генератора случайных чисел выбирает ТЗ и добавляет их в формирующий вариант теста. В тестах можно использовать любое количество любых типов ТЗ. В ТЗ с выбором ответа (одиночный, множественный выбор) можно использовать до 6 (включительно) вариантов ответа.

Каждому тестовому заданию можно присвоить степень сложности, прикрепить подсказку или решение ТЗ.

На экране монитора тестируемого отображается тема дисциплины, время, отведенное на прохождение теста, количество вопросов, текущий вопрос, так же имеется калькулятор.

Особенно эффективно использование СКТ на кафедральном и факультетском уровнях, когда не предусмотрено больших материальных и людских затрат на внедрение и обслуживание систем тестирования.

Внедрение СКТ «Test+» в учебный процесс института инженерной физики и радиоэлектроники СФУ позволит: обеспечить возможность оценки, классификации и аттестации уровня знаний, умений и навыков студентов; обеспечить объективную оценку знаний, умений, навыков; оценить трудности заданий и объема тем в банках ТЗ по дисциплине; подготовить студента к аттестационному тестированию; адаптировать пользователей к интерфейсу среды; повысить эффективность контроля знаний студентов, что позволяет своевременно получать информацию о качестве учебного процесса, необходимую для принятия управленческих решений; повысить качество учебного процесса.

СТОХАСТИЧЕСКАЯ ШИМ В СИСТЕМЕ ГЕНЕРИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ НА БАЗЕ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

М. А. Маслов, С. А. Харитонов

Новосибирский государственный технический университет
630092, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20
E-mail: Kharit1@yandex.ru

Рассмотрена система генерирования электрической энергии (СГЭЭ) переменного тока для летательного аппарата, построенная на базе инверторов напряжения с высокочастотной широтно-импульсной модуляцией. Показано, что одним из способов решения проблемы электромагнитной совместимости СГЭЭ с нагрузкой является применение стохастической ШИМ.

Системы генерирования переменного тока типа «переменная скорость – постоянная частота» на базе полупроводниковых преобразователей частоты обладают известными преимуществами по сравнению с приводом постоянной скорости.

Благодаря интенсивному развитию в последние десятилетия силовой электроники и микропроцессорной техники, появилась практически идеальная элементная база для построения систем генерирования электрической энергии (СГЭЭ) переменного тока для автономных объектов. Технические характеристики IGBT модулей последнего поколения и DSP процессоров позволяют проектировать системы с уникальными характеристиками. Наиболее перспективной, на наш взгляд, является система, построенная по схеме «магнитоэлектрический синхронный генератор – инвертор напряжения – инвертор напряжения» (рис. 1).

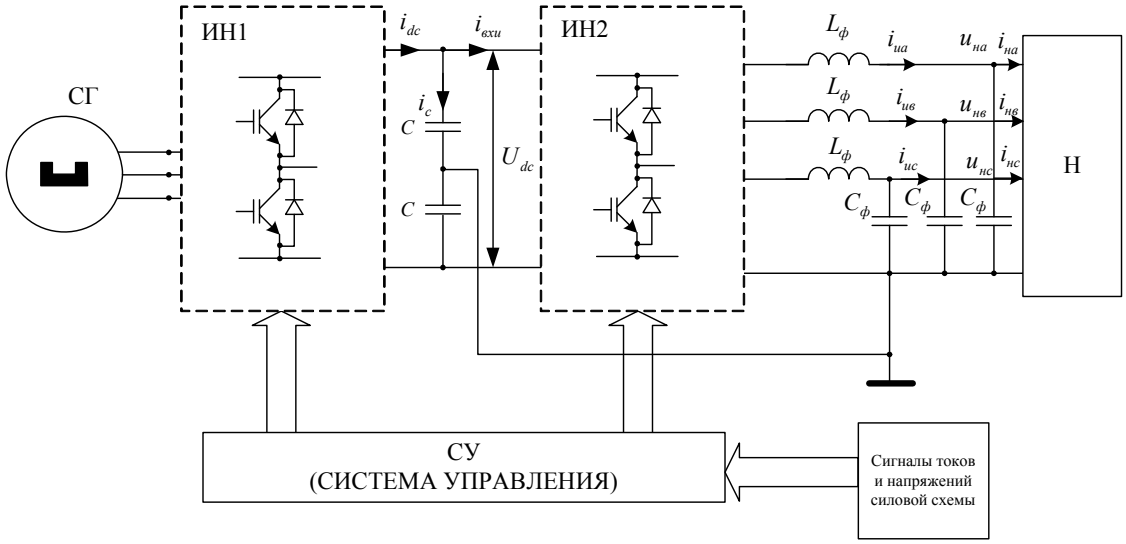


Рис. 1. Силовая схема системы генерирования «переменная скорость – постоянная частота»

Здесь инвертор напряжения ИН1 обеспечивает заданное качество потребляемой энергии от синхронного генератора, а инвертор напряжения ИН2 формирует переменное напряжение стабильной частоты на нагрузке (Н), обеспечивает качественные показатели выходной энергии в установившихся и переходных режимах работы. Так же система, построенная по такому принципу, позволяет работать на нелинейную, несимметричную и нестационарную нагрузки, обеспечивать синфазную и параллельную работу каналов генерирования систем электроснабжения транспортного средства, включая возможность параллельной работы со стационарными источниками электрической энергии, режим электростартерного запуска. При управлении инверторами напряжения используется метод широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

Частота коммутации ключей в инверторах напряжения, как правило, превышает 10 кГц, что порождает проблему электромагнитной совместимости (ЭМС), так как, напри-

мер, в соответствии с ГОСТ 19705-89 для авиационных систем, гармоники с частотами 10 Кгц и выше попадают в диапазон радиопомех, а их уровень, например, на указанной частоте, не должен превышать 0.031 В, что составляет 0.019 % от амплитуды первой гармоники. Настоящая статья посвящена одному из способов решения указанной проблемы.

Наиболее очевидным способом уменьшения уровня высокочастотных гармоник на нагрузке является применение силовых фильтров с необходимым уровнем подавления. При использовании однозвенного LC фильтра мы сталкиваемся с необходимостью существенного снижения резонансной частоты, что приводит к неоправданному увеличению массогабаритных показателей фильтра. Попутно отметим, что существенное увеличение частоты ШИМ приводит к резкому увеличению динамических потерь в IGBT модулях и, как следствие, увеличивается масса и габариты системы в целом.

Применение многозвенных фильтров обостряет проблему обеспечения качества электрической энергии в переходных режимах, существенно повышаются требования к ресурсу DSP процессора.

Наиболее интересным, на наш взгляд, способом решения проблемы ЭМС является применение стохастической ШИМ [1–3]. Этот метод нашел применение для снижения акустических шумов в регулируемых электроприводах переменного тока. Метод стохастической ШИМ заключается в том, что частота переключения силовых ключей изменяется случайным образом. Такое изменение частоты ШИМ инвертора приводит к «размазыванию» высокочастотного спектра, то есть происходит «расщепление» спектральных составляющих, и амплитуда отдельно взятой высокочастотной гармоники заметно уменьшается. Основным преимуществом этого метода является то, что он не требует изменения силовой схемы.

Метод стохастической ШИМ анализировался с помощью математического моделирования в пакете Simulink программы MatLab7. Моделировалась схема СГЭЭ на базе инвертора напряжения, который состоит из двух каналов со сдвинутыми на 180 градусов друг относительно друга ШИМ. Максимальной частотой ШИМ была выбрана величина 20кГц, что является приемлемым с точки зрения динамических потерь для большинства современных IGBT модулей. При этом энергетический центр первой группы комбинационных гармоник в выходном напряжении СГЭЭ будет иметь максимальную частоту 40кГц. Система управления (СУ) инвертором напряжения ИН2 построена по принципу многоконтурного подчиненного регулирования, где внутренний контур стабилизирует суммарный ток инвертора, внешний – стабилизирует напряжение на нагрузке [4].

Значение частоты стохастической ШИМ определялось с помощью генератора случайных чисел в заданном диапазоне.

Моделировалось несколько режимов изменения частоты ШИМ: с разомкнутой и замкнутой СУ, различные диапазоны и периоды изменения частоты ШИМ, работа на разные типы нагрузки.

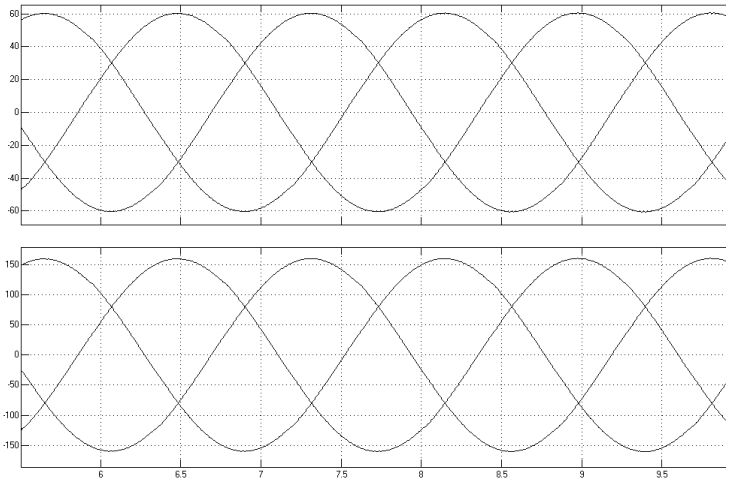
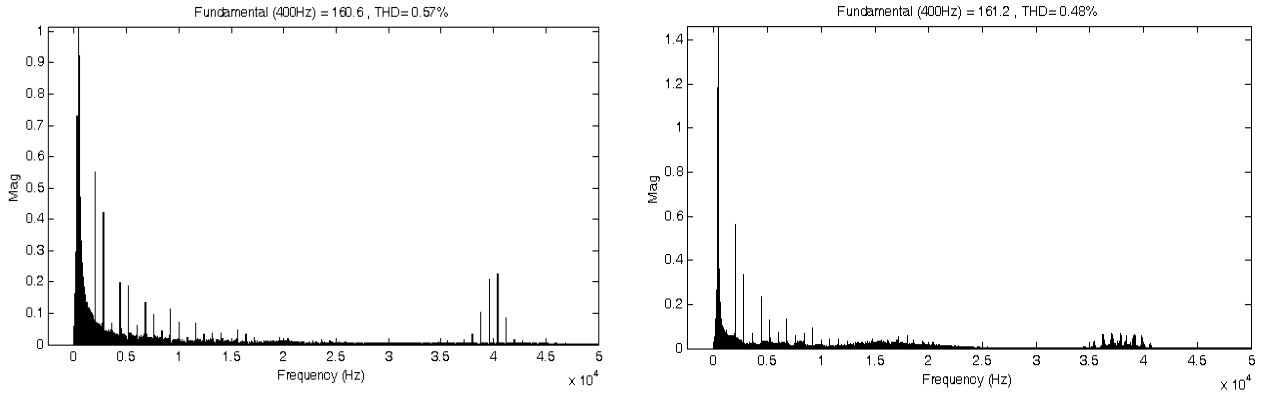


Рис. 2. Эпюры токов и напряжений на выходе СГЭЭ с замкнутой СУ и стохастической ШИМ

На рис. 2 представлены токи и напряжения на выходе СГЭЭ, работающей на активную нагрузку, при стохастической ШИМ и замкнутой СУ. Сверху расположен ток нагрузки, внизу – фазное напряжение на выходе СГЭЭ.

Спектры выходного напряжения с детерминированной (20 кГц) и стохастической ШИМ представлены на рис. 3, *а* и *б*, соответственно.

Из рис. 3 видно, что метод стохастической ШИМ позволяет снизить величину радиопомех более чем в три раза, так, в частности, наибольшая гармоника радиопомехи с частотой 37875 Гц при детерминированной ШИМ имеет величину 0.07 В, а при введении стохастической ШИМ амплитуда энергетического центра «размытой» гармоники на частоте максимума 40400 Гц составляет 0.23 В, при этом низкочастотный спектр остается неизменным.



а *б*

Рис. 3. Спектры выходного напряжения с детерминированной (*а*) и стохастической ШИМ (*б*)

В результате проведенных математических экспериментов можно сделать следующие выводы:

1) метод стохастической ШИМ позволяет, без внесения изменений в силовую схему, снизить ЭМС в несколько раз.

2) оптимальный диапазон девиации частоты для данной схемы СГЭЭ составляет 2 кГц (от 18 до 20 кГц), увеличение диапазона незначительно уменьшает амплитуду радиопомех и появляется необходимость в постоянной подстройке коэффициентов регуляторов СУ.

3) период изменения частоты ШИМ незначительно влияет на уровень радиопомех, но должен быть как минимум на порядок выше минимальной частоты коммутации.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта № № 1G36.31.0010 от 22.10.2010 г.

Список литературы

1. A.M. Stankovic “Random Pulse Modulation With Applications to Power Electronic Converters”, Massachusetts Institute of Technology, 1993.

2. Jean-Marie Retif, Bruno Allard “A PWM ASIC Using Stochastic Coding”, Centre de Genie Electrique de Lyon – ECPA, 1992.

3. Aleksandar M. Stankovic, Hanoch Lev-Ari “Randomized Modulation in Power Electronic Converters”, PROCEEDINGS OF THE IEEE, VOL. 90, NO. 5, MAY 2002.

4. Математическое моделирование алгоритмов управления и электромагнитных процессов в системе генерирования переменного тока // С.А. Харитонов, Н.И. Бородин, М.А. Маслов и др. / Материалы VII-ой междунар. науч.-техн. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения» (АПЭП-2004). – В 7 т. Т. VI. – Новосибирск : НГТУ, 2004. – С. 3–9.

Секция «СВЧ-ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СДВОЕННОЙ АНТЕННЫ БОЙЕРА С ФАЗИРОВАНИЕМ ТОКА ПО ПЕРИМЕТРУ

В. Е. Зотов, В. И. Юдин (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394026 г. Воронеж, Московский проспект, 14
E-mail: zo-v@mail.ru

Анализируются результаты экспериментальных данных, полученных при испытании сдвоенной антенны Бойера с фазированием тока по периметру. Анализируется влияние последовательных подстроечных емкостей на характеристики антенны в диапазоне частот 30–60 МГц. Обращается внимание на то, что введение последовательных емкостей, позволяет заметно повысить коэффициент усиления антенны на нижних частотах диапазона. Измерены диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости.

Исследована возможность создания на основе сдвоенной антенны Бойера маловыступающей мобильной антенны с круговой диаграммой направленности излучения в азимутальной плоскости. Показано, что эффективность антенны Бойера возрастает при размещении последовательно включенных построечных емкостей, в особенности на нижних частотах диапазона 30–60 МГц (λ = 10÷5 м).

Недостатком кольцевой антенны Бойера является ее малый размер в горизонтальной плоскости. Периметр кольцевой антенны определяется верхней частотой рабочего диапазона и без применения каких-либо специальных мер не может быть более $\lambda/4$. Замкнутая кольцевая антенна из двух параллельно включенных полуколец увеличивает этот размер вдвое. Такую антенну, в некоторых специальных случаях требуется устанавливать антенну на объектах с плоской крышей большой площади. Ввиду этого возникла необходимость еще более увеличить периметр кольцевой антенны, чтобы приблизить ее к вертикальным стенкам объекта следующие за кромкой горизонтальной части крыши. Простое геометрическое удлинение кольца приводит к появлению участков с противофазным током на высоких частотах, что снижает эффективность антенны. Следовательно, увеличение периметра требует принятия мер по фазированию токов вдоль него.

Для этой цели с успехом могут быть использованы последовательно включённые в кольцо емкости. Величина такой емкости зависит от места включения и изменяется по диапазону

$$C(\lambda) = \frac{\lambda}{2 \cdot \pi \cdot c \cdot \rho} \cdot \mathrm{tg}\left(\frac{l}{\lambda}\right) (\Phi), \quad (1)$$

где ρ – удельное электрическое сопротивление; с – скорость света в вакууме; l – место установки в кольце последовательной емкости отсчитанное от точки включения закорачивающего шлейфа; λ – рабочая длина волны.

Таким образом, подобно тому, как параллельная емкость на конце четвертьволнового кольца позволяет электрически «удлинить» его и подстраивать в резонанс на низких частотах, так последовательная емкость при соответствующем изменении ее электрически «укорачивает» кольцо и обеспечивает плавную настройку антенны на частотах выше некоторой резонансной частоты.

Иными словами, применение последовательной емкости дает возможность настроить кольцевую антенну периметром

$$L = \frac{\lambda_{max}}{4} = 2 \cdot \frac{\lambda_{min}}{4}, \quad (2)$$

на нижней частоте и (постепенным уменьшением величины емкости) поддерживает резонансную настройку на более высоких частотах. В этом случае периметр кольца, обе полукольцевые половины которого фазируются последовательными емкостями, увеличивается вдвое по сравнению с замкнутой кольцевой антенной.

Для проверки повышения эффективности сдвоенной кольцевой антенны с фазированием тока по периметру полукольца, были проведены испытания на макете, изображенном на рис. 1.

Величина последовательной емкости, расположенной в соответствии с рис. 1, изменялась в пределах от 60 пФ на 30 МГц до 2.5 пФ на частоте 60 МГц.

Антенна изготавливалась из латунной трубки диаметром d = 8 мм и имела периметр $L = \lambda_{min}/2$, где λ_{min} – длина волны, соответствующая верхней частоте диапазона 30–60 МГц. Кольцо устанавливалось на высоте h = 120 мм над плоским листом металла с помощью диэлектрических изоляторов.

При этом во всем указанном диапазоне КБВ оставался не хуже 0.6. На рис. 2 изображено распределение тока по периметру кольца на трех частотах 31, 42, 60 МГц. Чем ниже частота, тем ровнее кривая тока по периметру. Это сразу находит свое отражение в форме диаграмм направленности излучения, снятых на указанных выше частотах: с понижением частоты форма диаграммы направленности приближается к круговой. Однако ввиду того, что антенна не была замкнутой, наблюдается провал в диаграмме в направлении незамкнутого сектора рис. 3.

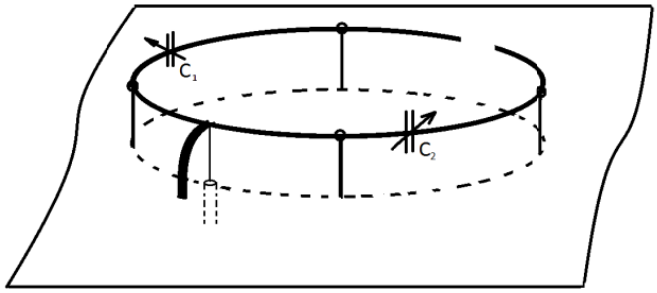


Рис. 1. Внешний вид модели с установленной сдвоенной антенной Бойера с фазированием тока

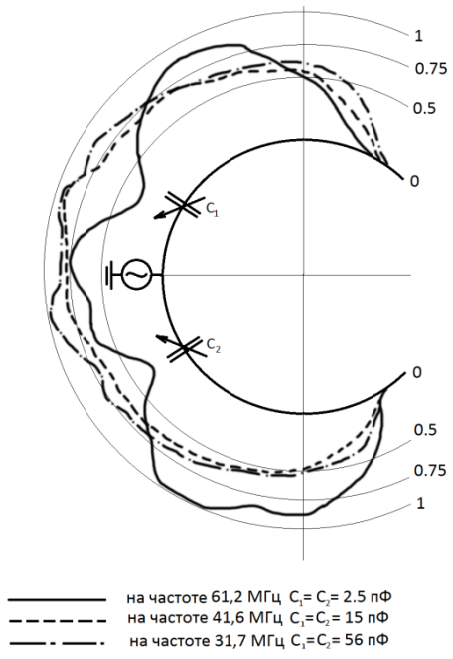


Рис. 2. Эквивалентная схема и распределение тока вдоль антенны

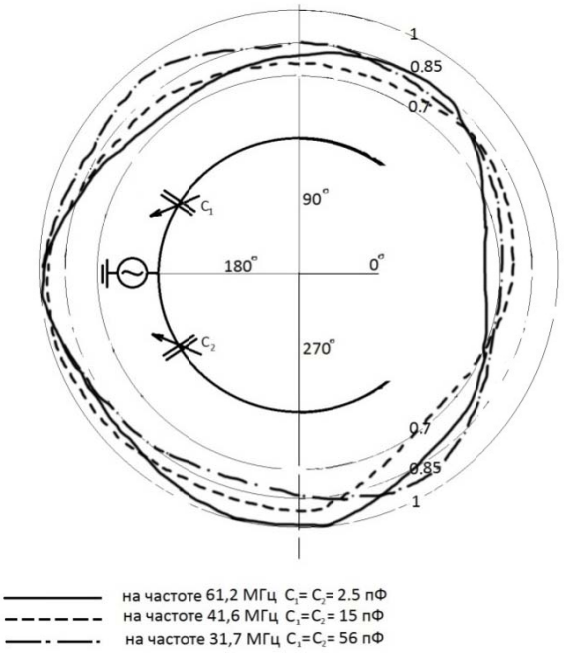


Рис. 3. Диаграммы направленности в горизонтальной плоскости для антенны с фазированием токов по периметру

Большой интерес представляли измерения эффективности фазированной кольцевой антенны сравнительно с 4-х метровым штырем. Коэффициент усиления максимален на нижней частоте и постепенно спадает к верхней границе диапазона. Таким образом, достигнута высокая эффективность мало выступающей антенны на нижних частотах.

Полученные данные позволили спроектировать кольцевую антенну с комбинированной настройкой по диапазону рис. 4.

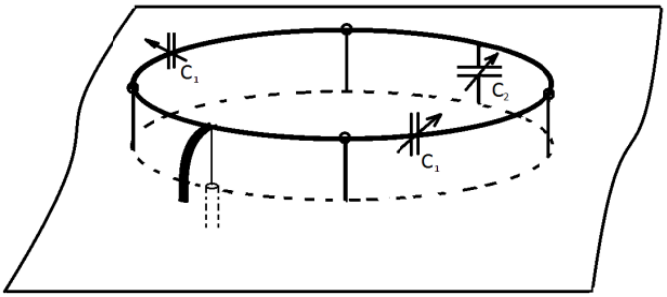


Рис. 4. Внешний вид модели с установленной замкнутой антенной Бойера
с комбинированной настройкой по диапазону

Такая антенна имеет периметр, который настраивается в резонанс на средней частоте f = 45 МГц. Настойка на более низких частотах достигается путем электрического «удлинения» с помощью параллельной емкости С2, а в верхней части диапазона 45–60 МГц – электрическим «укорочением» с помощью последовательных конденсаторов С1. На рис. 5 представлен график изменения подстроечных емкостей по диапазону 30–60 МГц. Коэффициент усиления, максимальный на частоте 45 МГц, плавно снижается по обе стороны от средней частоты и на крайних частотах диапазона имеет значения 0.7 (30 МГц) и 0.86 (60 МГц).

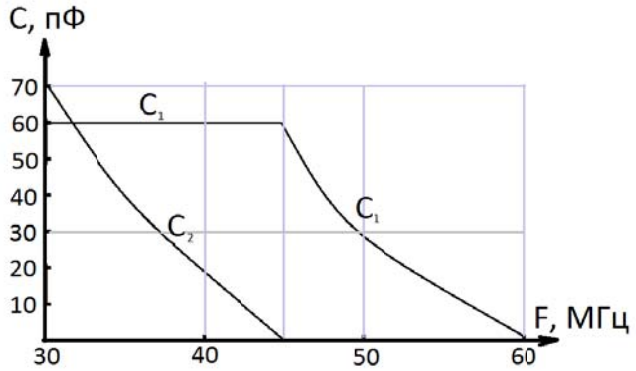


Рис. 5. График зависимости подстроечных емкостей по диапазону
для кольцевой антенны с комбинированной перестройкой

Таким образом, предложенная антенна имеет периметр 5 м и может быть установлена на весьма больших объектах.

В заключение можно сказать, что среди кольцевых антенна с комбинированной перестройкой емкостей для фазирования токов по периметру является достаточно эффективной. Возможность подстройки в широком диапазоне позволяет добиться высоких значений необходимых параметров антенны в конкретном случае.

ЭФФЕКТИВНЫЙ АЛГОРИТМ ВЫЧИСЛЕНИЯ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ ПРЯМОЛИНЕЙНОГО ПРОВОДНИКА, РАСПОЛОЖЕННОГО В ДВУХСЛОЙНОМ ПРОСТРАНСТВЕ

А. А. Гайсин, В. И. Готовко

Федеральное государственное унитарное предприятие "Центральное конструкторское бюро "Геофизика"
Россия, 660041, Красноярск, ул. Ак. Киренского, 89
E-mail: adm@geockb.ru

Ю. П. Саломатов (научный руководитель А. А. Гайсина)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
Россия, 660074, Красноярск, ул. Ак. Киренского, 28
E-mail: ysalomatov@sfu-kras.ru

Предложен эффективный алгоритм вычисления напряженности электрического поля в декартовой системе координат тонкого прямолинейного проводника, расположенного в параллельной границе раздела сред плоскости двухслойного пространства. Показано, что путем преобразования тензорной функции Грина можно исключить сингулярность, возникающую при вычислении напряженности поля провода.

При вычислении распределения тока в прямолинейном проводнике методом интегрального уравнения Поклингтона возникает необходимость нахождения напряженности электрического поля проводника при распределении по его длине базисных функций тока. Напряженность электрического поля на поверхности проводника обратно пропорциональна кубу расстояния между источником и точкой наблюдения. Вычислить интеграл от такой функции для проводников с малым поперечным сечением с приемлемой точностью невозможно. Эта проблема является решенной для свободного пространства [1] и для двухслойного пространства в цилиндрической системе координат [2]. Но для некоторых случаев электромагнитное поле удобнее выражать в декартовой системе координат. В этой работе рассматривается проблема вычисления поля тонкого проводника в двухслойном пространстве в декартовой системе координат.

Рассмотрим два прямолинейных провода, расположенных в двухслойном пространстве (рис. 1).

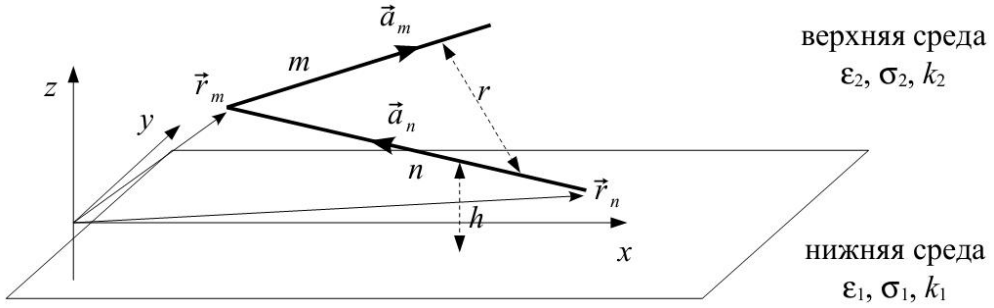


Рис. 1. Геометрия двух проводов в двухслойном пространстве

Пусть нижняя среда является полупроводящей с относительной диэлектрической проницаемостью ε_1 и проводимостью σ_1, а верхняя среда является диэлектриком с $\varepsilon_2 = 1$ и $\sigma_2 = 0$.

Касательная к проводу *m* напряженность поля, создаваемая проводом *n*, равна [3]:

$$E_{mn} = -\frac{\mu_0 c^2}{4\pi\omega}\left(k_2^2 \vec{a}_m \vec{A}_n + \vec{a}_m \nabla\left(\nabla \cdot \vec{A}\right)\right). \qquad (1)$$

Векторный электродинамический потенциал $\vec{A}_n$ n-го провода в двухслойном пространстве можно выразить через тензорную функцию Грина [4]:

$$\vec{A}_n = \int_0^{l_n} \begin{bmatrix} g_{11}(r) & 0 & 0 \\ 0 & g_{11}(r) & 0 \\ \dfrac{\partial g_{31}(r)}{\partial x} & \dfrac{\partial g_{31}(r)}{\partial y} & g_{33}(r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{nx} \\ a_{ny} \\ a_{nz} \end{bmatrix} f(v)dv \,. \tag{2}$$

Элементы тензорной функции Грина равны

$$g_{11}(r) = \frac{e^{ik_2 r}}{r} - \frac{e^{ik_2 R_2}}{R_2} + 2\int_0^{\infty} \frac{e^{-\eta_2(z+h)}}{\eta_2 + \eta_1} J_0(r\rho)\rho d\rho \,; \tag{3}$$

$$g_{31}(r) = 2\left(k_1^2 - k_2^2\right)\int_0^{\infty} \frac{e^{-\eta_2(z+h)} J_0(r\rho)\rho d\rho}{(\eta_2 + \eta_1)\left(\eta_2 k_1^2 + \eta_1 k_2^2\right)}; \tag{4}$$

$$g_{33}(r) = \frac{e^{ik_2 r}}{r} + \int_0^{\infty} \frac{\eta_2 k_1^2 - \eta_1 k_2^2}{\eta_2 k_1^2 + \eta_1 k_2^2} \frac{e^{-\eta_2(z+h)}}{\eta_2} J_0(r\rho)\rho d\rho \,; \tag{5}$$

$\eta_2 = \sqrt{\rho^2 - k_2^2}$; $\eta_1 = \sqrt{\rho^2 - k_1^2}$.

В (2) v – координата вдоль n-го провода, u – координата вдоль m-ого провода, $f(v)$ – распределение тока вдоль n-го провода, l_n – длина n-го провода, $r = \sqrt{\left|\vec{r} - \vec{r}'\right|^2 + a_m^2}$ – расстояние между источником и точкой наблюдения, $\vec{r} = \vec{r}_m + u\vec{a}_m$ – радиус-вектор точки наблюдения, u – координата вдоль m-го провода, $\vec{r}' = \vec{r}_n + v\vec{a}_n$ – радиус-вектор источника, a_m – радиус m-го провода, $R_2 = \sqrt{r^2 + (h+z)^2}$, h – высота провода над плоскостью границы раздела сред, z – высота точки наблюдения.

Для проводов, лежащих в плоскости xy, $h = z$ и z-компоненты a_{nz} и a_{mz} векторов $\vec{a}_n$ и $\vec{a}_m$ равны нулю. Это позволяет не вычислять компоненту g_{33} тензорной функции Грина. Величина $\vec{a}_m\vec{A}_n$ в (1) будет равна

$$\vec{a}_m\vec{A}_n = \vec{a}_m\vec{a}_n\int_0^{l_n} g_{11}(r)f(v)dv \,. \tag{6}$$

Рассмотрим дивергенцию $\vec{A}_n$. Дивергенцию можно вычислить двумя путями. Первый путь – это прямое вычисление дивергенции по формуле

$$\nabla \cdot \vec{A}_n = \frac{\partial A_{nx}}{\partial x} + \frac{\partial A_{ny}}{\partial y} + \frac{\partial A_{nz}}{\partial z} \,. \tag{7}$$

При расположении провода в двухслойном пространстве дивергенция $\vec{A}_n$ будет равна:

$$\nabla\cdot\vec{A}_n=\nabla\cdot\int_0^{l_n}\begin{bmatrix} g_{11}(r) & 0 & 0\\ 0 & g_{11}(r) & 0\\ \dfrac{\partial g_{31}(r)}{\partial x} & \dfrac{\partial g_{31}(r)}{\partial y} & g_{33}(r)\end{bmatrix}\begin{bmatrix} a_{nx}\\ a_{ny}\\ 0\end{bmatrix}f(v)dv=$$

$$=\int_0^{l_n}\left(\frac{\partial g_{11}(r)}{\partial x}a_{nx}+\frac{\partial g_{11}(r)}{\partial y}a_{ny}+\frac{\partial^2 g_{31}(r)}{\partial x\partial z}a_{nx}+\frac{\partial g_{31}(r)}{\partial y\partial z}a_{ny}\right)f(v)dv= \tag{8}$$

$$=\int_0^{l_n}\left\{\left(\frac{\partial g_{11}(r)}{\partial r}+\frac{\partial^2 g_{31}(r)}{\partial r\partial z}\right)\frac{\partial r}{\partial x}a_{nx}+\left(\frac{\partial g_{11}(r)}{\partial r}+\frac{\partial^2 g_{31}(r)}{\partial r\partial z}\right)\frac{\partial r}{\partial y}a_{ny}\right\}f(v)dv=$$

$$=\int_0^{l_n}\left\{\left(\frac{\partial g_{11}(r)}{\partial r}+\frac{\partial^2 g_{31}(r)}{\partial r\partial z}\right)\frac{1}{r}\left((x-x')a_{nx}+(y-y')a_{ny}\right)\right\}f(v)dv.$$

При $h\to 0$ время вычисления $\nabla\cdot\vec{A}_n$ существенно увеличивается из-за уменьшения сходимости несобственных интегралов в $g_{11}(r)$ и $g_{31}(r)$. Для уменьшения времени вычисления $\nabla\cdot\vec{A}_n$ можно сначала вычислить массив значений

$$\frac{\partial g_{11}(r)}{\partial r}+\frac{\partial^2 g_{31}(r)}{\partial r\partial z}, \tag{9}$$

при определенных значениях r, охватывающих весь диапазон изменения r, а промежуточные значения, необходимые для вычисления интеграла, можно потом найти методом линейной интерполяции. Но величина (9) ~$1/r^2$ и при малых r достигает больших значений. Для вычисления интеграла в (8) с необходимой точностью необходимо большое количество значений величины (9) при малых r. Для массивов с большим количеством значений увеличивается время вычисления промежуточного значения методом линейной интерполяции. Поэтому прямое вычисление дивергенции (7) не подходит для вычисления напряженности поля.

Рассмотрим второй путь вычисления $\nabla\cdot\vec{A}_n$. Сделаем следующее преобразование:

$$\nabla\cdot\vec{A}=\nabla\cdot\int_0^{l_n}\begin{bmatrix} g_{11}(r) & 0 & 0\\ 0 & g_{11}(r) & 0\\ \dfrac{\partial g_{31}(r)}{\partial x} & \dfrac{\partial g_{31}(r)}{\partial y} & g_{33}(r)\end{bmatrix}\begin{bmatrix} a_{nx}\\ a_{ny}\\ 0\end{bmatrix}f(v)dv=$$

$$=\int_0^{l_n}\left(\frac{\partial g_{11}(r)}{\partial x}a_{nx}+\frac{\partial g_{11}(r)}{\partial y}a_{ny}+\frac{\partial^2 g_{31}(r)}{\partial x\partial z}a_{nx}+\frac{\partial g_{31}(r)}{\partial y\partial z}a_{ny}\right)f(v)dv=$$

$$=\int_0^{l_n}\left(\frac{\partial}{\partial x}\left\{a_{nx}\left(g_{11}(r)+\frac{\partial g_{31}(r)}{\partial z}\right)\right\}+\frac{\partial}{\partial y}\left\{a_{ny}\left(g_{11}(r)+\frac{\partial g_{31}(r)}{\partial z}\right)\right\}\right)f(v)dv= \tag{10}$$

$$=\nabla\cdot\int_0^{l_n}\begin{bmatrix} g_{11}(r)+\dfrac{\partial g_{31}(r)}{\partial z} & 0\\ 0 & g_{11}(r)+\dfrac{\partial g_{31}(r)}{\partial z}\end{bmatrix}\begin{bmatrix} a_{nx}\\ a_{ny}\end{bmatrix}f(v)dv=$$

$$=\nabla\cdot\int_0^{l_n}\left(g_{11}(r)+\frac{\partial g_{31}(r)}{\partial z}\right)\vec{a}_n f(v)dv.$$

Получившийся векторный электродинамический потенциал

$$\vec{A}_n = \int_0^{l_n} \left(g_{11}(r) + \frac{\partial g_{31}(r)}{\partial z} \right) \vec{a}_n f(v) dv \tag{11}$$

с точностью до скалярной величины совпадает с векторным потенциалом для свободного пространства. Поэтому вычисление дивергенции вектора (11) для двухслойного пространства можно выполнить так же как для свободного пространства [5]:

$$\nabla \cdot \vec{A}_n = \int_0^{l_n} \left(g_{11}(r) + \frac{\partial g_{31}(r)}{\partial z} \right) \frac{\partial f(v)}{\partial v} dv \,. \tag{12}$$

Подставляя (3) и (4) в выражение $g_{11}(r) + \frac{\partial g_{31}(r)}{\partial z}$, получим:

$$g_{11}(r) + \frac{\partial g_{31}(r)}{\partial z} = \frac{e^{ik_2 r}}{r} - \frac{e^{ik_2 R_2}}{R_2} + 2k_2^2 \int_0^{\infty} \frac{e^{-\eta_2 (z+h)}}{\eta_2 k_1^2 + \eta_1 k_2^2} J_0(r\rho) \rho d\rho \,. \tag{13}$$

Величина в круглых скобках в (12) ~1/r и интеграл в (12) может быть вычислен с необходимой точностью при малых значениях r.

Подставляя (6) и (12) в (1), получим для двухслойного пространства выражение для касательной к проводу m напряженности поля, создаваемой током провода n (при расположении проводов в параллельной границе раздела сред плоскости):

$$E_{mn}(u) = -\frac{\mu_0 c^2}{4\pi\omega} \left\{ k_2^2 (\vec{a}_m \cdot \vec{a}_n) \int_0^{l_n} g_{11}(r) f(v) dv + \right.$$
$$\left. + \vec{a}_m \int_0^{l_n} \left(g_{11}(r) + \frac{\partial g_{31}(r)}{\partial z} \right) \frac{\partial f(v)}{\partial v} dv \right\} . \tag{14}$$

Обозначим первый интеграл в (14) через $A(u)$, второй интеграл – через $\Phi(u)$. Для вычисления градиента проводник m длиной l_m разобьем на отрезки, границы которых обозначены на рис. 2 точками. В этих точках вычисляются значения $\Phi(u)$. Обозначим через u_i расстояние от начала провода, определяемого радиус-вектором $\vec{r}_m$, до i-й точки, радиус-вектор которой равен $\vec{r} = \vec{r}_m + u_i \vec{a}_m$. Через u_k обозначим расстояние равное

$$u_k = u_i + \frac{u_{i+1} - u_i}{2} \,. \tag{15}$$

Точка k, обозначенная на рис. 2 звездочкой, находится посередине между точкой i+1 и i.

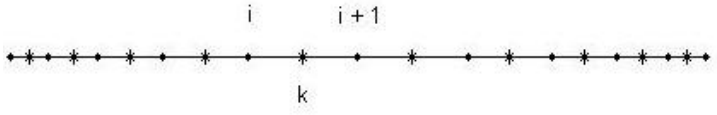


Рис. 2. К расчету напряженности электрического поля

Функция $\Phi(u)$ зависит от u, поэтому величина $\nabla\Phi(u)$ есть производная функции $\Phi(u)$ вдоль направления, определяемого вектором $\vec{a}_m$:

$$\nabla\Phi(u) = \vec{a}_m \frac{\partial\Phi(u)}{\partial u}. \tag{16}$$

Производную в правой части (16) в точке $u = u_k$ можно вычислить численно по формуле

$$\frac{\partial\Phi(u)}{\partial u} = \frac{\Phi(u_{i+1}) - \Phi(u_i)}{u_{i+1} - u_i}. \tag{17}$$

Поэтому формула для вычисления касательной к проводу m в точке $u = u_k$ напряженности электрического поля, создаваемой током провода n, примет вид

$$E_{mn}(u_k) = -\frac{\mu_0 c^2}{4\pi\omega}\left(k_2^2(\vec{a}_m \cdot \vec{a}_n)A(u_k) + \frac{\Phi(u_{i+1}) - \Phi(u_i)}{u_{i+1} - u_i}\right). \tag{18}$$

Такой способ вычисления напряженности поля имеет свои преимущества и недостатки. Преимущество заключается в уменьшении времени, необходимого для вычисления напряженности поля, т. к. одно значение $\Phi(u_i)$ используется при вычислении двух значений напряженности поля: $E_{mn}(u_k)$ и $E_{mn}(u_{k-1})$. Для расчета напряженности поля сначала вычисляются массивы значений $A(u)$ и $\Phi(u)$ и на основе их вычисляется массив значений напряженности поля. Еще одно преимущество состоит в том, что значения напряженности поля при таком их вычислении слабо зависят от шага дискретизации (u_{i+1}-u_i). Недостаток заключается в высокой погрешности вычисления интеграла $\Phi(u)$, т. к. единственно возможный метод вычисления интеграла – это использование формулы прямоугольников с самой высокой погрешностью из всех формул, применяемых для вычисления интегралов.

Мнимая часть напряженности электрического поля сильно изменяется вблизи концов тонкого провода, особенно если напряженность поля на поверхности провода создается токами того же провода и примыкающих к нему, т. е. $m = n$ и $m = n \pm 1$. Поэтому шаг дискретизации вблизи концов проводов должен быть уменьшен (рисунок 2).

Для неравномерной дискретизации провода m была использована геометрическая прогрессия, первое значение которой определялось по формуле:

$$x_1 = \frac{0{,}5 l_m (q-1)}{q^M - 1}, \tag{19}$$

где q – знаменатель геометрической прогрессии; M – количество значений в геометрической прогрессии.

Последующие значения прогрессии определяются по формуле $x_{i+1} = x_i q$, где $i = 1, 2, \ldots, M$. На основе получившейся прогрессии строится массив значений $X = x_1, x_2, \ldots, x_M, x_M, x_{M-1}, \ldots, x_1$.

Значение u_i определяется по формуле $u_i = \sum_{n=1}^{i-1} X_n$, при $i \geq 2$, $u_1 = 0$ м.

Провод разбивается на $2M$ сегментов. Функция $A(u)$ вычисляется в $2M$ точках, функция $\Phi(u)$ – в $2M+1$ точке. На рис. 2 разбиение провода проведено при $M = 5$. Численный эксперимент показал, что необходимая точность расчетов обеспечивается при $M = 30$.

Список литературы

1. Harrington Roger F. Field Computation by Moment Methods. New York: IEEE, 1993.
2. Burke G.J., Poggio A.J. Numerical electromagnetic code (NEC) – method of moments. Part 1: Program description – theory. Livermore: Lawrence Livermore Laboratory, 1981.
3. Никольский, В.В. Электродинамика и распространение радиоволн / В.В. Никольский. – М. : Наука, 1978.
4. Захаров, Е.В. Численный анализ дифракции радиоволн / Е.В. Захаров, Ю.В. Пименов. – М. : Радио и связь, 1982.
5. Gibson Walton C. The method of moments in electromagnetics. Boca Raton: Chapman & Hall/CRC, 2008.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КРАТНЫХ ОТРАЖЕНИЙ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ КАЧЕСТВА ПЛОСКИХ РЕФЛЕКТОРОВ

А. Г. Романов, Ю. И. Чони (научный руководитель)

ОАО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнёва»
662972 г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52
E-mail: ROMANOV@iss-reshetnev.ru

Рассматривается один из способов повышения точности измерения близких к единице коэффициентов отражения (КО) на основе полуоткрытого резонатора специфической конфигурации, интенсивные моды которого обусловлены кратными отражениями от испытуемого образца. Обсуждается алгоритм оценки КО по частотной зависимости отраженной волны на входе установки. Приводятся результаты моделирования и тестовых экспериментов.

Вводные замечания

Благодаря малой плотности, высокой прочности и температурной стабильности углепластик используется как прекрасный конструкционный материал для зеркальных антенн, размещаемых на летательных и космических аппаратах. Изготовление углепластиковых конструкций сопряжено с рядом нестабильных, сложно контролируемых технологических факторов. Потому ощущается потребность в установках для измерения важнейшей функциональной характеристики рефлекторов – коэффициента отражения (КО), с приемлемой погрешностью на уровне 1 %.

Прямые методы измерения интенсивности отраженной волны [1, 2], широко используемые при аттестации радиопоглощающих покрытий, не могут обеспечить желаемую точность, как следует из тривиального соотношения между «процентными» и «децибельными» мерами относительных погрешностей $\sigma[\%] = 100 \cdot (10^{0,1 \cdot \sigma[дБ]} - 1)$, точность измерений в 1 % достигается при аппаратурной погрешности не хуже 0,086 дБ. Но даже такие классные приборы, как векторные анализаторы сигналов фирм Rohder Schwarz или Agilent Technologies, имеют погрешность σ = ±(0,02*A + 0,2 дБ), где A – измеряемая величина в дБ, т.е. погрешность, превышающую 0,2 дБ.

В оптике для улучшения точности измерения физических параметров сред, КО в первую очередь, широко используется метод многократного отражения световой волны от измеряемого образца [3–5] за счет создания полуоткрытого резонатора (многоходовой кюветы Уайта [3], например). В определенном смысле излагаемый ниже метод измерения КО плоского образца относится к подобным конструктивным схемам и реализует в электродинамическом варианте систему с кратными отражениями.

Установка и алгоритм обработки результатов измерений

На рис. 1 представлены схема и внешний вид установки, состоящей из практически идеально отражающего параболоида вращения, в вершине которого находится облучатель (открытый конец волновода или рупор малых электрических размеров).

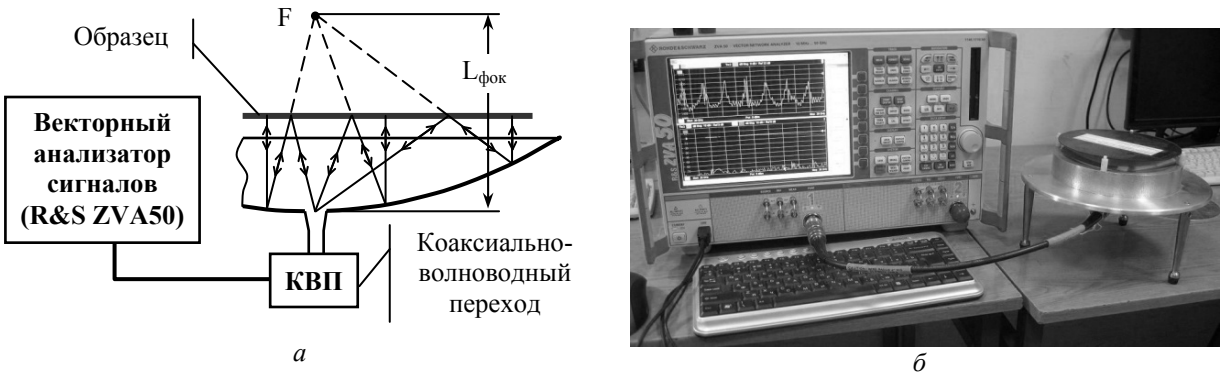


Рис. 1. Установка: *а* – структурная схема; *б* – экспериментальный экземпляр

В первом приближении физика процессов, поясняемая на рис. 1*а*, сводится к следующему. Сферическая электромагнитная волна (э.м.в.) облучателя после зеркального отражения от плоского образца падает на зеркало, как если бы излучалась из фокуса и «прошла» расстояние $L_{фок}$. Соответственно зеркало формирует участок плоской э.м.в., который в свою очередь отражается от образца и падает на зеркало и облучатель, «пройдя» расстояние $2\,L_{фок}$. Это поле облучает зеркало подобно э.м.в., приходящей из бесконечности по оси параболоида. Поэтому отраженное от параболоида поле образует сферическую э.м.в., сходящуюся в точку фокуса. После очередного (третьего по счету) отражения от образца она поступает в облучатель, пройдя расстояние $3\,L_{фок}$. При этом, естественно, эта волна частично отражается от облучателя, создавая волну по фазовой структуре аналогичную первичной сферической волне. В принципе, подобный процесс многократно повторяется, каждый раз существенно ослабляясь из-за того, что значительная доля энергии сходящейся волны поступает в облучатель.

Естественно, что кроме потерь энергии за счет неполного отражения от образца (подлежащий измерению эффект) имеют место потери на излучение в свободное пространство. По сути, рассматриваемая система является полуоткрытым резонатором, сильно нагруженным на облучатель.

Электромагнитные волны, поступающие в облучатель после многократных отражений, складываются (интерферируют) друг с другом с фазовыми набегами, которые в зависимости от частоты изменяются в значительных пределах. Поэтому измерение отраженной волны на входе облучателя на фиксированной частоте не позволяет выявить КО образца из-за неопределенности как интенсивности этих волн, так и, в первую очередь, разности фаз между ними. Поэтому методика измерений неизбежно должна базироваться на анализе частотной зависимости $S_{11}(f)$ амплитуды и фазы отраженной волны на входе облучателя в некотором диапазоне частот $f_{min} < f < f_{max}$.

В соответствии с физикой процессов, происходящих в рассматриваемой системе, представим отраженную волну в виде следующего разложения

$$S_{11}(f) = S_{рup}(f) + e^{-j2\beta(f)L_B} \sum_{n=1}^{N_{\max}} \alpha_n e^{-j\beta_0 n L_{фок}} , \qquad (1)$$

где $S_{рup}(f)$ – коэффициент отражения рупора-облучателя в отсутствии образца в раскрыве зеркала; сумма во втором слагаемом – это результирующая комплексная амплитуда всех волн, приходящих к апертуре рупора; сомножитель $exp(-j2\beta(f)L_B)$ введен для «пересчета» этой комплексной амплитуды от апертуры рупора к его входу, т.е. к сечению, в котором измеряется коэффициент отражения рупора; L_B – это длина волноводной части от входного фланца рупора до его апертуры; $\beta(f)$ – фазовая постоянная волны H_{10} прямоугольного волновода. Комплексные амплитуды α_n отраженных волн заранее не известны. Число этих

волн N_{max} выбирается на этапе настройки алгоритма вычисления КО и, скорее всего, должно быть в пределах от шести до девяти. Путь, проходимый отраженной волной после n-кратного отражения от образца, составляет $nL_{фок}$, и поскольку распространение происходит в свободном пространстве, то фазовая постоянная соответствует волновому числу свободного пространства $\beta_0 = 2\pi f / \text{с}$.

Естественно выбрать частотный диапазон измерений $f_{min} = f_0 - \Delta f$ и $f_{max} = f_0 + \Delta f$ со средней частотой f_0 таким, в пределах которого коэффициенты $\{\alpha_n\}$ не зависят от частоты, и равенство (1), по сути, является обобщенным полиномом порядка N_{max}

$$\sum_{n=1}^{N_{\max}} \alpha_n e^{-j\beta_0 n L_{фок}} = (S_{11}(f) - S_{рup}(f)) e^{j2\beta(f)L_B}. \qquad (2)$$

В правой части этих уравнений фигурируют частотные зависимости измеренных на входе рупора коэффициентов отражения в присутствии образца $S_{11}(f_k)$ и то же, измеренное на этапе калибровки в отсутствии всякого образца $S_{рup}(f_k)$, т. е. первичные отражения самого рупора. Решение уравнения (2) в смысле наилучшего среднеквадратичного приближения известным образом [6] сводится к системе N_{max} линейных алгебраических уравнений

$$\sum_{n=1}^{N_{\max}} A_{mn}\alpha_n = B_m \qquad (m = 1, ..., N_{max}), \qquad (3)$$

где $A_{mn} = \int e^{-j\frac{2\pi}{c}f(n-m)L_{фок}} df = 2\Delta f \frac{\sin(\mu_{mn}\Delta f)}{\mu_{mn}\Delta f} e^{-j\mu_{mn}f_0}$, $B_m = \int (S_{11}(f) - S_{рup}(f)) e^{j2\beta(f)L_B} e^{j\frac{2\pi}{c}mfL_{фок}} df$,

$\mu_{mn} = 2\pi(n - m)L_{фок}/\text{с}$.

Обработка результатов измерений базируется на следующем. Коэффициент α_n, отражающий интенсивность волны, возвращающейся в рупор после n-кратного отражения, зависит от значения Γ модуля КО испытуемого образца, т.е. является некоторой функцией $\alpha_n = \xi_n(\Gamma)$. Эта зависимость определяется и заносится в память на этапе калибровки установки по нескольким эталонным рефлекторам. После измерения частотной зависимости $S_{11}(f)$ испытуемого образца решается система уравнений (3) и по найденному значению коэффициента α_n вычисляется КО образца $\Gamma_{обр} = \xi_n^{-1}(\alpha_n)$. В соответствии с физикой возбуждения полуоткрытого резонатора зеркало+образец в спектре коэффициентов $\{\alpha_n\}$ превалируют коэффициенты α_3 и α_6, соответствующие сходящимся волнам. Поэтому целесообразно именно их использовать в алгоритме вычисления КО.

Имитационное моделирование процесса измерений. Эксперименты

Для исследования и метрологии (в виртуальном режиме, естественно) обсуждаемого способа измерения КО выполнялось электродинамическое моделирование установки в пакете CST Microwave Studio. Сформированные текстовые файлы (с расширением .sig) результатов расчета частотных зависимостей $S_{11}(f)$ импортировались и обрабатывались программой «PMO_KO_1», разработанной нами в среде Delphi7.

Любому (даже пользующемуся прекрасной репутацией) программному продукту электродинамического моделирования антенн или устройств СВЧ не все подвластно: область применения и круг задач, в принципе, ограничены. Поэтому для проверки возможностей программы CST по моделированию полуоткрытого резонатора, образованного параболическим зеркалом и плоским металлическим отражателем, был выполнен проверочный эксперимент. В установке (рис. 2, *а*) использовалось зеркало самолетного локатора Ø = 746 мм с фокусным расстоянием $L_{фок}$ = 270 мм. На расстоянии 135 мм от вершины зеркала перпендикулярно его оси закреплялся дюралевый диск Ø = 520 мм. На рис. 2, *б* представлен измеренный КСВН в диапазоне 9,5 ГГц – 10,25 ГГц. Ниже на рис. 2, *в* приведен график $|S_{11}(f)|$, полученный при моделировании этой установки в CST. Параболоид и

диск считались идеально проводящими, поскольку их КО на этих частотах равен 0,999. Наблюдается хорошее совпадение как по частоте, так и по уровню полученных результатов с вычисленными.

На рис. 3 представлены частотные зависимости $S_{11}(f)$ для установки с зеркалом Ø = 452 мм и фокусным расстоянием 318 мм. Образцы имели диаметр 306 мм, а их проводимости g соответствовали КО = {1, 0.95, 0.90, 0.85}. Жирной линией изображены «измеренные» в CST зависимости $|S_{11}(f)|$, а серией тонких линий – результаты аппроксимации, выполненной программой «PMO_KO_1» для различного числа N_{max} = {3, 6, 9, 15, 48} слагаемых α_n разложения (1). Ниже в табл. приведены значения модулей этих коэффициентов.

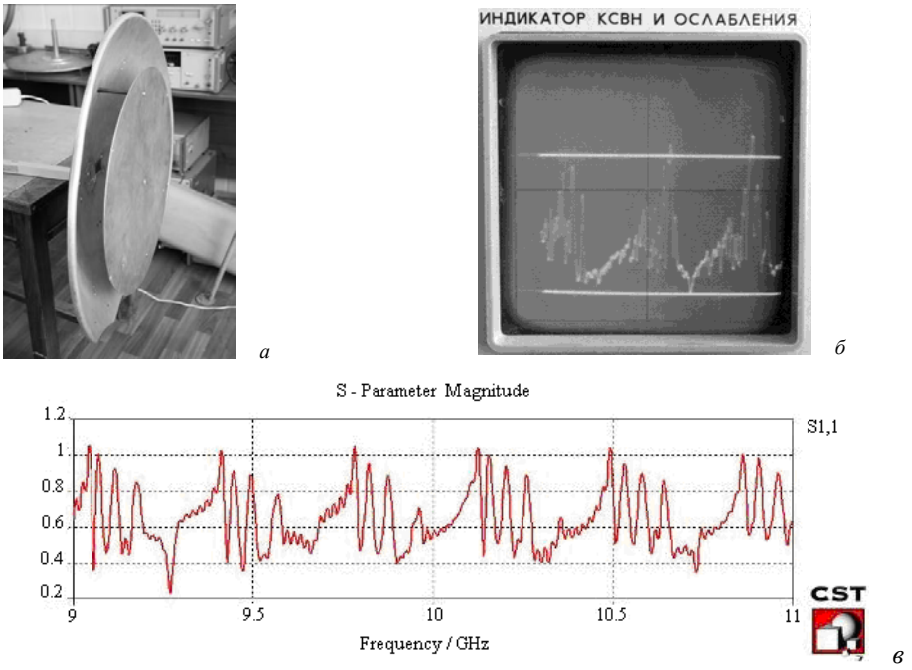


Рис. 2. Проверочный эксперимент: *а* – лабораторная установка; *б* – КСВН в диапазоне 9,5 ГГц – 10,25 ГГц; *в* – расчет КО $S_{11}(f)$

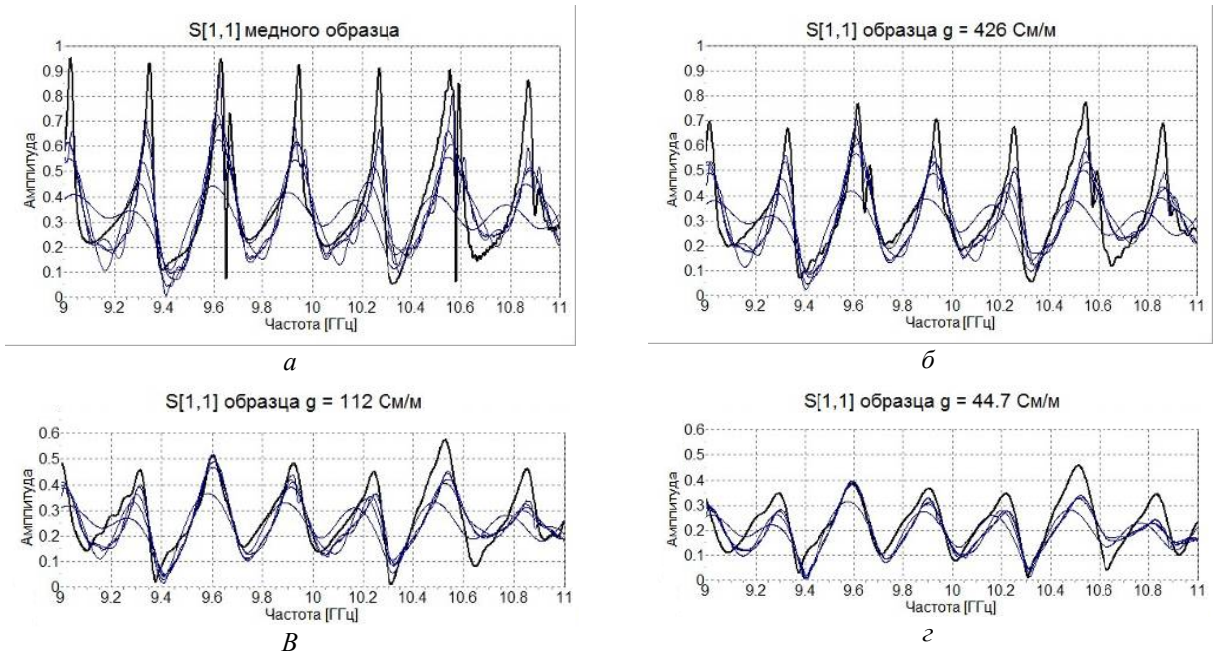
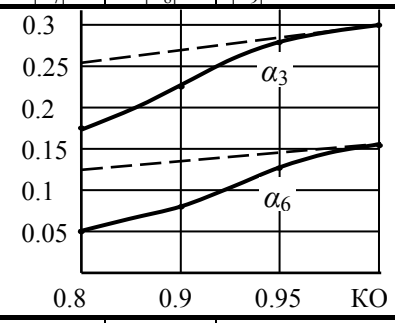


Рис. 3. Аппроксимация частотных зависимостей $S_{11}(f)$ для четырех образцов: *а* – КО = 1; *б* – КО = 0.95; *в* – КО = 0.9; *г* – КО = 0.85

Таблица

Модули коэффициентов $\{\alpha_n\}$

	КО	$\lvert\alpha_1\rvert$	$\lvert\alpha_2\rvert$	$\lvert\alpha_3\rvert$	$\lvert\alpha_4\rvert$	$\lvert\alpha_5\rvert$	$\lvert\alpha_6\rvert$	$\lvert\alpha_7\rvert$	$\lvert\alpha_8\rvert$	$\lvert\alpha_9\rvert$
$N_{max} = 3$	*1*	0.060	0.049	0.303						
	0.95	0.058	0.043	0.278						
	0.9	0.055	0.037	0.225						
	0.85	0.051	0.030	0.174						
$N_{max} = 6$	*1*	0.056	0.051	0.300	0.047	0.026	0.155			
	0.95	0.055	0.046	0.276	0.043	0.021	0.123			
	0.9	0.053	0.039	0.225	0.035	0.013	0.081			
	0.85	0.050	0.032	0.174	0.028	0.007	0.049			
$N_{max} = 9$	*1*	0.056	0.051	0.301	0.045	0.028	0.154	0.029	0.029	0.071
	0.95	0.055	0.046	0.277	0.041	0.023	0.123	0.024	0.023	0.049
	0.9	0.053	0.039	0.225	0.034	0.014	0.082	0.017	0.013	0.026
	0.85	0.050	0.032	0.175	0.027	0.007	0.050	0.011	0.007	0.010

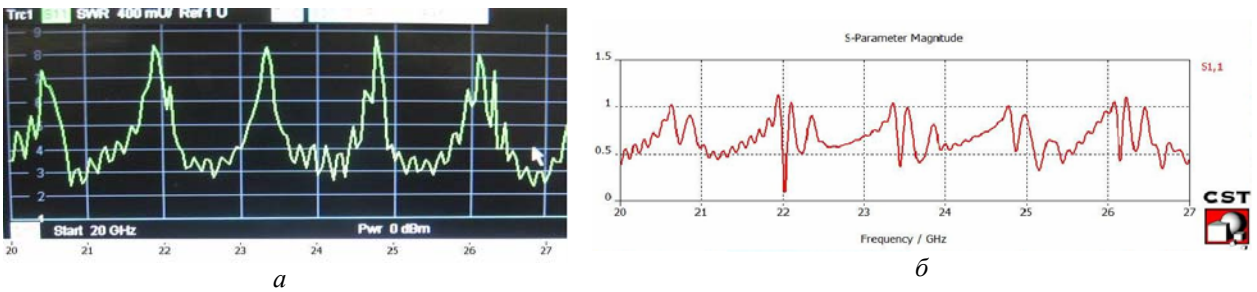


Результаты имитационного моделирования процесса измерения и алгоритма оценки КО (рис. 3 и табл.) приводят к следующим выводам.

Во-первых, при размерах установки порядка десяти длин волн полуоткрытый резонатор зеркало+образец достаточно точно описывается в рамках геометрической оптики, что подтверждается доминированием коэффициентов α_n с кратными трем значениями индекса n.

Во-вторых, разложение (1) даже при умеренном числе учитываемых волн ($N_{max} \le 9$) воспроизводит характерные осцилляции «измеренной» зависимости $S_{11}(f)$. Причем системе уравнений (3) (задаче восстановления коэффициентов α_n) свойственна высокая устойчивость, проявляющаяся в отсутствии вычислительных проблем при существенном увеличении N_{max}. Степень же приближения к «измеренной» зависимости $S_{11}(f)$ даже при больших значениях N_{max} ограничена тем, что в разложении (1) не учитываются «тонкие» дифракционные эффекты (краевые волны, например) и высшие типы волн волновода.

В-третьих, как свидетельствуют графики зависимостей $\xi_3(\Gamma)$ и $\xi_6(\Gamma)$ (сплошные кривые на рисунке, вмонтированном в таблицу), их крутизна выше крутизны пунктирных линий, соответствующих прямой пропорциональности, соответствующей непосредственному измерению КО (величины Γ) испытуемого образца, что ведет к уменьшению инструментальной погрешности измерений.



а *б*

Рис. 4. Установка *Ка*-диапазона: *а* – измерение КСВН(f); *б* – моделирование $|S_{11}(f)|$

Выполненные исследования использованы при разработке установки в *Ка*-диапазоне частот (рис. 1, *б*). К настоящему времени завершены тестовые эксперименты с этой установкой, представленные на рис. 4, *а*. Для сопоставления, на рис. 4, *б* приведены результаты моделирования $|S_{11}(f)|$. Если учесть, что уровень КСВН = 3 соответствует уровню

$|S_{11}|$ = 0.5, то становится очевидным хорошее соответствие измеренной и расчетной зависимостей. Разработка алгоритма оценки КО при совместной обработке коэффициентов α_3, α_6 и анализ случайной составляющей погрешности представляют значительный интерес и составят предмет дальнейших исследований.

Авторы искренне признательны Лаврушеву В.Н., выполнившему эксперименты.

Список литературы

1. Устройство для измерения коэффициента отражения электромагнитной волны. RU 2377584. Опубл. 27.12.2009.

2. Устройство для измерения коэффициента отражения радиоволн от радиопоглощающих покрытий. RU 2339048. Опубл. 20.11.2008.

3. Рефлектометр на основе многоходовой оптической схемы. RU 2281476. Опубл. 10.08.2006.

4. Бухштаб, М.А. Измерения малых оптических потерь / М.А. Бухштаб. – Л. : Энергоатомиздат, 1988. − 160 с.

5. Рефлектометр многократного отражения на основе плоских зеркал. RU 2281471. Опубл. 10.08.2006.

6. Мышкис, А.Д. Прикладная математика для инженеров / А.Д. Мышкис. – М. : Физматлит, 2007. – 687 с.

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ СВЧ КОММУТАТОР

А. А. Абросимов[1], В. П. Разинкин[1], А. Д. Мехтиев[2]

1 Новосибирский государственный технический университет
630092, Новосибирск, пр. К. Маркса, 20
E-mail: razinkin@ktor.ref.nstu.ru
2 Карагандинский государственный технический университет
100027, Караганда, Б. Мира, 56
E-mail: kargtu@kstu.kz

Рассмотрен СВЧ коммутатор, в котором качестве согласующе-компенсирующей цепи для межэлектродных емкостей полупроводниковых коммутационных элементов использована структура в виде полосно-пропускающего фильтра с короткозамкнутыми микрополосковыми шлейфами, обеспечивающая трансформацию характеристического сопротивления в широкой полосе частот. Показано, что исследованная микрополосковая структура имеет хорошую физическую реализуемость и применима для построения коммутаторов высокого уровня мощности.

Основным элементом коммутатора является понижающий трансформатор с коэффициентом трансформации сопротивлений k_T, содержащий отрезок линии передачи с волновым сопротивлением ρ_o и короткозамкнутый шлейф с волновым сопротивлением ρ_o^*, подключенный параллельно нагрузке R_2 [1]. При этом внутреннее сопротивление источника входного сигнала равно R_1, а волновые сопротивления отрезка линии передачи и короткозамкнутого шлейфа соответственно равны

$$\rho_o = \sqrt{R_1 \cdot R_2}\ , \quad \rho_o^* = \frac{\rho_o}{\sqrt{k_T} - 1}\ .$$

Для построения согласующе-компенсирующей структуры диодного СВЧ коммутационного устройства использовано встречное включение двух таких трансформаторов, дополненных до полосно-пропускающих фильтров с четвертьволновой связью, как показано на рис. 1.

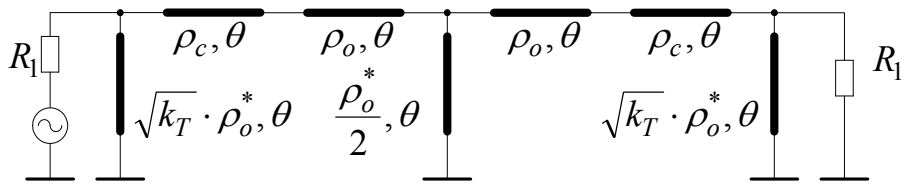


Рис. 1. Распределенный прототип для синтеза
согласующе-компенсирующей структуры СВЧ коммутатора

Следует отметить, что схема рис. 1 представляет собой частотно-избирательную цепь, в которой электрическая длина всех отрезков линий передачи на центральной частоте f_o равна 90º, а отрезки линии передачи с волновым сопротивлением ρ_c являются элементами связи между резонансными шлейфами. Значение ρ_c рассчитывается в соответствии с теорией фильтров [2]. При этом в среднем сечении схемы рис. 1 характеристическое сопротивление R_2 удовлетворяет неравенству $R_2 < R_1$.

Компьютерное моделирование частотных свойств схемы рис. 1 показало, что для значения коэффициента трансформации $k_T = R_1/R_2 = 2$ и коэффициента отражения $|\Gamma|_{\max} = 0{,}1$ перекрытие по частоте составило $k_d = f_{\max}/f_{\min} = 1{,}8$. Моделирование было проведено для сопротивления нагрузки и волновых сопротивлений: $\rho_o = 35{,}35$ Ом; $\rho_o^* = 85{,}35$ Ом; $\rho_c = 45{,}2$ Ом; $R_1 = 50$ Ом.

Далее был проведен переход от распределённого прототипа, представленного на рис. 1, к полураспределённой согласующе-компенсирующей структуре, изображенной на рис. 2. Переход осуществлен с помощью замены четвертьволнового короткозамкнутого шлейфа (ρ_1, θ_1) эквивалентным полураспределённым резонатором, содержащим сосредоточенную емкость C_d, равную межэлектродной емкости коммутационного СВЧ диода или полевого транзистора [3]. В результате такого перехода получена схема рис. 2, которая представляет собой трехдиодный СВЧ коммутатор, имеющий высокое качество согласования в режиме пропускания мощности в нагрузку. Анализ показывает, что строгая эквивалентность схем рис. 1 и рис. 2 обеспечивается только на центральной частоте f_o. Тем не менее, приближенная эквивалентность этих схем обеспечивается в полосе частот более чем октава.

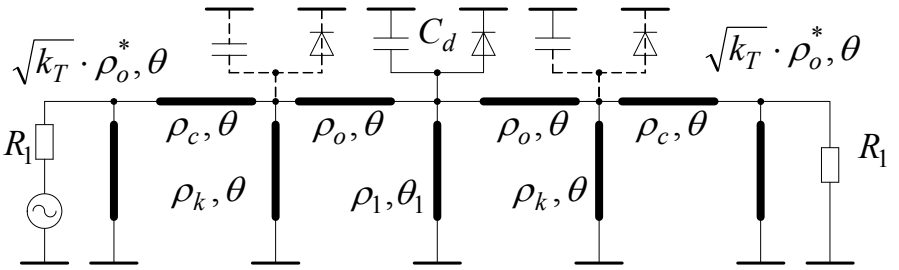


Рис. 2. Широкополосный СВЧ коммутатор

Из схемы рис. 2 видно, что она отличается от распределенного прототипа рис. 1 не только наличием укорачивающей ёмкости C_d, но и дополнительными корректирующими шлейфами с волновым сопротивлением ρ_k, которые также заменяются полураспределенными резонаторами с сосредоточенными емкостями. Введение данных корректирующих шлейфов позволило дополнительно расширить полосу частот приближенной эквивалентности схем рис. 1 и рис. 2. Для нахождения параметров короткозамкнутого шлейфа (ρ_1, θ_1), укороченного емкостью C_d, применена методика [3].

На основе предложенного подхода был разработан трехдиодный СВЧ коммутатор, у которого центральная частота рабочего диапазона $f_o = 1$ ГГц. Значение коэффициента трансформации было выбрано равным $k_T = 2$. Для указанных выше параметров межэлектродные

емкости коммутационных диодов могут достигать значения C_d = 12,7 пФ. Частотная зависимость коэффициента стоячей волны КСВ для трехдиодного СВЧ коммутатора показана на рис. 3. Как видно из графика рис. 3, перекрытие по частоте составляет $k_d = f_{max}/f_{min} = 2{,}4$.

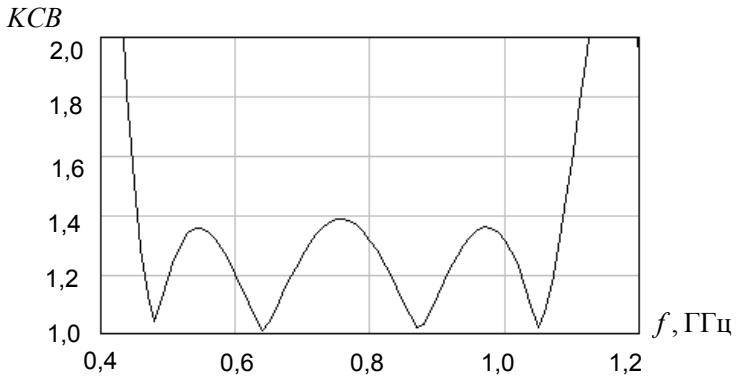


Рис. 3. Частотная зависимость КСВ трехдиодного СВЧ коммутатора

Выводы.

1. Предложенный подход для построения СВЧ коммутаторов позволяет на основе использования мощных СВЧ коммутационных диодах с большой межэлектродной емкостью получить высокое качество согласования в широкой полосе рабочих частот.

2. Синтезированная в работе согласующе-компенсирующая структура в виде встречного включения двух понижающих трансформаторов была применена в мощном СВЧ коммутаторе дециметрового диапазона на *p-i-n* – диодах 2А528, которые были включены параллельно. Это позволило обеспечить в непрерывном режиме коммутацию СВЧ мощности порядка 500 Вт.

Список литературы

1. Дегтярь. Г.А. Понижающий трансформатор на линиях с произвольным коэффициентом трансформации / Г.А. Дегтярь, В.П. Разинкин // Изв. вузов. Радиоэлектроника.– 2003. – Т. 46. – № 5. – С. 77–80.

2. Нанзел, Г. Справочник по расчету фильтров. США, 1969. / Г. Нанзел ; пер. с англ. под ред. А.Е. Знаменского. – М. : Сов. радио, 1974. – 288 с.

3. Вайсблат, А.В. Коммутационные устройства на полупроводниковых диодах / А.В. Вайсблат. – М. : Радио и связь, 1987. – 120 с.

РАЗРАБОТКА ДЕМОНСТРАЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ ПО ДИСЦИПЛИНЕ «ЭЛЕКТРОДИНАМИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН» В CST MICROWAVE STUDIO

В. В. Атласова, В. С. Панько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28
E-mail: basket417_89@mail.ru

При помощи САПР CST Microwave Studio проведено моделирование распространения электромагнитных колебаний в различных условиях. Результаты моделирования представлены в виде трехмерных анимаций распределения поля. Подготовлена презентация для лекционного курса «Электродинамика и распространение радиоволн» с полученными анимациями.

Электромагнитное поле – это трёхмерная векторная величина, изменяющаяся во времени. Его распределение в пространстве зависит от всех трех пространственных коор-

динат, а также от времени. Для наглядного изображения картины распределения поля существует интересная возможность анимации: в этом случае поле отображается в виде векторов-стрелок, направление и длина которых пропорциональны значению поля. Амплитуда и направление векторов изменяются в реальном времени в соответствии с изменением полной фазы электромагнитного колебания (что эквивалентно изменению по времени). Анимации могут быть представлены в виде видеоролика на экране компьютера или мультимедийного проектора, так как на бумаге их показать невозможно.

Расчет распределения поля и создание анимаций производится в пакете CST Microwave Studio (Computer Simulation Technology). Основным назначением анимаций является их использование в качестве демонстрационного материала при преподавании курса «Электродинамика и распространение радиоволн». Для рассмотрения в данной работе выбраны следующие темы из курса.

1. Распространение плоских волн с линейной поляризацией в различных средах: свободное пространство; диэлектрик без потерь; диэлектрик с потерями. Проведено моделирование распространения волн для свободного пространства и диэлектрической среды с различными параметрами. На рис. 1 представлено распределение вектора магнитного поля H плоской электромагнитной волны при ее распространении в свободном пространстве (слева) и в диэлектрике с $\varepsilon = 4$ и $\mathrm{tg}\delta=1$ (справа). Анимация демонстрирует уменьшение фазовой скорости и затухание электромагнитной волны при распространении в диэлектрической среде с потерями.

2. Поляризация электромагнитных волн: линейная; круговая (левая и правая); эллиптическая. На рис. 2 проиллюстрировано изменение вектора H в трёхмерном пространстве для плоской волны с круговой правой и эллиптической поляризацией. При анимации вектор описывает круг или эллипс, моделирование проведено для коэффициента эллиптичности 0,5; 0,25, и разной ориентации осей эллипса.

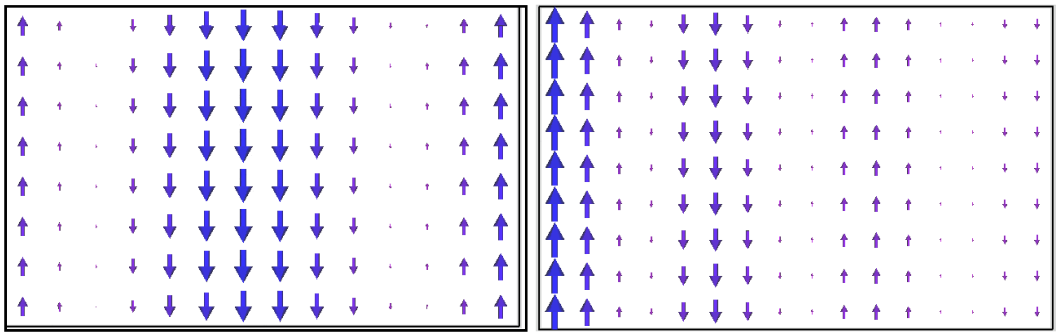


Рис. 1. Распространение плоской волны в различных средах

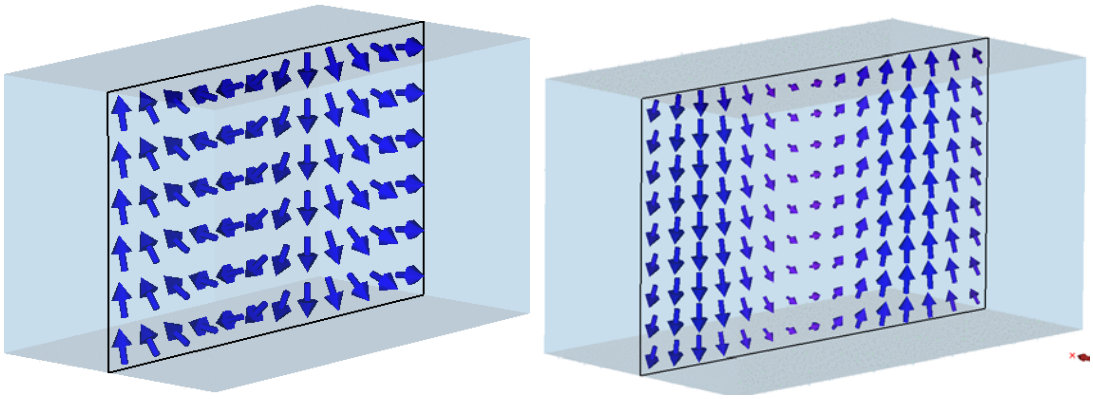


Рис. 2. Плоская волна с круговой и эллиптической поляризацией

3. Суперпозиция падающей и отражённой волн на границе раздела между идеально проводящей средой и свободным пространством. При этом образуется «ячеистая» структура суммарного электромагнитного поля, перемещающаяся вдоль границы раздела. Анимация структуры поля дополняет понятие направляемых волн и служит подготовительным материалом при переходе к рассмотрению картины поля в волноводах. На рис. 3 представлено распределение векторов магнитного поля H и E плоской электромагнитной волны при падении на границу раздела под углом 45^{o}. Изменение угла падения приводит к другой картине распределения суммарного поля, как показано на рис. 4, где угол падения составляет 30^{o}.

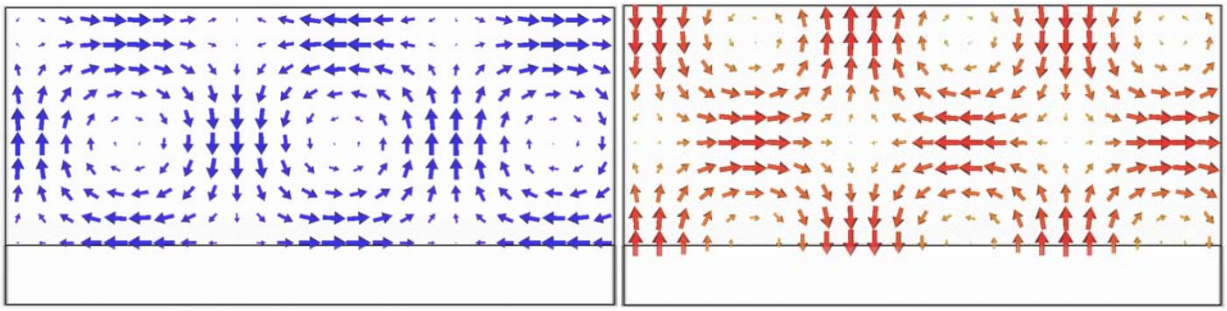


Рис. 3. Суперпозиция падающей и отраженной волн при падении на границу раздела под углом 45^{o}

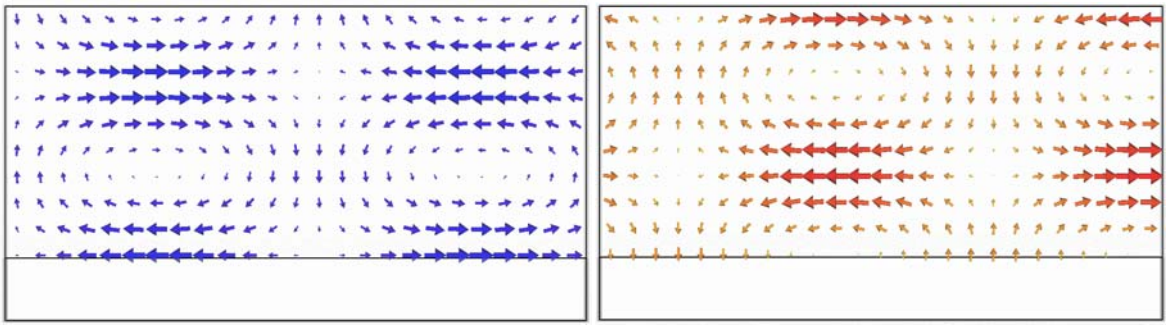


Рис. 4. Суперпозиция падающей и отраженной волн при падении на границу раздела под углом 30^{o}

На основе созданных анимаций подготовлена презентация, используемая в курсе лекций по дисциплине «Электродинамика и распространение радиоволн».

АКТИВНАЯ ФАЗИРОВАННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА АК ДРЛО

А. С. Поздняков, С. С. Дубинин, А. Е. Карлов, А. С. Артюх (научный руководитель)

Военный авиационный инженерный университет (г. Воронеж)
394064, Воронеж, ул. Старых большевиков, 54а
E-mail: Artyukh@list.ru

Представлен вариант построения неподвижной трехгранной активной фазированной антенной решетки (АФАР) авиационного комплекса дальнего радиолокационного обнаружения (АК ДРЛО) с неэквидистантным оптимальным размещением излучателей по апертуре подрешеток. Рассмотрены недостатки существующей неподвижной трехгранной антенной решетки АК ДРЛО, синтезирован излучающий раскрыв АФАР с нелинейно-дифракционным фазированием и исследованы его характеристики направленности.

Опыт локальных военных конфликтов последних лет показывает, что роль АК ДРЛО постоянно возрастает. Одним из основных путей повышения эффективности АК ДРЛО является использование АФАР.

АФАР для АК ДРЛО имеет ряд отличительных особенностей по сравнению с радиолокационными комплексами других типов. При создании АФАР для самолетов данного типа основными проблемами являются: проектирование излучающего раскрыва и приемопередающих модулей (ППМ), проектирование СВЧ-распределительной системы, разработка схем управления, электропитания, охлаждения, измерения и контроля характеристик в процессе эксплуатации. Для современных и перспективных АК ДРЛО основными являются L- и S-диапазоны длин волн. Принципиальными проблемами построения АФАР, предназначенных для работы в составе радиолокационной станции таких комплексов, является получение низкого уровня боковых лепестков (УБЛ) диаграммы направленности (ДН), широкого сектора сканирования луча, возможность одновременного формирования суммарной и парциальных ДН в режиме приема, реализация режима кругового обзора при ограниченных возможностях размещения антенны на борту воздушного судна. Требуемая мощность излучения АФАР обеспечивается числом ППМ и величиной их выходной мощности [1].

Одним из перспективных вариантов построения АФАР L-диапазона, является антенная система, предназначенная для установки на самолете А-50И [2]. Антенна и обтекатель на А-50И не вращаются. В состав антенны радиолокационной станции входят три фазированные антенные решётки (ФАР), образующие треугольник и расположенные в неподвижном грибовидном обтекателе, состоящем из металлического силового кессона и трёх радиопрозрачных оболочек. ФАР расположены по торцам кессона. Требуемый УБЛ ДН в данной АФАР получается за счет эллиптического обвода излучающего полотна и формирования в нем соответствующих амплитудных распределений поля. В режиме приема используется плавно уменьшающееся от центра к краям раскрыва распределение амплитуд, формирующееся с помощью установленных в приемных каналах аттенюаторов. В режиме передачи заданный УБЛ обеспечивается специальным трехступенчатым амплитудным распределением, реализуемым в ППМ с тремя номиналами выходной мощности. Установка фаз и амплитуд сигналов в каналах решетки обеспечивается пяти- и шестиразрядными фазовращателями и аттенюаторами.

На этапе отработки (настройки) каждого образца АФАР производится тщательная подстройка фазовращателей и аттенюаторов ППМ. Выход каждого ППМ соединен коаксиальными кабелями с соответствующими излучателями на всех трех антенных полотнах. Длина соединительных кабелей составляет около 5 м для подключения к средней части излучающего полотна и около 10 м – для остальных, что приводит к ослаблению передаваемого и принимаемого СВЧ-сигналов на 2 дБ для средней части АФАР и на 4 дБ – для периферийной части [1].

В целях упрощения диаграммообразующей схемы неподвижной трехгранной АФАР предлагается применить неэквидистантное размещение излучателей по апертуре каждой из трех подрешеток, а для управления ДН использовать нелинейно-дифракционный способ фазирования, характерный для нежестких антенных решеток, не требующий применения фазовращателей и настройки (юстировки) АФАР [3].

Неэквидистантное размещение позволяет получить в АФАР неравномерное амплитудно-фазовое распределение при одинаковых амплитудах в ППМ за счет сосредоточения излучателей в центре раскрыва и разрежения к краям. При этом исключаются потери энергии в соединительных кабелях разной длины. Для дальнейшего снижения УБЛ ДН возможно использование управляемых аттенюаторов в каждом канале АФАР.

В целях получения высоких характеристик направленности АФАР АК РЛДН целесообразно сформировать ДН, оптимальную в Дольф-Чебышевском смысле, у которой при заданной ширине главного лепестка уровень боковых лепестков минимален [4]. Распределение излучателей по апертуре каждой из трех АФАР производилось в соответствии с методикой, представленной в [3].

На рис. 1 и 2 представлены излучающий раскрыв (местоположение фазовых центров антенн ППМ) и ДН синтезированной подрешетки АФАР размером $a \times b = 450 \times 180$ см, состоящей из 500 ППМ со слабонаправленными антеннами.

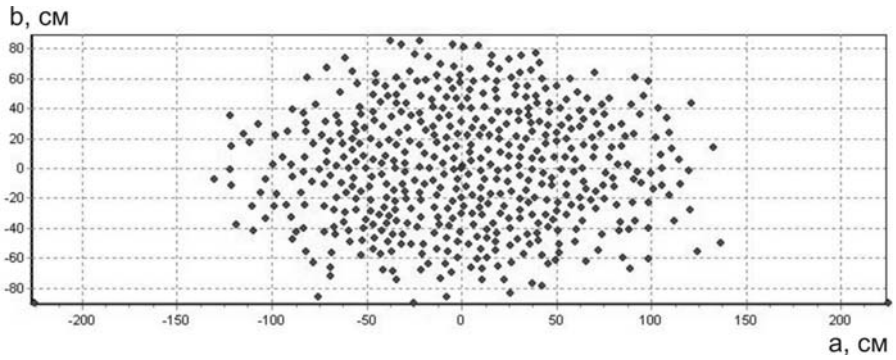


Рис. 1. Размещение фазовых центров антенн ППМ в раскрыве АФАР

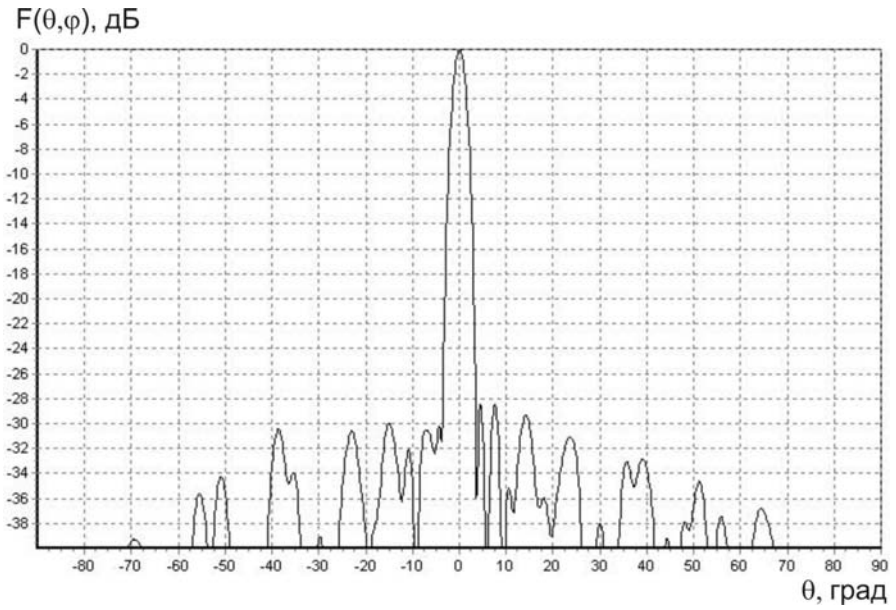


Рис. 2. Диаграмма направленности АФАР в азимутальной плоскости

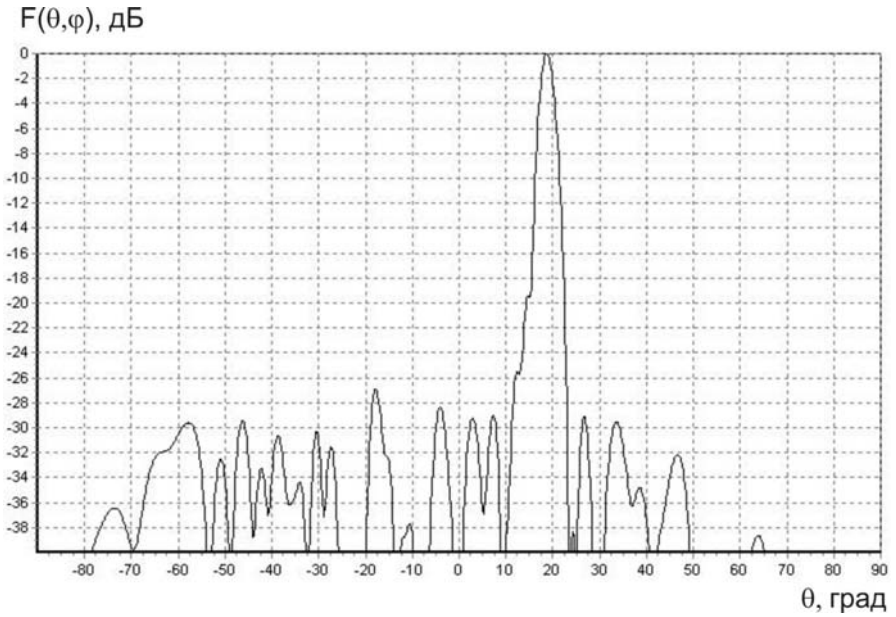


Рис. 3. Диаграмма направленности АФАР при сканировании

Ширина ДН подрешетки АФАР составляет порядка 2 градусов, а УБЛ не превышает значение –28 дБ. При сканировании ширина ДН расширяется до 2.5 градусов, а УБЛ не превышает значения –20 дБ при отклонении луча от нормали до предельных 60 градусов. На рис. 3 представлена ДН подрешетки АФАР при смещении главного лепестка в азимутальной плоскости на 18 градусов.

Таким образом, в результате проведенных исследований предложен вариант построения неподвижной трехгранной АФАР для АК ДРЛО с неэквидистантным оптимальным размещением излучателей по апертуре подрешеток, фазирование ППМ которой осуществляется нелинейно-дифракционным способом. Сформирован оптимальный в Дольф-Чебышевском смысле излучающий раскрыв подрешетки трехгранной АФАР и исследованы его характеристики направленности. К достоинствам предложенной АФАР относится отсутствие фазовращателей для управления лучом ДН; не требуется сложная кабельная система, формирующая амплитудно-фазовое распределение в раскрыве; не требуется конечная настройка излучающего полотна АФАР, в результате чего стоимость всей антенной системы по сравнению с аналогами существенно снижается.

Список литературы

1. Верба, В. С. Обнаружение наземных объектов. Радиолокационные системы обнаружения и наведения воздушного базирования / В. С. Верба. – М. : Радиотехника, 2007. – 360 с.

2. Ригмант, В. Г. Отечественные самолёты и вертолёты ДРЛО / В. Г. Ригмант // Авиаколлекция. – 2009. – № 3. – С. 14–18.

3. Артюх, А. С. Статистический синтез излучающего раскрыва лопастной активной фазированной антенной решетки / А. С. Артюх, А. В. Леньшин, Ю. И. Маевский // Антенны. – 2010. – № 5. – С. 4–8.

4. Креслинь, К. А. Расчет диаграмм направленности систем излучателей с использованием ЭВМ / К. А. Креслинь, С. А. Мещеряков, В. А. Шепелин. – М. : ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 1988. – 110 с.

РЕГУЛЯРНАЯ И ХАОТИЧЕСКАЯ ДИНАМИКА В СИСТЕМЕ ДВУХ СВЯЗАННЫХ СВЧ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

А. А. Усюкевич, С. С. Новиков (научный руководитель)

Томский государственный университет
634050, Томск, ул. Ленина, 36
E-mail: usjukevitch@sibmail.com

Представлено экспериментальное исследование системы двух взаимосвязанных СВЧ автогенераторов, каждый из которых в автономном режиме генерирует стабильные одночастотные колебания. Исследованы условия существования регулярных когерентных и хаотических колебаний. Обсуждаются возможности управления колебательными режимами системы.

Введение

Источники колебаний с динамическим хаосом находят все большее применение при построении помехозащищенных информационных систем связи [1, 2]. Известны десятки различных схем, демонстрирующих хаотическое поведение, однако использование их в качестве источников несущих колебаний оказывается не всегда эффективным. Это обусловлено фактором мультистабильности, а также высокой критичностью динамических характеристик к изменению параметров активных приборов под влиянием внешних условий. По этой причине обеспечение надежного синхронного хаотического отклика для детектирования сигнала на приемной стороне представляет собой достаточно серьезную проблему.

Хаотическая динамика в автоколебательных структурах часто возникает за счет неустойчивости некоторых базовых регулярных движений как результат специфических взаимодействий динамических переменных системы, являющихся компонентами движения. Конструирование этих взаимодействий составляет основную задачу при создании источников хаотических колебаний с заданными свойствами. В большинстве известных схем указанное взаимодействие реализуется на общей нелинейности усилительного элемента или активного прибора, что, по-видимому, и является основной причиной указанной нестабильности. Примеры структур с распределенной нелинейностью дают системы взаимносинхронизированных автогенераторов. Разрушение когерентности в таких системах при развитых автоколебательных режимах парциальных подсистем может обеспечить высокую степень грубости режима динамического хаоса. Как показывают наши исследования [3, 4], эффективное управление устойчивостью динамических режимов может базироваться на резонансных свойствах взаимной связи автогенераторов.

В настоящей работе представлены экспериментальные результаты исследования влияния резонансных свойств параметра взаимной связи СВЧ автогенераторов на характеристики регулярных когерентных и хаотических колебаний.

1. Неустойчивость синхронных режимов в системе автогенераторов с резонансной взаимной связью

Влияние резонансных свойств канала взаимной связи на устойчивость когерентных движений в системе двух автогенераторов может быть описано с помощью модели общего вида (рис. 1). Автогенераторы представлены комплексными проводимостями активных элементов $S_k(U_k)$ и колебательных систем $y_k(j\omega)$, k = 1,2. Цепь взаимной связи Y содержит диссипативные элементы-нагрузки и задается проводимостями $y_{kk}(j\omega)$, $y_{km}(j\omega)$. Автогенераторы (в парциальном смысле) имеют одночастотные колебательные системы. При близости частот в системе могут существовать синхронные колебания; в случае равенстве частот и полной симметрии системы им соответствуют разности фаз $\Delta\varphi = 0, \pi$.

В [5] было показано, что для широкого класса симметричных пассивных четырехполюсников параметр взаимной связи определяется выражением:

$$y_{12} = \frac{-2s}{(\cos\alpha - 2s\cos\Theta) + j\sin\alpha} g_0 . \qquad (1)$$

Входящие в (1) величины вводятся элементом матрицы рассеяния $S_{12} = s\exp(-j\alpha)$. Параметр s определяет величину связи автогенераторов: $0 \le |S_{12}| = s \le 0.5$; его верхнее значение соответствует отсутствию в цепи связи дополнительных, кроме общей нагрузки, диссипативных элементов, g_0 – волновая проводимость входных линий передачи, Θ – параметр несимметрии. Пример простейшей цепи связи приведен на вкладке рис. 2. Если считать аргумент S_{12} зависимым от частоты – $\alpha(\omega)$, то соотношение (1) в полной мере описывают резонансные свойства проводимости связи $y_{12}(j\omega)$. Действительно, в некоторой узкой области частот вблизи ω_0 ($\alpha(\omega_0) = 2n\pi$) имеем $\mathrm{Re}\, y_{12} < 0$ и $\mathrm{Im}\, y_{12} \approx 0$. При данном (первом) типе резистивной связи устойчивы синфазные ($\Delta\varphi \approx 0$) или близкие к ним синхронные колебания. Для $\Theta = 0$ в случае сильной связи $s \to 0.5$ эта область сужается и в пределе стягивается в точку. Как видно из (1), введение несимметрии ($\Theta \neq 0$) расширяет область «резонанса» параметра $y_{12}(j\omega)$. В области частот вокруг $\alpha = (2n + 1)\pi$ имеем нерезонансную резистивную связь второго типа – $\mathrm{Re}\, y_{12} > 0$; при данной связи устойчивы противофазные ($\Delta\varphi \approx \pi$) или близкие к ним колебания. В случае антисимметричной системы ($\Theta = \pi$) при $s \to 0.5$ имеем также резонансное поведение параметра $y_{12}(j\omega)$.

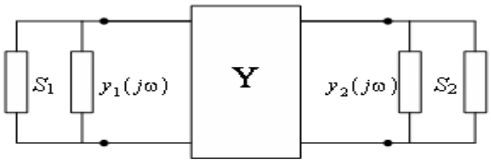


Рис. 1. Система двух автогенераторов

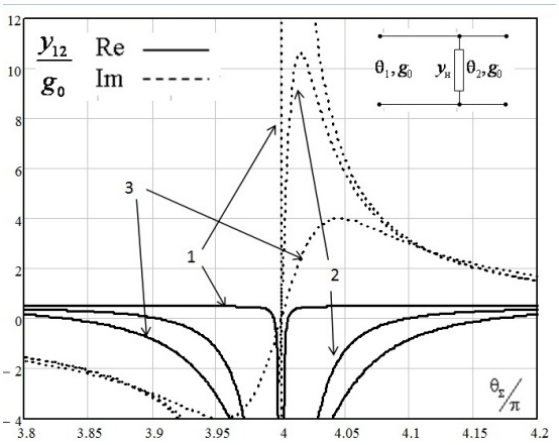


Рис. 2. Резонансные свойства параметра связи y_{12} схемы с одной нагрузкой: $1-\sigma\to 0,\ \Theta=0^0$, $2-\sigma=0{,}3,\ \Theta=0^0$; $3-\sigma\to 0,\Theta=30^0$

Условия локальной устойчивости синхронных режимов с учетом резонансных свойств параметра связи были первоначально получены в [6]. В случае полной симметрии системы условие фазовой устойчивости для синфазных колебаний ($\Delta\varphi=0$) сводится к простому виду:

$$g_{12}/(C-2C_{12})<0, \tag{2}$$

$$y_{12}(j\omega_0)=-g_{12}<0,\ 2C_{12}=d(\operatorname{Im} y_{12}(j\omega))/d\omega\big|_{\omega_0}>0.$$

Здесь $C_1=C_2=C$ – эквивалентная емкость резонансных систем автогенераторов. В случае слабых частотных свойств связи ($2C_{12}<C$) условие (2) безусловно выполняется, и в системе может существовать синфазный режим; при сильной резонансной связи ($2C_{12}>C$) этот режим неустойчив. Так как противофазные колебания также неустойчивы (для их устойчивости необходимо иметь связь типа $\operatorname{Re} y_{12}>0$), то когерентный режим невозможен. Поскольку система не имеет других стационарных синхронных решений, то следует ожидать ее перехода в режим динамического хаоса.

Схема на рис. 2 иллюстрирует частотные свойства параметра связи. Для нее электрическая длина канала $\Theta_\Sigma=\Theta_1+\Theta_2\equiv\alpha$, $\Theta=\Theta_2-\Theta_1$, $y_н=2g_0$, σ – погонные потери в цепи. В случае $\Theta=0$ теоретический предел $\sigma\to 0$, соответствующий $s\to 0.5$, дает $C_{12}\to\infty$ (кривые 1). Введение погонных потерь $\sigma\neq 0$ (кривые 2) или несимметрии $\Theta\neq 0$ (кривые 3) расширяют область резонанса и уменьшают C_{12}.

3. Экспериментальное исследование

Экспериментальное исследование проведено на системе двух перестраиваемых по частоте транзисторных СВЧ автогенераторов (рис. 3). Автогенераторы собраны в виде отдельных несимметричных полосковых конструкций на транзисторах T_k типа КТ640 и варикапах D_k типа АА620. Линия канала связи для уменьшения погонных потерь выполнена на отрезках воздушной несимметричной полосковой линии. Платы генераторов и канала связи соединяются с помощью стандартных 50-омных коаксиальных разъемных соединений. Топология канала связи соответствует схеме на рис. 2. В автономном режиме автогенераторы демонстрируют стабильный одночастотный режим с выходной мощностью (35–45) мВт в полосе перестройки (2.9–3.5) ГГц.

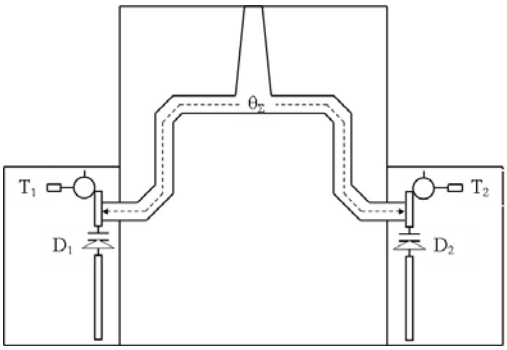
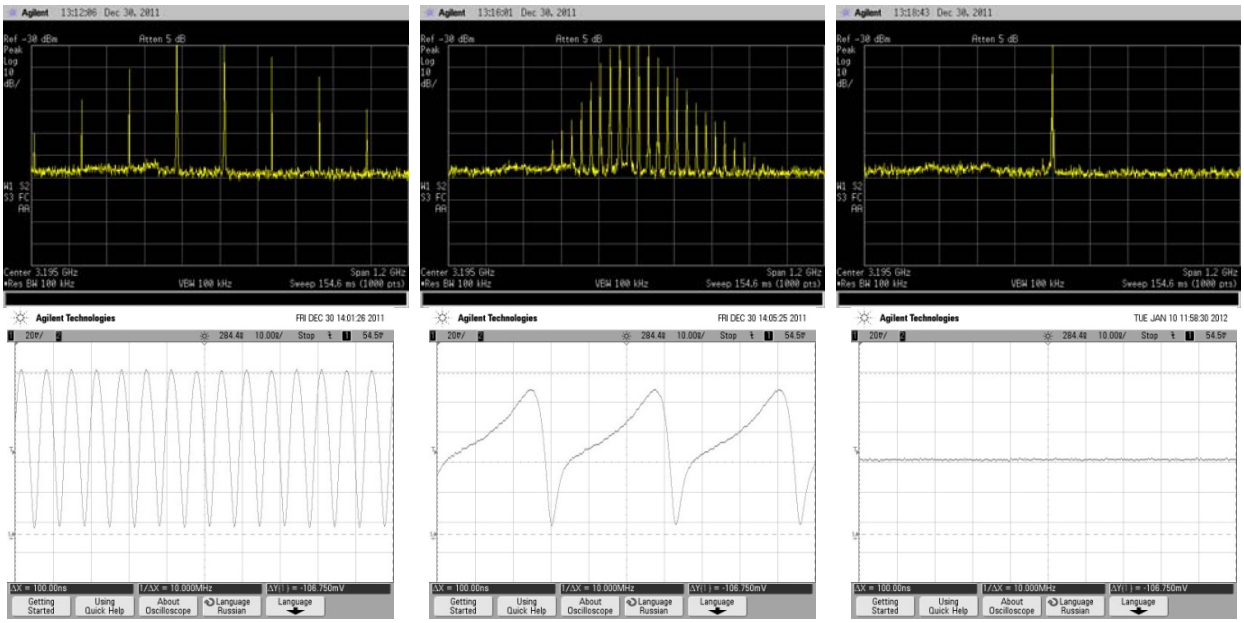


Рис. 3. Топология экспериментальной схемы

В случае симметричной системы при настройке в область, где $\mathrm{Re}\, y_{12} > 0$, устойчив синхронный режим противофазных колебаний. На рис. 4 отражена трансформация спектров колебательного процесса (полоса обзора – 1.2 ГГц), а также форм огибающих, полученных путем детектирования суммарного сигнала в канале нагрузки на границе полосы синхронизации. При отстройке порядка 200 МГц (рис. 4, *а*) в системе существует режим биений; то есть разность фаз колебаний $\Delta\varphi(t)$ проходит полный цикл изменения: $0 \div 2\pi$. При этом огибающая суммарного сигнала на периоде биений достигает максимального и минимального уровней (пунктирные линии), соответствующих синфазным и противофазным колебаниям автогенераторов. Спектр колебаний весьма насыщенный и занимает полосу почти один гигагерц. Это указывает на большую девиацию частоты, что является следствием сильного увлечения (модуляции) фаз генераторов в пределах периода биений. Сближение частот генераторов приводит к увеличению периода биений и сгущению спектра (рис.4б) с последующим захватом частот (рис. 4, *в*).



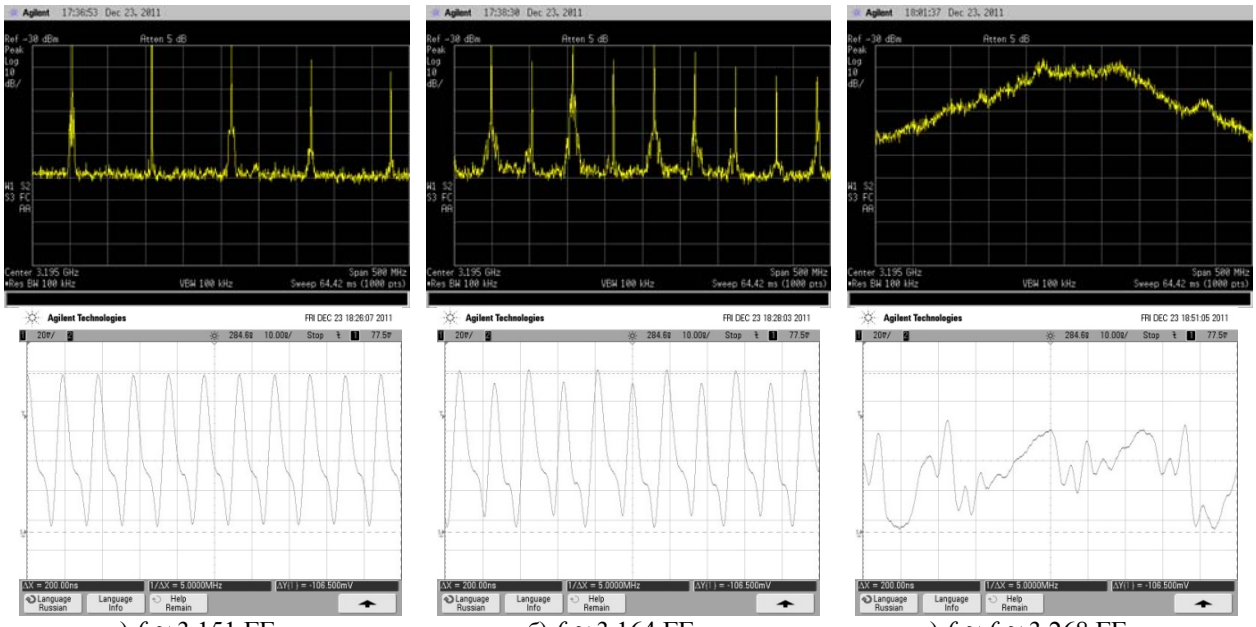
а) $f_2 \approx 2{,}983$ ГГц *б*) $f_2 \approx 3{,}139$ ГГц *в*) $f_2 \approx 3{,}158$ ГГц

Рис. 4. Трансформация спектра и временная реализация колебаний системы при различных частотных расстройках автогенераторов для длины канала $\Theta_\Sigma \approx 5\pi$; частота первого автогенератора f_1 равна 3,217 ГГц

При настройке системы в область резонанса ($\Theta_\Sigma \approx 4\pi$) и при больших взаимных расстройках (более 80–100 МГц) синхронизм отсутствует; характер спектра и биений аналогичен рис. 4, *а*. При дальнейшем сближении частот синхронизм не наступает. Вместо этого наблюдается переход через каскад бифуркаций удвоения периода биений (рис. 5, *б*) к ре-

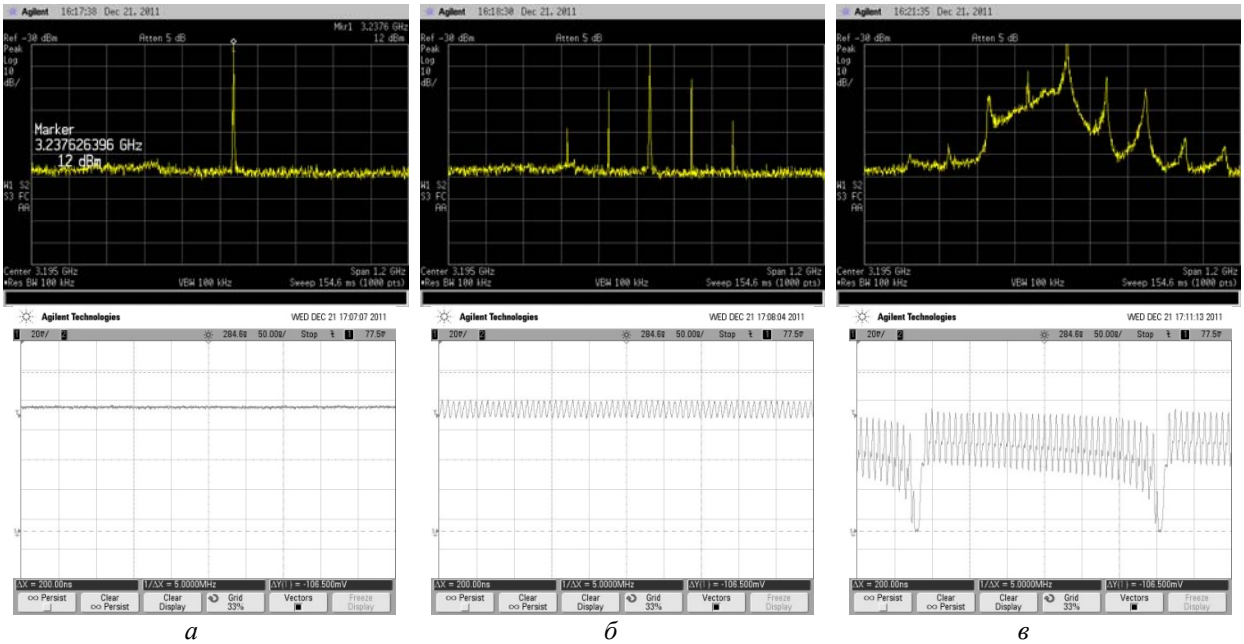
жиму динамического хаоса (рис. 5, *в*, полоса обзора – 500 МГц). Ширина спектра хаотических колебаний составляет более 1 ГГц. Как видим, бифуркация удвоения вызвана неустойчивостью колебаний в области $\Delta\varphi(t) \approx 0$.

Обусловленность хаотического поведение системы автогенераторов резонансными свойствами канала взаимной связи доказывается также следующими опытами. При введении несимметрии Θ в цепь связи порядка 10–20° с сохранением длины канала связи Θ_Σ хаотические колебания не возникают. Во всем диапазоне перестройки автогенераторов существует когерентный синфазный режим. Введение погонных потерь в линию передачи приводит к аналогичным результатам: устойчивым является режим суммирования; признаки хаотических движений утрачиваются.



а) $f_2 \approx 3{,}151$ ГГц *б*) $f_2 \approx 3{,}164$ ГГц *в*) $f_2 \approx f_1 \approx 3{,}268$ ГГц

Рис. 5. Трансформация спектра и временная реализация колебаний системы при различных частотных расстройках автогенераторов для длины канала $\Theta_\Sigma \approx 4\pi$; частота первого автогенератора f_1 равна 3,268 ГГц



а *б* *в*

Рис. 6. Трансформация спектра и временная реализация колебаний системы автогенераторов при уменьшении погонных потерь в цепи: $\Theta_\Sigma \approx 4\pi$; $f_2 \approx f_1 \approx 3{,}240$ ГГц

На рис. 6 представлены характеристики процессов при последовательном уменьшении погонных потерь для случая нулевой расстройки частот автогенераторов. При $s \approx 0.375$ устойчив режим синфазных колебаний (рис. 6, *а*). При уменьшении потерь ($s \approx 0.384$) условие (2) не выполняется и в области $\Delta\varphi(t) \approx 0$ мягко возникает модуляционная неустойчивость (рис. 6, *б*). При достижении $s \approx 0.45$ в спектре возникает шумовой пьедестал (рис. 6, *в*). Далее при $s \to 0.5$ регулярные составляющие спектра исчезают и система переходит в режим развитого динамического хаоса со сплошным спектром (см. рис. 5, *в*).

Заключение

Представленные в работе экспериментальные результаты подтверждают возможность построения в СВЧ диапазоне на основе систем связанных автогенераторов управляемых источников со стабильными монохроматическими или хаотическими режимами. Показано, что разрушение когерентного режима в системе связанных СВЧ автогенераторов обусловлено сильной резонансной связью.

Список литературы

1. Владимиров, С.Н. Нелинейно-динамическая криптология. Радиофизические и оптические системы / С.Н. Владимиров, И.В. Измайлов, Б.Н. Пойзнер. – М. : ФИЗМАТЛИТ, 2009. – 208 с.

2. Дмитриев, А.С. Динамический хаос: новые носители информации для систем связи / А.С. Дмитриев, А.И. Панас. – М. : Наука, 2002. – 252 с.

3. Новиков, С.С., Усюкевич А.А. // Изв. вузов. Физика. – 2009. – № 11/2. – С. 283.

4. S.S. Novikov, A.A. Usjukevitch // Proc. of 16th Int. Symp. on High Current Electronics. Tomsk, Russia. 2010. P. 512.

5. Майдановский, С.А., Новиков С.С. // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48. – № 5. – С. 595.

6. Владимиров, С.Н. Нелинейные колебания многочастотных автоколебательных систем / С.Н. Владимиров, А.С. Майдановский, С.С. Новиков. – Томск : Изд-во Томск. ун-та, 1993.

АНОМАЛЬНОЕ ОТРАЖЕНИЕ В ХОЛЕСТЕРИЧЕСКОМ ЖИДКОМ КРИСТАЛЛЕ СО СБОЕМ ФАЗЫ

М. В. Пятнов[1], И. В. Тимофеев[2] (научный руководитель)

[1] Сибирский федеральный университет
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 26
[2] Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН
660036, г. Красноярск, Академгородок 50/38
E-mail: MaksPyatnov@yandex.ru

Численно строится спектр пропускания циркулярно-поляризованного излучения, проходящего через слой правозакрученного холестерического жидкого кристалла с дефектом в виде скачка ориентации директора. В фотонной запрещенной зоне дефекту соответствует пик пропускания правополяризованного излучения. На этой же частоте левозакрученное излучение образует аномальный пик отражения. Показано, что на данной частоте аномальный коэффициент пропускания не зависит от поляризации падающего излучения. При увеличении числа витков холестерика аномальное пропускание экспоненциально падает, но не достигает нуля.

Данная статья посвящена фотонным кристаллам (ФК) – средам, диэлектрические свойства которых меняются периодически в одном, двух или трех измерениях с характерным пространственным масштабом периодичности порядка оптической длины волны. Главным свойством ФК является наличие фотонных запрещенных зон (ФЗЗ) – спектральных областей, в которых электромагнитные волны не могут распространяться, поэтому

испытывают отражения от структуры. Благодаря их существованию, возможно реализовать ряд интересных режимов распространения электромагнитных волн [1–3].

Особым классом одномерных фотонных кристаллов являются холестерические жидкие кристаллы (ХЖК), обладающие уникальными свойствами: широкой областью прозрачности, сильной нелинейностью и высокой чувствительностью к внешним полям – температурному, электрическому и магнитному. Особенностью строения холестериков является то, что внутри слоя молекулы расположены тонкими однородными подслоями, таким образом, что директор (преимущественное направление молекул) каждого подслоя повернут относительно предыдущего, и конец директора описывает пространственную спираль (винтовую линию).

Отличием ХЖК от других видов ФК является то, что они обладают круговым дихроизмом. ХЖК имеют фотонную запрещенную зону (ФЗЗ) для света, распространяющегося вдоль оси ХЖК, с круговой поляризацией, совпадающей с закруткой холестерической спирали. При отражении света от ХЖК не происходит изменения знака поляризации. Волны с противоположной круговой поляризацией проходят через среду холестерика почти без изменения.

В данной работе рассматриваются оптические и спектральные свойства в ХЖК–структуре, которая представляет собой слой правозакрученного холестерического жидкого кристалла с дефектом в виде скачка ориентации директора [4]. Показатель преломления ХЖК зависит от глубины среды периодически (рис. 1). В дефекте наблюдается сбой фазы этой зависимости.

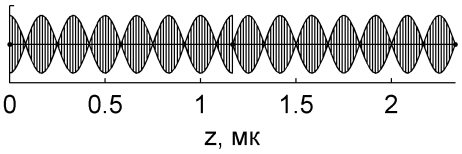


Рис. 1. Схема поворота директора ХЖК с глубиной среды.
Совмещено два слоя ХЖК по 3 шага спирали в каждом слое

Структура окружена средой с показателем преломления $n = (n_e + n_o)/2$, где $n_o = 1.7$ и $n_e = 1.3$ обыкновенный и необыкновенный показатели преломления ХЖК соответственно. Параметры структуры были подобраны таким образом, чтобы пик пропускания в ФЗЗ спектра отражения структуры находился на строго фиксированной частоте. Для этого шаг спирали ХЖК был взят в виде P = 1 мкм/2n = 1/3 мкм.

Расчёт спектра пропускания и распределения поля в образце для волн правой и левой круговых поляризаций проводился методом матрицы переноса [5].

Суть метода заключается в численном решении уравнений Максвелла с учетом материальных уравнений среды. В системе СГСЭ они записываются матрицей размера 6x6:

$$\begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{\partial}{\partial z} & \frac{\partial}{\partial y} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{\partial}{\partial z} & 0 & -\frac{\partial}{\partial x} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial x} & 0 \\ 0 & \frac{\partial}{\partial z} & -\frac{\partial}{\partial y} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\partial}{\partial z} & 0 & \frac{\partial}{\partial x} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\partial}{\partial y} & -\frac{\partial}{\partial x} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \\ H_x \\ H_y \\ H_z \end{pmatrix} = \frac{1}{c}\frac{\partial}{\partial t} \begin{pmatrix} \varepsilon_{xx} & \varepsilon_{xy} & \varepsilon_{xz} & \rho_{xx} & \rho_{xy} & \rho_{xz} \\ \varepsilon_{yx} & \varepsilon_{yy} & \varepsilon_{yz} & \rho_{yx} & \rho_{yy} & \rho_{yz} \\ \varepsilon_{zx} & \varepsilon_{zy} & \varepsilon_{zz} & \rho_{zx} & \rho_{xy} & \rho_{zz} \\ 0 & 0 & 0 & \mu_{xx} & \mu_{xy} & \mu_{xz} \\ 0 & 0 & 0 & \mu_{yx} & \mu_{yy} & \mu_{yz} \\ 0 & 0 & 0 & \mu_{zx} & \mu_{zy} & \mu_{zz} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \\ E_z \\ H_x \\ H_y \\ H_z \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где $\vec{E}$ и $\vec{H}$ – напряженности электрического и магнитного полей, соответственно; $\hat{\varepsilon}$ и $\hat{\mu}$ – тензоры диэлектрической и магнитной проницаемостей; $\hat{\rho}$ – тензор оптической активности.

В силу того, что холестерик рассматривается как одномерная слоистая структура, тензоры $\boldsymbol{\varepsilon}$, $\boldsymbol{\mu}$ и $\boldsymbol{\rho}$ не зависят от $\boldsymbol{x}$ и $\boldsymbol{y}$. Производные по оси $\boldsymbol{y}$ обращаются в ноль, а производные по оси $\boldsymbol{x}$ заменяются мнимым множителем $\boldsymbol{i\xi}$. В результате, четвёртая и шестая строки перестают быть дифференциальными уравнениями. После подстановки остаётся четыре неизвестных:

$$\frac{d}{dz}\begin{pmatrix} E_x \\ H_y \\ E_y \\ -H_x \end{pmatrix} = \frac{i\omega}{c}\begin{pmatrix} S_{41} & S_{44} & S_{42} & -S_{43} \\ S_{11} & S_{14} & S_{12} & -S_{13} \\ -S_{31} & -S_{34} & -S_{32} & S_{33} \\ S_{21} & S_{24} & S_{22} & -S_{23} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} E_x \\ H_y \\ E_y \\ -H_x \end{pmatrix}. \qquad (2)$$

Решив это линейное обыкновенное дифференциальное уравнение, можно вычислить значения коэффициентов пропускания и отражения для различных частот падающего света.

Трудность представляют граничные условия, так как на входе среды не известны амплитуды и фазы компонент отражённой волны, а на выходе – прошедшей. Однако, четыре соответствующие комплексные величины связываются системой четырёх линейных уравнений, посредством уравнения (2).

Полученный данным методом спектр отражения структуры представлен на рис. 2. По нему видно, что в спектре имеется два пика на одной частоте: один пик соответствует правой поляризации, другой пик – левой. Данный спектр аналогичен спектру структуры с изотропным дефектом [6, 7].

При увеличении числа периодов ХЖК пик пропускания правой поляризации уменьшается, а пик отражения левой поляризации увеличивается (рис. 3). Таким образом, при увеличении числа слоёв структуры и соответственно её длины возрастает т.н. аномальное отражение – отражение света той поляризации, которая должна была проходить сквозь структуру, но из-за наличия дефекта на определённой частоте испытывает отражение.

Для многих практических приложений фотонных кристаллов требуется создать ситуацию, при которой свет не будет проходить сквозь структуру – ноль пропускания. В нашем случае уже при длине структуры 20P средний коэффициент пропускания для любой поляризации имеет порядок 10^{-5}. На рис. 4 и 5 показана локализация поля для обеих поляризаций света. Обе поляризации локализуются на дефекте.

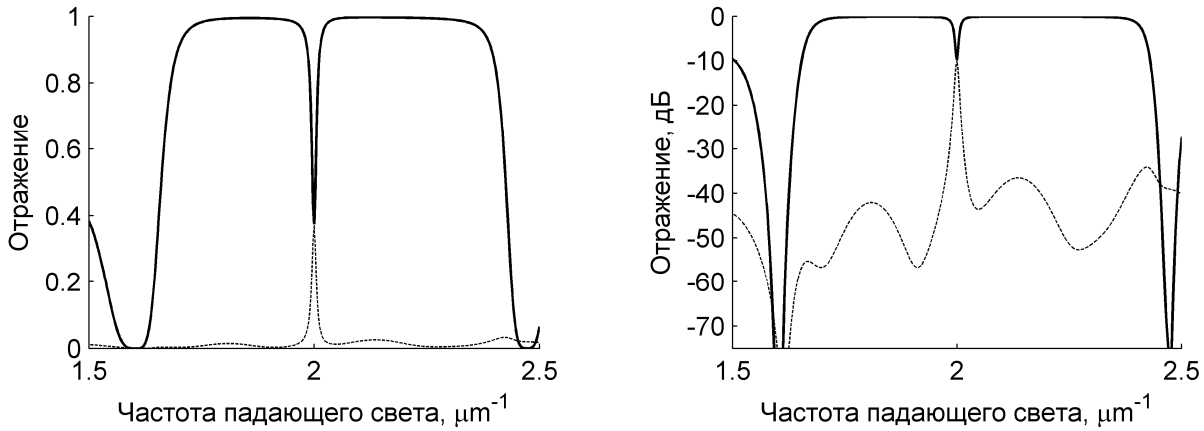


Рис. 2. Спектр отражения структуры длиной 6P (см на рис. 1). Сплошная линия для света правой круговой поляризации, пунктирная линия для света левой круговой поляризации

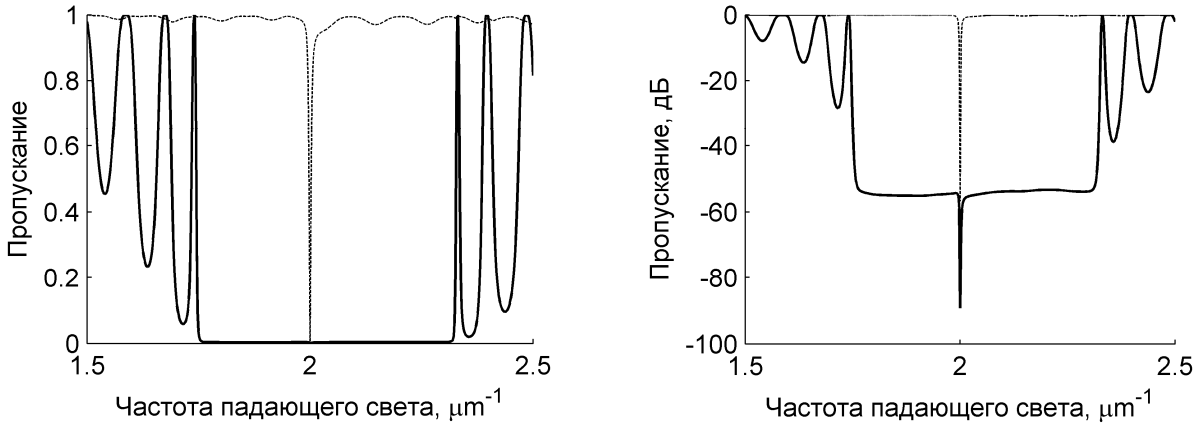
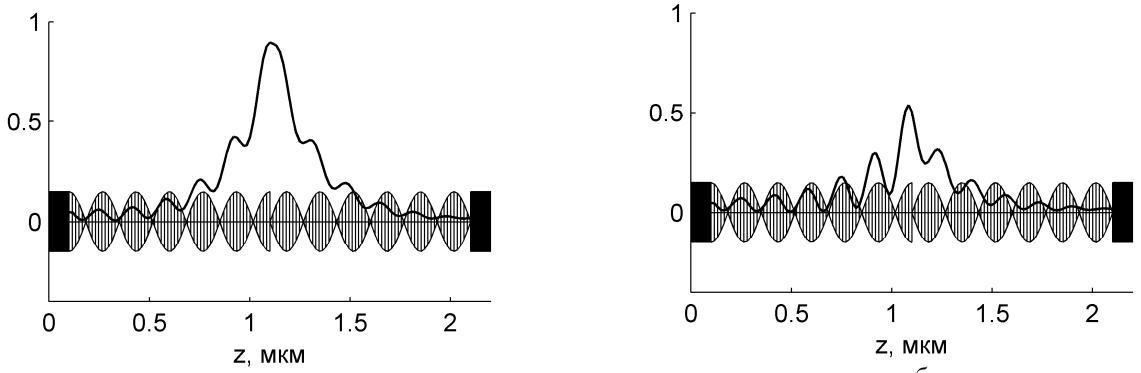


Рис. 3. Спектр пропускания структуры длиной 17Р. Сплошная линия для света правой круговой поляризации, пунктирная линия для света левой круговой поляризации



а *б*

Рис. 4. Локализация поля на сбое фазы для правополяризованного (*а*) и левополяризованного (*б*) света. Локальная интенсивность (ордината) выражена в относительных единицах



Рис. 5. Типичный вид спектра пропускания вблизи резонансной частоты дефекта. Относительная частота $\Delta\omega = \omega\text{-}2$ мкм$^{-1}$ где ω – частота падающего света

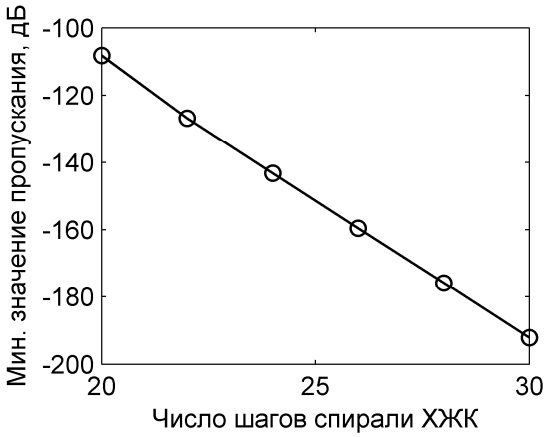


Рис. 6. Минимальные значения пропускания структуры с ростом числа шагов спирали ХЖК-слоя

В силу того что от холестерика должен отразиться только свет правой круговой поляризации, можно предположить, что на дефекте происходит нарушение ортогональности оптических мод. В результате этого и возникает аномальное отражение – асимметричный резонанс [8].

Как известно в одноканальных одномерных системах не может существовать ноль пропускания (теорема Ли [9]). Однако, в силу того что в ХЖК снято вырождение по поляризации, он является двуканальной системой и ограничение теоремы Ли не распространя-

ется на ХЖК-структуры. Однако, утверждение о существовании нуля пропускания в ХЖК-структуре с дефектом остается гипотезой.

При увеличении числа шагов спирали ХЖК пропускание уменьшается, приближаясь к нулю. На рис. 5 представлен типичный вид спектра пропускания вблизи резонансной частоты дефекта. Проведено исследование минимума пропускания в зависимости от числа шагов спирали ХЖК. Показано, что пропускание падает экспоненциально с ростом числа витков ХЖК-слоя, и не достигает нуля (рис. 6).

Список литературы

1. Шабанов, В.Ф. Оптика реальных фотонных кристаллов: жидкокристаллические дефекты, неоднородности / В.Ф. Шабанов, С.Я. Ветров, А.В. Шабанов. – Новосибирск : Изд-во СО РАН, 2005. – 240 с.

2. Ярив, А. Оптические волны в кристаллах / А. Ярив, П. Юх. – М. : Мир, 1986. – 616 с.

3. J.D. Joannopoulos, S.G. Johnson, J.N. Winn, R.D., Meade Photonic crystals. Molding the flow of light / Princeton Univ., 2nd ed., 2008. – 286 p.

4. J. Schmidtke, W. Stille, H. Finkelmann, Phys. Rev. Lett. 90, 083902 (2003).

5. D.W. Berreman, J. Opt. Soc. Am. 62(4), 502–510 (1972).

6. V.A. Belyakov, S.V. Semenov, ЖЭТФ, 139(4), 798-815 (2011).

7. Y.–C. Yang, C.-S. Kee, J.-E. Kim and H.Y. Park, Phys. Rev. E, 60, 6852 (1999).

8. A. E. Miroshnichenko, S. Flach, Yu.S. Kivshar, Fano resonances in nanoscale structures // Rev. Mod. Phys. – 2010. – Vol. 82. – P. 2257–2298.

9. H.-W.Lee, Phys. Rev. Lett. 82, 2358 (1999).

ТЕПЛОВОЙ АНАЛИЗ КОНСТРУКЦИИ СВЧ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА КМИС

А. И. Вольхин, В. И. Гуляев, В. С. Данилов (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630092, г. Новосибирск, пр-т К.Маркса, 20
E-mail: rector@nstu.ru

Приводится анализ конструкций полевых транзисторов КМИС с различными п/п материалами подложек и чипов транзистора. Приводится сравнение результатов моделирования с экспериментальными данными нагрева конструкции КМИС, полученных с помощью тепловизора высокого разрешения.

I. Введение

При проектировании монолитных (МИС) и квазимонолитных интегральных схем (КМИС) остро встаёт вопрос подбора качественных материалов для подложек и чипов транзистора. При всех своих высоких электрических показателях (подвижности электронов и дырок, пробивных напряжений и др.), материалы, используемые при создании ИС должны обладать хорошими тепловыми свойствами, а именно высокой теплопроводностью. Проблема отвода тепла от активных элементов схемы является ключевой в создании СВЧ ИС, поэтому так важен грамотный выбор материалов. Субмикронные размеры СВЧ транзисторов на ИС не позволяют на практике увидеть полной картины происходящих тепловых процессов на поверхности транзистора, а теоретический расчёт сложных конструкций СВЧ ИС очень длителен и не всегда является возможным. С появлением программной системы ANSYS стало возможным трехмерное моделирование тепловых процессов СВЧ ИС. В статье проводится анализ результатов теплового моделирования полевых транзисторов КМИС.

II. Анализ конструкции СВЧ ПТ КМИС

Конструкция КМИС описана в [1]. На рис. 1 представлено схематическое изображение конструкции. В табл. 1 представлены размеры и материалы всех частей конструкции. Такие размеры медного основания, а именно толщина 200 мкм (на практике она значительно больше) были определены путём предварительного анализа, который показал, что дальнейшее увеличение толщины основания не значительно влияет на конечный результат, но значительно увеличивает время расчета. Шаг затворов – 31 мкм. Для анализа различных конструкций во всех моделях был использован транзистор с шириной W_T = 100 x 12 = 1.2 мм.

Материалы

В расчетах использовались температурные зависимости теплопроводностей материалов. Только для припоя золото-олово было взято постоянное значение в 57.3 Вт/м·К при 85 ^oC. Источник свойств полупроводниковых материалов – [2].

Граничные условия

Температура окружающей среды +85^o С была приложена к нижней части медного основания. Излучения тепла в пространство не происходит. Расчёты проводились в стационарном режиме. В качестве тепловых источников использовались объёмы, встроенные в чип транзистора, имитирующие области затворов (п. 7 на рис. 1), с размерами, приведёнными в табл. 2. Расчет мощности, рассеиваемой под одним штырём затвора транзистора, приведён в табл. 1.

КМИС с чипом транзистора и подложкой из арсенида галлия(GaAs)

Для сравнения эффективности теплоотвода конструкции ПТ КМИС по сравнению с конструкцией ПТ МИС было проведено моделирование конструкции ПТ КМИС с чипом ТР – GaAs и подложкой – GaAs и ПТ МИС на подложке GaAs. Рассеиваемая мощность на затворе – 0.1 Вт.

Из рис. 2, *а* видно, что максимальная температура в канале чипа транзистора КМИС составила 157 ºС. Это практически точно совпадает с максимальной температурой в канале ТР для конструкции МИС, которая составляет 158 ºС (рис. 2, *б*), в то время как считалось, что КМИС даёт некоторое ухудшение в плане отвода тепла. Возможное объяснение – это наличие золотой площадки толщиной 4 мкм, на которую методом обратного монтажа паяется чип транзистора. Площадка из золота, теплопроводность которого порядка 315 Вт/м·К, служит хорошей областью, по которой растекается тепло идущее от истоков, на которых установлен чип транзистора.

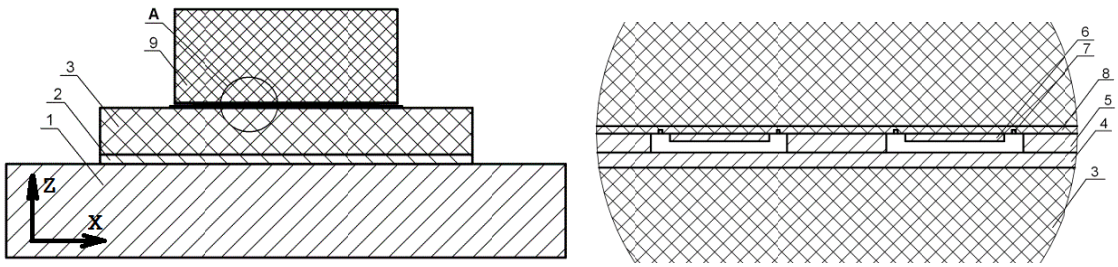


Рис. 1. Конструкция ПТ КМИС

Таблица 1

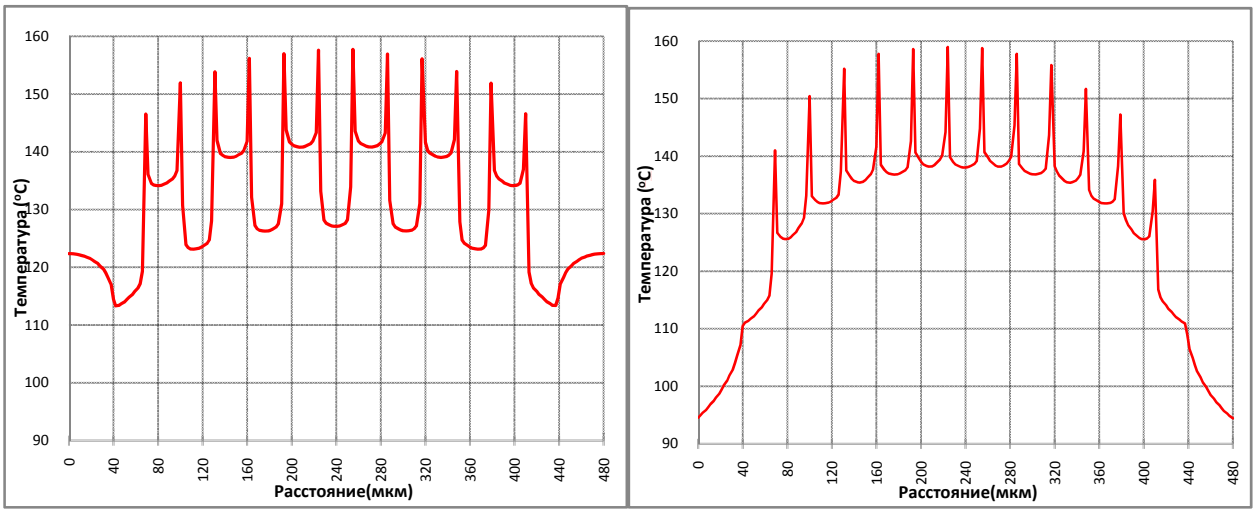
Расчёт рассеиваемых мощностей под затвором

W_T, мм	U_C	I_C	P_o	$P_{вых}/P_{уд}$	КПД	$P_{расс}$	$P_{расс1з}$
12x100	В	А	Вт	Вт	%	Вт	Вт
GaAs	8	0,2	1,6	0,4 / 0,33	25	1,2	0,1
GaN	24	0,4	9,6	3,4 / 2,8	35	6,2	0,52 (0,5)
GaN	32	0,4	11,2	5,0 / 4,2	45	6,2	0,52 (0,5)
GaN	40	0,4	16,0	8,8 / 7,3	55	7,2	0,60 (0,5)

Таблица 2

Размеры и материалы КМИС

Часть конструкции	Материал	Размеры (X×Y×Z), мкм
Основание (1)	Медь (Cu)	1200×900×200
Слой припоя (2)	Золото-олово 80/20 % (AuSn)	800×500×20
Подложка (3)	Арсенид галлия (GaAs); Сапфир (Al_2O_3); Карбид кремния (SiC); CVD-алмаз.	800×500×100
Площадка (4)	Золото (Au)	500×200×4
Буферный слой (8)	Нитрид галлия (GaN)	800×500×2
Чип транзистора (9)	Арсенид галлия (GaAs); Сапфир (Al_2O_3); Карбид кремния (SiC).	480×200×200
Выводы (истоки и стоки) (5,6)	Золото (Au)	Истоки: 26×100×5 Стоки: 26×100×2
Затворы (7)	Тот же, что и у чипа транзистора или буферного слоя (если он присутствует)	1×100×1



а *б*

Рис. 2. График температур в канале ПТ КМИС и МИС: *а* – ПТ КМИС. Чип ТР – GaAs, подложка – GaAs; *б* – ПТ МИС. Подложка – GaAs

КМИС с чипом транзистора из арсенида галлия, подложка – CVD-алмаз

При той же рассеваемой мощности на затворе была рассчитана модель КМИС с GaAs чипом ТР на подложке из CVD-алмаза (рис. 3). Максимальная температура в канале ТР составила 119 ºС. Использование CVD-алмаза в качестве теплоотводящей подложки позволило выровнять температуру в канале ТР. Из графика видно, что нет ярко выраженного максимума температуры на центральных затворах, как в случае с GaAs подложкой. Это позволяет значительно увеличить надёжность усилителя.

КМИС с GaN на сапфире, подложка – GaAs

Для всех моделей с GaN слоем рассеиваемая мощность на затворе составляла 0.5 Вт. График с результатами расчета модели со структурой GaN на сапфире с GaAs подложкой представлен на рис. 4. Максимальная температура в канале транзистора достигает 400 ºС. Это значит, что такая конструкция не пригодна для работы в стационарном высокомощном режиме.

КМИС с GaN на сапфире, подложка – SiC

Замена GaAs подложки на подложку из SiC позволила практически в 2 раза снизить максимальную температуру в канале транзистора (рис. 5). Такие КМИС могут эффективно работать либо в импульсном режиме, либо в стационарном режиме при $P_{вых.уд.} \leq 3$ Вт/мм. Однако здесь на первый план выходит дороговизна карбид кремниевых пластин, что затрудняет промышленное производство таких КМИС.

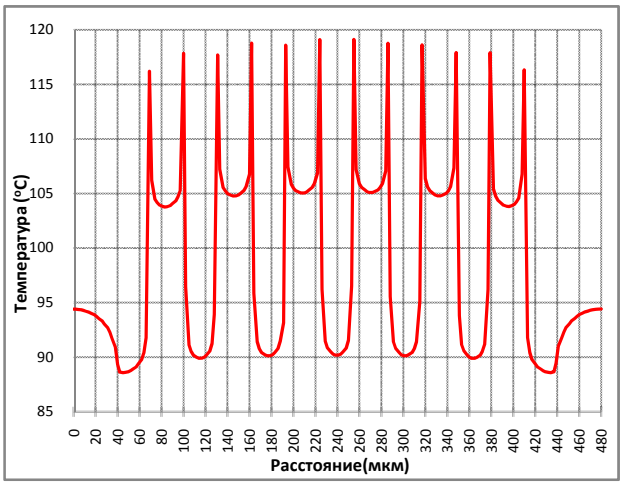


Рис. 3. График температур в канале GaAs ТР. Подложка – CVD-алмаз

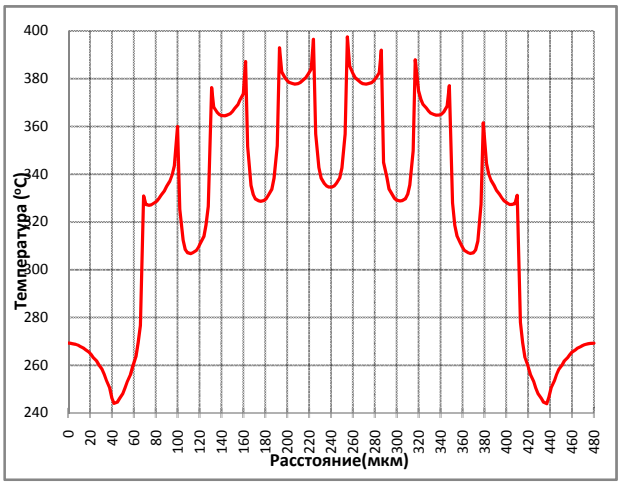


Рис. 4. График температур в канале ТР. Структура GaN на сапфире. Подложка – GaAs

КМИС с GaN на сапфире, подложка – CVD-алмаз

Наиболее выгодным с точки зрения отвода тепла и более приемлемой с финансовой стороны по сравнению с КМИС GaN структурой на SiC является КМИС GaN структура на искусственном алмазе (CVD-алмаз). На рис. 6 представлен график температур в канале ТР. Максимальная температура не превышает 175 ºС. По отводу тепла такая конструкция не уступает классической GaN МИС на SiC, в тоже время цена такой КМИС значительно меньше.

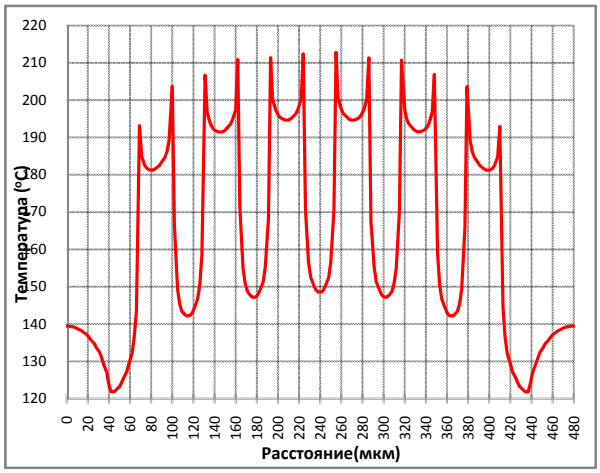


Рис. 5. График температур в канале ТР. Структура GaN на сапфире. Подложка – SiC

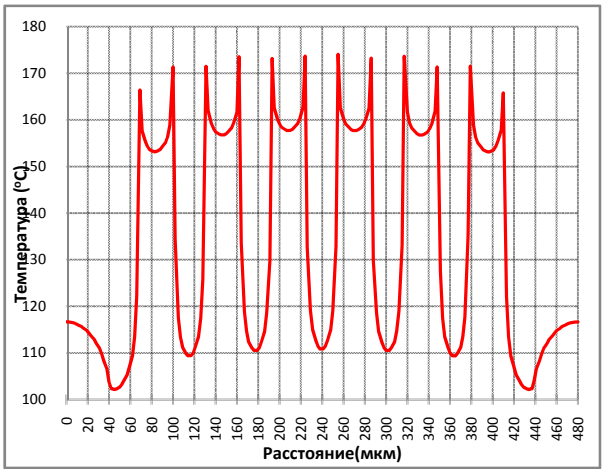


Рис. 6. График температур в канале ТР. Структура GaN на сапфире. Подложка – CVD-алмаз

КМИС с GaN на SiC, подложка – GaAs

Модель со структурой GaN на SiC позволяет снизить максимальную температуру в канале транзистора на 50 ºС по сравнению с моделью КМИС со структурой GaN на сапфире. На рис. 7 представлены результаты моделирования такой конструкции КМИС.

КМИС с GaN на SiC, подложка – SiC

Вариант конструкции КМИС и с чипом ТР и подложкой из SiC является наиболее дорогим и трудоёмким в плане освоения технологии изготовления топологии ИС на SiC. Эти недостатки зачастую перевешивают преимущества такой конструкции по отводу тепла. Максимальная температура в канале ТР – 183 ºС (рис. 8).

КМИС с GaN на SiC, подложка – CVD-алмаз

Конструкция с карбид кремниевым чипом ТР на подложке из искусственного алмаза является наиболее эффективной в плане теплоотвода. Раздельная технология создания

КМИС позволила приблизить CVD-алмаз (теплопроводность – 1200–1600 Вт/м·К, в 2 раза выше, чем у SiC) к каналу ТР – источнику тепла. Максимальная температура составила 147 ºС (рис. 9). Такая конструкция имеет огромный потенциал в плане достижения максимальной выходной мощности и КПД усилителя.

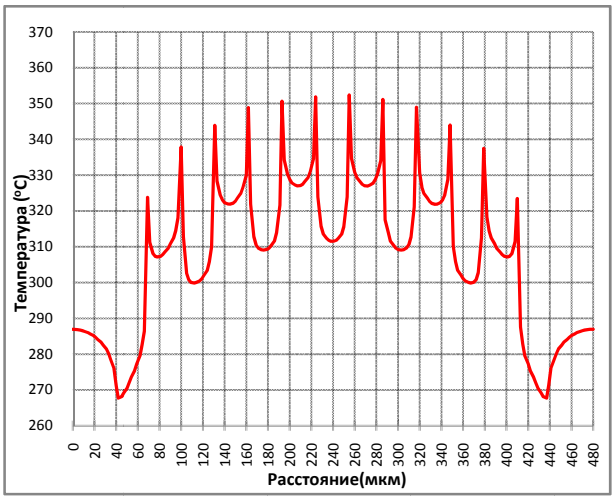


Рис. 7. График температур в канале ТР. Структура GaN на SiC. Подложка – GaAs

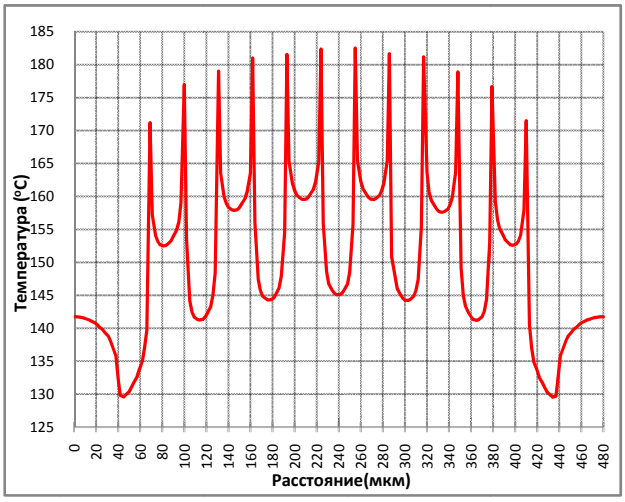


Рис. 8. График температур в канале ТР. Структура GaN на SiC. Подложка – SiC

Сравнение с экспериментальными результатами

Для проверки корректности результатов моделирования конструкций КМИС произведено сравнение результатов моделирования конструкции ПТ КМИС с чипом ТР и подложкой из арсенида галлия и реальных температур в канале ТР этой конструкции, полученных с помощью тепловизора высокого разрешения. Напряжение на ТР – 8 В, ток – 0.2 А. Рассеиваемая мощность на затворе – 0.1 Вт.

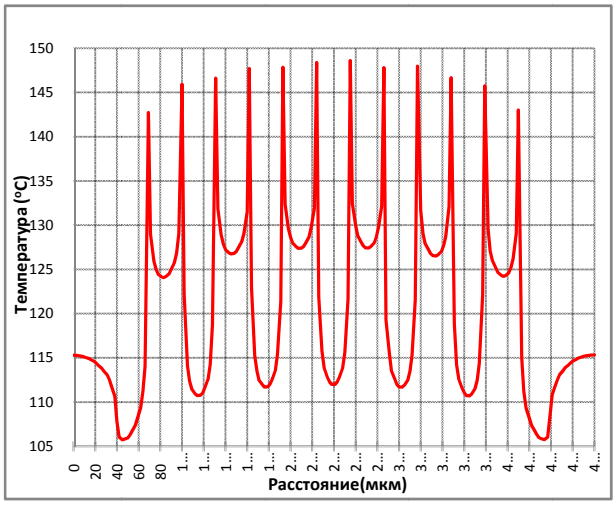


Рис. 9. График распределения температур в канале ТР. Структура GaN на SiC. Подложка – CVD-алмаз

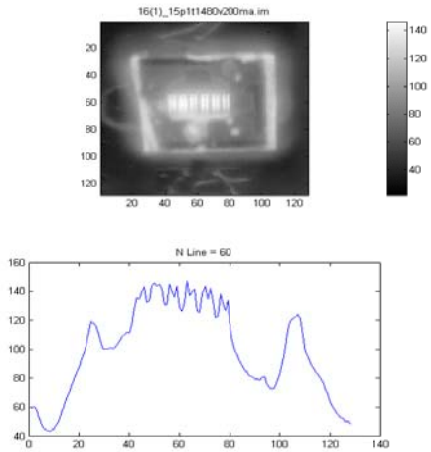


Рис. 10. Фотография ПТ КМИС и график температур в канале ТР. Чип ТР – GaAs. Подложка – GaAs

Из графика на рис. 10 видно, что максимальная температура в канале ТР составляет примерно 150 ºС. Максимальная расчётная температура – 157 ºС (рис. 2, *а*). Так же стоит отметить схожесть графиков распределения температур, что указывает на корректность модели и результатов моделирования. Расхождение расчётной и экспериментальных максимальных температур составляет порядка 10 %. Такая погрешность объясняется тем, что в граничных условиях не были заложены параметры рассеивания тепла в окружающую

среду. Однако, даже без учета конвекции, подобного рода моделирование позволяет с достаточной точностью определять максимальные температуры в канале ТР и их распределение по всей конструкции, что не всегда возможно проделать на практике.

III. Заключение

Конструкция КМИС является хорошей альтернативой конструкции МИС, которая позволяет разделить технологии производства чипов ТР и подложек с пассивными элементами, а так же, при грамотном подборе материалов, позволяет качественно отводить тепло при приемлемой стоимости. Конструкция КМИС со структурой GaN на сапфире и подложкой из CVD-алмаза является наиболее перспективной по соотношению цена/удельная мощность. Но также имеется определённый потенциал в использовании конструкций КМИС со структурой GaN на сапфире с подложкой из GaAs со встроенным теплоотводом, оптимизация конструкции которого позволяет достичь приемлемых максимальных температур в канале ТР, позволяющих работать в импульсном или маломощном стационарном режиме.

Список литературы

1. Мякишев, Ю. Б. Квазимонолитные интегральные СВЧ-схемы: технология и приборы / Ю. Б. Мякишев, В. И. Гуляев, К. С. Журавлев // Электроника. – 2006. – № 6. – С. 84–86.

2. База свойств полупроводниковых материалов физико-технического института им. А.Ф. Иоффе. – http://www.matprop.ru/semicond.

МЕТОД СИНТЕЗА ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИММЕТРИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ

Д. И. Вольхин, Г. Н. Девятков (научный руководитель)

Новосибирский государственный технический университет
630092, г. Новосибирск, пр-т К.Маркса, 20
E-mail: rector@nstu.ru

Представлен модифицированный метод синтеза широкополосного симметрирующего трансформатора на трех связанных линиях передачи. Для иллюстрации работы метода приведены результаты моделирования схемы симметрирующего трансформатора с относительной полосой пропускания 80 %.

Введение

Симметрирующие устройства часто применяются в СВЧ технике при проектировании балансных смесителей, двухтактных усилителей, антенн и других балансных устройств. Кроме своей основной функции, симметрирующие устройства могут выполнять функцию согласования сопротивлений источника сигнала и нагрузки. Известно довольно много видов симметрирующих устройств, самый популярный из которых – симметрирующий трансформатор Марчанда, состоящий, как правило, из двух секций отрезков связанных линий. Однако, известен другой класс планарных симметрирующих трансформаторов, состоящих из одной секции трех связанных отрезков линий передачи. Метод синтеза таких симметрирующих трансформаторов был предложен в [1]. Он основан на выведенной схеме замещения, благодаря которой синтез устройства сводится к синтезу эквивалентного четырехполюсника.

Цель настоящей работы – модификация метода синтеза симметрирующего трансформатора, предложенного в [1], с иллюстрацией на примере трех связанных отрезков линий передачи с чебышевской характеристикой второго порядка.

Вывод схемы замещения

Конфигурация симметрирующего трансформатора на трех связанных отрезках линиях передачи показана на рис. 1, *а*.

Согласно конфигурации симметрирующего трансформатора составляется его эквивалентная схема (рис. 1, *б*), которая затем упрощается и принимает вид четырехполюсника (рис. 1, *в*). Более подробно вывод схемы замещения описан в [1].

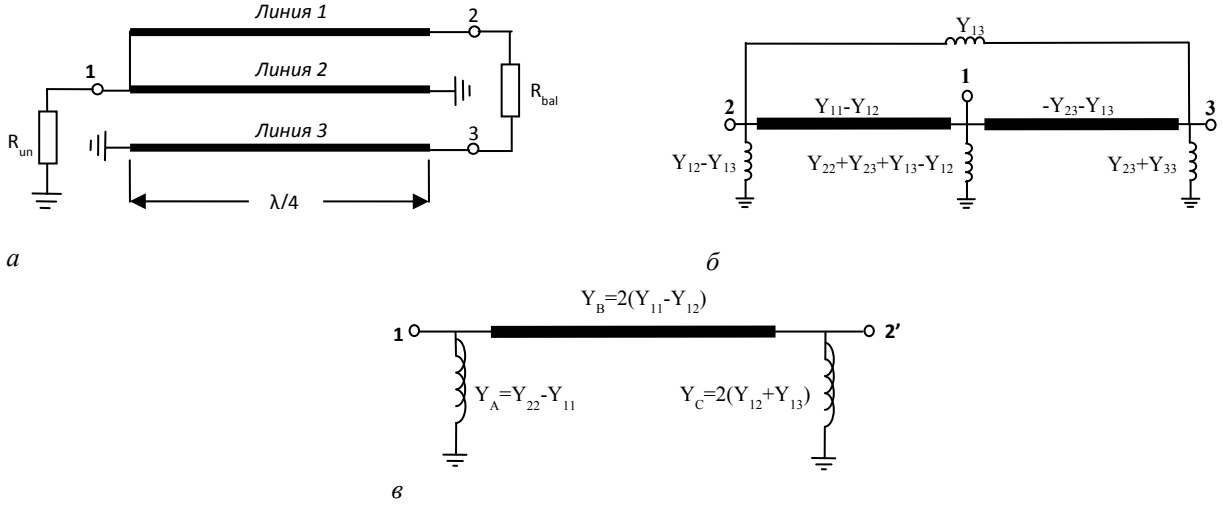


Рис. 1. Преобразование схемы симметрирующего трансформатора: *а* – конфигурация симметрирующего трансформатора; *б* – эквивалентная схема; *в* – эквивалентный четырехполюсник

Здесь Y_{ij} – характеристическая проводимость:

$$Y_{ij} = v \cdot C_{ij}, \tag{1}$$

где v – скорость распространения волн в среде, C_{ij}– элемент матрицы емкостей

$$\begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \\ Q_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} & -C_{13} \\ -C_{12} & C_{22} & -C_{23} \\ -C_{13} & -C_{23} & C_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}, \tag{2}$$

где Q_i и V_i – заряд на единицу длины и потенциал на соответствующей линии передачи, соответственно; C_{ij} – ёмкость на единицу длины между линиями i и j. Диагональные элементы C_{ii} – собственные ёмкости линии передачи, равные:

$$\begin{aligned} C_{11} &= C_{10} + C_{12} + C_{13}, \\ C_{22} &= C_{20} + C_{12} + C_{23}, \\ C_{33} &= C_{30} + C_{13} + C_{23}, \end{aligned} \tag{3}$$

где C_{i0} – ёмкость на единицу длины между линией передачи и землей, как показано на рис. 2.

Синтез симметрирующего трансформатора

На нагруженном эквивалентном четырехполюснике можно реализовать требуемую аппроксимирующую функцию затухания, а именно Чебышевскую характеристику первого рода второго порядка. Эта задача аналогична синтезу согласующей цепи в [2].

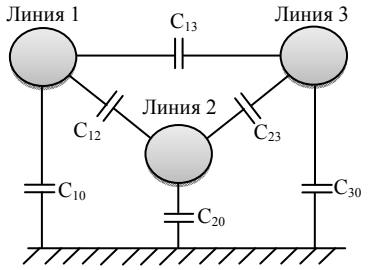


Рис. 2. Ёмкости линий передачи на единицу длины в сечении

Аппроксимирующая функция второго порядка будет иметь вид:

$$L = 1 + k^2 + \varepsilon^2 \left\{ \frac{\left[1 + sin(\theta_0)\right]\left[\frac{2 \cdot cos^2(\theta)}{cos^2(\theta_0)} - 1\right] - \left[1 - sin(\theta_0)\right]}{2 \cdot sin(\theta)} \right\}^2, \tag{4}$$

где k и ε – параметры, определяющие уровень и размах пульсаций соответственно; θ_0 – параметр, определяющий границы полосы пропускания; θ – электрическая длина линий передачи. После преобразования данной функции и применения преобразования Ричардса: $tg(\theta) \rightarrow -jt$, получим:

$$L = \frac{\left[1 + k^2\right] \cdot t^2 \cdot \left[1 - t^2\right] - \varepsilon^2 \cdot \left[t^2 + \beta\right]^2}{t^2 \cdot \left[1 - t^2\right]}. \tag{5}$$

Далее сформируем квадрат модуля коэффициента передачи:

$$\left|K(t)\right|^2 = \frac{1}{L} = \frac{N(t) \cdot N(-t)}{D(t) \cdot D(-t)}. \tag{6}$$

Составляющие $N(t)$и $D(t)$ определяются аналогично описанному в [2]. В результате коэффициент передачи по напряжению будет равен:

$$K(t) = \frac{t \cdot \sqrt{1 - t^2}}{\sqrt{a} \cdot t^2 + \sqrt{2\sqrt{ac} - b^2} \cdot t + \sqrt{c}} = \frac{n \cdot t \cdot \sqrt{1 - t^2}}{d_2 t^2 + d_1 t + d_0}, \tag{7}$$

где

$$a = 1 + k^2 + \varepsilon^2,$$
$$b = 2 \cdot \left(\varepsilon^2 \beta - \frac{1 + k^2}{2} \right),$$
$$c = \varepsilon^2 \beta^2.$$

Проанализировав схему эквивалентного четырехполюсника на рис. 2, можно, используя Y-матричные параметры, выразить коэффициент передачи по напряжению:

$$K(t)=\frac{2\cdot\sqrt{G_1G_2}\cdot\sqrt{1-t^2}\cdot Y_B t}{t^2\left(G_1G_2+Y_B^2\right)+t\left(G_1Y_B+G_1Y_C+G_2Y_B+G_2Y_A\right)+Y_BY_C+Y_AY_B+Y_AY_C}=$$
$$=\frac{n\cdot t\cdot\sqrt{1-t^2}}{d_2t^2+d_1t+d_0}. \qquad (8)$$

Здесь G_1, G_2 – проводимости генератора и нагрузки соответственно; Y_A, Y_B и Y_C – характеристические проводимости эквивалентного четырехполюсника, рис. 1, *в*.

Как видно из (7) и (8), коэффициент передачи, выраженный через аппроксимирующую функцию и полученный путем анализа схемы нагруженного эквивалентного четырехполюсника, имеет одинаковый вид. Следовательно, используя метод сравнения коэффициентов,

$$\begin{gathered} n=1;\\ d_2=\sqrt{a};\\ d_1=\sqrt{2\sqrt{ac}-b^2};\\ d_0=\sqrt{c}. \end{gathered} \qquad (9)$$

можно выразить характеристические проводимости через параметры аппроксимирующей функции:

$$Y_B=\frac{\sqrt{G_1G_2}\,(d_2+\sqrt{d_2^2-n^2})}{n};$$
$$Y_A=\frac{Y_B^2d_1+\sqrt{(G_1G_2d_1+Y_B^2d_1)^2-4G_1G_2d_2(d_0G_1G_2+Y_B^2d_2+Y_B^2d_0)}+G_1G_2d_1-2G_2Y_Bd_2}{2G_2d_2}; \qquad (10)$$
$$Y_C=\frac{Y_B^2d_1-\sqrt{(G_1G_2d_1+Y_B^2d_1)^2-4G_1G_2d_2(d_0G_1G_2+Y_B^2d_2+Y_B^2d_0)}+G_1G_2d_1-2G_1Y_Bd_2}{2G_1d_2}.$$

Найденные характеристические проводимости Y_A, Y_B и Y_C должны быть реализованы на трех связанных линиях. Соблюдая условия реализации, описанные в [1], происходит обратное преобразование и возврат к исходной схеме замещения. Известные параметры эквивалентной схемы позволяют перейти к физическим параметрам устройства.

Моделирование схемы симметрирующего трансформатора

Для иллюстрации работы метода представлены результаты моделирования исходной эквивалентной схемы симметрирующего трансформатора второго порядка со следующими исходными данными. Центральная частота f_0 = 2 ГГц; относительная полоса пропускания w = 80 %; максимальный и минимальный уровни модуля коэффициента отражения в полосе пропускания $|S_{11}|_{max}$ = –20 дБ, $|S_{11}|_{min}$ = –25 дБ; сопротивление генератора R_1 = 75 Ом; сопротивление нагрузки R_2 = 50 Ом.

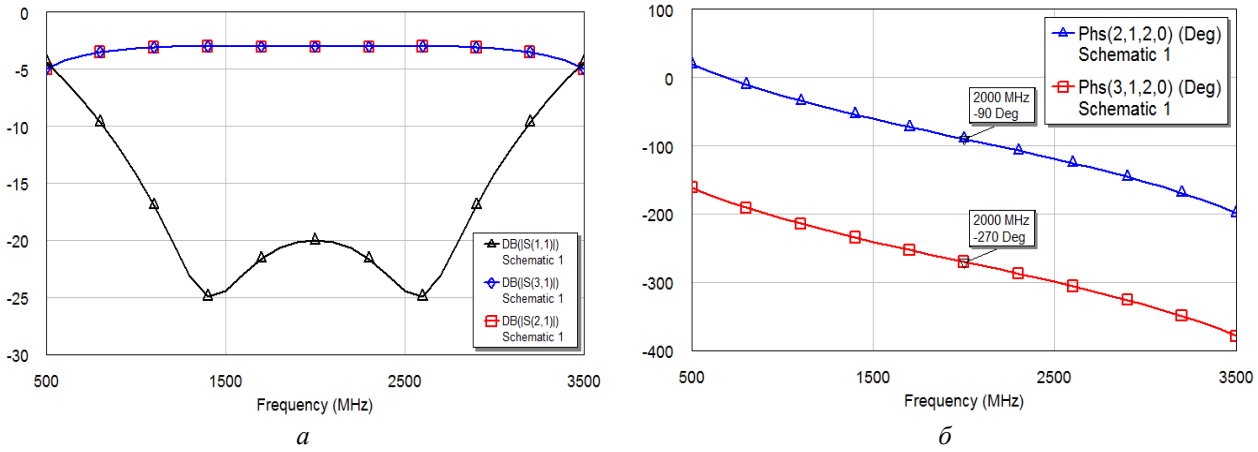
Уровни модуля коэффициента отражения и относительная полоса пропускания задают параметры аппроксимирующей функции затухания: k, ε, θ_0. Зная эти параметры, из (10) можно найти характеристические проводимости нагруженного эквивалентного четырехполюсника:

$$\begin{aligned} Y_B &= 0.02553 Cм, \\ Y_A &= -0.00475 Cм, \\ Y_C &= 0.02585 Cм. \end{aligned} \tag{11}$$

Через Y_A, Y_B и Y_C выражаются исходные проводимости первоначальной схемы замещения (рис. 1, *б*):

$$\begin{aligned} Y_{11} - Y_{12} &= 0.013 Cм, \\ -Y_{23} - Y_{13} &= -0.013 Cм, \\ Y_{12} - Y_{13} &= 0.0034 Cм, \\ Y_{23} + Y_{33} &= 0.029 Cм, \\ Y_{22} + Y_{23} + Y_{13} - Y_{12} &= 0.021 Cм, \\ Y_{13} &= 0.0048 Cм. \end{aligned} \tag{12}$$

Результаты моделирования приведены на рис. 3. На рис. 3, *а* видно, что график модуля коэффициента отражения имеет заданную характеристику. Следовательно, все проводимости найдены верно. Разность фаз на рис. 3, *б*, равная 180º, означает, что условие симметрирования полностью выполняются.



а *б*

Рис. 3. Результаты моделирования исходной схемы симметрирующего трансформатора: *а* – графики модулей коэффициентов передачи и коэффициента отражения; *б* – фазы коэффициента передачи на зажимах 2 и 3

Таким образом, зная параметры эквивалентной схемы симметрирующего трансформатора, можно перейти к геометрическим параметрам устройства и его физической реализации.

Заключение

В данной работе представлен модифицированный метод синтеза симметрирующего трансформатора на трех связанных линиях передачи с Чебышевской характеристикой второго порядка, который основывается на синтезе согласующей цепи. Использование коэффициента передачи вместо коэффициента отражения и входной проводимости, как в [1], упрощает метод, исключая лишние преобразования.

Для иллюстрации работы метода проведено моделирование исходной схемы замещения симметрирующего трансформатора при заданных сопротивлениях генератора и нагрузки, максимальном и минимальном уровнях коэффициента отражения и относительной полосе пропускания. Результаты моделирования совпадают с теоретически ожидаемыми.

Список литературы

1. Hong-Ming Lee «Exact synthesis of broadband three-line baluns» / Hong-Ming Lee, Chih-Ming Tsai– IEEE Trans. on Microwave Theory and Techn. vol. 57, № 1, January 2009. – pp. 140–148.

2. Ralph Levy «Specific equations for one and two section quarter-wave matching networks for sub-resistor loads» / Ralph Levy, Joseph Helzajn – IEEE Trans. on Microwave Theory and Techn. vol. MTT-30, №1, January 1982. – pp. 55–63.

3. Маттей, Д.Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т. 1 / Д.Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т. Джонс. – М. : Связь, 1971. – 440 с.

4. Девятков Г.Н. «Автоматизированный синтез широкополосных согласующе-симметрирующих устройств» / Г.Н. Девятков // Научный вестник НГТУ. – № 1(22). – 2006. – С. 61–69.

ПРОГРАММНЫЙ МОДУЛЬ ДЛЯ ЭКСТРАКЦИИ МОДЕЛЕЙ ПАССИВНЫХ КОМПОНЕНТОВ СВЧ МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ НА ОСНОВЕ СРЕДЫ INDESYS-MS

А. Е. Горяинов, А. В. Степачева, И. М. Добуш, Л. И. Бабак (научный руководитель)

Лаборатория интеллектуальных компьютерных систем,
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)
igadobush@gmail.com

Разработан модуль для автоматического построения моделей пассивных сосредоточенных компонентов СВЧ монолитных интегральных схем (МИС) в виде эквивалентных схем (ЭС). Модуль включен в состав системы автоматизации СВЧ измерений INDESYS-MS. В качестве примера представлены результаты экстракции параметров ЭС полупроводникового GaAs-резистора и МДМ-конденсатора.

Введение. Важнейшей проблемой, с которой сталкивается разработчик СВЧ монолитных интегральных схем (МИС), является точное моделирование в заданном диапазоне частот. Точность моделирования СВЧ МИС во многом определяется качеством моделей активных и пассивных компонентов, находящихся в распоряжении разработчика. Однако в современных системах автоматизированного проектирования (САПР) СВЧ-устройств, таких как Microwave Office (MWO), Advanced Design System (ADS) и др., отсутствуют модели компонентов для отечественных субмикронных и нанометровых технологий изготовления МИС. В связи с этим отечественные проектировщики МИС чаще всего вынуждены адаптировать имеющиеся стандартные модели в САПР СВЧ-устройств. К сожалению, такой подход ведет к большим затратам времени и труда и не гарантирует качества моделей, последнее не позволяет выполнить успешное проектирование СВЧ МИС, особенно в мм-диапазоне.

Создание адекватных моделей базируется на высокоточных измерениях характеристик элементов МИС, изготовленных по конкретной технологии. При этом распространение получили модели компонентов МИС в виде эквивалентных схем (ЭС), которые обладают приемлемой точностью, являются быстродействующими и легко интегрируются в современные системы проектирования СВЧ устройств.

Построение ЭС-моделей пассивных компонентов МИС обычно осуществляется путем решения задачи экстракции (извлечения) параметров ЭС, суть которой состоит в поиске значений элементов ЭС заданной структуры, чтобы в заданной полосе частотного диапазона воспроизвести требуемые электрические характеристики СВЧ компонента (например, измеренные *Z*-, *Y*- или *S*-параметры). Данный процесс получения модели является трудоемким и требует значительных затрат времени.

В статье представлен разработанный программный модуль, позволяющий автоматизировать решение указанной задачи. Он обеспечивает автоматическое построение ЭС

пассивных компонентов на основе измеренных параметров рассеяния. Модуль включен в состав системы автоматизации СВЧ измерений INDESYS-MS (Intelligent Design System – Measurement Suite) [1].

Модуль для экстракции параметров ЭС пассивных компонентов СВЧ МИС. Программный модуль Extraction-P [2] предназначен для экстракции параметров ЭС пассивных сосредоточенных компонентов СВЧ МИС: резисторов, конденсаторов и спиральных катушек индуктивностей.

В качестве входных данных программы используется файл с измеренными параметрами рассеяния пассивного СВЧ компонента на ряде фиксированных частотных точек в заданном диапазоне. В результате работы программы рассчитываются значения элементов модели (ЭС) компонента, структура которой выбирается пользователем из списка типовых структур (рис. 1).

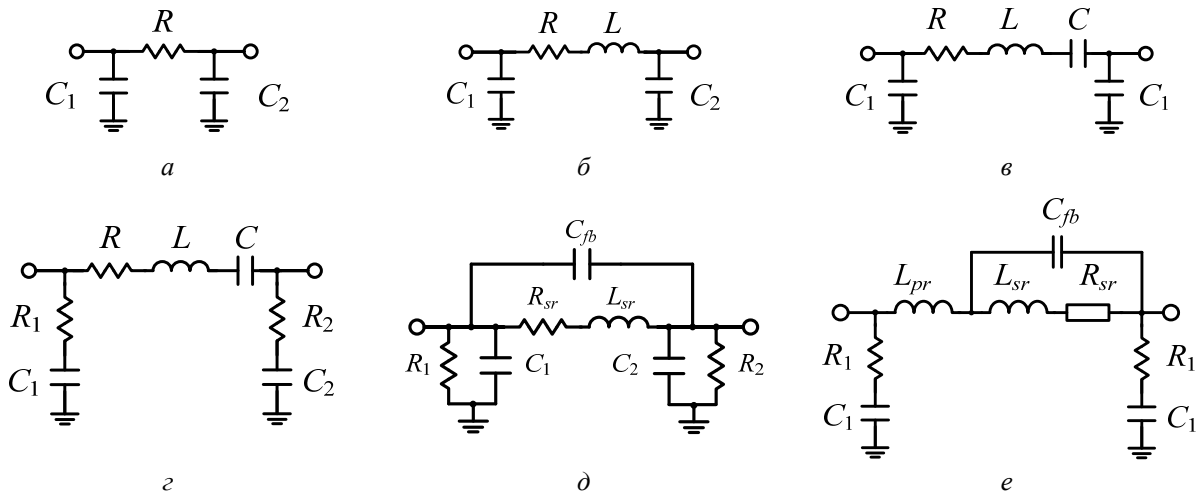


Рис. 1. Модели пассивных сосредоточенных компонентов СВЧ МИС в программе Extraction-P: резистор (*а*, *б*), конденсатор (*в*, *г*), катушка индуктивности (*б*, *д*, *е*)

Программа Extraction-P позволяет также получить данные для построения параметрических моделей компонентов в виде ЭС, элементы которой зависят от геометрических размеров компонента. С этой целью предусмотрен ввод файлов с измеренными параметрами рассеяния для нескольких конструктивных состояний (сочетаний геометрических размеров) компонентов – например, длины и ширины резистора и т.д. Для каждого конструктивного состояния программа определяет значения элементов ЭС одной и той же структуры. Параметрическая модель может быть получена путем аппроксимации найденных значений элементов ЭС в пространстве геометрических размеров компонента.

В настоящее время в программе Extraction-P реализованы алгоритмы экстракции для нескольких вариантов моделей резистора, конденсатора и катушки индуктивности (рис. 1). Вид реализованных моделей выбран на основе анализа литературы, а также изучения библиотек моделей элементов для нескольких коммерческих технологий изготовления СВЧ МИС. Указанных моделей в большинстве случаев достаточно, чтобы с необходимой точностью в широком диапазоне частот описать характеристики сосредоточенных элементов, используемых в СВЧ МИС – полупроводниковых и тонкопленочных резисторов, МДМ-конденсаторов, квадратных и круглых спиральных катушки индуктивности.

Расчет элементов ЭС пассивных компонентов осуществляется по одной из двух методик: аналитической или комбинированной, выбор которой зависит от сложности ЭС [3, 4].

Рассмотрим основные этапы работы программного модуля для построения модели пассивного СВЧ компонента:

1) выбор типа компонента и варианта ЭС;

2) загрузка файлов измеренных *S*-параметров;

3) выбор типа методики, применяемой для экстракции параметров ЭС;

4) расчет элементов ЭС по аналитической или комбинированной методике;

5) вывод в табличной форме полученных значений элементов ЭС.

Работа рассматриваемого модуля реализована в виде мастера страниц (*Wizard*), основные диалоговые окна задания входных данных для экстракции параметров модели и вывода полученных результатов представлены на рис. 2.

Приведем примеры построения ЭС-моделей пассивных компонентов СВЧ МИС, изготовленных по копланарной 0.13–0.15 мкм GaAs pHEMT/mHEMT технологии Института СВЧ полупроводниковой электроники РАН (ИСВЧПЭ РАН, г. Москва).

Пример использования модуля Extraction-P для построения модели GaAs-резистора. На рис. 3, *а* приведена фотография копланарного резистора в активном слое GaAs с размерами 10×40 мкм, а на рис. 4 – его измеренные *S*-параметры в диапазоне частот до 40 ГГц. Для представления резистора была выбрана ЭС, показанная на рис. 3, *б*.

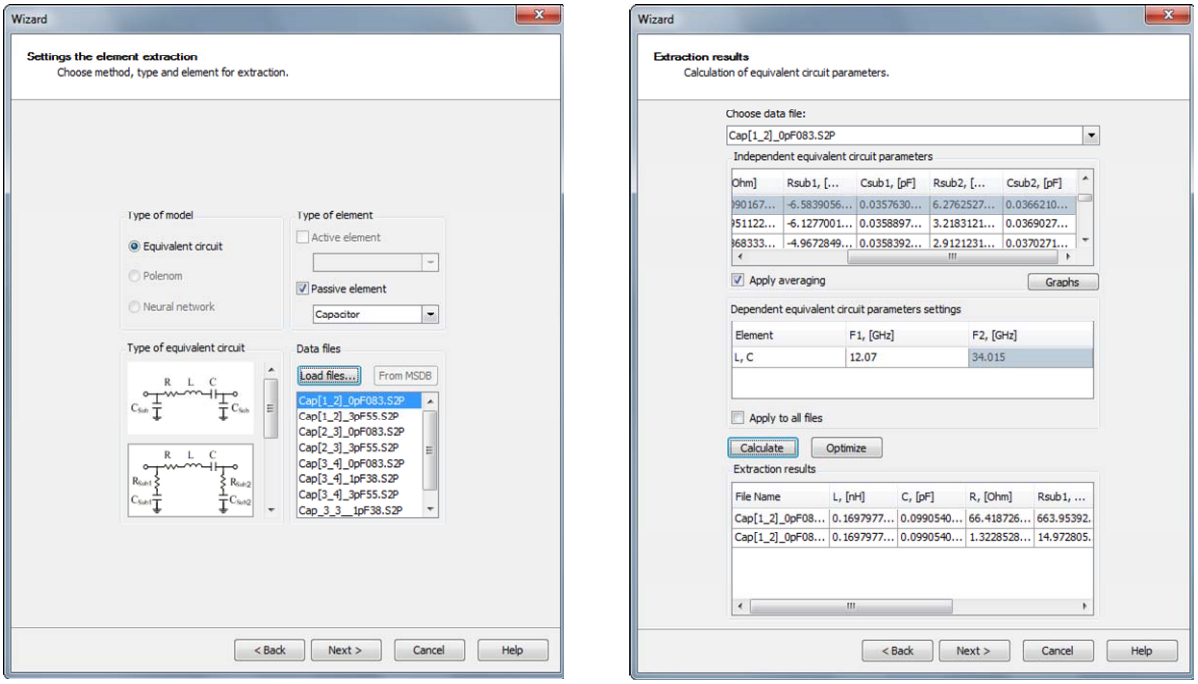
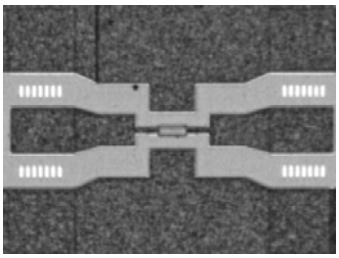
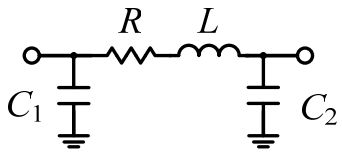


Рис. 2. Диалоговые окна для задания входных данных и вывода результатов экстракции ЭС-модели пассивного СВЧ компонента



а



б

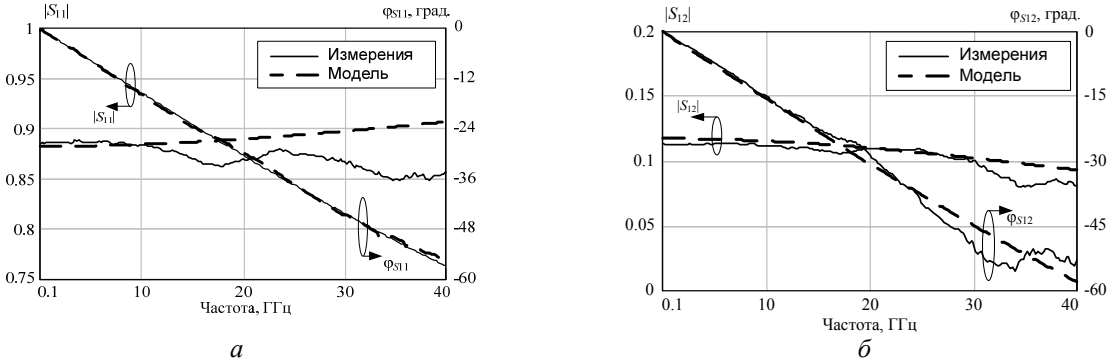
Рис. 3. Копланарный резистор в активном слое GaAs (*а*) и его эквивалентная схема (*б*)

Опишем процесс экстракции параметров ЭС GaAs-резистора с использованием аналитической методики [3, 4]. Согласно приведенным ранее этапам построения модели, на первом шаге разработчик выбирает тип пассивного компонента (резистор), вариант ЭС (рис. 3, *б*) и загружает файл измеренных параметров рассеяния. Далее производится расчет

и вывод значений элементов ЭС компонента на одной или нескольких заданных частотах. В программе реализована возможность выбора значений элементов на определенной частоте или усреднения в заданном диапазоне. Для этого в диалоговом окне имеются соответствующие настройки, с применением которых итоговые значения параметров модели заносятся в результирующую таблицу. В представленном примере выбран диапазон усреднения 20–40 ГГц и получены следующие значения элементов ЭС-модели: $R = 752$ Ом; $L = 0.22$ нГн; C_1, $C_2 = 0.043$ пФ.

На рис. 4 приведены частотные зависимости параметров рассеяния измеренного GaAs-резистора и полученной ЭС-модели. Из графиков видно, что измеренные и рассчитанные по модели параметры рассеяния копланарного резистора хорошо совпадают. Максимальная ошибка параметров рассеяния в диапазоне 0.1–40 ГГц составляет 5 % по модулю и 6° по фазе.

Пример использования модуля Extraction-P для построения модели копланарного МДМ-конденсатора. Построим модель копланарного межслойного (МДМ) конденсатора с геометрическими размерами 10×15 мкм (рис. 5, *а*). Для представления такого конденсатора используем ЭС, изображенную на рис. 5, *б*.



а *б*

Рис. 4. Частотные зависимости параметров рассеяния копланарного GaAs-резистора и его ЭС-модели



а *б*

Рис. 5. Компланарный межслойный конденсатор (*а*) и его ЭС (*б*)

Опишем процесс экстракции параметров ЭС МДМ-конденсатора с использованием комбинированной методики [3, 4]. На первом этапе разработчик выбирает тип пассивного компонента (конденсатор), вариант ЭС (рис. 5, *б*) и загружает измеренные *S*-параметры.

В соответствии с комбинированной методикой, искомые элементы ЭС компонента разделяются на зависимые и независимые переменные (*RLC*-элементы). При этом с помощью уравнений связи зависимые *RLC*-элементы выражаются через независимые элементы и измеренные *S*-параметры пассивного компонента. Аналитические выражения (уравнения связи) используются при поиске численных значений независимых элементов, соответствующих наилучшему совпадению измеренных и рассчитанных по ЭС частотных характеристик СВЧ компонента. С этой целью в программе применяется оптимизационный метод дифференциальной эволюции [3], при этом формулировка задачи оптимизации предпола-

гает минимизацию отклонений *S*-параметров ЭС-модели от измеренных значений на выбранных фиксированных частотах.

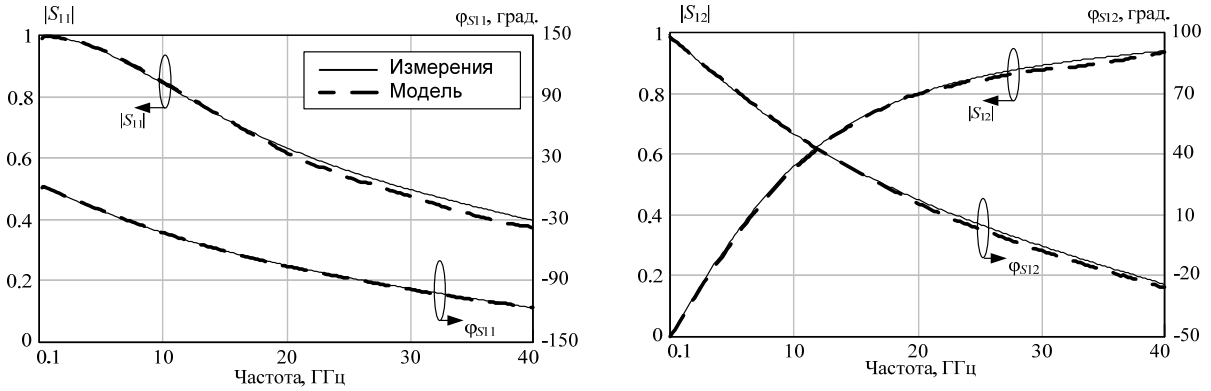
Расчетные формулы для выбранной ЭС схемы МДМ-конденсатора (рис. 5, *б*) приведены в [3], элементы R, R_1, R_2, C_1, C_2 являются функциями только измеренных параметров рассеяния и не зависят от остальных элементов ЭС. С помощью уравнения связи емкость C (зависимый элемент) была выражена через индуктивность L (независимый элемент) и измеренные параметры рассеяния. Таким образом, оптимизируя величину независимого элемента L, необходимо обеспечить наилучшее совпадение исходных и вычисляемых по модели *S*-параметров в требуемом диапазоне частот. В качестве начального приближения параметра L принималось значение 1 нГн в пределах изменения 0–15 нГн. Оптимизация производилась при следующих настройках алгоритма дифференциальной эволюции: 200 особей в популяции, 100 итераций. Время оптимизации менее 10 сек. По окончанию процесса оптимизации результаты расчёта параметров ЭС компонента заносятся в сводную таблицу. Найденные значения элементов ЭС МДМ-конденсатора с использованием модуля экстракции приведены в табл.

На рис. 6 представлены измеренные и рассчитанные по модели параметры рассеяния копланарного МДМ-конденсатора.

Таблица

Значения элементов ЭС МДМ-конденсатора

R (Ом)	L (нГн)	C (пФ)	R_1 (Ом)	C_1 (пФ)	R_2 (Ом)	C_2 (пФ)
2.34	0.163	0.1	3.1	0.037	0.75	0.039



а *б*

Рис. 6. Частотные зависимости параметров рассеяния копланарного МДМ-конденсатора и его ЭС-модели

Из графиков видно, что измеренные и рассчитанные по модели параметры рассеяния МДМ-конденсатора хорошо совпадают. Типовая ошибка параметров рассеяния в диапазоне 0.1–40 ГГц составляет 4 % по модулю и 3° по фазе, максимальная ошибка составляет 6 % по модулю и 7.5° по фазе.

Заключение. Использование разработанного модуля Extraction-P в составе системы INDESYS-MS позволяет автоматизировать процесс построения ЭС-моделей пассивных компонентов СВЧ МИС на основе измеренных данных, изготавливаемых по различным технологиям.

Работа выполнялась в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы по направлениям «Создание электронной компонентной базы» (14.740.11.1261), «Микроэлектроника» (П669, П499, 16.740.11.0092, 14.740.11.1136) и «Проведение исследований коллективами НОЦ по направлению «Микроэлектроника» (14.740.11.0135).

Список литературы

1. Автоматизация зондовых измерений параметров рассеяния и вольтамперных характеристик транзисторов с использованием программной среды Indesys-MS / А.С. Сальников, И.М. Добуш, С.Е. Кошевой, Ф.И. Шеерман // Доклады ТУСУР. – 2010. – № 2 (22). – С. 140–144.

2. Степачева, А.В. Программный модуль для экстракции параметров эквивалентных схем пассивных компонентов СВЧ МИС в системе INDESYS-MS / А.В. Степачева, И.М. Добуш // Электронные средства и системы управления : матер. докладов Междунар. науч.-практ. конф. – Томск : В-Спектр. – 2011. – С. 181–185.

3. Разработка методов, алгоритмов и интеллектуального программного обеспечения для синтеза микроэлектронных СВЧ устройств с использованием точных моделей интегральных элементов : отчет о НИР № П669 (3 этап) / ТУСУР ; рук. А.Н. Сычев. – 2010. – 247 с.

4. Добуш, И.М. Программа экстракции эквивалентных схем пассивных СВЧ-компонентов в среде символьных вычислений / И.М. Добуш, М.В. Черкашин, Л.И. Бабак // Электронные средства и системы управления : матер. докладов Междунар. науч.-практ. конф. – Томск : В-Спектр. – 2011. – С. 161–168.

5. Differential Evolution – A Simple and Efficient Heuristic for Global Optimization over Continuous Spaces / Storn, Rainer and Price, Kenneth // Journal of Global Optimization 11, 1997. pp. 341-359.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ОТКЛИКА ОТ СЛОЯ КОМПОЗИЦИОННОГО МАТЕРИАЛА НА ОСНОВЕ ГЕКСАФЕРРИТА И УГЛЕРОДНЫХ НАНОСТРУКТУР

Г. Е. Кулешов, В. И. Сусляев (научный руководитель)

Томский государственный университет
634050, Томск, пр. Ленина, 36
E-mail: grigorij-kge@sibmail.com

Представлены результаты измерений электрофизических характеристик композиционных материалов, содержащих силикон, углеродные наноструктуры и порошки гексаферритов различных типов. Показано, что параметры активной фазы влияют на электромагнитные характеристики. Получены результаты, свидетельствующие о возможности использования нанопорошков гексаферритов и углеродных наноструктур в защитных экранах, снижающих воздействия электромагнитного излучения на организм человека.

Развитие электронной техники в последние десятилетия привело к возрастанию количества бытовой, промышленной и научной аппаратуры, работающей в высокочастотной области электромагнитного излучения (ЭМИ). Микроволновые устройства, которые 10–15 лет назад применялись только ограниченным кругом профессионалов, сейчас используются повсеместно: СВЧ печи, персональные компьютеры, мобильные телефоны, ближняя беспроводная радиосвязь для устройств разных типов (Wi-Fi, Bluetooth), базовые станции сотовой связи, системы спутниковой связи, системы сигнализации и другие устройства. Преимущества от их использования очевидны. Вместе с тем эти устройства являются источниками электромагнитных полей, представляющих опасность для биологических объектов. Отметим, что расширение сферы применения микроволновых устройств приводит к одновременному использованию различной аппаратуры и увеличению суммарного уровня электромагнитного фона.

Экспериментальные исследования биологических последствий длительного воздействия высокочастотных и сверхвысокочастотных полей, проводимые Всемирной организацией здравоохранения (ВОЗ) [1], выявили ряд специфических заболеваний, связанных с

микроволновым излучением. Отмечены функциональные изменения в: головном мозге, репродуктивных органах, сердечнососудистой системе, эндокринной и иммунной системах. Получены данные, доказывающие связь между долговременным использованием сотовых телефонов и повышением риска возникновения опухолей. Комиссия Международного агентства по исследованию рака (IARC) в 2002 г. сделала вывод, что воздействие электромагнитных полей связано с возможной канцерогенностью [2]. В свою очередь ВОЗ официально признала факт, что ЭМИ оказывает канцерогенное воздействие, лишь в 2011 г. Регистрируется все больше случаев корреляции между глиомой и использованием аналоговых и сотовых телефонов [3], выявлено значительное повышение риска развития невриномы слухового нерва и лейкемии, отмеченное у пользователей мобильных телефонов со стажем 10 лет и более [4]. Так как механизм воздействия излучения на детский организм еще не определен [5], в большинстве отчетов рекомендуется ограничить использование мобильных телефонов детьми [2, 6]. В ряде исследований было показано [7–9], что при воздействии ЭМИ на биологические объекты малой мощности, которая не приводит к повышению температуры, существуют определенные частоты, которые вызывают значительные изменения в механизмах функционирования различных органов и систем организма, за счет резонансных явлений. Заключение исследователей напрямую противоречит многолетним заявлениям производителей высокочастотной электроники о том, что использование их продукции абсолютно безопасно.

Поскольку отказаться от использования электронных устройств человечество уже не в состоянии, актуальной задачей является разработка средств защиты от воздействия ВЧ ЭМИ, основанных на достижениях современной науки и техники, которые можно использовать в мобильных устройствах и другой электронной технике. Все это привело к поиску новых материалов, активно взаимодействующих с электромагнитным излучением. Такие материалы в зависимости от способа их использования характеризуются: большими значениями магнитной и диэлектрической проницаемости, малыми тангенсами диэлектрических и магнитных потерь, высокой проводимостью, механическими характеристиками, или сочетанием различных свойств.

Исследования по проблеме снижения вредного влияния от микроволнового излучения ведутся достаточно активно во всем мире. Множество работ посвящено защите от воздействия сотовых телефонов, в том числе разработке защитных экранов [10]. Наиболее оправданным является применение защитных устройств на основе материалов, которые эффективно отражают или поглощают ЭМИ.

К радиоотражающим материалам относятся различные металлы (железо, сталь, медь, латунь, алюминий или композиты, в которых используются проводящие структуры). Они выполняются в виде сплошных и перфорированных листов, сеток, решеток, трубок и могут быть нанесены в виде тонкопленочных покрытий. Подобные экранирующие материалы отличаются высокой эффективностью, поскольку за счет больших различий волнового сопротивления свободного пространства и экрана, они обладают высоким коэффициентом отражения. Однако у отражающих экранов имеются свои недостатки [10], связанные с появлением областей переизлучения из-за изменения положения экрана относительно излучателей и защищаемого объекта. Это приводит к возникновению переотраженных волн, при этом облучение отдельных участков тела человека усиливается. В свою очередь эффективность перфорированных и сетчатых экранов падает с повышением частоты. Поэтому особое внимание уделяется разработке экранов и защитных покрытий, эффективность которых достигается за счет поглощения ЭМИ.

В конструкциях поглощающих экранов используется явление рассеивания энергии, потери на проводимость, а также магнитные и диэлектрические потери. Известно, что в качестве активной фазы поглотителей в СВЧ-диапазоне хорошо зарекомендовали себя оксидные ферримагнетики, сажа, карбонильное железо, диэлектрики. Ведутся разработки новых радиопоглощающих покрытий на основе сегнетоэлектриков и мультиферроиков. В послед-

нее время разрабатываются устройства на основе наноразмерных материалов: углеродных нанотрубок и нанопорошков ферритов.

Особое внимание уделяется ферритам с гексагональной кристаллической структурой (гексаферритам), так как у них область естественного ферромагнитного резонанса, характеризуемой значительными изменениями величин комплексной магнитной проницаемости, находится в диапазоне СВЧ. Отметим, что свойства данного класса материалов зависят от способа получения, химического состава [11], формы и размера частиц [12], типа композиционной смеси. Для оценки характеристик композиционной смеси расчетным методом необходимо знать электромагнитные свойства составных частей и правильно выбрать формулу теории композиционных смесей.

При разработке и изготовлении защитных экранов, применяемых для снижения воздействия микроволнового излучения, необходимо принимать во внимание не только электромагнитные, но и потребительские свойства готового продукта. Для этого необходимо выбрать активную фазу и связующее вещество, обеспечивающие оптимальные свойства защитных покрытий.

В данной работе исследовались образцы композитов, содержащие:

– порошки гексаферрита $BaFe_{12}O_{19}$ с линейными размерами частиц менее 100 мкм, полученные по стандартной керамической технологии;

– порошки гексаферрита $Ba_3Co_2Fe_{24}O_{41}$ с размерами частиц менее 100 мкм, полученные по стандартной керамической технологии;

– углеродные наноструктуры, полученные из углеводородного газа с использованием разряда СВЧ энергии.

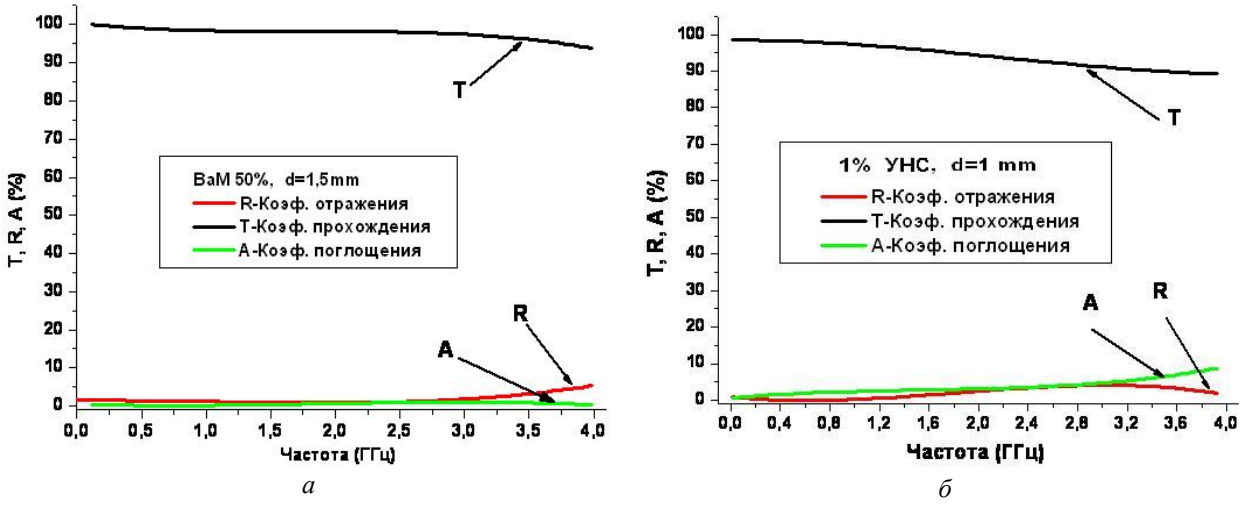
Выбор связующего вещества зависит от назначения готового композита: твердость, гибкость упругость и др. У нас в качестве связующего использовались силикон, который сочетает высокие адгезийные свойства с гибкостью и пластичностью.

Для изготовления опытных образцов защитных экранов использовалась следующая схема. Проводился отбор активной фазы и связующего вещества. Производилось тщательное взвешивание наполнителя и связующего вещества на весах Shimadzu AUX – 320 (погрешность ±0,5 мг). После этого составные части композита соединялись в соответствующих пропорциях (по массе) и тщательно перемешивались до однородного состояния. Полученная смесь наносилась на горизонтальную поверхность тонким слоем соответствующей толщины. В качестве армирующей основы для улучшения механических свойств покрытия использовалась тонкая полиамидная ткань толщиной 12 мкм ($\varepsilon \approx 1$ отн. ед.). Полимеризация готового изделия проводилась при комнатной температуре в течение нескольких часов.

Исследование электромагнитных характеристик проводилось волноводным методом с использованием коаксиальной измерительной ячейки. Сверхвысокочастотный тракт построен на основе измерителя коэффициента прохождения и отражения Р2М-04 фирмы «Микран». Образцы изготавливались с помощью разработанной формы в виде шайбы, с внешним диаметром $d_1 = 16$ мм и внутренним $d_2 = 6{,}95$ мм, и точно подгонялись под размеры коаксиальной измерительной ячейки. Особое внимание уделялось установке образца в ячейке без зазоров и перекосов.

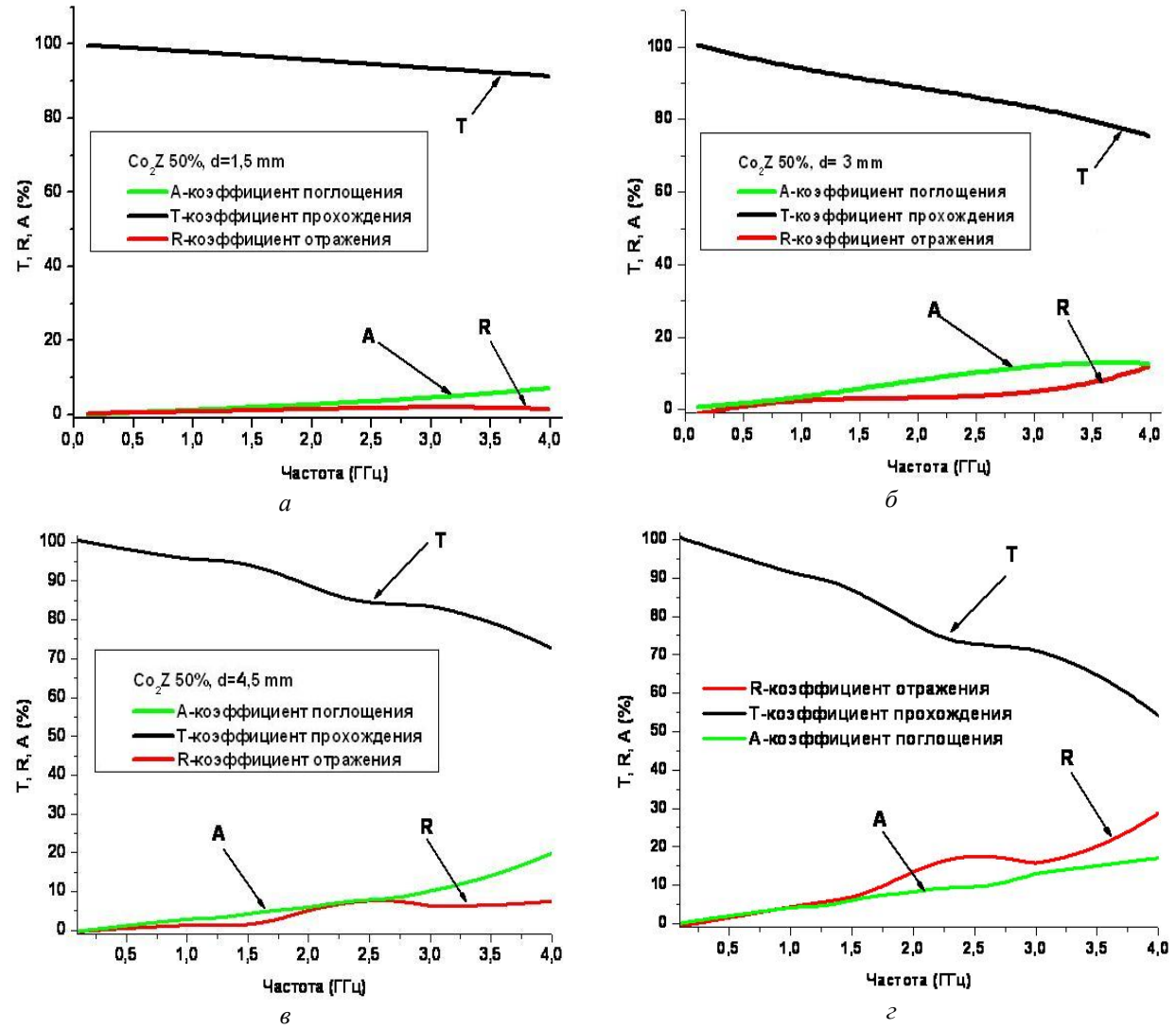
Нами проведены исследования электромагнитного отклика от слоя композиционных материалов на основе силиконовой матрицы ($\varepsilon \approx 2$ отн. ед.), обладающей рядом необходимых упруго-механических свойств, и включающей порошки гексаферритов $Ba_3Co_2Fe_{24}O_{41}$, $BaFe_{12}O_{19}$ с линейными размерами частиц не более 100 мкм и углеродные наноструктуры (УНС), полученные из углеводородного газа с использованием разряда СВЧ энергии. Рассматривались образцы с различным весовым содержанием гексаферритов и УНС. Однако при высоких концентрациях наполнителя снижались упруго-механические свойства композита, он терял свою однородность.

На рис. 1 представлены результаты измерений коэффициентов прохождения (T), отражения (R), поглощения (A) образцов композита с содержанием 50 % $BaFe_{12}O_{19}$ ($d = 1{,}5$ мм) и с 1 % УНС ($d = 1$ мм).



а *б*

Рис. 1. Коэффициентов прохождения (Т), отражения (R) и поглощения (А) образцов композиционных материалов, с силиконом в качестве связующего вещества: *а* – наполнитель 50 мас. % $BaFe_{12}O_{19}$; *б* – наполнитель 1 мас. % УНС



а *б*

в *г*

Рис. 2. Коэффициентов прохождения (Т), отражения (R) и поглощения (А) образцов композиционных материалов, с силиконом в качестве связующего вещества: *а* – 50 мас. % $Ba_3Co_2Fe_{24}O_{41}$, *d* = 1,5 мм; *б* – 50 мас. % $Ba_3Co_2Fe_{24}O_{41}$, *d* = 3 мм; *в* – 50 мас. % $Ba_3Co_2Fe_{24}O_{41}$, *d* = 4,5 мм; *г* – 50 мас. % $Ba_3Co_2Fe_{24}O_{41}$, *d* = 4,5 мм и 1 мас. % УНС, *d* = 1 мм

Из графиков рис. 1 видно, что гексаферрит $BaFe_{12}O_{19}$ имеет слабые экранирующие свойства, поскольку имеет низкие значения коэффициентов поглощения и отражения во всей полосе часто. Композит, содержащий углеродные наноструктуры, полученные из углеводородного газа СВЧ разрядом, имеют более высокий уровень ослабления излучения, чем у композита на основе гексаферрита М-типа, за счет более высоких коэффициентов поглощения и отражения. При этом толщина слоя композиционного материала и концентрация наполнителя значительно меньше, чем у предыдущего образца.

На рис. 2 представлены результаты измерений коэффициентов прохождения (Т), отражения (R), поглощения (А) образцов композита с содержанием $Ba_3Co_2Fe_{24}O_{41}$ 50 % и различной толщиной защитного экрана, а также при добавлении дополнительного слоя на основе УНС.

Гексаферриты $Ba_3Co_2Fe_{24}O_{41}$ показали более высокий уровень ослабления излучения, линейно увеличивающийся при возрастании толщины слоя, в основном за счет поглощения. При этом при толщине слоя d = 4,5 мм коэффициент прохождения составляет порядка 80 % на частоте 2,2 ГГц и достигает 70 % на 4 ГГц. Добавление слоя композита на основе углеродных наноструктур позволяет получить Т = 60 %, при этом коэффициент поглощения остается на прежнем уровне, а увеличивается отражение

Полученные зависимости указывают на возможность использования исследуемых материалов, на основе порошков гексаферритов и углеродных наноструктур, для снижения уровня электромагнитного радиоизлучения. Выбранный диапазон излучения в настоящее время интенсивно используется для создания радиоэлектронной аппаратуры различного назначения, поэтому исследуемые композиты перспективны для применения в качестве отражающих и поглощающих устройств.

Работа выполнялась при частичной поддержке проектами: ГК № 8691р/13125 и 11-02-98010-р сибирь_а «Синтез и исследование статических и динамических характеристик радиоматериалов нового класса мультиферроиков на основе титанатов бария и стронция и нанопорошков ферримагнетиков».

Список литературы

1. Independent Expert Group on Mobile Phones. Mobile phones and health. Oxon, United Kingdom, Expert Group on Mobile Pones. URL: http://www.iegmp.org.uk/r eport/text.htm (дата обращения 10.03.2011).

2. Licari L. Children’s health and environment: developing action plans / L. Licari, L. Nemer, G. Tamburlini. – Copenhagen: WHO, 2006. – 88 p.

3. Auvinen A. Brain tumors and salivary gland cancers among cellular telephone users / A. Auvinen, M. Hietanen, R. Luukkonen, R.S. Koskela // Epidemiology, 2002. – V. 13. – P. 356–359.

4. Hepworth S.J. Mobile phone use and risk of glioma in adults: case-control study / S.J. Hepworth, M. J. Schoemaker, K.R Muir, A.J. Swerdlow, M.J.A. van Tongeren, P.A. McKinney // BMJ, 2006. – V. 332. – P. 883 – 887.

5. Отчет о 20-м совещании Европейского комитета по окружающей среде и охране здоровья Хельсинки, Финляндия, 12–13 декабря 2005. URL: http: //www.euro.who.int/ Document/EEHC/20th_EEHC_Mtg_report_Rus.pdf (дата обращения 10.03.2011).

6. Какое влияние оказывают мобильные телефоны на здоровье людей? Сеть фактических данных по вопросам здоровья. URL: http://www.euro.who.int/en/system.html (дата обращения 10.03.2011).

7. Горбатов, С.А. Влияние электромагнитного излучения бытовых приборов на организм человека / С.А. Горбатов, И.В. Воронин, В.Ю. Науменко // Медицинская физика. – 2007. – № 1. – С. 63–68.

8. Птицына, Н.Г. Естественные и техногенные низкочастотные магнитные поля, как факторы потенциально опасные для здоровья / Н.Г. Птицына // Успехи физ. наук. – 1998. – № 7. – С. 768–791.

9. Девятков, Н.Д. Миллиметровые волны и их роль в процессах жизнедеятельности / Н.Д. Девятков, М.Б. Голант, О.В. Бецкий. – М. : Радио и связь. 1991. –168 с.

10. Лыньков, Л.М. Гибкие конструкции экранов электромагнитного излучения / Л.М. Лыньков, В.А. Богуш, В.П. Глыбин. – Мн., 2003. – 284 с.

11. Влияние ионов Fe^{2+} на СВЧ спектры ферритов CoZnW / В.И. Сусляев, Е.П. Найден, В.А. Журавлев, Г.И. Рябцев // Электронная техника. Сер. «Материалы». – 1990. – № 5/250/ДСП. – С. 28–29.

12. Температурные зависимости СВЧ-спектров магнитной проницаемости наноразмерных порошков гексаферрита W-типа / О.А. Доценко, Е.Ю. Коровин, В.И. Сусляев, Г.Е. Кулешов // Изв. вузов. Физика. – 2006. – № 9. – С. 35–39.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МОНОЛИТНОГО МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ ДИАПАЗОНА 2–10 ГГЦ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОГРАММЫ СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СИНТЕЗА

Д. В. Гарайс, А. А. Калентьев, Л. И. Бабак (научный руководитель)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
634050, Россия, г. Томск, пр. Ленина, 40
E-mail: dvgarays@gmail.com

Описывается процесс проектирования монолитного малошумящего усилителя диапазона 2-10 ГГц на основе 0,2 мкм GaAs pHEMT технологии фирмы OMMIC с помощью программы Geneamp, основанной на использовании генетического алгоритма.

Введение. СВЧ транзисторные усилители используются в сотовой и спутниковой связи, фазированных антенных решетках, устройствах глобального позиционирования и др. [1]. В связи с разнообразием применений разработчикам приходится проектировать новые типы СВЧ усилителей, удовлетворяющие различным техническим требованиям.

Современные САПР не предлагают каких-либо средств для автоматизации этапа выбора схемотехнического решения СВЧ полупроводниковых устройств, а решают только задачи моделирования. Существующие специализированные программы проектирования СВЧ транзисторных усилителей [2–5] обладают рядом недостатков – в частности, разработчик не может контролировать структуру цепи, процесс проектирования достаточно длительный и требует высокой квалификации разработчика.

Для решения задачи автоматического проектирования малошумящих и линейных СВЧ усилителей в лаборатории интеллектуальных компьютерных систем (ЛИКС) ТУСУР была разработана программа Geneamp [6, 7]. Она основана на генетическом алгоритме (ГА) [8] и позволяет проводить структурно-параметрический синтез одно- и двухкаскадных широкополосных СВЧ транзисторных усилителей на сосредоточенных элементах при учете комплекса характеристик. Алгоритмы и принцип работы программы рассмотрены в [9].

Особенностью программы Geneamp является возможность полного контроля структуры и значений элементов синтезируемых усилителей, что позволяет получать практически реализуемые решения. Однако при синтезе параметры усилительных элементов (S-параметры и шумовые параметры) заданы и одинаковы для обоих каскадов. Таким образом, программа не разрешает автоматически выбрать тип транзистора и режимы его работы для реализации поставленных требований.

В настоящем докладе кратко описывается новая версия программы Geneamp, имеющая такие возможности. Представлен пример проектирования с ее помощью монолитного малошумящего усилителя (МШУ) диапазона 2–10 ГГц на основе 0,2 мкм GaAs pHEMT технологии фирмы OMMIC.

Описание программы и алгоритма. В новой версии программы была значительно переработана архитектура, что позволило гибко задавать структуру синтезируемого усилителя. Как и ранее, в усилительных каскадах можно использовать корректирующие двухполюсники (КД) на входе и выходе, двухполюсные цепи последовательной и параллельной обратной связи (ОС), а также четырехполюсные согласующие цепи [9]. При этом ГА, исходя из требований к характеристикам (коэффициент усиления, неравномерность частотной характеристики, коэффициент шума, коэффициенты отражения на входе и выходе, коэффициент устойчивости), автоматически генерирует структуру и значения элементов всех пассивных цепей (КД, ОС и СЦ). Однако теперь проектируемый усилитель может содержать теоретически любое количество каскадов (фактически это количество ограничивается только вычислительными возможностями компьютера, т.е. временем синтеза).

Кроме того, для каждого усилительного каскада алгоритм может автоматически выбрать наиболее подходящий вариант транзистора, т.е. его тип – для дискретных транзисторов, либо его конструкцию и размеры, например, ширину затвора и т.д. – для монолитных транзисторов. Также могут быть определены оптимальные режимы работы транзисторов по постоянному току (для полевых транзисторов – напряжения на стоке и затворе).

С этой целью введено понятие экземпляра транзистора. Он характеризуется определенной совокупностью числовых параметров, которая содержит порядковый номер типа транзистора (либо порядковый номер конструкции транзистора, ширину затвора и т.д. при монолитном исполнении), значения токов или напряжений, определяющих рабочую точку транзистора, и др. Таким образом, экземпляры транзистора могут отличаться как типом (конструкцией) транзистора, так и режимом по постоянному току. Различным экземплярам транзистора присваиваются условные номера (n_{te}) от 1 до N_{te}, где N_{te} – число экземпляров. Каждому экземпляру транзистора соответствует свой набор S- и шумовых параметров в заданном диапазоне частот, которые определяются путем предварительного моделирования транзистора либо непосредственными измерениями. Наборы S- и шумовых параметров на заданных частотах для всех используемых экземпляров транзистора объединены в единый файл стандартного формата mdif.

При кодировании усилителя с помощью двоичной хромосомы [9] в бинарную строку, характеризующую каждый усилительный каскад, дополнительно включается (в двоичном виде) номер экземпляра n_{te} транзистора. В процессе работы ГА хромосома (и, следовательно, двоичные значения n_{te} для каждого каскада) постоянно обновляются. Для расчета значения целевой функции (ЦФ) выполняется моделирование усилителя, при этом по значению n_{te} из файла формата mdif выбирается соответствующий набор S- и шумовых параметров транзистора. В результате ГА, помимо синтеза КД, ОС и СЦ, выбирает для каждого каскада также наилучшее значение n_{te}, т.е. наилучший экземпляр транзистора.

Пример проектирования МШУ на основе ГА. Приведем пример проектирования однокаскадного монолитного МШУ диапазона 2–10 ГГц с использованием транзистора, выполненного на основе 0,2 мкм GaAs pHEMT технологии ED02AH фирмы OMMIC.

Требования к усилителю в полосе частот 2–10 ГГц представлены в табл. 1.

Таблица 1

Требования к характеристикам однокаскадного МШУ диапазона 2–10 ГГц

Диапазон частот, ГГц	Коэффициент усиления (G_T), дБ	ΔG, дБ	Коэффициент шума (NF), дБ	Коэффициент отражения по входу ($\|S_{11}\|$)	Коэффициент отражения по выходу ($\|S_{22}\|$)	Коэффициент устойчивости (K)
2–10	11,5	$\le 0{,}5$	$\le 2{,}2$	$\le 0{,}2$	$\le 0{,}33$	> 1

Требования к коэффициенту устойчивости задавались в диапазоне 0–40 ГГц. Расчет характеристик усилителя при синтезе осуществлялся в 41 частотной точке (0–40 ГГц, шаг 1 ГГц). В качестве максимизируемой ЦФ использована симметричная ненормированная

R-функция, введённая Рвачевым [10], при этом признаком выполнения всех требований является неотрицательность ЦФ.

В ходе предварительных запусков были определены ограничения на количество элементов в КД, СЦ и цепях ОС, а также примерное время синтеза. На структуру синтезируемого усилителя накладывались ограничения, представленные в табл. 2.

Критериями остановки процесса синтеза были:

- время синтеза менее 30 минут;
- значение ЦФ < 0,001.

Параметры используемых при синтезе 11 экземпляров транзисторов (ширина затвора W_g, напряжение стока V_{ds} и напряжение затвора V_{gs}) представлены в табл. 3. S- и шумовые параметры для всех экземпляров были найдены путем моделирования с использованием модели транзистора, имеющейся в библиотеке для технологии ED02AH.

Таблица 2

Ограничения на структуру и элементы усилителя

Типы СЦ и КД	Число элементов	Типы элементов	Специальные требования	Ограничения на номиналы элементов
СЦ на входе	4	Все возможные (R, L, C)	Должны стоять разделительные конденсаторы. Должна быть возможность подачи питания на каскады	2 Ом ≤ R ≤ 2000 Ом 0,01 пФ ≤ C ≤ 6 пФ 0,01нГн ≤ L ≤ 8 нГн
СЦ на выходе	3	Все возможные (R, L, C)		
Параллельная ОС	4	Все возможные (R, L, C)	Должны стоять разделительные конденсаторы	
Последовательный КД на входе	1	L		
Последовательный КД на выходе	1	L		
Последовательная ОС	1	L		

Таблица 3

Значения W_g, V_{ds} и V_{gs} для различных экземпляров транзистора

n_{te}	W_g, мкм	V_{ds}, В	V_{gs}, В
1	160	4.5	–0.3
2	160	4.5	–0,4
3	240	3	–0,3
4	240	3	–0,4
5	240	3	–0,5
6	240	4.5	–0,3
7	**240**	**4.5**	**–0,4**
8	240	4.5	–0,5
9	240	3	–0,4
10	240	4.5	–0,4
11	240	4.5	–0,5

Первый цикл проектирования усилителя состоял в определении наиболее подходящих значений ширины затвора W_g и режима работы транзистора по постоянному току. С этой целью было проведено 10 запусков программы при вариации номера экземпляра транзистора n_{te}. Ввиду того, что генетический алгоритм относится к недетерминированным алгоритмам, в результате каждого запуска получались несколько вариантов усилительных цепей с различными топологиями и номиналами элементов. В табл. 4 представлены характеристики вариантов МШУ, имеющих наилучшее значение ЦФ в каждом из запусков, а также соответствующие величины ЦФ и времени синтеза.

Таблица 4

Результаты синтеза МШУ при вариации номера экземпляра транзистора (n_{te})

Номер запуска ГА	G, дБ	ΔG, дБ	NF, дБ	|S11|	|S22|	K	n_{te}	Значение ЦФ	Время (мм:сс)
1	11.645	0,5	2.025	0.194	0.265	1.64	6	–1.630955	30:02
2	11.5	0,5	1.96	0.13	0.2	1.76	1	–2.338757	30:00
3	**11.545**	**0,5**	**1.8**	**0.17**	**0.225**	**1.2**	**7**	**–0.008045**	**06:45**
4	**11.5**	**0,5**	**1.8**	**0.17**	**0.14**	**1.1625**	**7**	**–0.006969**	**11:42**
5	11.5	0,5	2	0.15	0.18	1.685	1	–3.118224	30:00
6	11.6	0,38	2.06	0.15	0.225	1.3	1	–2.535489	30:00
7	**11.435**	**0,46**	**1.86**	**0.17**	**0.225**	**1.195**	**7**	**–0.005316**	**05:03**
8	11.5	0,5	1.85	0.175	0.22	1.5	3	–0.284115	30:00
9	11.45	0,45	1.95	0.155	0.2	2	1	–1.292689	30:00
10	11.29	0,31	1.75	0.22	0.205	1.65	4	–1.808026	30:00

Из табл**.** 4 видно, что при применении экземпляра транзистора № 7 (табл. 3, соответствующие строки выделены жирным) достигалось максимальное значение ЦФ за минимальное время. Это позволят заключить, что в МШУ наиболее целесообразно использовать именно этот экземпляр транзистора (W_g = 240 мкм, V_{ds} = 4,5 В, V_{gs} = –0,4 В). Полученные варианты усилителей с n_{te} = 7 практически полностью укладывались в поставленные требования. МШУ с другими экземплярами транзисторов обладали несколько худшими характеристиками, но синтезировались значительно дольше. При этом все полученные схемы удовлетворяют условиям практической реализуемости (на входе и выходе усилителей, а также в цепи параллельной ОС имеются разделительные конденсаторы, через элементы СЦ на входе и выходе удобно подавать питание на транзистор). На рис. 1 представлены некоторые из схем МШУ, полученных при первой серии запусков ГА (n_{te} = 7).

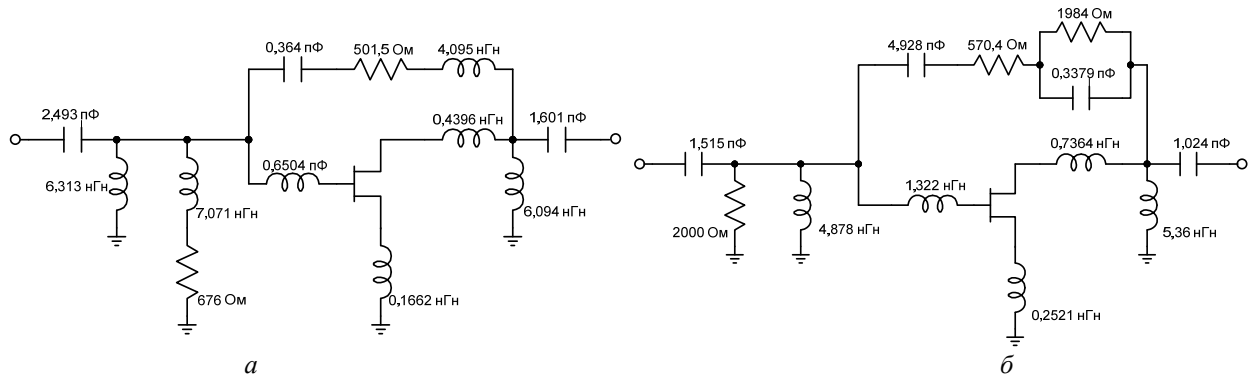


Рис. 1. Схемы МШУ, полученные в результате первой серии запусков ГА при вариации номера экземпляра транзистора

Далее была произведена следующая серия из 10 запусков ГА. При этом номер экземпляра транзистора был зафиксирован (n_{te} = 7) и не варьировался, что позволило значительно сократить время синтеза. Критерии останова ГА были те же, что и в предыдущей серии. В табл. 5 представлены характеристики полученных вариантов МШУ с максимальным значением ЦФ в каждом запуске, а также средние по серии запусков значения характеристик, ЦФ и времени синтеза. Строка «Среднее 1» показывает среднее значение этих параметров по результатам 10 запусков, а «Среднее 2» – среднее значение по результатам 8 запусков, исключая запуски 5 и 7 (ввиду того, что в результате этих запусков не было

достигнуто приемлемое значение ЦФ). Как видно, ГА смог достичь требуемого значения ЦФ в 80 % случаев. Следует отметить, что большая часть полученных схем полностью удовлетворяли поставленным требованиям, а также условиям практической реализуемости. На рис. 2 представлены схемы МШУ, в которых после проведения структурной оптимизации в САПР Microwave Office получилось наименьшее количество элементов, а также графики их частотных характеристик.

Таблица 5

Результаты синтеза МШУ при фиксированном номере экземпляра транзистора (n_{te}=7)

Номер решения	G, дБ	ΔG, дБ	NF, дБ	|S11|	|S22|	K	Значение целевой функции	Время (мм:сс)
1	11.75	0,375	1.993	0.18	0.22	1.15	–0,0061819	03:38
2	11.45	0,4	1.836	0.157	0.226	1.377	–0,0086338	06:45
3	11.45	0,375	1.797	0.16	0.2288	1.45	–0,0098420	04:33
4	11.43	0,405	1.94	0.158	0.21	1.25	–0,0067484	02:55
5	11.5	0,5	1.85	0.198	0.24	1.27	–0,9067651	30:00
6	11.56	0,4	1.88	0.16	0.19	1.7	–0,0095210	04:19
7	11.5	0,5	1.87	0.11	0.238	1.55	–0,0250603	30:00
8	11.5	0,5	1.18	0.17	0.2	1.175	–0,0028457	02:42
9	11.445	0,45	1.88	0.195	0.16	1.25	–0,0088578	04:04
10	11.56	0,48	1.855	0.16	0.225	1.14	–0,0074386	02:31
Среднее 1	**11,53**	**0,44**	**1,808**	**0,165**	**0,214**	**1,331**	**–0,122**	**08:54**
Среднее 2	**11,52**	**0,34**	**1,795**	**0,168**	**0,207**	**1,312**	**–0,007509**	**02:54**

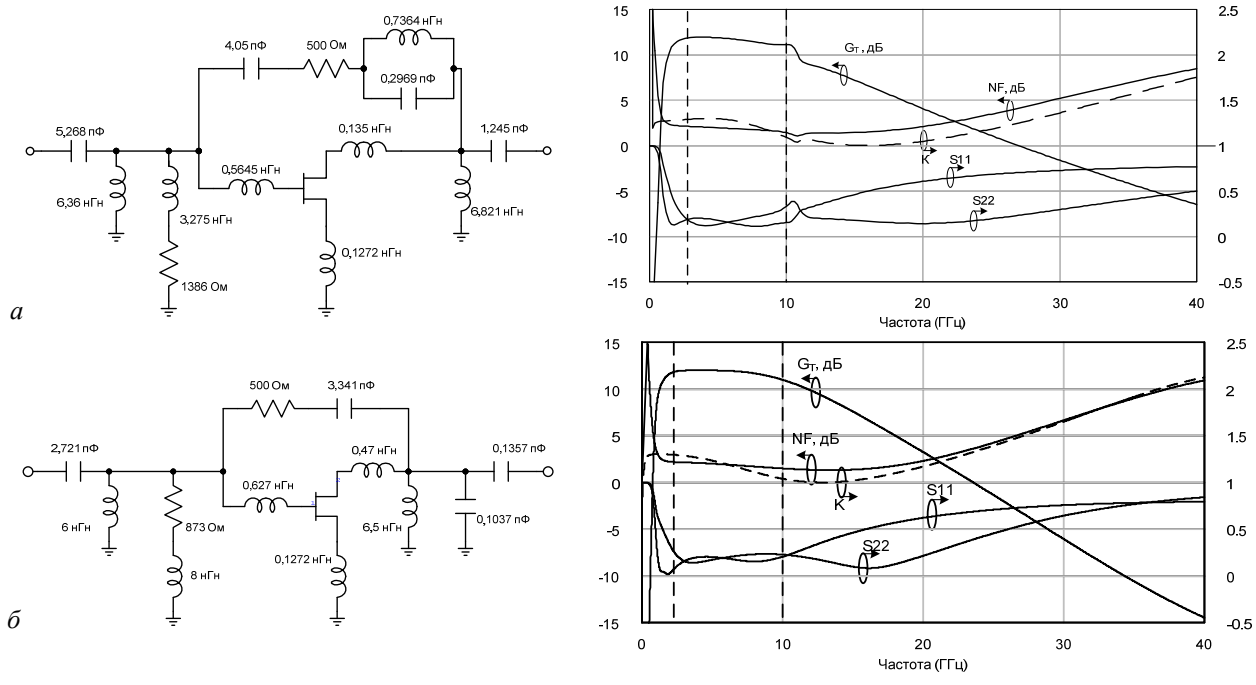


Рис. 2. Схемы МШУ, полученные после второй серии запусков ГА, и их частотные характеристики

При исследованиях ГА был использован специально разработанный модуль автоматической постановки машинных экспериментов. Благодаря этому за все время проектирования (приблизительно 7 часов) присутствие разработчика требовалось в течение только часа (для первоначальной настройки синтеза, для обработки результатов первой серии за-

пусков, а также для оценки и оформления результатов проектирования). В результате проектирования было получено 10 различных схем усилителей, использующих 2 вида входных СЦ, 5 видов выходных СЦ и 3 различных вида цепей ОС.

Заключение. Представленные результаты показывают, что программа Geneamp позволяет значительно упростить процесс проектирования малошумящих и линейных СВЧ усилителей, оставляя разработчику фактически только функции задания требований к структуре и характеристикам синтезируемого устройства. К достоинствам программы можно отнести следующее: 1) возможен контроль структуры цепи и номиналов элементов, что позволяет получать практически реализуемые схемы усилителей; 2) программа позволяет получать множество решений, оставляя окончательный выбор разработчику; 3) процесс проектирования не требует высокой квалификации разработчика; 4) процесс проектирования занимает намного меньше времени по сравнению с существующими подходами. В статье также показана возможность синтеза на основе ГА СВЧ усилителей при вариации параметров и режимов работы транзисторов – до сих пор эта сложная задача не поддавалась формализации.

Работа выполнялась в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы по направлениям «Создание электронной компонентной базы» (14.740.11.1261), «Микроэлектроника» (П669, П499, 16.740.11.0092, 14.740.11.1136) и «Проведение исследований коллективами НОЦ по направлению «Микроэлектроника» (14.740.11.0135).

Список литературы

1. Монолитные интегральные микросхемы СВЧ // Компоненты и технологии. – URL: http://kit-e.ru/articles/svch/2005_9_174.php

2. Genesys 7. Technical overview // Eagleware Corporation [Электронный ресурс]. – URL: http://www.eagleware.com

3. Linc2 - Computer aided engineering solutions for RF and microwave design // [Электронный ресурс]. – URL: http://appliedmicrowave.com

4. Multimatch – RF and microwave impedance-matching amplifier software // AMPSA Ltd. – URL: htpp://www.ampsa.com

5. Potter A., HP RF Compiler Automates Schematic Capture and Extends Capabilities of Circuit Synthesis. Appl. Microwave & Wiwave & Wireless, 11(6), pp. 106-118, June 1999.

6. Бабак, Л.И. Программа синтеза согласующий цепей на основе генетического алгоритма / Л.И. Бабак, В.А. Вьюшков // Сб. тр. 16-ой Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» ; изд-во «Вебер». – 2006. – Т. 1 – С. 209.

7. Кошевой, С.Е. Структурный синтез СВЧ устройств на основе генетического алгоритма в системе автоматизированного проектирования INDESYS / С.Е. Кошевой, С.Ю. Дорофеев, Л.И. Бабак // Всерос. науч.-техн. конф. с междунар. участием «Современные проблемы радиоэлектроники». – Красноярск : Изд-во СФУ, 2009. – С. 421–424.

8. Емельянов, В.В. Теория и практика эволюционного моделирования / В.В. Емельянов, В.М. Курейчик, В.В. Курейчик. – М. : ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 432 с.

9. Kalentyev A. A., Kokolov. A. A. Babak L. I., «A new method for low noise amplifiers synthesis Based on genetic algorithm and morfological approach» 21-я Междунар. Крымская конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2011). Севастополь, 12–16 сент. 2011 г.

10. Рвачев, В. Л. Геометрические приложения алгебры логики / В. Л. Рвачев. – Киев : Техника, 1967.

СОГЛАСОВАНИЕ АПЕРТУРНОЙ АНТЕННЫ, ИЗЛУЧАЮЩЕЙ В СРЕДУ С ИЗМЕНЯЮЩИМИСЯ ПАРАМЕТРАМИ

Н. Н. Юнусов, Ю. И. Чони (научный руководитель)

Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н.Туполева − КАИ
420111, г. Казань, ул. К. Маркса, 10
E-mail: Yunusov-nail@rambler.ru

Обсуждаются вопросы, связанные с одной из проблем, порождаемых изменчивостью параметров окружающей среды: проблема поддержания режима согласования антенны. Рассматривается вариант построения системы адаптивного перемещения тонкой диэлектрической пластины в зазоре между апертурой и обтекателем. На основе упрощенной электродинамической модели, применимость которой обоснована сопоставительными расчетами в CST Studio, получена оценка достижимого качества согласования при изменении параметров среды в широких пределах.

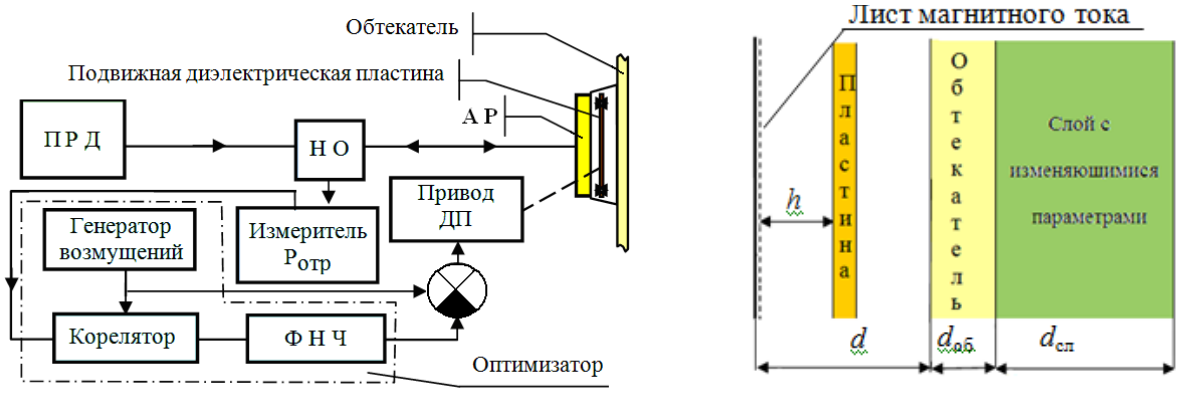
В некоторых случаях параметры среды, окружающей излучающую систему, непредсказуемо изменяются во времени. Примерами тому служат технологические СВЧ установки сушения сыпучих материалов или сепарации водонефтяных эмульсий [1], эффективность которых определенно зависит от создаваемого ими плотности потока мощности в среду. Рассогласования фидерного тракта в условиях переменчивости входного импеданса системы составляет одну из специфических особенностей подобных систем. Проблема поддержания режима согласования приобретает еще большую остроту для антенных систем гиперзвуковых летательных аппаратов (ГЗЛА), на определенных этапах полета которых у поверхности фюзеляжа образуется слой плазмы [2].

Обеспечить согласование в условиях динамически изменчивой среды можно за счет электрически управляемых согласующих устройств (ЭУСУ), например, на основе варикапов [3]. Понятно, что при этом участок тракта, состоящий из ЭУСУ и фидера до входа антенны, представляет собой нагруженный резонатор, добротность которого тем выше, чем больше коэффициент отражения от антенны и длиннее тракт. Последнее обстоятельство в значительной мере ограничивает полосу частот возможного согласования при размещении ЭУСУ на входе диаграммо-образующей схемы антенной решетки (АР). Подключение же ЭУСУ к входу каждого элемента АР делает конструкцию слишком громоздкой.

Альтернативным вариантом [4] служит система с адаптивно управляемой подвижной диэлектрической пластиной (ДП), структурная схема которой представлена на рис. 1, *а*. Относительно тонкая ДП с высокой диэлектрической проницаемостью располагается параллельно апертуре на расстоянии h, которое варьируется в пределах зазора d до обтекателя антенна. За обтекателем находится слой с изменяющимися параметрами и дальше свободное пространство. Привод изменяет положение ДП в соответствии с управляющим сигналом, поступающим от универсального оптимизатора [5]. Этот сигнал получается в результате сложения медленно изменяющейся составляющей с выхода ФНЧ, играющего роль интегратора, и относительно быстрых тестовых возмущений, например, колебаний с частотой порядка десятков или сотен герц. Сигнал флуктуаций мощности отраженного сигнала $P_{\text{отр}}(t)$ с выхода соответствующего измерителя, подключенного к направленному ответвителю (НО), поступает на синхронный детектор (коррелятор), который формирует сигнал, пропорциональный градиенту $\partial P_{\text{отр}}/\partial h$ и задающий скорость изменения сигнала на выходе ФНЧ. В результате этого среднее положения h ДП изменяется в сторону снижение уровня отраженного сигнала $P_{\text{отр}}$. Тем самым осуществляется адаптация к текущим параметрам среды по алгоритму градиентного спуска к минимуму мощности отраженного сигнала.

Уровень сигнала ошибки, т.е. отраженного сигнала, достаточно велик: при КСВН ≈ 2 отраженный сигнал всего на 10дБ ниже мощности передатчика. Поэтому, во-первых, измеритель $P_{\text{отр}}$ представляет собой простейшее устройство. Во-вторых, сигнал измерителя практически не зашумлен, что обеспечивает работоспособность системы при малом уровне возмущающих колебаний ДП.

Для оценки потенциальной эффективности рассматриваемой системы согласования с подвижной ДП использовалась электродинамическая модель плоско параллельной слоистой структуры, представленной на рис. 1, *б*. На идеально проводящей плоскости лежит лист однородного синфазного магнитного тока, возбуждающий в полупространстве справа первичную плоскую электромагнитную волну. Решение системы линейных алгебраических уравнений, соответствующих сшиванию полей на границах раздела слоев, дает интенсивности подающих и отраженных волн в каждом слое, после чего находится поверхностный импеданс листа магнитного тока, под которым понимается отношение касательных компонент поля $Z = E_\tau / H_\tau$. Алгоритмически удобно вычисления свести к рекурсиям, соответствующим трансформации импедансов в кусочно-однородной линии.



а *б*

Рис. 1. Адаптивная система поддержания режима согласования с управляемой ДП:
а – структурная схема; *б* – электродинамическая модель

Естественно, что в реальной ситуации излучающая апертура имеет конечные размеры, а в случае АР еще и состоит из отдельных элементов. Соответственно присутствует краевой эффект и неравномерность распределения, обусловленная электродинамическим взаимодействием излучателей. Однако при размерах, составляющих несколько длин волн, в структуре ближнего поля доминирует участок плоской волны. Поэтому рассматриваемая одномерная модель, скорее всего, дает приемлемое первое приближение. Как оценочные соответствующие результаты могут служить ориентиром и в случае одиночного антенного элемента.

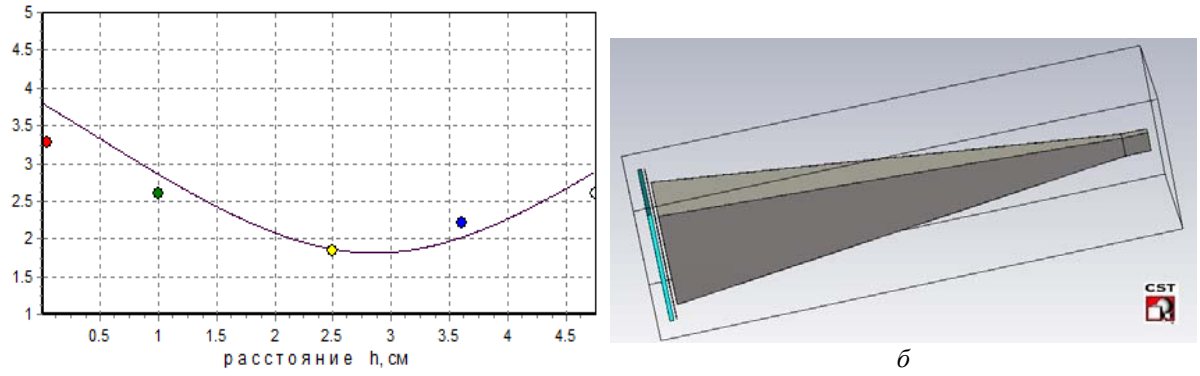
В исходном состоянии (свободное пространство за обтекателем) ДП находится в стартовом положении (рассматривались варианты у апертуры, у обтекателя, по середине) и имеет место номинальное значение входного импеданса Z_0. Естественно, антенна в этом состоянии согласована, т.е. реактивная часть импеданса Z_0 скомпенсирована подключением реактивности обратного знака, а вещественная часть равна волновому сопротивлению фидера (после соответствующей трансформации, быть может). При изменении параметров слоя и изменении координаты h пластины входной импеданс апертуры $Z = E_\tau / H_\tau$ изменяется, что приводит к изменению коэффициента отражения $\Gamma = (Z - Z_0) / (Z - Z_0)$ и соответствующего значения КСВН.

В интересах исследования основных закономерностей и оценки потенциальных возможностей поддержания режима согласования апертурной антенны за счет перемещения ДП была разработана программа (в среде Delphi7) моделирования многослойных структур (рис. 1, *а*) и проведены обширные числовые эксперименты.

Для проверки правомерности модели и аттестации самой программы были выполнены сопоставительные расчеты. На частоте 1500 МГц получена зависимость КСВН при перемещении ДП толщиной 2,5 мм и $\varepsilon' = 7{,}5$ в интервале $0 < h < 4{,}5$ см между синфазным

листом магнитного тока и обтекателем, в качестве которого выступал диэлектрический слой $d_{сл}$ = 3см, $\varepsilon'_{сл}$ = 3 (кривая на рис. 2). Затем средствами CST Studio моделировался рупор длиной 18 λ с апертурой 5λ x 5λ, перед которым на расстоянии 5 см располагался диэлектрик $\varepsilon'_{сл}$ = 3 толщиной 3 см квадратного сечения 6λ x 6λ (рис. 2, *б*). ДП толщиной 2,5 мм и ε' = 7,5 имела такое же сечение 6λ x 6λ. Результаты расчетов при пяти значениях *h* нанесены на график рис. 2, *а* жирными точками (из-за относительно больших волновых размеров задачи вычисления для каждой точки длятся чуть больше трех часов).

Как следует из представленных данных не только характер зависимостей, но и абсолютные значения в сопоставляемых точках достаточно близки. Ясно, что их отличия обусловлены в первую очередь проявлением краевых эффектов, которые в отличие от CST Studio в нашей программе не учитываются. Таким образом, модель слоистой безграничной среды вполне приемлема для численного моделирования большого числа ситуаций в интересах оценки эффекта согласования с помощью подвижной ДП.



а *б*

Рис. 2. *а* – зависимость КСВН от положения ДП;
б – геометрия задачи при моделировании в CST Studio

В таблице ниже представлены серии зависимостей КСВН при перемещении ДП (толщина 5 мм, ε' = 9) для трех стартовых положений: у апертуры – левая колонка, по середине – средняя колонка, у обтекателя – правая колонка. Приведенные результаты соответствуют расстоянию между апертурой и обтекателем (толщиной 15 мм, ε' = 2,15) равному d = 5 см. Параметры слоя $d_{сл}$.и $\varepsilon'_{сл}$, указанные в первом столбце, были намеренно выбраны с таким расчетом, чтобы продемонстрировать ситуации, когда максимальный эффект достигается при различных стартовых положениях ДП. Соответствующие графики выделены жирной окантовкой. На каждом графике представлены кривые для трех частот: f_0 = 1.5 ГГц и двух крайних 1.5 ГГц ± 2 %. Эти кривые, как и ожидалось, свидетельствуют об относительно слабой частотной зависимости и наличии единственного минимума, что очень важно для устойчивости процесса адаптации по алгоритму градиентного спуска.

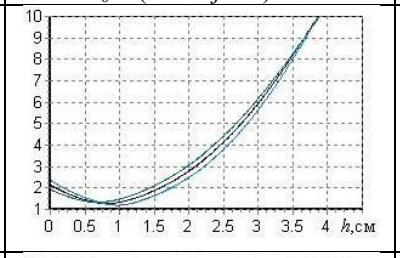
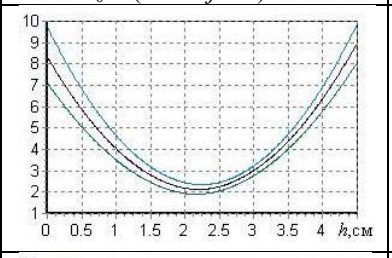
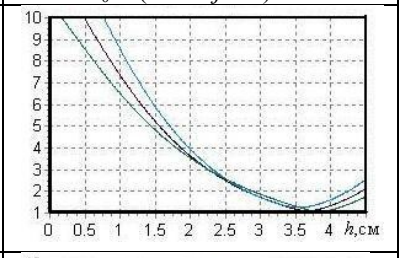
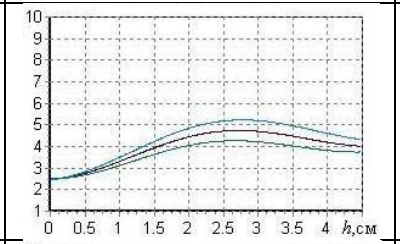
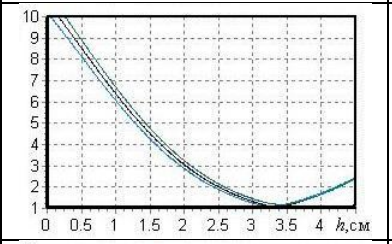
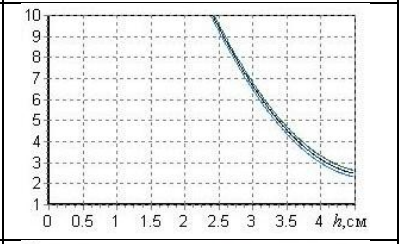
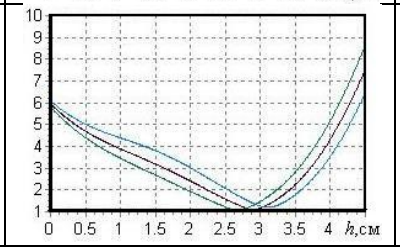
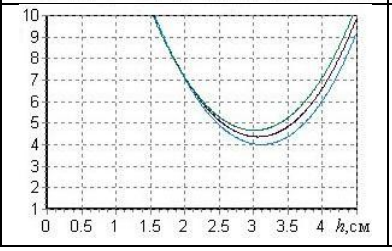
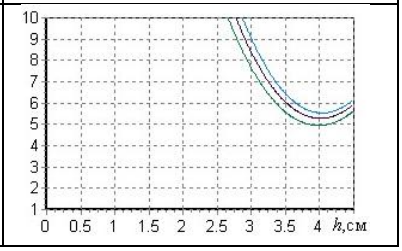
На рис. 3 представлены в виде тоновых рисунков-топограм результаты расчетов, характеризующие эффективность обсуждаемой системы поддержания согласования при изменениях параметров среды в широких пределах. Значение КСВН отображается десятью оттенками серого цвета, интенсивность которого изменяется от белого (КСВН = 1) до черного (КСВН = 5), что соответствует дискрету 0,5 по КСВН. Соответствующая шкала представлена на рис. 3, *а* слева. Толщина диэлектрического слоя $d_{сл}$ варьировалась от 0 до 10 см, а его диэлектрическая проницаемость $\varepsilon'_{сл}$ – от 1 до 6. ДП (толщина 0,5 см, ε' = 9) перемещалась в зазоре d = 6 см между апертурой (листом магнитного тока) и обтекателем ($d_{об}$ = 0,5 см, $\varepsilon'_{об}$ = 2,15). Расчеты проводились для частоты f_0 = 1500 МГц.

Топограма на рис. 3, *а* относится к ситуации, когда ДП неподвижна и пребывает в стартовом положении. При отсутствии слоя ($d_{сл}$ = 0 или $\varepsilon'_{сл}$ = 1) и стартовом положении

ДП апертура согласована. Изменение параметров слоя вызывает рассогласование, представленное топограмой на рис. 3, *а*, причем, как это не странно на первый взгляд, но рельеф КСВН для всех трех стартовых положений одинаков.

Таблица

Зависимость КСВН от положения пластины *h*

	Стартовое положение		
	у апертуры $Z_0 = (434 + j423)$ Ом	по середине $Z_0 = (622 - j460)$ Ом	у обтекателя $Z_0 = (142 - j204)$ Ом
$d_{сл}$ =4,2см; $\varepsilon'_{сл}$ = 7			
$d_{сл}$ =4см; $\varepsilon'_{сл}$ = 3,6			
$d_{сл}$ =6см, $\varepsilon'_{сл}$ = 6			

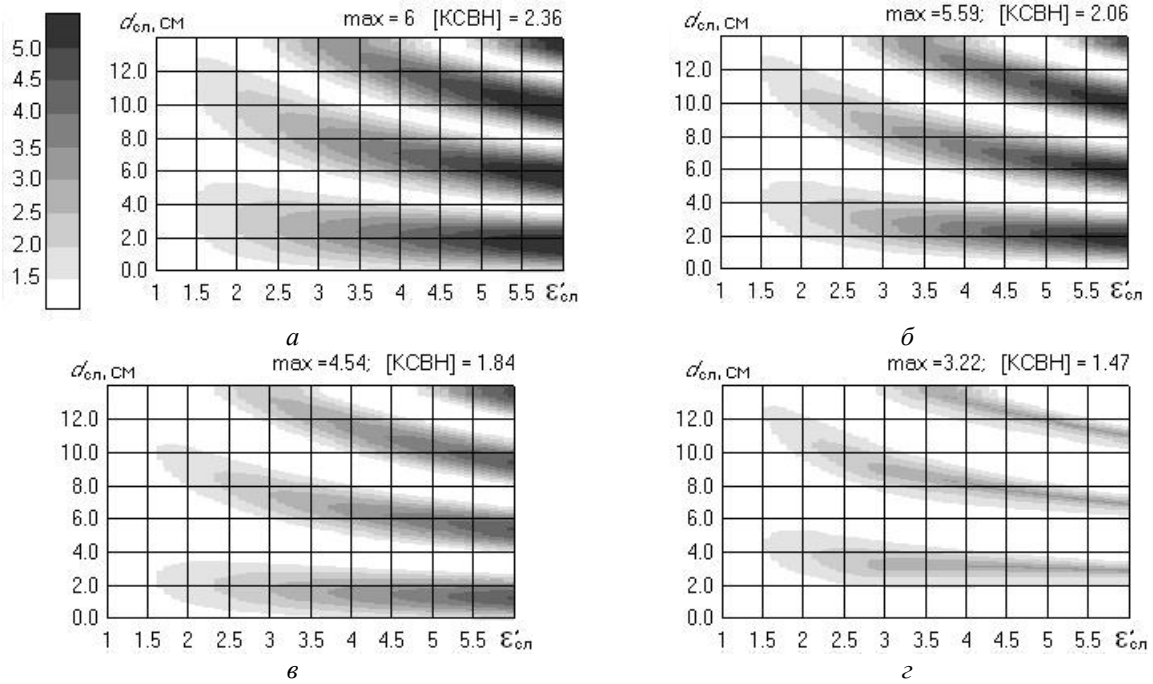


Рис. 3. Топограмы КСВН: *а* – при неподвижной ДП в любом из стартовых положениях; после адаптации при стартовом положении: *б* – у обтекателя, *в* – по середине, *г* – у апертуры

Топограмы на рис. 3, *б–г* отображают минимально достижимые (за счет адаптации) значения КСВН при изменении параметров слоя в тех же пределах для трех стартовых положений ДП: у обтекателя, по середине интервала апертура-обтекатель и у апертуры, соответственно. Судя по числовым характеристикам (максимальное и среднее значения КСВН) и как это непосредственно видно по рельефу топограм, для рассматриваемой геометрии системы стартовые положение ДП непосредственно у апертуры заметно лучше других стартовых положений.

В заключение заметим, что, имея в виду возможность использования рассматриваемого способа поддержания согласования антенн применительно к ФАР, размещаемым на ГЗЛА, следует продолжить исследования в двух направлениях: во-первых, учет эффектов, связанных со сканированием луча, во-вторых, влияния затухания в среде на достижимый уровень согласования.

Список литературы

1. Микроволновые технологические комплексы с адаптивным управлением для обработки водонефтяных эмульсий / Г.А. Морозов, В.И. Анфиногентов, О.Г. Морозов, Д.С. Румянцев // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2007. – Т.10. – № 3. – С. 125–129.

2. Фортов, В.Е. Физика неидеальной плазмы / В.Е. Фортов, А.Г. Храпак, И.Т. Якубов. – М. : Физматлит. 2010. – 528 с.

3. Чони, Ю.И. Поддержание режима согласования антенны при изменении параметров окружающей среды / Ю.И. Чони, Н.Н. Юнусов // Тр. междунар. конф. RLNC-2010. Т. 2. – Воронеж, 2010. С 1456–1459.

4. Чони, Ю.И. Подвижная диэлектрическая пластина как согласующее устройство для антенной решетки, излучающей через слой с изменяющимися параметрами / Ю.И. Чони, Н.Н. Юнусов // Тр. междунар. конф. RLNC-2011. Т. 2. – Воронеж, 2011. – С 1490–1498.

5. Попов, В.Л. Теория линейных систем регулирования и управления / В.Л. Попов. – М. : Наука, 1989. – 304 с.

УЧЕТ ЯВЛЕНИЯ ТОКОВОЙ НЕУСТОЙЧИВОСТИ ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ ВАХ MESFET-ТРАНЗИСТОРОВ НА GaAs

А. С. Дранишников, Н. А. Копылова,
А. Ф. Копылов (научный руководитель), Н. А. Алексеева (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
60074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: kopAPh @yandex.ru

Показана возможность учета явления токовой неустойчивости (эффекта Ганна и отрицательной дифференциальной проводимости-ОДП) в простой нелинейной модели MESFET-транзистора с коротким затвором (1мкм) путем использования аппроксимации Тима для полескоростной характеристики носителей заряда в GaAs. Приведен поперечный разрез анализируемого MESFET-транзистора и результат моделирования его вольт-амперной характеристики.

Целью настоящей работы явилась реализация модели полевого транзистора с затвором Шоттки (MESFET-транзистора), в которой была бы предусмотрена возможность учета в простой форме явления токовой неустойчивости (эффекта Ганна), характерного для полупроводников со сложной зонной структурой (полупроводниковая группа $A^{III}B^{IV}$), в частности, для арсенида галлия (GaAs).

На рис. 1 схематически показан поперечный разрез MESFET-транзистора. Он содержит: 1 – полуизолирующую полупроводниковую подложку (собственный высокоом-

ный i-полупроводник); 2 – активный слой полупроводника n-типа проводимости, сформированный на подложке 1; 3, 4 – омические контакты к активному n-слою полупроводника для подачи постоянного управляющего напряжения (3 – исток, катод; 4 – сток, анод); 5 – металлическая полоска затвора, расположенная между омическими контактами 3 и 4; нижняя сторона подложки имеет металлизацию 6.

Между истоком 3 и стоком 4 транзистора прикладывается напряжение исток-сток U_0, между истоком и затвором может быть приложено запирающее или отпирающее напряжение исток-завор $U_З$.

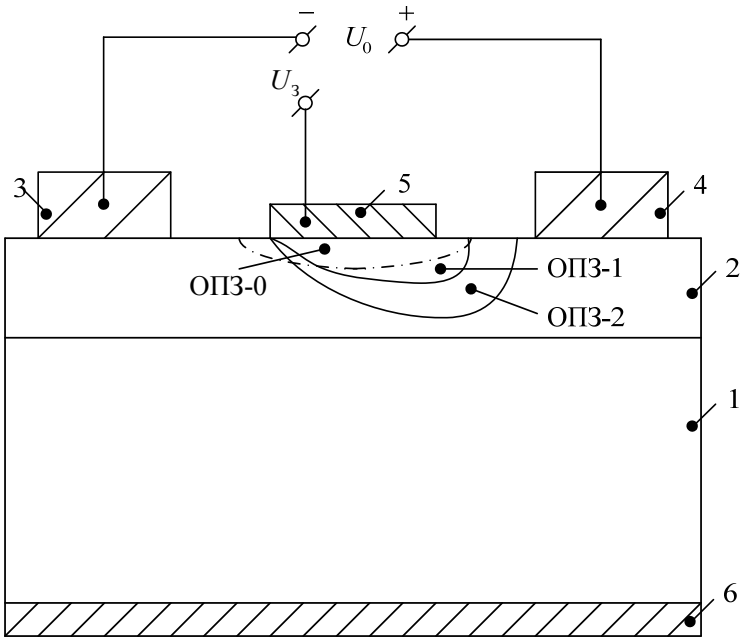


Рис. 1. Поперечный разрез MESFET-транзистора

При нулевых напряжениях исток-сток U_0 и исток-завор $U_З$, под затвором 5 образуется область пространственного заряда (ОПЗ), обусловленная контактной разностью потенциалов (КРП) металлической полоски затвора 5 и активного n-слоя полупроводника 2. Эта область имеет симметричную форму, показана на рис. 1 штрих-пунктирной линией и обозначена как ОПЗ-0. При подаче напряжения U_0 между омическими контактами 3 и 4, происходит увеличение ОПЗ под полоской затвора 5, что вызывает уменьшение проводящей части канала 2 под затвором. При этом форма ОПЗ под затвором станет несимметричной и вытянется в сторону стока; если ОПЗ при некотором напряжении U_0 имеет форму, показанную на рис. 1 под обозначением ОПЗ-1, то при увеличении напряжения исток-сток U_0, ОПЗ примет форму ОПЗ-2 больших размеров, чем ОПЗ-1. При этом ток стока I_C MESFET, интенсивно возрастающий на малых напряжениях U_0, начнет насыщаться и при достижении некоторого напряжения, соответствующего напряжению насыщения U_S, ток стока перестанет возрастать и вольт-амперная характеристика (ВАХ) транзистора будет иметь вид, близкий к горизонтальной линии. Однако, при использовании в качестве активного n-слоя полупроводника материала со сложной зонной структурой (полупроводниковая группа $A^{III}B^{IV}$), в частности, GaAs, при достижении величины напряжения U_0, соответствующего критическому значению напряженности электрического поля E_{KP} для этого материала, на ВАХ MESFET начинают проявляться эффекты токовой неустойчивости, обусловленные эффектом междолинного переноса электронов в таких полупроводниках. Эти эффекты токовой неустойчивости можно называть общим термином «эффект Ганна», хотя строго говоря, понятие эффекта Ганна относится к токовым неустойчивостям типа эффекта генерации. При образовании домена сильного поля под затвором MESFET может наблюдаться

эффект стационарной области отрицательной дифференциальной проводимости (ОДП), не сопровождающийся генерацией, но вносящей в систему отрицательное дифференциальное сопротивление (ОДС). Учет такого рода эффектов, приводящих к токовым неустойчивостям, на наш взгляд, весьма важен при моделировании ВАХ MESFET, выполненных на материалах типа GaAs, способных поддерживать эффекты такого рода.

Для моделирования ВАХ MESFET с учетом эффектов токовой неустойчивости (ЭТН), мы использовали аппроксимацию полескоростной характеристики (ПСХ) в арсениде галлия, предложенную в работе Тима [1] и имеющую вид:

$$V = [\mu_e E + V_S(E/E_S)^4] / [1 + (E/E_S)^4], \quad (1)$$

где V – скорость носителей заряда в активном n-слое GaAs, [м/с]; V_S = [см/с] – скорость насыщения носителей заряда в активном n-слое GaAs, [м/с]; μ_e – подвижность носителей заряда в слабых электрических полях, [см^2/(В*с)]; E – значение напряженности электрического поля в подзатворном пространстве MESFET-транзистора, [В/см]; E_S = [кВ/см] – поле, соответствующее скорости насыщения носителей заряда в n – GaAs, [кВ/см], называемое ещё характерным полем.

Эту аппроксимацию (1) мы ввели в простую нелинейную модель MESFET, предложенную в [2], в которой в качестве ПСХ использовалась монотонная аппроксимация ПСХ и, естественно, явление токовой неустойчивости не учитывалось. Заметим ещё, что напряжение исток-затвор U_3 (рис. 1) учитывается только в том случае, если его специально подают на затвор относительно истока. В нашем моделировании мы принимали эту величину равной нулю.

Для проведения численного моделирования ВАХ MESFET нами был разработан пакет прикладных программ на языке ФОРТРАН-6.5, включающий подпрограмму поиска начальных условий для итерационной процедуры, подпрограмму расчета ВАХ, подпрограмму расчета ПСХ по аппроксимации Тима, а также стандартную подпрограмму библиотеки ФОРТРАН – генератор случайных чисел.

На рис. 2 показана ВАХ MESFET, рассчитанная с учетом аппроксимации ПСХ вида (1). Геометрические размеры и электрофизические параметры MESFET при этом составляли: длина затвора и расстояния исток-затвор и сток-затвор – по 1 мкм; толщина активного эпитаксиального n-слоя GaAs A = 0,35 мкм; равновесная концентрация носителей заряда в активном эпитаксиальном n-слое GaAs $n_0 = 10^{17}$ см$^{-3}$; подвижность носителей заряда (электронов) для активного эпитаксиального n-слоя GaAs в слабых электрических полях μ_e = 3000 см^2/(В*с); контактная разность потенциалов между затвором и n-слоем GaAs φ_K = 1 В; толщина полуизолирующей подложки GaAs t = 0,4 мм; относительная диэлектрическая проницаемость GaAs ε = 13; характерное (критическое) поле для GaAs $E_0 = 3{,}8*10^3$ В/см.

На рис. 2 по вертикальной оси отложены значения нормированного тока стока MESFET I_{CHOPM}, определяемого как отношение тока стока I_C MESFET к значению его тока насыщения I_S, соответствующего скорости насыщения носителей заряда в канале V_S:

$$I_S = en_0V_SAw, \quad (2)$$

где $e = 1{,}6*10^{-19}$ [Кл] – заряд электрона; $\varepsilon_0 = 8{,}8552*10^{-14}$ [Ф/см] – диэлектрическая постоянная вакуума; w – длина транзистора (ширина канала).

По горизонтальной оси на рис. 2 отложено нормированное напряжение U_{0HOPM}, определяемое как отношение напряжения сток-исток U_0 MESFET к напряжению отсечки U_{OTC} этого же MESFET, при этом напряжение отсечки равно:

$$U_{OTC} = (en_0A^2) / (2\varepsilon\varepsilon_0) - \varphi_K. \quad (3)$$

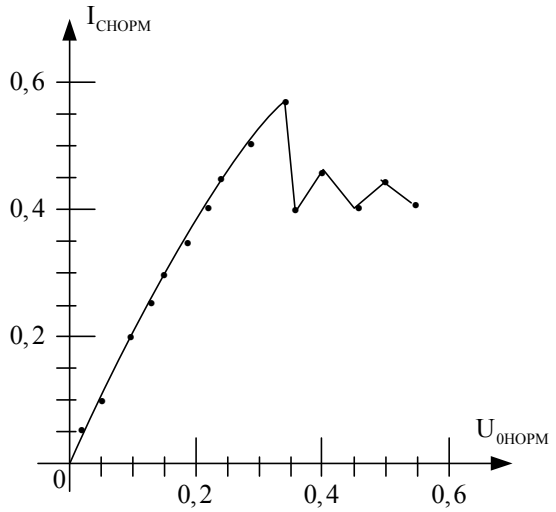


Рис. 2. Вольт-амперная характеристика MESFET, рассчитанная с учетом аппроксимации полескоростной характеристики Тима для GaAs

Использование нормированных величин тока I_{CHOPM} и напряжения U_{0HOPM} позволяет получить ВАХ MESFET, не зависящие от ширины его канала (длины транзистора).

Как видно из полученных вольт-амперных характеристик ВАХ MESFET-транзистора с микронным каналом, при некоторых значениях нормированного напряжения U_{0NORM} нарастание нормированного тока I_{DNORM} прекращается и начинается зона токовой неустойчивости, обусловленная явлением ОДП, связанной с эффектом Ганна, или междолинного переноса электронов в полупроводниках группы $A^{III}B^{V}$, к которым относится и арсенид галлия. Наличие этого эффекта для практически используемых транзисторов мы считаем вредным явлением, приводящим к «скачкам» и «срывам» тока стока и, соответственно, всех параметров и характеристик таких транзисторов, что не соответствует требованиям стабильной и прогнозируемой работы тех или иных СВЧ устройств на основе MESFET-транзисторов с эффектом Ганна.

Однако проведенное численное моделирование ВАХ MESFET-транзистора с микронным каналом показало возможность учета эффекта Ганна (ОДП) в таких транзисторах путем использования полескоростной характеристики Тима [1] в простой модели MESFET [2]. Это позволяет легко учитывать эффект Ганна (ОДП) при моделировании тех или иных устройств типа MESFET-транзистора [3–4] и, таким образом, с одной стороны вырабатывать те или иные меры по стабилизации работы СВЧ устройств этого типа с целью исключения эффекта токовой неустойчивости, мешающей стабильной работе этих СВЧ устройств, а с другой стороны – использовать эффект токовой неустойчивости для реализации тех устройств СВЧ, где этот эффект необходим.

Таким образом, проведенное численное моделирование позволяет определить для MESFET-транзисторов с микронным каналом границу токовой неустойчивости, связанной с междолинным переносом электронов в полупроводниках группы $A^{III}B^{V}$.

Список литературы

1. Thim H.W. Computer Stady of Bulk GaAs Devices with Random One-Dimensional Doping Fluctuations // Journal of Applied Physics. – V.39. – № 8. – 1968. – P.P. 3897–3904.

2. Старосельский, В.И. Нелинейная модель арсенид-галлиевого полевого транзистора с затвором Шоттки / В.И. Старосельский // Радиотехника и электроника. – 1981. – Т. 26. – № 6. – С. 1299–1306.

3. Копылов, А.Ф. Электрически управляемая микрополосковая линия как базовый элемент для реализации СВЧ-наносхем / А.Ф. Копылов, В.П. Гнитиев // Сб. науч. ст. «Современные проблемы радиоэлектроники». – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2008. – С. 95–97.

4. Копылов, А.Ф. Частотные характеристики управляемой микрополосковой линии передачи для СВЧ-наносхем / А.Ф. Копылов, Р.А. Матюшев // Сб. науч. ст. «Современные проблемы радиоэлектроники». – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2008. – С. 107–109.

5. Копылов, А.Ф. Бесконтактная управляемая микрополосковая линия для реализации твердотельных СВЧ наносхем / А.Ф. Копылов, Н.А. Алексеева, В.П. Гнитиев // Сб. науч. ст. «Современные проблемы радиоэлектроники». – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2009.

МЕТОД ИМПЕДАНСНОЙ СПЕКТРОСКОПИИ В ИССЛЕДОВАНИИ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ЖИДКИХ КРИСТАЛЛОВ

А. Н. Масленников, Н. А. Дрокин

Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН
660036, Красноярск, Академгородок, стр. 50
E-mail: krasagent@yandex.ru

Методом импедансной спектроскопии проведены исследования электрофизических характеристик жидкого кристалла (ЖК) 8CB, допированного ионным сурфактантом (CTAB) в диапазоне частот от 1 Гц до 8 ГГц. Разработаны устройства, позволяющие проводить измерения диэлектрической проницаемости и импеданса в СВЧ-области. Используя метод замещения образца эквивалентной электрической схемой, проведена аппроксимация импедансных спектров и определены электрофизические и релаксационные характеристики материала.

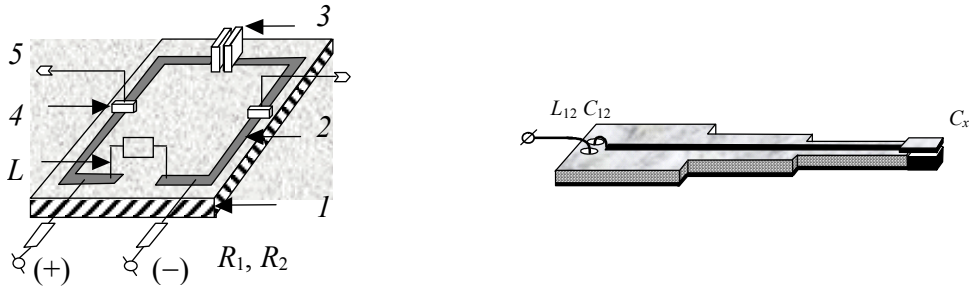
Жидкие кристаллы (ЖК) благодаря их способности образовывать упорядоченные мезофазы нашли широкое применение в устройствах оптоэлектроники и отображения информации. Вместе с тем существуют возможности практического использования жидкокристаллических материалов и в качестве активных сред для создания управляемых электрическим или магнитным полем устройств радиоэлектроники, автоматики и СВЧ-техники [1, 2]. В этих устройствах ЖК-ячейка представляет собой плоско-параллельный конденсатор, между пластинами которого залит жидкий кристалл. Для согласования такой ячейки с элементами электрической цепи необходимо знание полного комплексного сопротивления (импеданса) как в области радиочастот, так и в СВЧ-диапазоне длин волн. В настоящее время методика измерения импеданса хорошо освоена в частотном диапазоне от нескольких миллигерц до нескольких десятков мегагерц, однако на более высоких частотах измерения существенно затрудняются из-за отсутствия специализированных измерительных ячеек и методики измерений. Данная работа посвящена разработке жидкокристаллических ячеек и проведению исследований электрофизических характеристик ЖК 8CB в диапазоне от 1 Гц до 8 ГГц.

Для исследований был выбран нематический жидкий кристалл 4-*n*-октил-4′-цианобифенил (8CB), содержащий в качестве примеси ионообразующий сурфактант цетил-триметил-аммоний бромистый (CTAB). Смесь 8CB и CTAB получалась смешиванием компонент в весовом соотношении 1 : 0.1 при $T = 50$ °C. Сурфактант, растворяясь в ЖК на ионы Br^- и CTA^+, при определенной концентрации адсорбируется на стенках измерительной ячейки, образуя мономолекулярный слой CTA^+, который создает гомеотропную ориентацию «директора». Находящиеся в объеме комплексы CTA^+ и ионы Br^- участвуют в процессах ионной проводимости ЖК [3].

В области частот от 1 Гц до 100 МГц импедансные измерения ЖК проводились с использованием ячейки, представляющей собой плоско-параллельный конденсатор с позолоченными пластинами площадью $S = 26.72$ мм^2 и зазором 0.065 мм. Емкость пустой ячейки $C_0 = 3.64$ пФ. Подготовленный образец ЖК заливался в ячейку из изотропной фазы и выдерживался в течение 2 часов при комнатной температуре. Ячейка в специальном держателе помещалась в термостат с температурой 36 °C и соединялась линиями передач с измерителем импеданса. Подаваемое на электроды ячейки переменное напряжение составляло величину $U_{ac} = 0.1$ В. Измеренные значения модуля импеданса $|Z|$ и фазового угла φ

передавались на компьютер с помощью программного пакета LabView 8.2. Затем рассчитывались спектры действительной ($Z'=|Z|$ Cos φ) и мнимой ($Z'' = |Z|$ Sin φ) компонент импеданса, которые позволяют определять и анализировать электрофизические характеристики исследуемого материала.

На частотах $100 < f < 2000$ МГц импедансные измерения проводились с помощью микрополоскового датчика «кольцевого» типа, показанного на рис. 1, *а*. Верхний контур датчика изготавливался на подложке из поликора (ε = 9.8) и подключался к линиям передачи *5* посредством емкостей связи *4*. ЖК заливался в зазор между обкладками плоского конденсатора *3* размерами 5×5×0.1 мм^3, расположенного в пучности СВЧ электрического поля. Перестройка датчика по частоте с шагом 20–50 МГц осуществлялась последовательным подключением в пучность СВЧ-тока резонатора сосредоточенной индуктивности (L).



а *б*

Рис. 1. Микрополосковые датчики

В диапазоне частот $2 < f < 8$ ГГц для измерений использовалась конструкция многомодового микрополоскового резонатора (рис. 1, *б*), изготовленного также на поликоровой подложке и представляющего собой линейный участок полосковой линии с миниатюрной сосредоточенной емкостью C_x на конце резонатора. ЖК заливался в зазор емкости величиной 0.1 мм. Для оптимального согласования резонатора с трактом использовалась индуктивно-емкостная связь C_{12}, L_{12}. Данный диапазон частот перекрывался девятью резонансными модами. В эксперименте измерялись коэффициенты отражения и коэффициенты передачи датчиков с помощью измерителя амплитудно-частотных характеристик «Микран Р2М-04». Затем определялась добротность и сдвиг частоты датчика с ЖК относительно пустого резонатора. Эти измерения позволяли рассчитать значения диэлектрической проницаемости (ДП) и импеданса ЖК с относительной точностью 2–5 %.

На рис. 2, *а* представлены частотные зависимости модуля импеданса $|Z|$ и фазового угла φ исследуемого образца. Как видно, модуль импеданса является немонотонной функцией частоты, возрастающей в области низких частот и уменьшающейся в высокочастотной области. В низкочастотном диапазоне такое поведение импеданса характерно для диэлектрических жидкостей, обладающих ионной проводимостью. В электрохимии такое отклонение обычно связывается с процессами диффузии примесных ионов, к границам раздела электрод – ЖК. Вблизи электродов при этом образуется область пространственного заряда, приводящая к увеличению как активной, так и реактивной составляющей импеданса. Характер поведения этих составляющих хорошо выявляется путем построения годографа Найквиста, представляющего собой зависимость Z'' от Z' (рис. 2, *б*). Как видно, форма годографа в области высоких и средних частот близка к полуокружности, максимум которой соответствует частоте $f = 48$ кГц и времени электрической релаксации $\tau_E = 1/2\pi f = 3.32 \cdot 10^{-6}$ с. В области низких частот ($f < 1$ кГц) происходит отклонение годографа от полуокружности в виде возрастающего прямолинейного участка. Количественное описание подобных процессов, наблюдаемых в растворах электролитов, обычно проводится путем построения эквивалентной электрической схемы, содержащей специфический элемент,

получивший название элемента Варбурга. Для исследуемого образца подобранная в работе эквивалентная схема приведена на рис. 2, *а* (вставка), где элемент Варбурга обозначен как (W_S – постоянная Варбурга). Кроме того, эта схема содержит обычные радиотехнические элементы, которые моделируют сопротивление объема мезофазы (R_1), а цепочка R_2 C_2 вводится для описания дисперсии ДП ЖК в области частот вблизи 5–10 МГц. Ёмкость C_1 соответствует спектру импеданса на СВЧ.

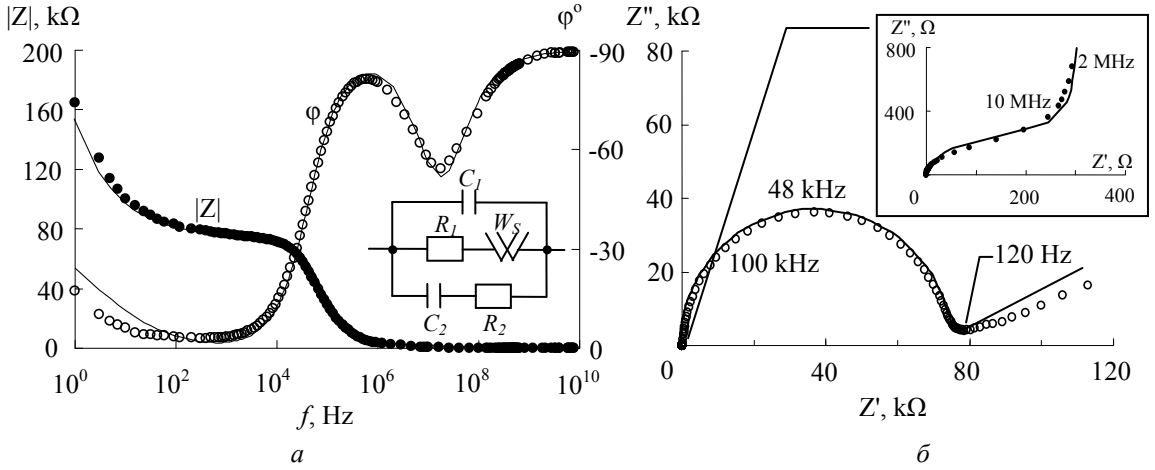


Рис. 2. Дисперсия |Z|, φ (*а*) и годограф (*б*) 8СВ. Точки – эксперимент, сплошные линии – аппроксимация с использованием эквивалентной схемы, показанной на вставке (*а*)

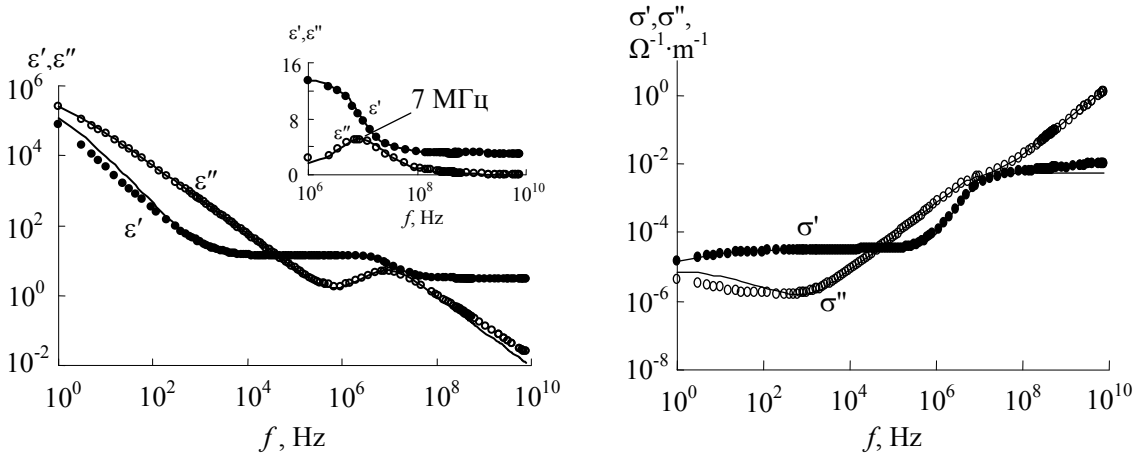
Расчет импеданса такой цепи проводился с помощью специальной программы симуляции импедансных спектров (*EIS –analyzer*). Результаты аппроксимации экспериментального спектра импеданса и угла φ показаны на рис. 2 (сплошными линиями). В расчете импеданс Варбурга определялся аналитическим выражением:

$$Z = \frac{W_s}{j\sqrt{\omega}}. \qquad (1)$$

Были получены следующие параметры цепи: R_1 = 73.3 кОм, C_1 = 12 пФ, R_2 = 460 Ом, C_2 = 38 пФ, $W_S = 2\cdot10^5$ Ом·м^2·с$^{-0.5}$. По определенным значениям параметров рассчитаны времена электрической (τ_E) и диэлектрической (τ_D) релаксации ЖК: $\tau_E = R_1\cdot(C_1 + C_2)$ и $\tau_D = R_2\cdot(C_1 + C_2)$ соответственно. Полученное значение $\tau_E = 3.66\cdot10^{-6}$с близко к времени, найденному из частоты максимума годографа ($\tau_E = 3.32\cdot10^{-6}$ с), что свидетельствует о применимости такой эквивалентной схемы для расчета импеданса. Из соотношения для постоянной Варбурга определены значения концентрации (*n*) и коэффициента диффузии (*D*) ионов: $n = 4\cdot10^{21}$ м$^{-3}$ и $D = 3.5\cdot10^{-10}$ м^2/с.

Как видно на рис. 2, *б* (вставка) в высокочастотной области годографа обнаруживается хорошо видимое отклонение экспериментальных точек от основной полуокружности на частотах больших 10 МГц. Это отклонение было обнаружено нами впервые благодаря использованию высокочувствительных измерительных СВЧ-датчиков импеданса. Сопоставляя экспериментальные данные, приведенные на рис. 2, *а* и *б* видно, что область частот вблизи 10 МГц соответствует области дисперсии ДП жидкого кристалла, которая сопровождается появлением глубокого минимума фазового угла φ из-за существенного возрастания диэлектрических потерь. Этот факт может оказаться весьма важным, так как большая реакция угла φ не только на изменение электрической проводимости, но и на диэлектрические релаксационные процессы заставляет в методическом плане отдавать предпочтение измерениям не амплитудных, а фазочастотных характеристик. В этом случае для используемых нами измерительных ячеек частота резонанса соответствует переходу фазы через ноль, а ширина линии резонанса определяется по максимальным и минимальным

значениям угла φ. По определенным таким образом значениям компонент Z' и Z'' были рассчитаны соответствующие значения действительной и мнимой компонент ДП и проводимости ЖК, показанные на рис 3, *а*, *б*. Наблюдаемое на рис. 3, *а* резкое увеличение значений ε′ и ε″ в низкочастотной области спектра обусловлено, как было показано выше, влиянием примесных ионов сурфактанта. Точка пересечения компонент ε′ и ε″ соответствует частоте электрической релаксации, а максимуму кривой мнимой компоненты ε″ (вставка рис. 3, *а*) – частота диэлектрической релаксации f = 7 МГц, отвечающая времени $\tau_D = 2.27\cdot10^{-8}$с. Полученное значение τ_D находится в хорошем согласии со значением, найденным с помощью параметров эквивалентной схемы замещения ($\tau_D = 2.3\cdot10^{-8}$с).



а *б*

Рис. 3. Дисперсия компонент ДП ε′, ε″ (*а*) и проводимости σ′, σ″ (*б*) 8CB. Точки – эксперимент, сплошные линии – расчет

На рис. 3, *б* показаны частотные зависимости компонент проводимости ЖК. Видно, что на низких частотах активная проводимость σ′ преобладает над реактивной компонентой σ″ и обусловлена движением ионов. На частотах больших частоты электрической релаксации, (точка пересечения кривых σ′ и σ″) наблюдается область возрастания σ″, связанная с ростом поляризационного тока в области диэлектрической релаксации. Дальнейшее увеличение проводимости σ″ обусловлено током смещения.

Таким образом, в настоящей работе разработаны устройства, позволяющие проводить измерения диэлектрической проницаемости и импеданса ЖК-ячейки в СВЧ-области и исследовать электрофизические характеристики таких сложных объектов как ЖК. Основные электрофизические и релаксационные характеристики исследуемого в работе жидкого кристалла 8CB, допированного 1 % CTAB, представлены в табл.

Таблица

n, м$^{-3}$	D, м^2/с	τ_E, с	τ_D, с	$\varepsilon^{\parallel}_0$	$\sigma^{\parallel}_0$, Ом$^{-1}$·м$^{-1}$
$4\cdot10^{21}$	$3.5\cdot10^{-10}$	$3.66\cdot10^{-6}$	$2.3\cdot10^{-8}$	13.6	$3.2\cdot10^{-5}$

Список литературы

1. Беляев Б.А., Волошин А.С., Сержантов А.М., Шабанов В.Ф. // Изв. вузов. – 2010. – № 9/2. – С. 157–160.

2. Беляев Б.А., Лексиков А.А., Сержантов А.М., Шабанов В.Ф. // Письма в ЖТФ. – 2008. – Т. 34. – Вып. 11. – С. 19–28.

3. Зырянов В.Я., Крахалев М.Н., Прищепа О.О., Шабанов А.В. // Письма в ЖЭТФ. – 2007. – Т.86. – Вып. 6. – С. 440–445.

К ВОПРОСУ О ВЗАИМОДЕЙСТВИИ КВАЗИОПТИЧЕСКОГО ПУЧКА С МНОГОСЛОЙНОЙ СРЕДОЙ

Е. В. Емельянов, Г. Е. Дунаевский (научный руководитель)

Томский государственный университет
634050, Томск, пр. Ленина, 36
E-mail: resonans@inbox.ru

Показано, что взаимодействие плоской электромагнитной волны с системой, состоящей из N слоев, может быть описано, принимая во внимание «переотражения» возникающие в каждом слое системы. Приведены особенности учета «переотражений» в слоях системы при расчете коэффициента прохождения.

В числе первостепенных исследовательских задач в квазиоптическом диапазоне: определение характеристик материалов – диэлектриков и полупроводников, ферритов и мультиферроиков, метаматериалов и других композиционных радиоматериалов [1–5]. Современные радиоматериалы с заданными электромагнитным откликом и частотными свойствами многокомпонентны, поэтому задача радиоволнового контроля сводится к исследованию радиофизических параметров отдельных компонентов, в частности многослойных структур, которые интересны с точки зрения возможных приложений: как просветляющая структура, пленочный поляризатор или измерительная ячейка (кювета).

Взаимодействие системы из нескольких ($N \geq 2$) пленок (сред), каждая из которых характеризуется индивидуальными параметрами: диэлектрической проницаемостью ε', диэлектрическими потерями ε'' и толщиной h, с электромагнитной волной, падающей на такую систему под углом θ, представляет интерес в субмиллиметровом диапазоне частот, где условие квазистационарности не выполняется и длина волны λ взаимодействующего излучения меньше или равна электрической толщины системы ($kh_{\text{сист}} \leq 1$).

В квазиоптике распространение электромагнитных волн характеризуется пучком, волновые поверхности которого близки к сферическим, а поперечная структура задается в первом приближении полиномами Эрмита – Гаусса при прямоугольной симметрии и Лагерра – Гаусса при аксиальной. Основная мода такого пучка характеризуется гауссовым поперечным распределением амплитуды в любом сечении пучка. Продольная структура пучка определяется гиперболоидной каустической поверхностью (пучок расширяется при распространении от источника).

В данной работе рассматриваются некоторые аспекты взаимодействия квазиоптического пучка с многослойной ($N \geq 2$) средой (рис. 1).

Гауссов квазиоптический пучок, не являясь ни гомоцентрическим, ни плоской волной, обладает определенной спецификой в закономерностях распространения и взаимодействия с квазиоптическими системами. При рассмотрении взаимодействия гауссова пучка с квазиоптической системой, пучок, как правило, может быть представлен в виде суперпозиции плоских волн, распространяющихся под малыми углами θ к оси z [6]:

$$\varphi(x,z) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi(p) e^{i(px+\mu z)} dp ,$$

где $\Phi(p) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} F(x) e^{i(a-p)x} dx$; $\mu = \sqrt{k^2 - p^2}$; $a = k \sin\theta$; $F(x)$ – поле падающей волны.

В настоящей работе рассматривается многослойная система, состоящая из трех слоев ($N = 3$) с чередующимися параметрами комплексной диэлектрической проницаемости $\varepsilon_1', \varepsilon_1''$, $\varepsilon_2', \varepsilon_2''$, $\varepsilon_1', \varepsilon_1''$ и толщинами h_1, h_2, h_1, которая может представлять собой, например, кювету для исследования свойств жидких, газообразных и сыпучих сред (рис. 2).

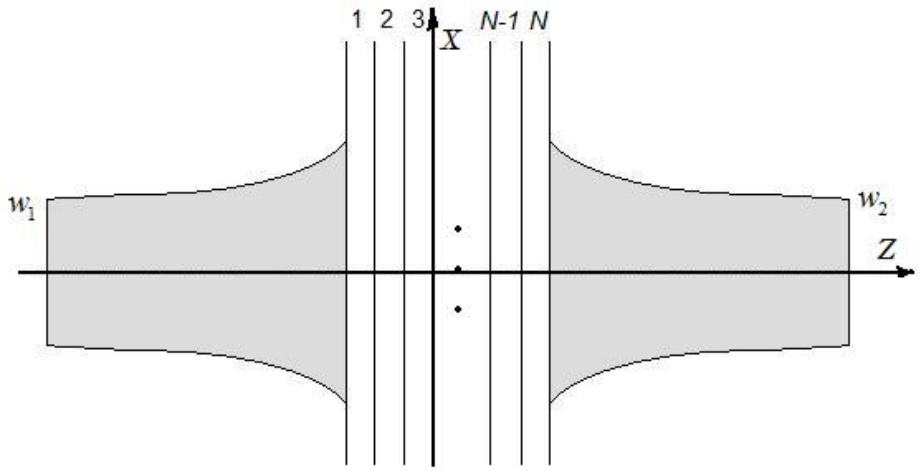


Рис. 1. Взаимодействие квазиоптического пучка с многослойной средой
(w_1, w_2 – поперечный размер пучка на входе и выходе многослойной среды)

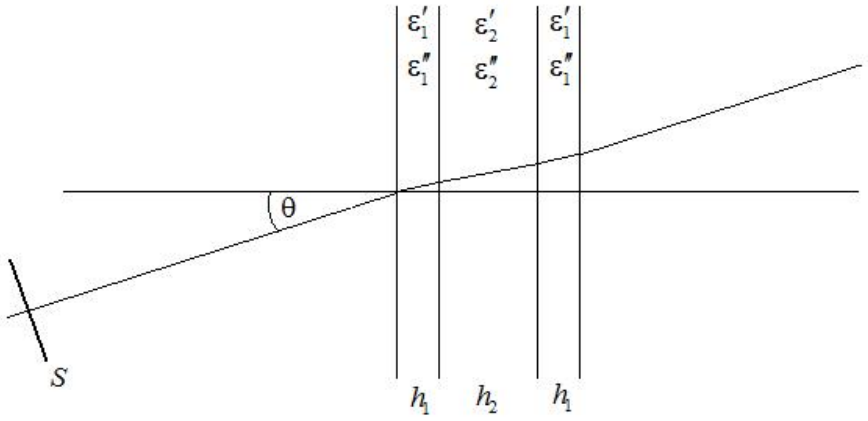


Рис. 2. Падение плоской электромагнитной волны на систему, состоящую из трех слоев

Выражение для коэффициента прохождения электрического вектора поляризованного перпендикулярно плоскости падения многослойной пластины запишется [7]:

$$t = \frac{2p_1}{(M_{11} + p_1 M_{12})p_1 + (M_{21} + p_1 M_{22})}.$$

Объект исследования – плоскопараллельная система, состоящая из трех слоев ($N = 3$) с чередующимися параметрами комплексной диэлектрической проницаемости $\varepsilon_1', \varepsilon_1''$, $\varepsilon_2', \varepsilon_2''$, $\varepsilon_1', \varepsilon_1''$ и толщинами h_1, h_2, h_1 (рис. 2). Определим характеристическую матрицу такой системы.

Мысленно разобьем средний слой на две равные части толщиной по $h_2/2$ каждая. Теперь такую систему можно рассматривать как периодическую, состоящую из чередующихся однородных слоев с периодом чередования равным двум. Характеристическая матрица для первой пары слоев запишется:

$$M_1(h) = \begin{bmatrix} \cos\beta_1 & -\frac{i}{p_1}\sin\beta_1 \\ -ip_1\sin\beta_1 & \cos\beta_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos\beta_2 & -\frac{i}{p_2}\sin\beta_2 \\ -ip_2\sin\beta_2 & \cos\beta_2 \end{bmatrix},$$

а для второй пары:

$$M_2(h)=\begin{bmatrix}\cos\beta_2 & -\dfrac{i}{p_2}\sin\beta_2\\ -ip_2\sin\beta_2 & \cos\beta_2\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\cos\beta_1 & -\dfrac{i}{p_1}\sin\beta_1\\ -ip_1\sin\beta_1 & \cos\beta_1\end{bmatrix},$$

общая характеристическая матрица такой периодической системы является произведением характеристических матриц пар слоев:

$$M(h)=M_1(h)\cdot M_2(h).$$

Здесь $\beta_1=\dfrac{2\pi f}{c}\sqrt{\varepsilon_1'+i\varepsilon_1''}h_1\cos\theta_1$, $\beta_2=\dfrac{2\pi f}{c}\sqrt{\varepsilon_2'+i\varepsilon_2''}h_2\cos\theta_2$ и $p_1=\sqrt{\varepsilon_1'+i\varepsilon_1''}\cos\theta_1$, $p_2=\sqrt{\varepsilon_2'+i\varepsilon_2''}\cos\theta_2$ известные величины.

Плоская электромагнитная волна, падая под углом θ на плоскопараллельную пластинку, на первой поверхности пластины разделяется на две плоские волны: одну, отраженную в обратном направлении, другую – прошедшую в пластинку. Прошедшая волна падает на вторую поверхность пластины под углом θ_1 и здесь снова разделяется на две плоские: одну, отраженную обратно в пластину, другую, прошедшую через нее. Такой процесс деления волны, остающейся в платине, продолжается *n*-е количество итераций, причем для бесконечной пластины $n\to\infty$. Таким образом, для каждого члена совокупности отраженных или прошедших волн переменная часть фазы волновой функции отличается от такой же части фазы предыдущего члена на величину, соответствующую двукратному прохождению луча в пластине:

$$\delta=\frac{4\pi f}{c}\sqrt{\varepsilon'+i\cdot\varepsilon''}h\cos\theta.$$

Теперь, с учетом вышесказанного, коэффициент прохождения электрического вектора, поляризованного перпендикулярно плоскости падения, запишется:

$$t=\frac{2p_1}{(M_{11}+p_1M_{12})p_1+(M_{21}+p_1M_{22})}\cdot e^{i(\delta_1+\delta_2+\delta_3)}.$$

Данное выражение для коэффициента прохождения электрического вектора, поляризованного перпендикулярно плоскости падения, содержит член, позволяющий учитывать «переотражения» во всех слоях (*N*=3), возникающие в результате канализации плоской электромагнитной волны через систему. Здесь $\delta_i=\dfrac{4\pi f}{c}\sqrt{\varepsilon_i'+i\cdot\varepsilon_i''}h_i\cos\theta_i$, $i=1,2,3$. Выражение можно обобщить для произвольного числа слоев структуры.

Численный эксперимент проведен с использованием результатов калибровки керамики стандартных образцов предприятия (СОП), предоставленных СНИИМ г. Новосибирск (табл.).

Таблица

Номер СОП	Наименование	Частота, ГГц	Толщина, мм	Калибруемый параметр	
				Диэлектрическая проницаемость	Тангенс угла диэлектрических потерь
1	КВ	10,5	3,04	3,81	0,00028
2	КВ 6/4	9,4	5,05	3,81	0,00008
3	К-8	6,0	3,05	4,98	0,00860
5	К-8(2162)	8,6	3,01	6,34	0,00820
7	ТК-2	7,3	3,01	9,40	0,00550

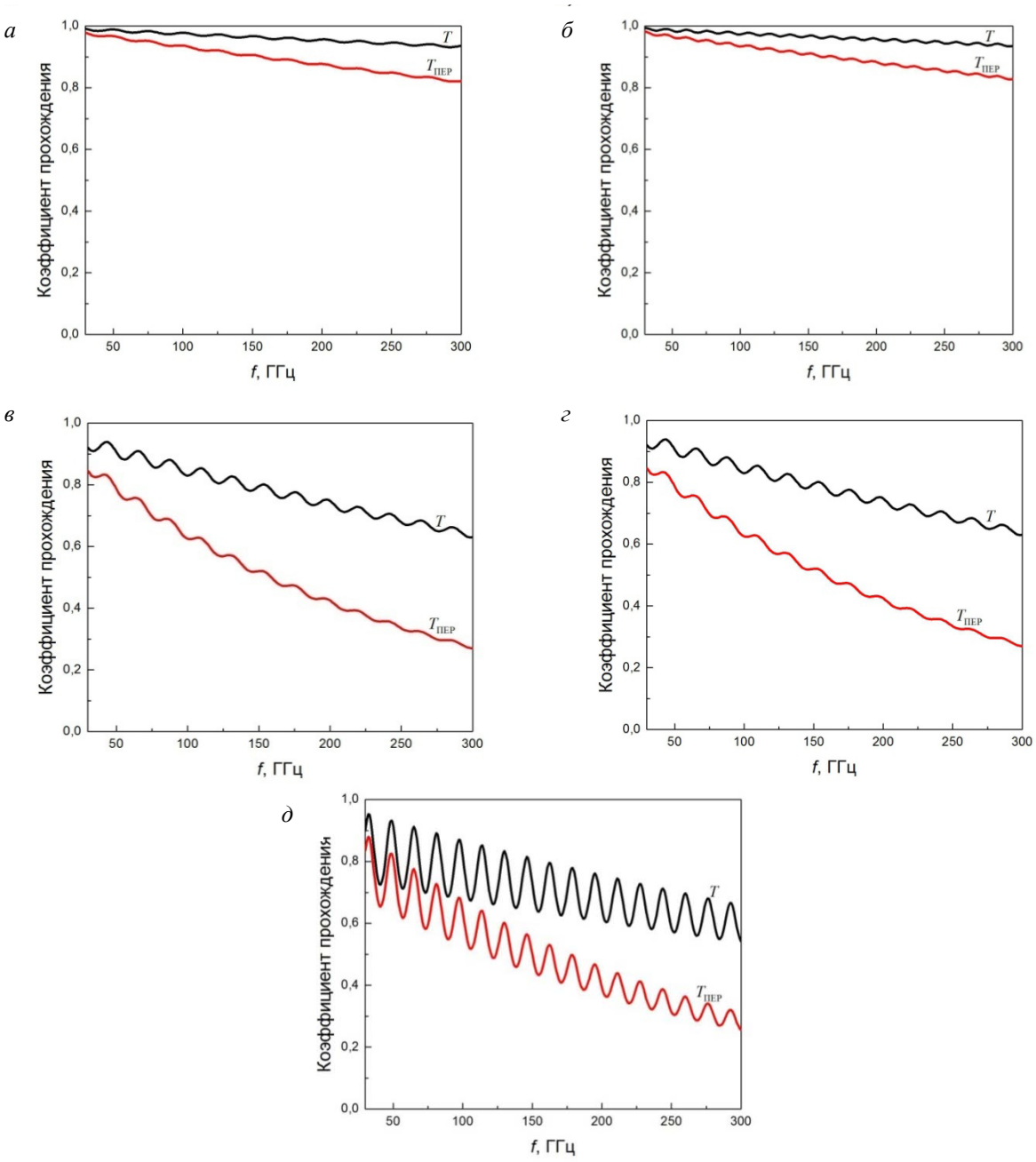


Рис. 3. Коэффициент прохождения с учетом «переотражения» $T_{ПЕР}$ и без него T образцов:
а – СОП № 1; *б* – СОП № 2; *в* – СОП № 3; *г* – СОП № 5; *д* – СОП № 7

На рис. 3 изображены результаты рассчитанного коэффициента прохождения образцов СОП с учетом «переотражений» в слоях и без него.

Численный эксперимент проведен для трехслойного плоскопараллельного образца, состоящего из среднего слоя одного СОПа (табл.) и крайних слоев кварцевого стекла, диэлектрическая проницаемость которого задавалась равной 3,2, тангенс угла диэлектрических потерь равным 0,0006, а толщина одного слоя кварцевого стекла выбиралась в 1 мм. Падение на образец плоской электромагнитной волн осуществлялось под углом $\theta = \frac{\pi}{6}$. Частотный диапазон для численного эксперимента выбран от 30 до 300 ГГц. Диэлектрическая проницаемость и диэлектрические потери образцов СОП считались постоянными в исследуемом диапазоне частот.

Таким образом, сравнение результатов расчета $T_{ПЕР}$ и T однозначно указывает на необходимость учитывать «переотражение» в слоях образцов. Особенно большое влияние

на величину коэффициента прохождения учет «переотражений» оказывает в верхней части исследуемого частотного диапазона. В нижней же части влияние не столь велико и для упрощения расчета «переотражениями» в слоях можно пренебречь.

Необходимо отметить, что чем меньше тангенс угла диэлектрических потерь образцов СОП, тем меньшее влияние учета «переотражений» на конечный результат (сравнение рис. 3, *а*, *б* и рис. 3, *в*, *г*, *д*). Таким образом, для упрощения расчета коэффициента прохождения для образцов с малыми потерями, «переотражения» в слоях можно не учитывать.

Взаимодействие плоской электромагнитной волны с системой, состоящей из большего слоев, может быть описано, принимая во внимание «переотражения» возникающие в каждом слое системы.

Список литературы

1. Кузнецов, С.А. Микроструктурные квазиоптические селективные компоненты для субтерагерцовых и терагерцовых приложений / С.А. Кузнецов, А.В. Аржанников, А.В. Гельфанд и др. // Вестник НГУ. – Физика. – 2010. – Т. 5. – Вып. 4. – С. 79–90.

2. Sun Y., Probing dielectric relaxation models of polar liquids using terahertz time-domain pulsed spectroscopy / Y. Sun, E. Pickwell-MacPherson // IEEE IRMMW-THz 2010.

3. Боголюбов, А.Н. Исследование киральных электродинамических систем / А.Н. Боголюбов, Ю.В. Мухартова, Г. Цзесин // Журнал радиоэлектроники. – 2011. – № 1. – С. 2–18.

4. Сапарина, Д.О. Волноводные моды резонатора, заполненного слоистым метаматериалом с чередующимся показателем преломления/ Д.О. Сапарина, А.П. Сухоруков // Ученые записки казанского государственного университета. Физико-математические науки. – 2008. – Т. 150. – Кн. 2. – С. 208–213.

5. Кошелев, О.Г. Применение резонатора для диагностики неоднородностей проводимости полупроводниковых пластин / О.Г.Кошелев, Е.А. Форш // Журнал радиоэлектроники. – 2000. – № 1. – С. 28–34.

6. Бреховских, Л.М. Волны в слоистых средах / Л.М. Бреховских // Изд-во академии наук СССР, 1957. – С. 501.

7. Борн, М. Основы оптики / М. Борн, Э. Вольф. – М. : Наука, 1970. – С. 855.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ КОЛИЧЕСТВА СЕГМЕНТОВ ПРИ ВЫЧИСЛЕНИИ ХАРАКТЕРИСТИК ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ В СРЕДЕ NEC

А. А. Ерохин, В. С. Панько (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: ea.eroxin@gmail.com

Проведено исследование влияния сегментации на точность расчета электрических параметров проволочных антенн, на примере широкополосных логопериодических антенн КВ диапазона в САПР 4NEC2. Получены графики зависимости электрических характеристик антенн от количества сегментов в проводнике, зависимость времени расчета в САПР от количества сегментов. Определено «оптимальное» количество сегментов.

При расчетах характеристик антенн на основе метода моментов в системе моделирования проволочных структур NEC-2D каждый проводник делится на некоторое количество частей – сегментов. При увеличении количества сегментов параметры антенны (КНД, КСВ) должны стремиться к значениям, близким к истинным. С другой стороны, большое количество сегментов может существенно увеличить время расчета заданной структуры.

Поэтому необходимо определить «оптимальное», наиболее подходящее количество сегментов, дающее приемлемый результат по точности и не занимающее избыточного времени при компьютерном моделировании.

Существуют следующие ограничения на размер сегментов, вытекающие из сущности метода моментов:

– Длина сегмента должна быть меньше 0,1λ, а также минимального расстояния между соседними проводами, минимальной высоты провода над землёй, длины самого короткого провода.

– Длина сегмента должна быть больше диаметра провода.

– Максимальный радиус провода не должен превышать 1 % от длины волны.

Определение требуемого количества сегментов проведем на примере логопериодической антенны (ЛПА) КВ диапазона длиной 106 м (рис. 1, на рисунке отмечены сегменты проводников). Для этого нужно получить зависимости КНД и КСВ антенны от количества сегментов в проводниках.

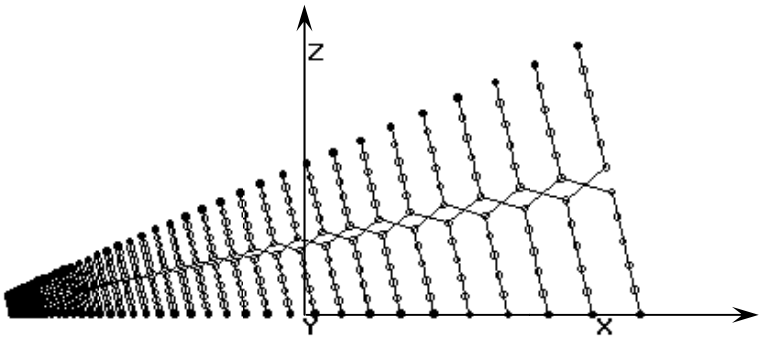


Рис. 1. Внешний вид ЛПА с сегментами

Учитывая, что исследование проводится для широкополосных антенн КВ-диапазона с рабочим диапазоном частот около 3–30 МГц, такую зависимость удобно построить для трех частот диапазона: нижней – 3 МГц, верхней – 30 МГц и средней геометрической – 9,5 МГц.

Необходимые расчеты проведены для модели «реальной» земной поверхности, которая задается следующей командой [1]:

```
GN 0 0 0 0 13 0.005
```

Результаты расчета зависимости КНД и КСВ от количества сегментов приведены на рис. 2 и 3, соответственно. Расчеты выполнялись при помощи пакета NEC-2D (оболочка 4nec2). Количество сегментов в меньших и больших вибраторах менялось одинаково. Для проведения данных расчетов в САПР 4NEC2 количество сегментов было введено в виде переменной *n*. Данная переменная изменялась в пределах $n = 3…23$, с шагом, равным 2. Такой проводник, с переменным количеством сегментов, можно задать командой [1]:

```
GW 1 n X1 Y1 Z1 X2 Y2 Z2 0.005
```

Причем этот проводник будет иметь порядковый номер 1, координаты (X1, Y1, Z1; X2, Y2, Z2) и толщину 0,005 м.

Как видно из приведенных зависимостей (рис. 2, 3) количество сегментов $n = 9$ можно назвать «оптимальным» для данной антенны, так как при дальнейшем увеличении *n* КНД не изменяется. При этом электрическая длина сегмента составляет примерно 0,05λ и удовлетворяет условиям, обозначенным выше. Аналогично, КСВН антенны изменяется очень незначительно.

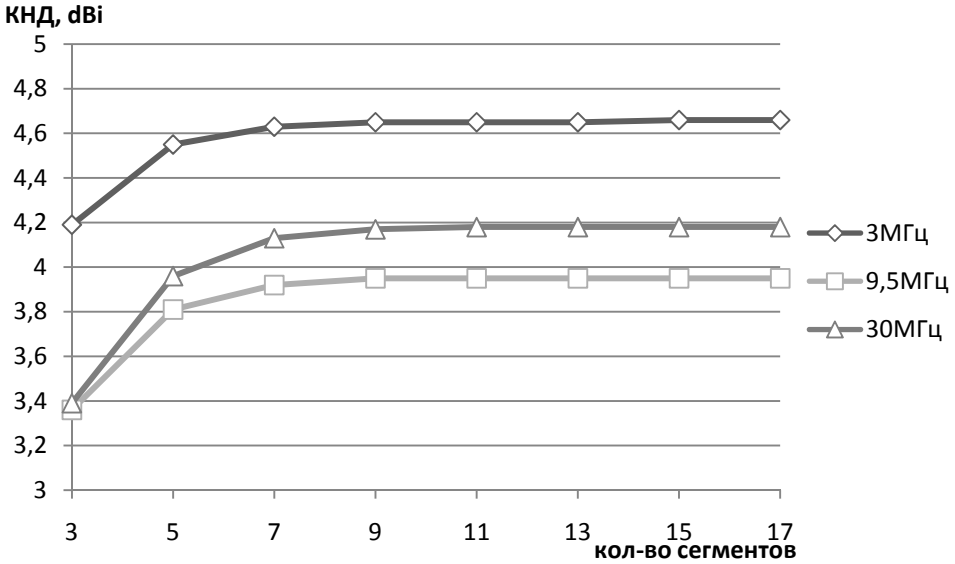


Рис. 2. Зависимость КНД антенны от количества сегментов при различных частотах

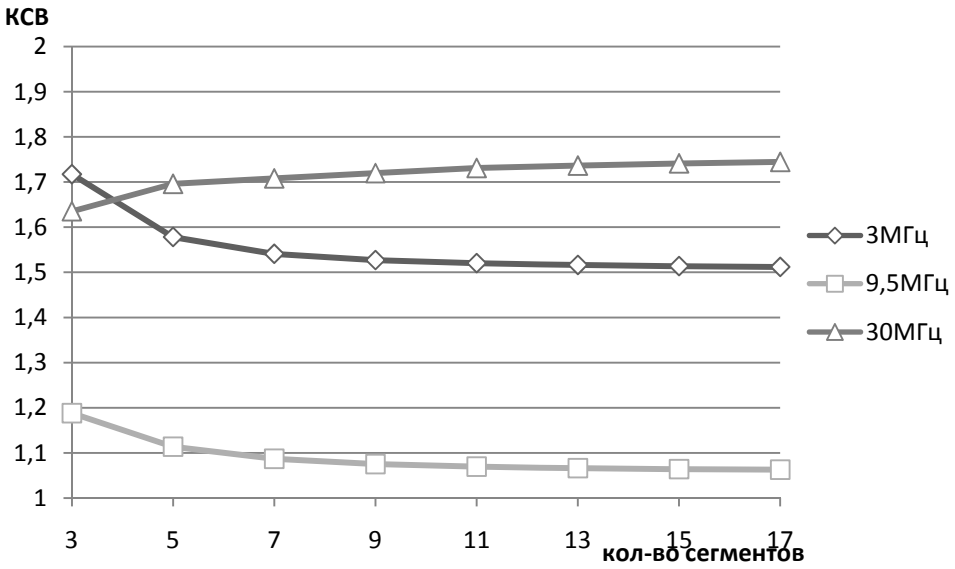


Рис. 3. Зависимость КСВН антенны от количества сегментов при различных частотах

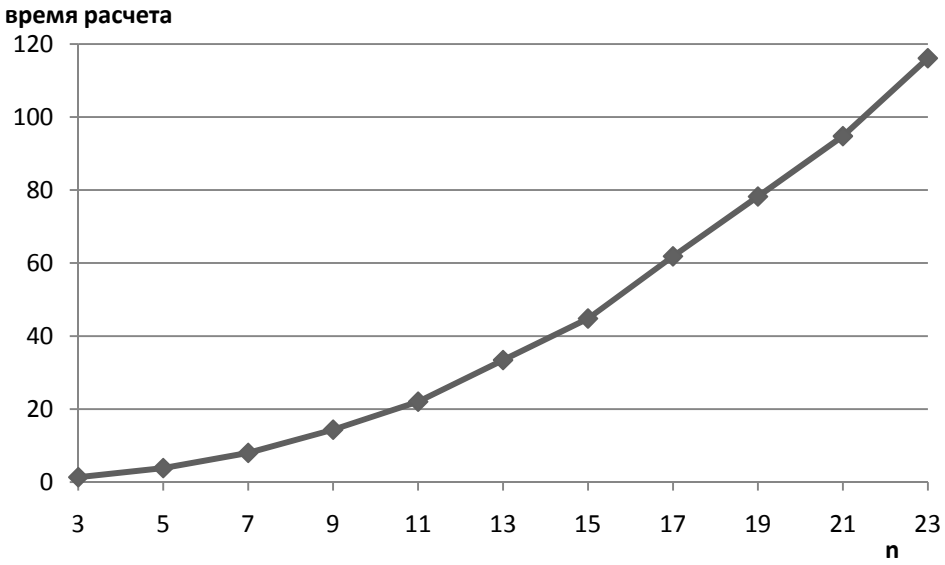


Рис. 4. Время вычислений

Так же была исследована зависимость времени расчета антенны. На рис. 4 приведено время расчета характеристик антенны в 10 частотных точках, лежащих в пределах заданной полосы частот, в зависимости от количества сегментов *n*. При *n* = 9 время расчета получилось равным 14 секунд, а при *n* = 23–116 секунд. Расчет проводился на компьютере с процессором AMD Athlon 2200+ с тактовой частотой 1,8 ГГц и объемом оперативной памяти 1 Гб.

Список литературы

1. G. J. Burke. Numerical modeling of monopoles on radial-wire ground screens / G. J. Burke, E. K. Miller // IEEE. – 1989 – С. 244–247.

2. G. J. Burke. Numerical electromagnetic code (NEC) – method of moments. Part I: Program description – theory / G. J. Burke, A. J. Poggio // Lawrence Livermore Laboratory. – 1981. – С. 81.

АКТИВНЫЕ АВТОДИННЫЕ КВЧ ДАТЧИКИ ДЛЯ КОНТРОЛЯ РАЗЛИЧНЫХ ОБЪЕКТОВ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

А. П. Люлякин, А. А. Трубачев, В. И. Юрченко

Открытое акционерное общество Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов
634042, Томск, ул. Красноармейская 99а.
Email:yur_med@mail.ru

Системы контроля технологии – специфические радиолокационные устройства, отличительными особенностями которых являются соизмеримость дальности действия с геометрическими размерами взаимодействующих объектов и требование предельной компактности устройства. Это приводит в ряде случаев к совмещению функций генерирования зондирующего и обработки отражённого сигналов в одном каскаде – специфической автоколебательной системе – автодине. Функции приема и передачи сигнала системой подразумевают наличие активной антенны, выбору топологии которой и посвящена данная работа.

Радиолокационный контроль объектов и технологии стал в настоящее время во всех странах мира интенсивно развивающимся направлением науки и техники. Появился новый класс устройств, объединяющий микромеханику и электронику. Ожидаемый на период до 2020 г. сдвиг от производства к исследованиям и разработкам в основном обусловлен интенсивным освоением интегральной СВЧ электроники и микромеханики, в том числе для контроля параметров технологических процессов [1–4, 7–9]. Твёрдотельные генераторы на диодах Ганна СВЧ и КВЧ диапазонов применяются: в качестве гетеродинов бортовых радиолокационных систем, генераторов накачки полупроводниковых параметрических усилителей, источников физиологически активных частот и информационных сигналов в КВЧ-терапии, выполненных в виде миниатюрных аппликаторов и автономных устройств. В автодинном режиме [1–4] они применяются в качестве датчиков присутствия, радиовзрывателей, измерителей параметров и характеристик подвижных объектов, а также в измерительной аппаратуре. Генераторы и автодины в объемном (волноводном) исполнении с механической перестройкой частоты не удовлетворяют требованиям по степени миниатюризации, технологичности изготовления и стоимости.

К настоящему времени в НИИПП накоплен достаточно богатый опыт создания и практического применения автогенераторов и автодинных генераторов гибридно-монолитном исполнение, разработанных в НИОКР («Торонто», «Токио», «Трон», «Томь», «Толедо», «Тангаж» и др.). «Традиционные» автодинные датчики (такие как «Тигель-05») выполняются в гибридно-интегральном или волноводном (объемном) исполнении.

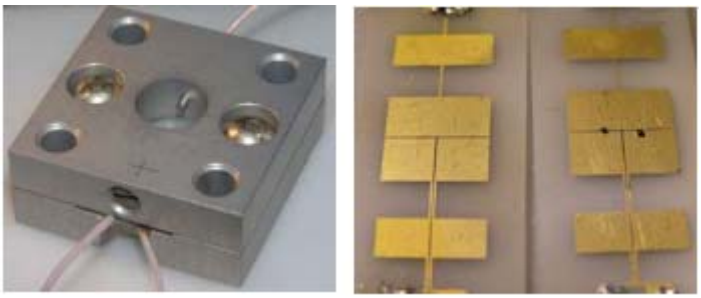


Рис. 1. Внешний вид и топология автодинных модулей 8-мм диапазона («Тигель-08»)



а *б* *в*

Рис. 2. Внешний вид автодинных модулей в волноводном исполнении 8-мм и 7-мм диапазонов, выполненных на слаботочных диодах Ганна (АА768А-Д): *а* – однодиодный вариант; *б* – вариант с дополнительной камерой для реализации двухдиодных автодинов, а также автодинов с ЧМ и внешним детектором; *в* – вариант на запредельном круглом волноводе

Конструктивно ГИС состоят из платы (диэлектрической подложки) и корпусного или бескорпусного ДГ. На плате формируется пассивная часть схемы, включающая отрезки микрополосковых линий передач, резонаторы, трансформаторы, выходные линии передач, фильтр низкой частоты цепи питания и контактные площадки. Плата гибридно-интегральной схемы изготавливается методом тонкоплёночной технологии на поликоровой подложке. Технология изготовления платы включает вакуумное послойное напыление металлов хром–медь–никель или хром–золото с последующей фотолитографией, гравировкой и электрохимическим осаждением золота. Для настройки на заданные частоту и выходную мощность используют серии шлейфов, расположенных вблизи резонатора и выходной линии передачи, с последующим их подсоединением с помощью токопроводящих перемычек. Операция настройки ГИС трудоёмка, при этом отсутствует возможность возврата к исходному состоянию в случае смены генераторного диода.

На рис. 1 [4–6] приведены конструкции ГИС коротковолновой части сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн. Корпусной ДГ монтируется через отверстие в подложке в микрополосковый резонатор на металлическое основание и располагается в пучности электромагнитной волны. Длина резонатора обычно выбирается с учётом реактивности ДГ, равной половине рабочей длины волны, распространяющейся в микрополосковой линии передачи (МПЛ). Это предотвращает возникновение многочастотного режима генерации или перескоков частоты при изменении температуры окружающей среды и напряжения питания диода. Волновое сопротивление резонансного отрезка микрополосковой линии передачи выбирается из соотношения $Z_P = (10 \div 30)R_0$, где R_0 – активное сопротивление диода Ганна на начальном участке вольтамперной характеристики при токе 10 мА.

Наименьшими ограничениями на геометрические размеры при приемлемых волновых сопротивлениях для создания резонансных систем ГИС КВЧ обладают планарные разновидности полосковых линий передач – щелевая и копланарная. Эти линии характери-

зуются наличием металлических проводников, нанесённых на одну поверхность диэлектрической подложки и разделённых щелями, причём электромагнитная волна распространяется вдоль щелей. Потери в этих линиях ниже по сравнению с МПЛ, так как токи в ЩПЛ и КПЛ рассредоточены по большей поверхности. Впервые были созданы генераторные ГИС на ЩПЛ и КПЛ передачи, конструкции которых приведены на рис. 3 [5–6] с использованием микромеханических подвижных контактных лепестков.

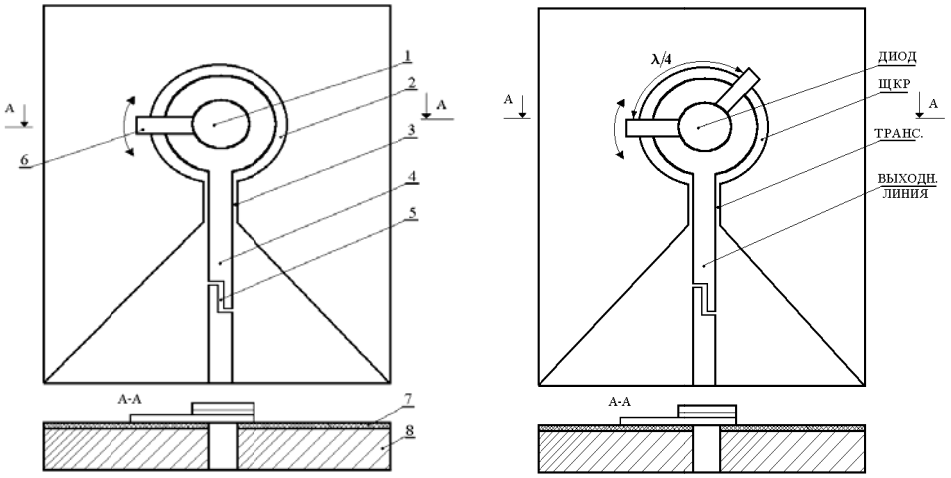


Рис. 3. Конструкции ГИС КВЧ на кольцевом щелевом резонаторе: 1 – корпусной диод Ганна; 2 – кольцевой щелевой резонатор; 3 – трансформирующий отрезок на копланарной линии передачи; 4 – выходная линия передачи; 5 – конструктивная ёмкость для развязки по цепи питания; 6 – подвижный контактный лепесток; 7 – диэлектрическая подложка; 8 – основание – теплоотвод

КВЧ активный автодинный датчик представляет собой активную микрополосковую антенну, нанесенную на подложку из кварца и схему регистрации автодинного отклика. Диод Ганна (рис. 4) имеет два варианта включения в схему: при несимметричном включении он монтируется в антенну таким образом, что один из контактов припаян непосредственно к проводнику, а второй к заземляющему экрану, который является также теплоотводом. Такая конструкция является еще одним шагом к миниатюризации и уменьшению затрат на производство датчиков.

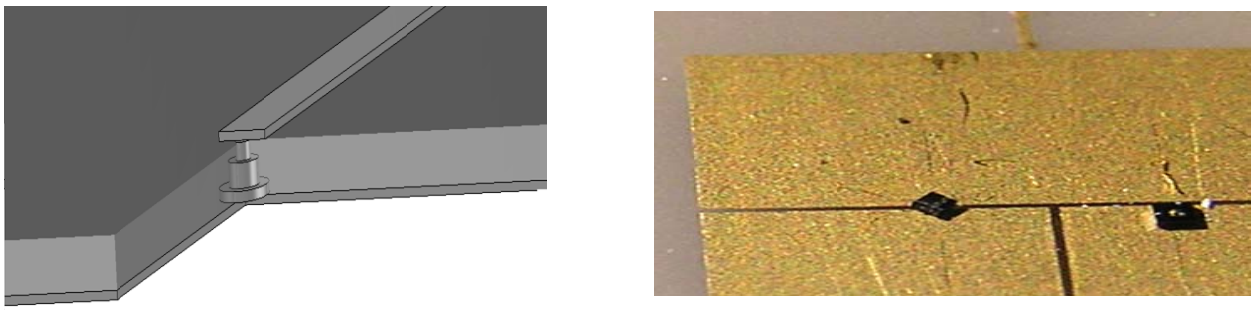


Рис. 4. Диод Ганна в печатной антенне при несимметричном и симметричном включении

В исследовании печатных антенн для автодинного датчика диапазона КВЧ были промоделированы: двухплечевая спиральная антенна, биконический диполь и четырехэлементная линейная антенная решетка с излучателями резонаторного типа. В табл. 1 приведены результаты моделирования антенн в ПО CST Microwave Studio.

В табл. 2 представлены результаты моделирования зависимостей характеристик антенны от ее физических параметров.

Таблица 1

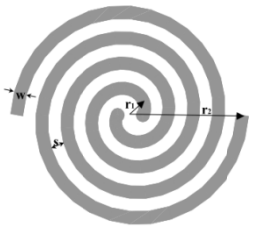
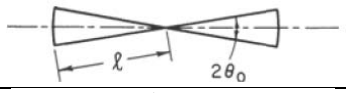
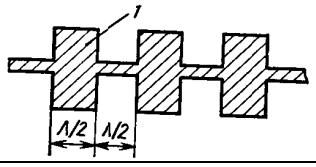
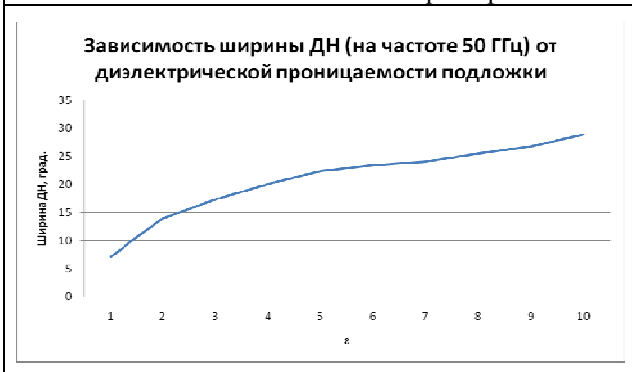
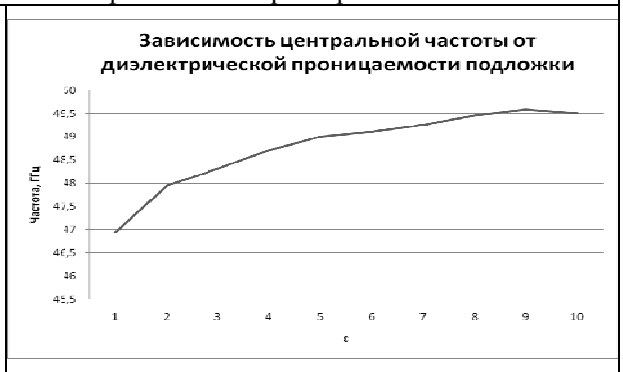
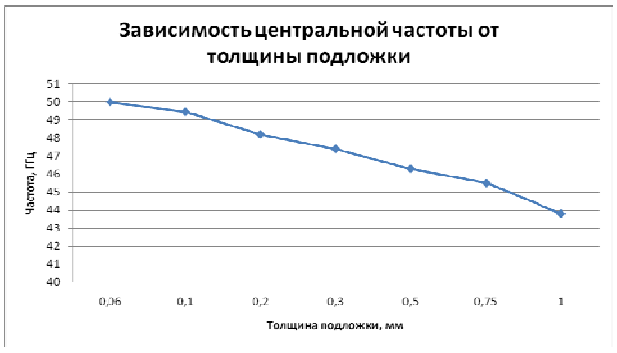
№	Тип антенны	Вид	Угол	КСВ на частоте сигнала	Габариты
1	Спираль		61,8°	1,3	4х4 мм
2	Бабочка		47,2 °	1,1	6,7х7,8 мм
3	Печатная решетка		15 °	1,1	17х4 мм

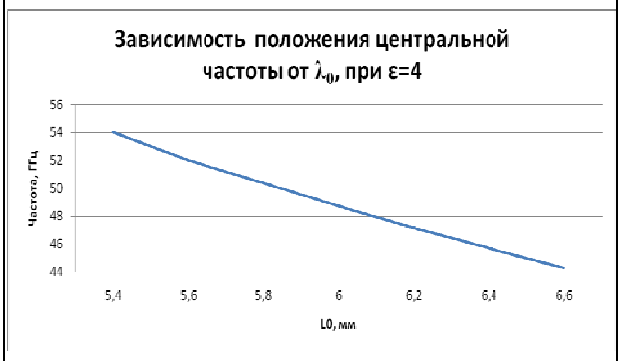
Таблица 2

Зависимости характеристик антенны от ее физических параметров









Выводы

1. Максимальный коэффициент усиления (18,84 dB) и минимальную ширину диаграммы направленности (15°) имеет печатная антенная решетка. Минимальный коэффициент отражения (S11 = –26 дБ) получен у биконического диполя и печатной решетки, но у решетки, в отличие от диполя, на частотной характеристике присутствуют побочные минимумы на других частотах.

2. При всех положительных характеристиках антенной решетки, в ее диаграмме направленности присутствуют боковые лепестки, значение которых составляет –19 дБ, отклонение от главного лепестка 30°.

Список литературы

1. Лушев, В.П. Система измерения виброперемещений на автодинных датчиках / В.П. Лушев, М.Г. Потапов, С.Д. Воторопин // Изв. вузов. Физика. – № 9. – Приложение. – Томск : ТГУ, 2006. – С. 251–255.

2. Воторопин, С.Д. Радиофизические аспекты использования интегрированных автодинных датчиков КВЧ-диапазона и устройств на их основе / С.Д. Воторопин, В.И. Юрченко // Электронная промышленность. – 2002. – Вып. 2–3. – С. 150–152.

3. Радиолокационные КВЧ датчики на диодах Ганна для задач обнаружения, измерения и управления / С.Д. Воторопин, М.С. Егунов, В.П. Пушкарев, В.И. Юрченко // Тр. IX-й конф. «Арсенид галлия и полупроводниковые соединения группы III–V», 3–5 октября 2006 г. – Томск. – С. 92.

4. Трубачев, А.А. Особенности применения автодинных КВЧ модулей для сканирующей зондовой микроволновой микроскопии / А.А. Трубачев, В.И. Юрченко // Вестник науки Сибири. – 2012 – № 1(2). – Сер. инж. науки. – С. 65–70.

5. А.С.902642 СССР МКИ H03B 9/12. Сверхвысокочастотный генератор / С.Д. Воторопин, В.И. Юрченко и др. (СССР). – № 2982370/09; Заявл. 17.09.80; Зарег. 01.10.81. – 3 с.: ил.1.

6. А.С.147955 СССР МКИ H03B 9/12. Полосковый генератор / С.Д. Воторопин, В.И. Юрченко и др. (СССР). – № 2266782/09; Заявл. 01.10.79; Зарег. 07.08.80. – 2 с.: ил.1.

7. Richards R.J. et. Al. MEMS for RF/microwave wireless applications: the next wave // Microwave Journal. – 2001. – Vol.44. – № 3. – P.20.

8. Carchon et. al. Multi-layer thin-film MCM-D for the integration of high performance wireless front-end systems // Microwave Journal. – 2001. – Vol. 40. – № 2. – P.96.

9. Монолитные и квазимонолитные модули и устройства миллиметрового диапазона длин волн / В.Г. Божков, В.А. Генеберг, К.И. Куркан, В.И. Перфильев // Электронная промышленность. – 2001. – № 5. – С. 77–97.

РАСЧЕТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ ДИПЛЕКСЕРА ДИАПАЗОНА СВЧ С ПРИМЕНЕНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ LTCC

Т. А. Гомзикова

ОАО «Центральное конструкторское бюро автоматики»
644027, Омск, Космический пр., 24а
E-mail: ckba@omsknet.ru

Представлены результаты компьютерного моделирования различных вариантов реализации многослойных гибридных интегральных схем (ГИС) диплексера, выполненного по технологии LTCC с использованием: стековых катушек индуктивности и конденсаторов, тонкопленочных конденсаторов и интегрированных в объем конденсаторов. Приведены результаты моделирования и оптимизации некоторых ГИС, основными критериями при оптимизации выступали электрические параметры частотных фильтров и габариты ГИС.

Технология LTCC на данный момент является одной из перспективных. Она позволяет решить ряд проблем при проектировании различных устройств диапазона СВЧ. В частности, при проектировании устройств частотной селекции технология LTCC позволяет улучшить электрические параметры и уменьшить габариты ГИС.

В системе автоматизированного проектирования (САПР) AWR Microwave Office было проведено моделирование схемы электрической диплексера (рис. 1), состоящего из идеальных элементов: катушек индуктивности и конденсаторов, проведен электрический анализ, получена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) (рис. 2).

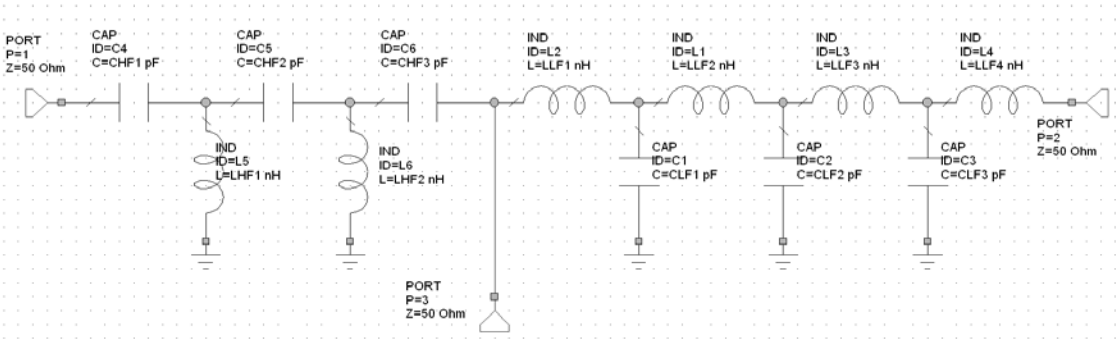


Рис. 1. Схема электрическая диплексера на идеальных элементах

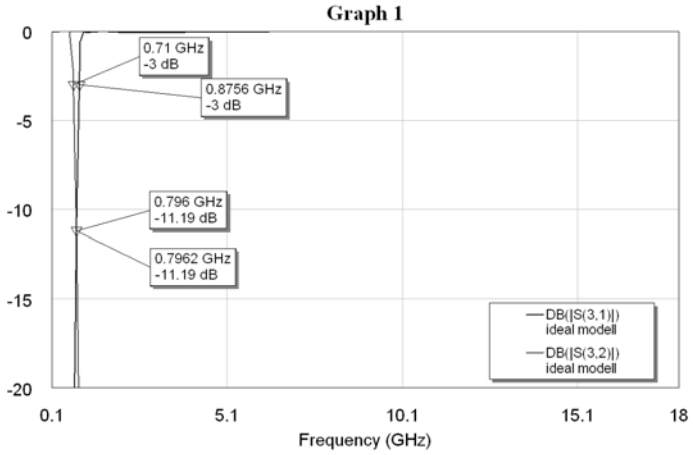


Рис. 2. АЧХ диплексера на идеальных элементах

Первым вариантом реализации диплексера была конструкция с использованием стековых катушек и конденсаторов [1] (рис. 3). Габариты модели диплексера 10,97×9×2,376 мм, которая состоит из 11 слоев керамики 951PX производства DuPont толщиной 0,216 мм с параметрами: диэлектрическая проницаемость – 7,85, тангенс угла диэлектрических потерь 0,0045. Контактные площадки межслойных переходов имели размеры 0,254×0,254 мм, диаметр штырей, которые являются межслойными переходами, составил 200 мкм, минимальная ширина внутренних проводников и зазоров принималась равной 100 мкм.

На АЧХ диплексера (рис. 4) можно видеть искажение характеристики на высоких частотах. Это объясняется размерами элементов, составляющих диплексер. На высоких частотах они представляют собой длинные линии. Решить эту проблему можно уменьшением габаритов элементов, составляющих устройство.

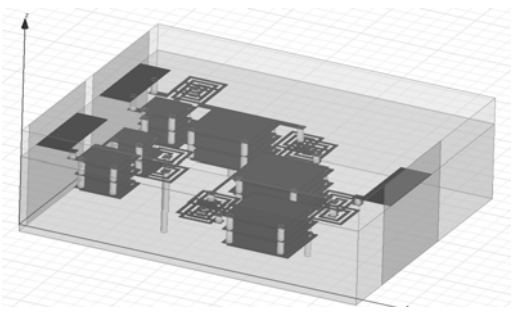


Рис. 3. Конструкция диплексера, реализованного по технологии LTCC на стековых элементах

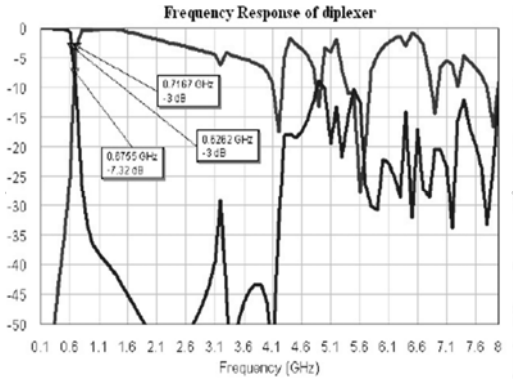


Рис. 4. АЧХ диплексера, реализованного по технологии LTCC на стековых элементах

На первом этапе были заменены стековые конденсаторы в фильтре верхних частот на тонкопленочные конденсаторы (рис. 5). Пленка диэлектрика толщиной меньше 1 мкм позволяет формировать конденсаторы с большим номиналом и маленькими габаритами[2].

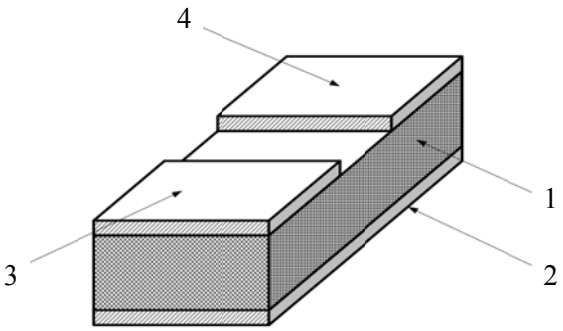


Рис. 5. Конструкция тонкопленочного конденсатора:
1 – слой диэлектрика; 2 – нижняя обкладка конденсатора; 3, 4 – верхние обкладки конденсатора

Модель диплексера с использованием тонкопленочных конденсаторов (рис. 6) имеет габариты 4,5×7,7×2,1 мм, которая состоит из 15 слоев керамики 951PX производства DuPont толщиной 0,140 мм. Контактные площадки межслойных переходов имели размеры 0,254×0,254 мм, диаметр штырей, которые являются межслойными переходами, составил 200 мкм, минимальная ширина внутренних проводников и зазоров принималась равной 100 мкм. В тонкопленочных конденсаторах для расчета использовался диэлектрик SiO2 с диэлектрической проницаемостью 3,6 и толщиной 50 мкм. Применение тонкопленочных конденсаторов увеличило диапазон рабочих частот до 4,9 ГГц (рис. 7).

Следующим этапом оптимизации конструкции диплексера является переход к конденсаторам, сформированным в объеме [3] (рис 8).

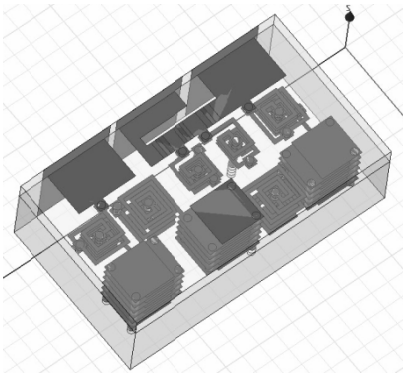


Рис. 6. Конструкция диплексера, реализованная по технологии LTCC с использованием тонкопленочных конденсаторов

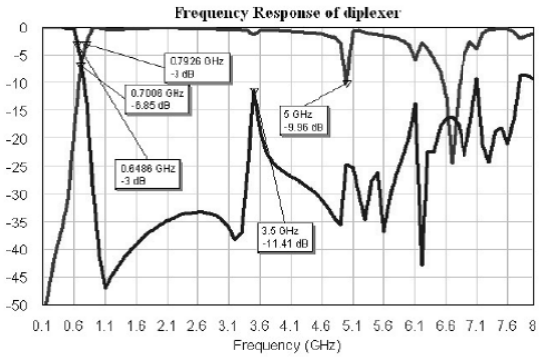


Рис. 7. АЧХ диплексера, реализованная по технологии LTCC с использованием тонкопленочных конденсаторов

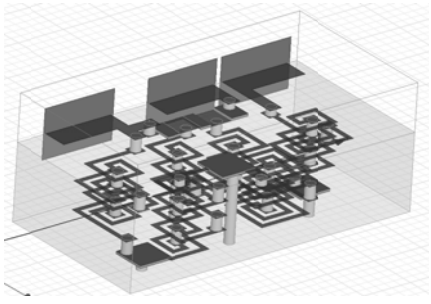


Рис. 8. Конструкция диплексера, реализованная по технологии LTCC с использованием конденсаторов, сформированных в объеме

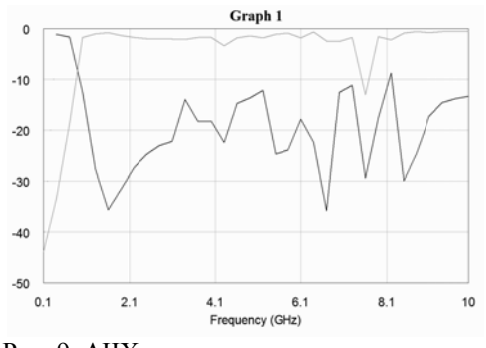


Рис. 9. АЧХ диплексера, реализованная по технологии LTCC с использованием конденсаторов, сформированных в объеме

Габариты модели диплексера, которая состоит из 11 слоев керамики 951PX производства DuPont толщиной 0,140 мм, составляют 3,3×6,1×1,54 мм. Контактные площадки межслойных переходов имели размеры 0,254×0,254 мм, диаметр штырей, которые являются межслойными переходами, составил 200 мкм, минимальная ширина внутренних проводников и зазоров принималась равной 100 мкм. Для формирования конденсаторов в объеме использовался материал 5674, предусмотренный в системе Green tape 951 с диэлектрической проницаемостью 80 и толщиной диэлектрика 45 мкм. Используя интегрируемые в объем конденсаторы, удалось расширить диапазон рабочих частот диплексера до 7,3 ГГц (рис. 9). Дальнейшая оптимизация конструкции диплексера возможна с помощью изменения формы катушек индуктивности.

Список литературы

1. Bahl, I. J. Lumped elements for RF and microwave circuits / Inder Bahl. – Artech House microwave library. – 2003.

2. Опыт разработки и применения малогабаритных прецизионных термостабильных конденсаторов СВЧ с изолирующими слоями из SiO_2 и Ta_2O_5 для сверхширокополосных устройств / Ю. Н. Вольхин, В.А. Глущенко, А.А. Дубровская и др. – Омск, 2008. – С. 37–45.

3. Jens Muller, Daniel Josip «Integrated Capacitors using LTCC». Microtech. – 2002.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ТРЕУГОЛЬНИКОВ ГАУССА К ЧИСЛЕННОМУ МОДЕЛИРОВАНИЮ ВОЛЬТ-АМПЕРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СВЧ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ ТИПА MESFET

А. С. Дранишников, Н. А. Копылова, А. Ф. Копылов (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
60074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: kopAPh @yandex.ru

Показана возможность использования «метода треугольников Гаусса» (АСМДУДН) для численного моделирования характеристик, имеющих вид скачкообразно меняющихся кривых, терпящих разрывы первого рода, в частности, для моделирования вольт-амперных характеристик полупроводниковых приборов СВЧ типа MESFET-транзистора.

При разработке ряда устройств полупроводниковой СВЧ электроники возникает задача численного моделирования их параметров и характеристик. К таким устройствам мы относим, в частности, устройства типа полевого транзистора с затвором Шоттки – это устройства, имеющие структуру, аналогичную структуре MESFET, содержащие пару омических управляющих контактов к активному слою полупроводника и расположенную между ними микрополосковую линию передачи, образующую к активному слою полупроводника контакт Шоттки. Такая структура названа управляемой микрополосковой линией на полупроводниковой подложке (УМПЛ) и описана в ряде предыдущих работ [1–6], в том числе, с участием авторов [5, 6].

Для численного моделирования вольт-амперных характеристик (ВАХ) УМПЛ, аналогичной MESFET, мы использовали простую нелинейную модель полевого транзистора с затвором Шоттки, описанную в [7] с привлечением в качестве полескоростной характеристики (ПСХ) GaAs аппроксимации Тима [8]. При этом при решении системы двух трансцендентных уравнений для тока стока MESFET возникает ряд технических трудностей при определении начальных условий в той или иной итерации расчета значений тока стока I_C и потенциала канала U_K MESFET. Особенно сложно преодолимы эти трудности в случае использования аппроксимации ПСХ, предложенной Тимом и позволяющей учитывать эффект Ганна в MESFET на GaAs. Дело в том, что при закритических полях в канале транзи-

стора возникает токовая неустойчивость ВАХ, сама ВАХ становится прерывистой линией, терпящей разрывы первого рода, и значения величин I_C и U_K уже не лежат на плавно меняющейся кривой и обычно используемые методы поиска этих условий (методы хорд, касательных, производных и их различные модификации) становятся неэффективными. Однако существует важное обстоятельство, существенно упрощающее нам решение поставленной задачи. Оно заключается в выбранной нами модели [7], которая позволяет обойтись решением всего лишь двух уравнений с двумя неизвестными для MESFET, когда области пространственного заряда под затвором аппроксимированы упрощенными зонами с равномерным распределением потенциала на половине ширины затвора, а не какой-либо сложной функцией распределения потенциалов в подзатворной области.

Для эффективного решения двух нелинейных трансцендентных уравнений с двумя неизвестными нам удалось подобрать метод решения, называемый «аналог метода секущих для случая двух уравнений с двумя неизвестными» (АМСДУДН, или Analog of Secant Method for Two Equations with Two Unknowns Quantity – ASMTETUQ), показанный в [9]. Хотя, как указано в [9], этот метод не использовался в вычислительной практике и был практически неизвестен с тех пор, как его предложил Гаусс в 1908 году, а его сходимость не была исследована, в нашем моделировании он дал очень хороший результат.

Суть этого метода заключается в том, чтобы определить четвертое приближение искомых функций $Z(i_4)$ по известным трем $Z(i_1)$, $Z(i_2)$ и $Z(i_3)$, при этом три точки i_1, i_2 и i_3 представляют собой на плоскости геометрическую фигуру в виде прямоугольного треугольника, что позволяет ускорить поиск последующих приближений для функций, значения которых не лежат на одной непрерывной прямой кривой. Таким образом, *основная задача выбранного нами способа решения двух нелинейных трансцендентных уравнений с двумя неизвестными заключается в возможности быстрого решения этих уравнений для кривых, резко меняющих кривизну или носящих хаотический характер поведения в ограниченных пределах (терпящих многократные разрывы первого рода).*

Уравнения для тока стока MESFET для области исток-канал $I_{ИК}$ и для области канал-сток $I_{СК}$, приведенные в [7], имеют вид:

$$I_{ИК} = (I_S / V_S)V_{ИК}[1 - p_{ИК}], \quad (1)$$

$$I_{СК} = (I_S / V_S)V_{СК}[1 - p_{СК}], \quad (2)$$

где I_S – величина тока насыщения канала эквивалентного MESFET, [А], соответствующая скорости насыщения носителей заряда в канале V_S и равная:

$$I_S = en_0V_SAL_{MESFET}, \quad (3)$$

где $V_S = 0{,}85*10^7$ [см/с] – скорость насыщения носителей заряда в GaAs; $I_{ИК}$ – ток стока в первой от истока подзатворной области пространственного заряда (ОПЗ), или в области исток-канал, [А]; $I_{СК}$ – ток стока во второй от истока подзатворной ОПЗ, или в области сток-канал, [А]; $V_{ИК}$ – скорость носителей заряда в ОПЗ исток-канал, [см/с]; $V_{СК}$ – скорость носителей заряда в ОПЗ сток-канал, [см/с]; $p_{ИК}$, $p_{СК}$ – нормированные потенциалы в подзатворной области со стороны исток-середина канала и со стороны сток-середина канала, [отн. ед.].

Для применения метода АМСДУДН, уравнения (1) и (2) перепишем в виде:

$$F(i_m) = I_{ИК}(i_m) - (I_S / V_S)V_{ИК}(i_m)[1 - p_{ИК}(i_m)], \quad (4)$$

$$G(i_m) = I_{СК}(i_m) - (I_S / V_S)V_{СК}(i_m)[1 - p_{СК}(i_m)], \quad (5)$$

где $I_{ИК}(i_m)$, $I_{СК}(i_m)$ – токи для области исток-канал $I_{ИК}$ и для области канал-сток $I_{СК}$, определяемые выражениями (1) и (2), соответственно, для m-го значения (точки) i-го приближе-

ния (итерации); $F(i_m)$, $G(i_m)$ – искомые функции токов $I_{ИК}(i)$, $I_{СК}(i)$ для m-й точки i-го приближения; $V_{ИК}(i_m)$, $V_{СК}(i_m)$ – скорости носителей заряда для области исток-канал и для области канал-сток, определяемые соответствующими выражениями по аппроксимации Тима [8], соответственно, для m-й точки i-го приближения; $p_{ИК}(i_m)$, $p_{СК}(i_m)$ – нормированные потенциалы в подзатворной области исток-канал и канал-сток, определяемые соответствующими выражениями из [7] для m-й точки i-го приближения; i – номер приближения (итерации): m – номер значения (точки) i-го приближения. Обратим внимание, что значение i не равно номеру точки расчета ВАХ MESFET, то есть номеру рассчитываемых величин тока стока и потенциала канала. Число рассчитываемых точек ВАХ MESFET выбирает оператор расчета, количество же итераций i при расчете может составлять очень большие величины, измеряемые сотнями тысяч и миллионами и их число в наших расчетах мы ограничили величиной 1000000. Максимальное значение же точек m составляет от 1 до 4 для метода АМСДУДН (ASMTETUQQ).

Естественно, что входящие в выражения (4) и (5) величины $V_{ИК}(i_m)$, $V_{СК}(i_m)$, $p_{ИК}(i_m)$, $p_{СК}(i_m)$ будут определяться также для каждой точки m в итерации i. Поэтому в выражениях, используемых в модели [8], следует использовать обозначения $U'_{И}(i_m)$, $U'_{С}(i_m)$, $E_{ИК}(i_m)$, $E_{СК}(i_m)$ для каждой m-й точки в i-ой итерации при решении системы уравнений (4), (5).

Аргументами функций $F(i_m)$ (4) и $G(i_m)$ (5) являются параметры MESFET ток стока $I_C(i_m)$, получаемый в результате совместного решения этих уравнений, а также потенциал канала $U_K(i_m)$. Обозначим первый аргумент – ток стока $I_C(i_m)$ как X(m), второй аргумент – потенциал канала $U_K(i_m)$ как Y(m), первую функцию тока стока $F(i_m)$ как F(m), вторую функцию тока стока $G(i_m)$ как G(m):

$$X(m) = I_C(i_m), \tag{6}$$

$$Y(m) = U_K(i_m), \tag{7}$$

$$F(m) = F(i_m), \tag{8}$$

$$G(m) = G(i_m). \tag{9}$$

Для большей определенности поясним, что, например, обозначение X(m) означает, что это искомый ток стока в m-й точке i-й итерации при одном из заданных оператором значений ВАХ (VCD) MESFET; Y(m) – потенциал канала m-й точке i-й итерации при одном из заданных оператором значений ВАХ MESFET; F(m) – уравнение (4), G(m) – уравнение (5) для m-й точке i-й итерации при одном из заданных оператором значений ВАХ MESFET (здесь номер расчетной точки ВАХ MESFET не указан для упрощения процесса изложения и уменьшения громоздкости обозначений).

Используя обозначения из уравнений (6)–(9), в соответствии с методом АМСДУДН, запишем определители для нахождения четвертого итерационного приближения для искомых X(4) и Y(4) при известных трёх предыдущих значениях искомых переменных X(1), X(2), X(3), Y(1), Y(2), Y(3), а также предыдущих значений их функций F(1), F(2), F(3) и G(1), G(2), G(3), как это показано в [9]:

$$\Delta_{X(4)} = \begin{vmatrix} X(1) & X(2) & X(3) \\ F(1) & F(2) & F(3) \\ G(1) & G(2) & G(3) \end{vmatrix}, \tag{10}$$

$$\Delta_{Y(4)} = \begin{vmatrix} Y(1) & Y(2) & Y(3) \\ F(1) & F(2) & F(3) \\ G(1) & G(2) & G(3) \end{vmatrix}. \tag{11}$$

Однако величины искомых X(4) и Y(4) можно определять по выражениям (10) и (11) только в том случае, если три точки F(1), F(2), F(3) и G(1), G(2), G(3) не лежат на одной прямой (иначе не получится треугольник Гаусса). Для исключения этих случаев находят определители Δ_1 и Δ_2:

$$\Delta_1 = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ X(1) & X(2) & X(3) \\ Y(1) & Y(2) & Y(3) \end{vmatrix}, \tag{12}$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ F(1) & F(2) & F(3) \\ G(1) & G(2) & G(3) \end{vmatrix}, \tag{13}$$

и, если Δ_1 и Δ_2 одновременно отличны от нуля, значения X(4) и Y(4) вычисляют по выражениям (10) и (11) и принимают для последующих итераций, то есть должно выполняться условие:

$$\Delta_1 \neq 0,\ \Delta_2 \neq 0. \tag{14}$$

Поскольку в итерационных процедурах возможны различные случаи численных сочетаний искомых и промежуточных переменных, то возможны случаи, когда определители Δ_1 и Δ_2 одновременно или один из них равны нулю (что наблюдалось нами в ряде случаев при моделировании), то есть условие (14) не выполняется. Это означает, что три точки предыдущего итерационного приближения для F(m) и G(m), лежат на одной прямой и эти случаи следует исключить из рассмотрения. В нашем моделировании мы добиваемся этого для искомых значений тока стока I_C и потенциала канала U_K BAX MESFET прибавлением величины 0,001 к предыдущему значению, которое «сбивает» итерационный процесс с вырожденной точки и позволяет успешно продолжать его далее. Кроме выполнения условия (14) техника метода АМСДУДН требует выполнения и ряда других условий. Так, для того, чтобы три точки F(m) и G(m), m = 1, 2, 3 лежали в вершинах прямоугольного треугольника Гаусса, необходимо выполнение ещё двух условий [9]:

$$X(2) = X(1), \tag{15}$$

$$Y(3) = Y(1). \tag{16}$$

В случае неудачной сходимости (если решение для заданной точки напряжения на управляющих контактах исток-сток эквивалентного MESFET не найдено за 1000000 итераций), уравнения (15) и (16) мы переписываем в виде:

$$X(3) = X(1), \tag{17}$$

$$Y(2) = Y(1), \tag{18}$$

что позволяет, по нашим представлениям, развернуть прямоугольный треугольник Гаусса «в другую сторону» от предыдущего направления поиска решения, и таким образом находить решения для случаев пульсирующей (прерывистой, терпящей разрыва первого рода) BAX MESFET.

Критерием получения совместного решения уравнений (4) и (5) мы считаем минимальное значение этих функций, равное 10^{-6} от нормированного тока стока (отношение аб-

солютного значения тока стока в амперах к току насыщения в амперах), то есть решение достигнуто тогда, когда для всех точек от m = 1 до m = 3 одновременно выполняются условия:

$$F(m) \le 10^{-6}, \quad (19)$$

$$G(m) \le 10^{-6}. \quad (20)$$

Если же при выполнении данной итерации решение не найдено, то в последующей итерации отбрасывается значение аргументов X и Y, а также их функций F и G с индексом 1, а для дальнейших расчетов берутся получившиеся триплеты значений с бывшими индексами 2, 3, 4, которые теперь получают индексы 1, 2, 3, соответственно. То есть, при m = 4 выполняется процедура:

$$X, Y, F, G(2,3,4) = X, Y, F, G (1,2,3). \quad (21)$$

Для определения же самых первых трех значений величин X(1), X(2), X(3), Y(1), Y(2), Y(3), F(1), F(2), F(3) и G(1), G(2), G(3), соответствующих нулевому напряжению между истоком и стоком MESFET, можно использовать, например, генератор случайных чисел.

Нам представляется, что «метод треугольников Гаусса» (или АМСДУДН, или ASMTETUQ) оказывается весьма эффективным при использовании его для решения итерационных задач для двух нелинейных трансцендентных уравнений с двумя неизвестными при определении пульсирующих кривых, в частности, при расчете ВАХ полупроводниковых приборов типа MESFET.

Список литературы

1. Hyltin T.M. Microstrip Transmission on Semiconductor Dielectric // IEEE Trans. on MTT-13. 1965. – № 6. – P.P.777–781.

2. Hasegawa H., Furukawa M., Yanai H. Properties of Microstrip Lines on Si-SiO_2 System // IEEE Trans. on MTT-19. 1971. – № 11. – P.P. 869–881.

3. R.Sorrentino, T.Oxley, G.Salmer et. al. Microwaves in Europe // IEEE Trans. on MTT-50. 2002. – № 3. – P.P. 1056–1072.

4. Nishikawa K., Shintani K., Yamakawa S. Characteristics of Transmission Lines Fabricated by CMOS Process With Deep n-Well Implantation // IEEE Trans. on MTT-54. 2006. – № 2. – P.P. 589–598.

5. Копылов, А.Ф. Электрически управляемая микрополосковая линия как базовый элемент для реализации СВЧ-наносхем / А.Ф. Копылов, В.П. Гнитиев // Сб. науч. ст. «Современные проблемы радиоэлектроники». – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2008. – С. 95–97.

6. Копылов, А. Ф. Исследование факторов, влияющих на управление характеристиками микрополосковой линии передачи на полупроводниковой подложке / А. Ф. Копылов, Н. А. Копылова // Материалы 21-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2011). Севастополь. – Вебер. – 2011. – С. 255–256. ISBN 978-966-335-356-2.

7. Старосельский, В.И. Нелинейная модель арсенид-галлиевого полевого транзистора с затвором Шоттки / В.И. Старосельский // Радиотехника и электроника. – 1981. – Т. 26. – № 6. – С. 1299–1306.

8. Thim H.W. Computer Stady of Bulk GaAs Devices with Random One-Dimensional Doping Fluctuations // Journal of Applied Physics.-V.39.-№8.-1968.-P.P. 3897-3904.

9. Островский, А.М. Решение уравнений и систем уравнений / А.М. Островский ; пер. с англ. – М. : Изд-во «Иностранная литература», 1963. – 216 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ПОДЛОЖКИ НА ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОСАЖДЕННЫХ В ВАКУУМЕ ТОНКИХ МАГНИТНЫХ ПЛЕНОК РАЗЛИЧНОГО СОСТАВА

П. Н. Соловьёв, Б. А. Беляев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: protoplaton@gmail.com

Проведены исследования зависимости основных характеристик тонких магнитных пленок от температуры подложки во время напыления и от состава напыленного пермаллоя (относительного содержания никеля и железа). Исследования проводились на сканирующем спектрометре ферромагнитного резонанса. Были найдены оптимальные параметры для получения наилучших характеристик тонких магнитных пленок в СВЧ диапазоне.

Тонкие пленки из магнитомягких материалов широко используются в головках записи и считывания информации, в датчиках слабых магнитных полей [1], на их основе так же разрабатываются конструкции различных электрически управляемых устройств в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ): фильтров, амплитудных модуляторов, ограничителей мощности, фазовых манипуляторов [2]. Как известно, свойства образцов, получаемых с помощью вакуумного напыления, зависят от множества технологических факторов: скорости напыления, качества достигаемого вакуума и состава остаточных газов, состава напыляемого металла, материала и качества подложки, а так же ее температуры во время напыления. Кроме того, на параметры пленок оказывают влияние характеристики внешнего магнитного поля, обычно присутствующего при напылении образцов, для наведения одноосной анизотропии: его величина и однородность, а также ориентация относительно осей подложки [3]. Поэтому для оптимального решения той или иной задачи по созданию пленок с требуемыми характеристиками, как правило, невозможно обойтись без обширных технологических исследований, позволяющих определить условия достижения предельно высоких значений для выбранных характеристик.

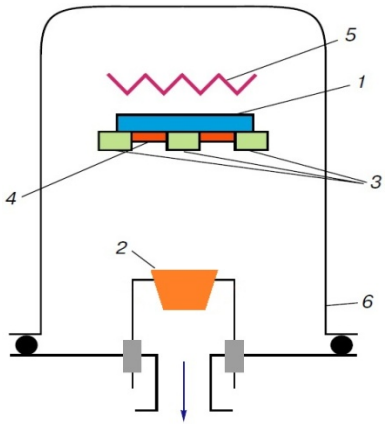


Рис. 1. Схема испарительной части вакуумной установки для получения пленок: 1 – подложка; 2 – тигель с испаряемым сплавом; 3 – маска; 4 – пленка; 5 – нагреватель; 6 – корпус вакуумной камеры

Одним из факторов, который сильно влияет на магнитные свойства тонких магнитных пленок (ТМП), является температура, при которой находится подложка в момент напыления. Нами проведены исследования для определения оптимальной температуры подложки, при которой ТМП получаются с наилучшими магнитными свойствами для их применения в СВЧ технике. Для первого эксперимента пленки изготовлялись методом вакуумного напыления пермаллоя двух составов с малой магнитострикцией, содержащих 82 и 85 % никеля (см. схему на рис. 1). Для второго эксперимента состав пермаллоя менялся, относительное содержание никеля в нем варьировалось в широких пределах, от 65 до 85 %. Скорость напыления была фиксированной и составляла 10 Å/с, а время напыления 50 секунд. При этом подложки находились в постоянном планарном магнитном поле для наведения одноосной магнитной анизотропии. Во время напыления стеклянные подложки

нагревались инфракрасным источником тепла до определенной стабильной температуры, которая в эксперименте варьировалась в широких пределах: от 35 до 377 °С. Напыления образцов при определенных фиксированных температурах подложки проводились многократно, с целью выяснения статистических закономерностей поведения магнитных характеристик ТМП. Исследование основных магнитных характеристик полученных образцов проводилось на сканирующем спектрометре ферромагнитного резонанса (ФМР) [4], с помощью которого измерялись величина и угол направления одноосной магнитной анизотропии, ширина линии ферромагнитного резонанса, эффективная намагниченность насыщения и другие параметры. Для этого снимались угловые зависимости резонансных полей, по которым с помощью специальной программы [5], определялись необходимые параметры. Измерения проводились для двух различных частот высокочастотной накачки f = 1687 МГц и f = 2274 МГц, а характеристики определялись в нескольких точках каждого образца. Данные о составе и толщине пленок были получены с помощью рентгеновского метода. При этом измеренные толщины пленок попали в интервал от 450 до 550 Å, а относительная концентрация Ni в них попала в интервал от 83.66 до 86.52 %. Поэтому влиянием на магнитные параметры исследованных образцов состава и толщины ТМП можно пренебречь.

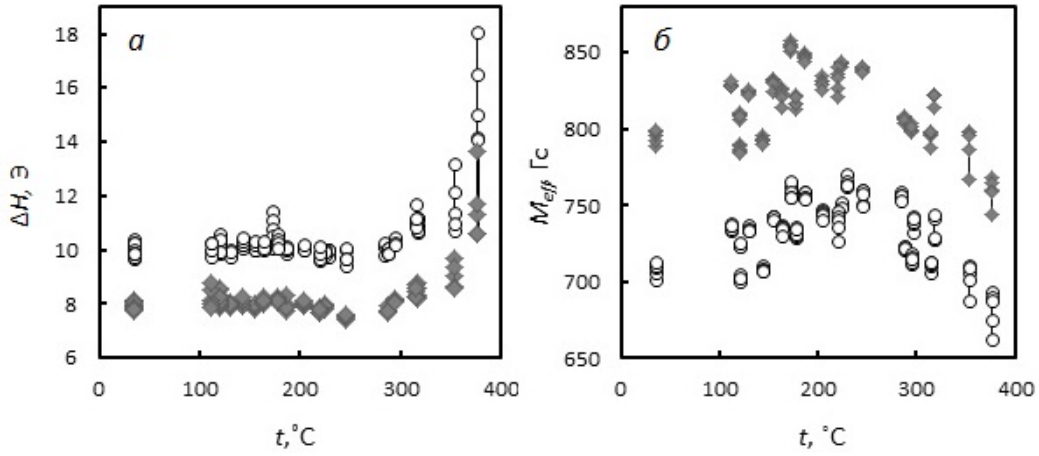


Рис. 2. Зависимости ширины линии ФМР (*а*) и эффективной намагниченности насыщения (*б*) от температуры подложки. Белые точки – измерения, проведенные для f = 2274 МГц, серые – для f = 1687 МГц

Измерения проводились на двух различных частотах поля накачки исходя из следующих соображений. Известно, что неоднородности распределения магнитных параметров тонких магнитных пленок, как правило, нивелируются с увеличением постоянного магнитного поля. Принимая во внимание тот факт, что резонансное поле в методе ФМР практически линейно растет с увеличением частоты накачки f, задачу измерения рельефа магнитных неоднородностей ТМП можно решить, только понизив f. С другой стороны, в используемой нами теоретической модели, при расчете намагниченности насыщения, не учитываются различные факторы, такие как поверхностная анизотропия, упругие напряжения и другие [6]. Поэтому под намагниченностью насыщения необходимо понимать ее эффективное значение. Однако, с увеличением частоты накачки, и, соответственно, величины резонансного поля, вклад неучтенных факторов уменьшается, и эффективная намагниченность приближается к истинной.

Одной из важнейших характеристик тонких пленок для СВЧ приложений является добротность магнитного резонанса, которая обратно пропорциональна ширине линии ФМР ΔH [7]. На представленном графике (рис. 2, *а*) показана зависимость ΔH от температуры подложки, где отчетливо видно, что минимальная ширина достигается при температуре подложки t = 245°С и составляет для частоты поля накачки f = 1687 МГц ΔH = 7.44 Э. Чем дальше температура отклоняется от оптимальной величины в большую сторону, тем больше ΔH. Так, при t = 377°С, ΔH = 13.66 Э (приведена максимальная величина, измерен-

ная на площади пленки). Следует также отметить, что при изменении температуры от оптимальной не только увеличивается ΔH в целом у образца, но и растет ее неоднородность по площади пленки. Максимальный разброс ширины резонансной линии по площади пленки наблюдался при $t = 377$°C и достигал 3.07 Э (минимальное значение $\Delta H = 10.59$ Э, максимальное $\Delta H = 13.66$ Э). При температурах меньше 245 °C, ширина линии ФМР немного увеличивается, но, главное, существенно растет ее неоднородность.

На рис. 2, *б* представлен график зависимости эффективной намагниченности насыщения от температуры. Из него видно, что с изменением температуры намагниченность пленок меняется слабо, но с некоторым разбросом от одного образца к другому. Тем не менее наблюдается тенденция роста эффективной намагниченности насыщения с увеличением температуры, максимум которой $M_{eff} = 857$ Гс достигается при $t = 173$ °C, а затем она уменьшается, до $M_{eff} = 744$ Гс при $t = 377$ °C (для $f = 1687$ МГц). Как уже упоминалось ранее, чем выше частота поля накачки, тем ближе к истинному значению определяемая эффективная намагниченность насыщения. Видно, что при более высокой частоте поля накачки ($f = 2274$ МГц) намагниченность насыщения меньше, чем при $f = 1687$ МГц, приблизительно на 90 Э.

На рис. 3, *а* показана зависимость величины одноосной анизотропии H_k от температуры. Из нее хорошо видно, что по мере увеличения температуры подложки анизотропия монотонно и практически линейно уменьшается, от величины $H_k = 8.7$ Э при $t = 35$°C и до $H_k = 2.1$ Э при $t = 377$ °C.

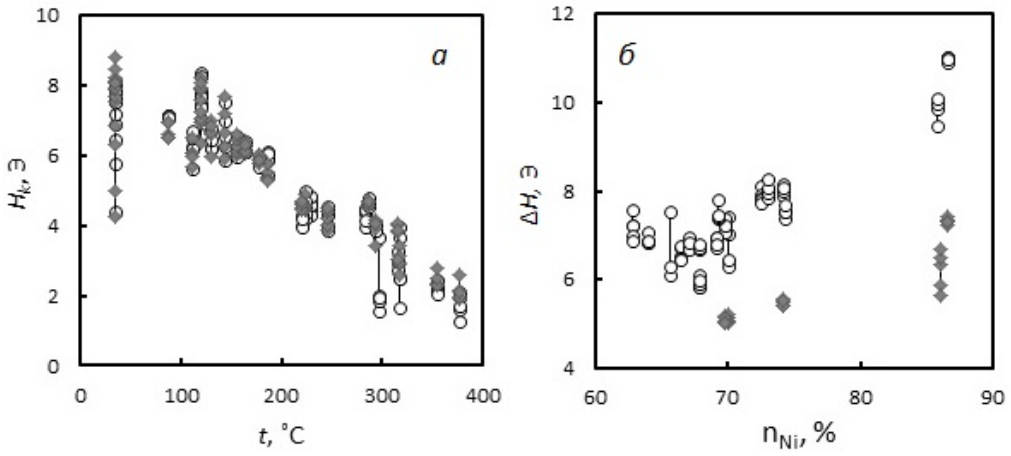


Рис. 3. Зависимость одноосной анизотропии ТМП от температуры подложки (*а*) и зависимость ΔH от относительной концентрации Ni в пленках (*б*). Белые точки – измерения, проведенные для $f = 2274$ МГц, серые – для $f = 1687$ МГц

Другим важным фактором, существеннейшим образом влияющим на магнитные свойства ТМП является их состав, то есть относительные концентрации никеля и железа в напыляемом пермаллое. С целью выяснения зависимости основных характеристик ТМП от относительной концентрации Ni (n_{Ni}) в них нами была проведена серия экспериментов, в которых при постоянной температуре подложки во время напыления ($t = 250$ °C) напылялся пермаллой с различным содержанием никеля и железа. Другие параметры были идентичны предыдущему эксперименту. Рентгенофлуоресцентный анализ показал, что относительная концентрация Ni в пленках попала в интервал от 63.74 до 86.52 %.

На рис. 3, *б* показана зависимость ширины линии ФМР от относительной концентрации Ni. Из графика видно, что минимум $\Delta H = 5.84$ Э достигается при концентрации Ni 67.9 %, после чего ΔH увеличивается с увеличением n_{Ni} почти линейно, достигая наибольшего значения $\Delta H = 11.03$ Э при концентрации Ni 86.52 %. Поэтому, при прочих равных условиях, для применения в СВЧ технике целесообразно использовать низконикелевые тонкие магнитные пленки. Однако необходимо заметить, что с уменьшением концентрации Ni, вследствие от-

клонения состава пермаллоя от состава с нулевой магнитострикцией, растет неоднородность ширины линии ФМР по площади пленки, что является крайне нежелательным.

На рис. 4, *а* приведен график зависимости поля одноосной анизотропии от концентрации Ni в образцах. Видно, что с увеличением относительного содержания Ni анизотропия уменьшается. При концентрации Ni 63.74 % H_k = 13.14 Э, а при концентрации 86.52 % одноосная анизотропия понижается до величины 5 Э.

На графике, изображенном на рис. 4, *б* представлена зависимость эффективной намагниченности насыщения от n_{Ni} в образцах. Наблюдается уменьшение M_{eff} с уменьшением относительной концентрации Fe и соответственном увеличении относительной концентрации Ni. При этом наибольшее значение намагниченности достигается для n_{Ni} = 65.86 % и составляет 1256 Гс. Для концентрации Ni 86.52 % M_{eff} = 689 Гс (приведены величины, измеренные при f = 2274 МГц).

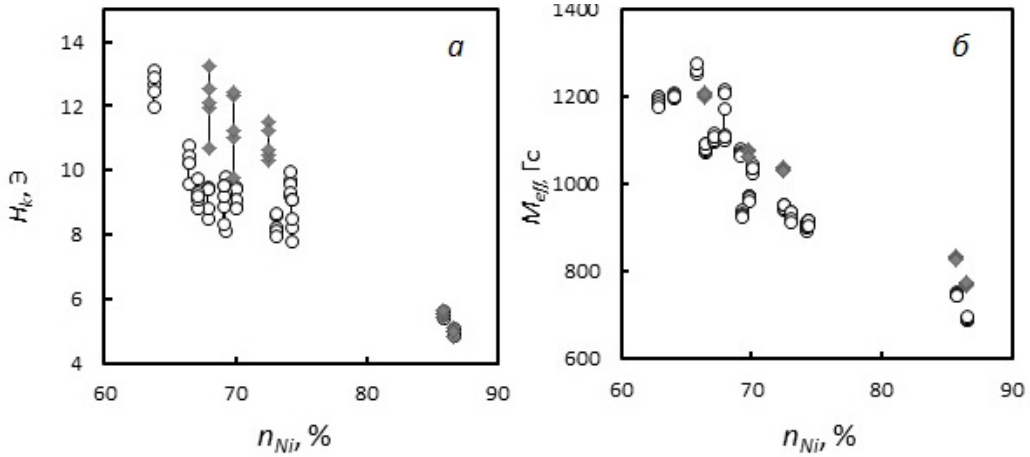


Рис. 4. Зависимость поля одноосной анизотропии (*а*) и эффективной намагниченности насыщения (*б*) от концентрации никеля в образцах. Белые точки – измерения, проведенные для f = 2274 МГц, серые – для f = 1687 МГц

Выше мы только описывали результаты экспериментов, не пытаясь объяснить причины, их вызывающие. Как уже упоминалось ранее, процесс напыления ТМП крайне сложен и зависит от многих параметров, как внешних (условия напыления) так и внутренних (упругие напряжения, материал подложки и т.д.). Поэтому вопрос о достоверном описании процессов, приводящих к описанным в данной работе зависимостям, является самостоятельной и сложной задачей. Здесь мы можем привести только качественные рассуждения и обсудить возможные причины наблюдаемых зависимостей.

Во время напыления подложка подвергается длительному воздействию остаточного газа, поэтому на ней могут образоваться слои кислорода. Это, в свою очередь, приводит к образованию окислов металлов в первых нескольких напыленных слоях. Наличие таких антиферромагнитных слоев может определенным образом влиять на магнитные свойства тонких пленок, например, на возбуждение спиновых волн. Однако если температуру подложки поддерживать достаточно высокой, то в силу того, что при такой повышенной температуре имеет место процесс обезгаживания, молекулы остаточной атмосферы, состоящей в основном из водяного пара, смогут образовывать только несколько слоев. Кроме того, следует учесть, что исследуемые пленки – поликристаллические, то есть состоят из множества кристаллитов, размеры которых так же зависят от температуры подложки, так как от температуры зависят скорость диффузии и скорость образования центров кристаллизации атомов металла. При низкой температуре подложки образуются крупные зерна кристаллитов, при высокой – образуются мелкие кристаллиты, разделенные тонкими границами. Это так же оказывает влияние на магнитные свойства образцов.

Зависимость анизотропии от состава пленки качественно согласуется с теорией Неля – Танигучи, в которой они предполагали, что для сплава, состоящего из двух компо-

нент *A* и *B* (например Ni и Fe в пермаллое), энергия связи между двумя соседними атомами зависит от природы атомов и от угла между осью пары и спонтанной намагниченностью. Во время отжига в сильном магнитном поле вследствие диффузии атомов в кристаллической решетке может возникнуть анизотропное распределение пар *A–A*, *A–B* и *B–B*; это состояние может быть заморожено при охлаждении до комнатной температуры. При этом энергия взаимодействия пар соседних атомов с намагниченностью приводит к одноосной анизотропии. Поскольку общая энергия направленно упорядоченных пар железа в никелевой матрице должна уменьшатся с уменьшением содержания железа, зависимость H_k от состава качественно согласуется с этой теорией [3].

Таким образом, в работе показано, что, изменяя такие технологические параметры при получении ТМП, как температура подложки во время напыления и состав напыляемого металла (в нашем случае пермаллоя), можно регулировать основные магнитные характеристики тонких магнитных пленок, тем самым подстраивая их под конкретные нужды в различных приложениях.

Список литературы

1. Беляев, Б.А. Микрополосковый тонкопленочный датчик слабых магнитных полей / Б.А. Беляев, С.В. Бутаков, А.А. Лексиков // Микроэлектроника. – 2001. – Т. 30. – № 3. – С. 228–237.

2. Étienne Du Trémolet de Lacheisserie. Magnetism: Materials and applications / Springer Science + Business Media, Inc. (2005).

3. Суху, Р. Магнитные тонкие пленки / Р. Суху. – М. : Мир, 1967. – 423 с.

4. Belyaev B. A, Izotov A. V. and Leksikov A. A. Magnetic imaging in thin magnetic films by local spectrometer of ferromagnetic resonance / IEEE Sensors, V.5, N.2 (2005).

5. Изотов А.В., Беляев Б. А. Свидетельство о гос. регистрации программы ЭВМ № 2009616881 от 11.12.2009 г.

6. J.R. Macdonald. Stress in Evaporated Ferromagnetic Films / Phys. Rev. 106, 890 (1957).

7. Belyaev B. A., Izotov A. V., Kiparisov S. Ya., and Skomorokhov G. V. Synthesis and Study of the Magnetic Characteristics of Nanocrystalline Cobalt Films / Phys. of the Solid State, V. 50, N. 4, 676–683 (2008).

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ЗА СЧЕТ МИНИМИЗАЦИИ РАССЕЯННОЙ МОЩНОСТИ СЛОЖНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ

Р. А. Маклаков, Н. И. Герасимов (научный руководитель)

Воронежский авиационный инженерный университет (г. Воронеж)
394064, Воронеж, ул. Старых Большевиков, д. 54а

Рассмотрены особенности рассеяния плоской электромагнитной волны и минимизации мощности рассеянного поля трёхплечевым электрическим вибратором, в плечи которого включены сосредоточенные нагрузки. Приведена методика расчета распределения токов в плечах вибратора.

Широкое использование электромагнитных волн круговой поляризации в системах радиолокации, радионавигации, радиосвязи и т.д., необходимость обеспечения электромагнитной совместимости указанных систем делает актуальным исследование характеристик не только излучения, но и рассеяния волн различными элементами излучателя [1]. Одним из наиболее общих по конфигурации типов проволочных излучающих структур является трехплечевой электрический вибратор. Возникающие для такой структуры закономерности рассеяния электромагнитных волн являются в достаточной степени общими и в силу этого представляют теоретический и практический интерес.

Цель статьи – исследование закономерностей рассеяния электромагнитных волн и минимизации мощности рассеянного поля при сохранении уровня принимаемого сигнала структурами в виде трехплечевого электрического вибратора.

Рассмотрим систему из трёх взаимно ортогональных тонких электрических вибраторов с длиной плеча I, возбуждаемых плоской электромагнитной волной, приходящей с направления, определяемого углами θ и φ. В разрывы плеч включены нагрузки W.

При падении плоской электромагнитной волны, напряженность которой во фронте определяется выражением

$$\vec{E}^{in} = \vec{i}_\theta E_\theta + \vec{i}_\varphi E_\varphi . \tag{1}$$

В плечах вибратора наводятся электрические токи, имеющие для тонкого вибратора в каждом плече только одну соответствующую компоненту:

$$I(\vec{r}) = \vec{i}_x I_x(x)\delta(y)\delta(z) + \vec{i}_y I_y(y)\delta(x)\delta(z) + \vec{i}_z I_z(z)\delta(x)\delta(y), \tag{2}$$

где $I_\xi(\xi) = \sum_{m=0}^{\infty}\left[A_m^\xi Ic_m(\xi) + B_m^\xi Is_m(\xi)\right]$, $(\xi = x, y, z)$; $I_\xi(\xi)$ – закон распределения тока вдоль ξ – плеча; $\delta(\xi)$ – дельта-функция Дирака; r – радиус-вектор точки с координатами (x, y, z); A_m^ξ и B_m^ξ – неизвестные коэффициенты разложения.

На основе данного представления тока неизвестные коэффициенты разложения определяются с использованием метода Бубнова – Галеркина [2] из решения системы $6M$ алгебраических уравнений с $6M$ неизвестными (M – число учитываемых гармоник каждого типа) в виде:

$$[T]\left|J\right\rangle = \left|U\right\rangle . \tag{3}$$

Матрица $[T]$ и векторы-столбцы $\left|J\right\rangle, \left|U\right\rangle$ имеют структуру:

$$[T] = \begin{bmatrix} [C_{xx}] & [0] & [0] & [0] & [0] & [0] \\ [0] & [G_{xx}] & [0] & [P_{xy}] & [0] & [P_{xz}] \\ [0] & [0] & [C_{yy}] & [0] & [0] & [0] \\ [0] & [P_{yx}] & [0] & [G_{yy}] & [0] & [P_{yz}] \\ [0] & [0] & [0] & [0] & [C_{zz}] & [0] \\ [0] & [P_{zx}] & [0] & [P_{zy}] & [0] & [G_{zz}] \end{bmatrix}, \tag{4}$$

$$\left|J\right\rangle = \begin{bmatrix} [A_x\rangle \\ [B_x\rangle \\ [A_y\rangle \\ [B_y\rangle \\ [A_z\rangle \\ [B_z\rangle \end{bmatrix}, \left|U\right\rangle = \begin{bmatrix} [fc_x\rangle \\ [fs_x\rangle \\ [fc_y\rangle \\ [fs_y\rangle \\ [fc_z\rangle \\ [fs_z\rangle \end{bmatrix}. \tag{5}$$

Вектор-столбец $\left|J\right\rangle$ содержит искомые коэффициенты разложения. В матрице $[T]$ блоки $[0]$ соответствуют нулевым блочным элементам, блоки $[C]$, $[G]$, $[P]$, имеющие

размерность $M \times M$, определяют взаимную связь между гармониками во всех трёх плечах. Элементы этих матриц подробно описаны в [3]. Наличие блоков $\left[P_{\xi\eta}\right]$ $(\xi = x, y, z)$ $(\eta = x, y, z)$ приводит к изменению распределения токов в плечах трёхплечевого электрического вибратора. Наиболее наглядно этот факт проявляется при возбуждении трёхплечевого электрического вибратора падающей в плоскости *xOz* θ-поляризованной волной. В данном случае, если рассматривать каждое плечо излучателя в качестве отдельного вибратора, возбуждение *y*-плеча не должно происходить. Однако наличие эффектов переотражения электромагнитного поля между плечами трёхплечевого вибратора приводит к возникновению в *y*-плече токов, которые в ряде случаев могут превышать по амплитуде токи в *x*- и *z*-плече. Данное обстоятельство может приводить к существенному изменению диаграммы рассеяния.

Запишем теорему Умова – Пойнтинга в виде

$$-P_{cm} = \oint_{S_R} \vec{\Pi}(\theta, \varphi) \cdot \vec{r} ds \,. \tag{6}$$

В соотношении (6) P_{cm} – мощность стороннего источника (принимаемая антенной мощность); $\vec{\Pi}(\theta, \varphi)$ – плотность потока мощности через поверхность S_R, охватывающую антенну, показанную на рис. 1.

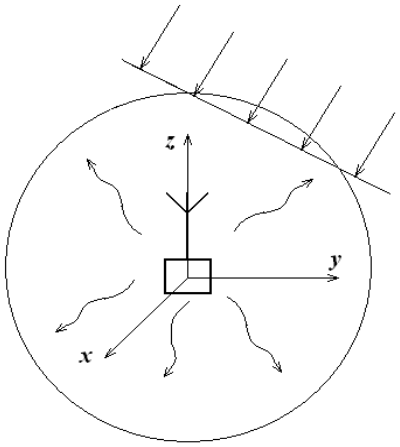


Рис. 1. Модель облучаемого объекта

Учитывая взаимосвязь между векторами напряженности электрического и магнитного полей в дальней зоне, а также направлением распространения волны представим P_{cm} из (6) в виде

$$P_{cm} = \frac{|E_0|^2}{2} \left| X\left(\theta_0, \varphi_0\right)\right\rangle^* \left[Z^*\right]^{-1} \left\{L_\theta W L_\theta + L_\varphi W L_\varphi\right\} \left[Z^T\right]^{-1} \left| X\left(\theta_0, \varphi_0\right)\right\rangle, \tag{7}$$

где W - диагональная матрица вида:

$$W = \begin{bmatrix} [W_1] & [\,0\,] & & [\,0\,] \\ [\,0\,] & [W_2] & \dots & [\,0\,] \\ [\,0\,] & [\,0\,] & & [W_N] \end{bmatrix}.$$

Каждый блок $[W_n]$ $\left(n = 1, \dots N\right)$ данной матрицы в свою очередь является диагональной квадратной матрицей размерности P, а его элементы – значения нагрузок, включенных в излучатель.

Правая часть уравнения (6) определяется как

$$\oint_{S_R}\vec{\Pi}(\theta,\varphi)\vec{r}ds=\frac{1}{W_0}\oint_{S_R}(\vec{E}^{cm}\cdot\vec{E}^{вт})\cdot\vec{r}_0\cdot\vec{r}ds-\frac{1}{W_0}\oint_{S_R}(\vec{E}^{вт}\cdot\vec{r}_0)\cdot\vec{E}^{cm}\cdot\vec{r}ds+$$
$$+\frac{1}{W_0}\oint_{S_R}(\vec{E}^{cm}\cdot\vec{E}^{вт})\cdot\vec{r}\cdot\vec{r}ds-\frac{1}{W_0}\oint_{S_R}(\vec{E}^{вт}\cdot\vec{E}^{вт})\cdot\vec{r}\cdot\vec{r}ds\,. \qquad (8)$$

Напряженность электрического поля, рассеянного антенной решеткой с учётом полученного выше представления токов представим следующим образом

$$\vec{E}^{\xi}_{вт}=\vec{\theta}E_0W_0\left|X\left(\theta,\varphi\right)\right\rangle^{*}L_{\theta}(\theta,\varphi)\times\left[Z^{T}\right]^{-1}L_{\xi}(\theta_0,\varphi_0)\left|X\left(\theta_0,\varphi_0\right)\right\rangle^{T}+$$
$$+\vec{\varphi}E_0W_0\left|X\left(\theta,\varphi\right)\right\rangle^{*}L_{\phi}(\theta,\varphi)\times\left[Z^{T}\right]^{-1}L_{\xi}(\theta_0,\varphi_0)\left|X\left(\theta_0,\varphi_0\right)\right\rangle^{T}. \qquad (9)$$

В соотношении (9)

$$\left|X\left(\theta,\varphi\right)\right\rangle=\left|Xx\left(\theta,\varphi\right)\quad Xy\left(\theta,\varphi\right)\right\rangle,$$

где $Xx\left(\theta,\varphi\right)=\left|C^{n}_{m_x}\quad S^{n}_{m_x}\right\rangle$, $Xy\left(\theta,\varphi\right)=\left|C^{n}_{m_y}\quad S^{n}_{m_y}\right\rangle$, а элементы $C^{n}_{m_x}$, $S^{n}_{m_x}$ приведены в [3].

Условие минимизации мощности рассеянного поля при сохранении уровня принимаемого сигнала может быть представлено в виде некоторого функционала следующим образом:

$$\Xi(\vec{W})=\frac{\left|E_0\right|^2W_0}{2}\cdot\left\{\mathrm{Y}^{*}R_{xx}\mathrm{Y}^{T}+\lambda\left(g-\mathrm{Y}^{*}Q\mathrm{Y}^{T}\right)\right\}, \qquad (10)$$

в котором вектор $\mathrm{Y}=\left|X\left(\theta_0,\varphi_0\right)\right\rangle L_{\xi}\left[Z\right]^{-1}$,

матрица $R_{xx}=\int\limits_{4\pi}\left\{L_{\theta}\left|X\left(\theta,\varphi\right)\right\rangle^{T}\left|X\left(\theta,\varphi\right)\right\rangle^{*}L_{\theta}\right\}d\omega+\int\limits_{4\pi}\left\{L_{\varphi}\left|X\left(\theta,\varphi\right)\right\rangle^{T}\left|X\left(\theta,\varphi\right)\right\rangle^{*}L_{\varphi}\right\}d\omega$,

матрица $Q=\dfrac{W}{W_0}$.

Решение задачи условной минимизации мощности рассеяния антенной решетки (10) удовлетворяет условию:

$$R^{-1}_{xx}Q\mathrm{Y}=\lambda^{-1}\mathrm{Y}\,. \qquad (11)$$

Из полученного выражения (11) видно, что Y является собственным вектором матрицы $R^{-1}_{xx}Q$, соответствующим собственному значению λ. При этом минимизация мощности рассеяния соответствует выбору наименьшего собственного значения $\lambda_{\min}$. После определения соответствующего собственного вектора $\mathrm{Y}_{\min}$ значения нагрузок, обеспечивающих минимум мощности рассеиваемого поля, находятся из решения системы уравнений

$$\left|X\left(\theta_0,\varphi_0\right)\right\rangle L_{\xi}\left[Z\right]^{-1}=\mathrm{Y}_{\min}\,. \qquad (12)$$

Формула (12) представляет собой решение задачи минимизации мощности рассеянного поля при сохранении уровня принимаемого (излучаемого) сигнала. Необходимо подчеркнуть, что решение задачи условного экстремума (12) является одновременно и решением задачи о достижении максимума P_{cm}/P_{pac}.

С учетом свойств ортогональности функций $C^n_{m_\xi}$ и $S^n_{m_\xi}$, несложно показать, что матрица R_{xx} будет иметь структуру

$$R_{xx} = \begin{pmatrix} [Q_{11}] & [0] & [0] & [0] \\ [0] & [Q_{22}] & [0] & [Q_{24}] \\ [0] & [0] & [Q_{11}] & [0] \\ [0] & [Q^T_{24}] & [0] & [Q_{22}] \end{pmatrix}, \quad (13)$$

а матрица Z^{-1} может быть записана в виде, аналогичном (4).

Таким образом, в докладе исследованы особенности рассеяния плоской электромагнитной волны трехплечевым вибратором и определены условия минимизации мощности рассеяния при сохранении уровня принимаемого сигнала.

Список литературы

1. Проблемы антенной техники / под ред. Л.Д. Бахраха, Д.И. Воскресенского. – М. : Радио и связь, 1989. – 368 с.

2. Коротковолновые антенны / под ред. Г.З. Айзенберга. – М. : Радио и связь, 1985. – 536 с.

3. Особенности рассеяния электромагнитных волн крестообразным электрическим вибратором / Д.Д. Габриэльян и др. // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2005. – № 5. – Т. 10. – С. 14–16.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ НАПРЯЖЁННОСТЕЙ ПОЛЯ РАДИОВОЛН ДЛЯ СИСТЕМ УКВ-РАДИОСВЯЗИ И ТЕЛЕВИДЕНИЯ

В. Л. Куклин, А. И. Агарышев (научный руководитель)

Иркутский государственный технический университет
E-mail: reirem@istu.edu

Дано описание программного обеспечения для прогнозирования напряжённостей поля радиоволн УКВ-диапазона на основе применения двухлучевой интерференционной модели формирования поля. В качестве исходных данных используются технические характеристики передающей аппаратуры, проводимость и диэлектрическая проницаемость поверхности Земли, высотный градиент показателя преломления атмосферы и плотность городской застройки. Приведены результаты сравнения усреднённых измеренных и рассчитанных значений напряжённостей поля УКВ. Показано отсутствие систематических отличий этих значений для условий прямой видимости передающей и приёмной антенн.

Введение. В работе [1] предложен алгоритм и программа расчёта напряжённостей поля радиоволн УКВ-диапазона E, основанные на двухлучевой модели формирования поля радиоволн. В этой работе приведены также результаты сравнения измеренных и рассчитанных значений E для окрестностей г. Иркутска и на основе анализа этих результатов показаны систематические отличия между этими значениями.

Цель доклада заключается в обосновании возможностей уменьшения систематических отличий измеренных и рассчитанных напряжённостей поля телевизионных радиосигналов на основе учёта влияния рефракции УКВ и плотности городской застройки.

1. Методики и результаты измерений

В данной работе дополнительно к ранее полученным экспериментальным данным о напряжённостях поля телевизионных радиосигналов для окрестностей г. Иркутска использовались результаты измерений в окрестностях г. Черемхово. Важно отметить, что мест-

ность в окрестностях г. Черемхова более ровная по сравнению с окрестностями г. Иркутска, а городская застройка в г. Черемхово менее плотная по сравнению с г. Иркутском. Поэтому результаты измерений Е, выполненных в окрестностях г. Черемхова, были использованы для исследования влияния тропосферной рефракции на напряжённости поля УКВ, так как другие факторы в окрестностях г. Черемхово меньше влияют на измеренные значения по сравнению с окрестностями г. Иркутска.

Напряжённости поля радиоволн, излучаемых телецентрами городов Иркутск и Черемхово, измерялись анализатором спектра фирмы Rohde and Schwarz, который проходит периодическую поверку в органах гос. стандарта. Использованный прибор измеряет напряжённости поля на заданных рабочих частотах телевизионных радиоканалов в частотной полосе с эффективной шириной 120 кГц относительно частоты несущего колебания для сигнала изображения ($f_и$). К измеренным значениям вводилась поправка на затухание радиоволн в коаксиальном кабеле, соединяющем измерительный прибор с поднятой на высоту 10 м приёмной антенной. В табл. 1 приведены результаты измерений напряжённостей поля телевизионных сигналов для с $f_и$ = 471,25 МГц, измеренных для восьми различных направлений от г. Черемхово на расстояниях от 7 до 44 км от центра этого города.

Таблица 1

№ п/п	Пункты измерений	Расстояние (км)	Напряженность поля (дБмкВ/м)	Характеристика местности
Северо-Восточное направление				
1	Черемхово	10	76,75	Холмистая
2	Белобородова	15	86	Равнина
3	Егоровская	20	80	Холмистая
Северо-Западное направление				
4	Катом	7	66,75	Равнина
5	Забитуй	17,5	83,95	Холмистая
6	Кутулик	27,5	78,75	Холмистая
7	Головинская	37,5	70,75	Холмистая
Юго-Западное направление				
8	Нены	7	76,25	Холмистая
9	Халта	16	65	Холмистая
10	Ныгда	20	41,75	Холмистая
Юго-Восточное направление				
11	Верх.Булай	10	56,75	Холмистая
12	Алехино	15	91,55	Холмистая
13	Михайловка	30	71,25	Холмистая
14	Субботино	35	63,25	Холмистая
15	Кочерикова	37,5	65,75	Холмистая
16	Средний	44	52,75	Холмистая
Северное направление				
17	Новогромово	7	79,25	Равнина
18	Егоровская	20	73,95	Холмистая
19	Хуруй	25	82,25	Холмистая
20	Табарсук	40	62,95	Холмистая
21	Кирюшина	42	66,75	Холмистая
Южное направление				
22	Лохово	7	79,25	Холмистая
23	Козлова	10	74,25	Холмистая
24	Парфеново	15	68,25	Холмистая
25	Топка	20	31,75	Холмистая
Западное направление				
26	Аршан	12	76,25	Холмистая
27	Идеал	16	66,5	Холмистая
28	Алзобей	20	48,9	Холмистая

Окончание табл. 1

№ п/п	Пункты измерений	Расстояние (км)	Напряженность поля (дБмкВ/м)	Характеристика местности
Восточное направление				
29	Черемхово	10	76,75	Холмистая
30	Алехино	15	91,55	Холмистая
31	Зерновое	20	75,45	Холмистая
32	Калашникова	32	72,75	Холмистая
33	Быргазова	41	49,75	Холмистая

Представляют интерес ситуации с номерами 1 и 2, 4 и 5, 11 и 12, 29 и 30, когда наблюдалось увеличение напряжённости поля с ростом расстояний между передающей и приёмной антеннами. Расчеты по программе [1] показывают, что ситуации 1, 4, 11, 29 соответствуют интерференционным минимумам напряжённости поля $E_{сум}$ при сложении прямой и отраженной от поверхности Земли радиоволн со сдвигом фаз, близким к 180^0.

Возможность учёта интерференционных минимумов поля является важным преимуществом разработанного алгоритма расчёта напряжённости поля УКВ, реализованного в представленной ниже программе. Однако для такого учёта необходимо повысить точность задания высот передающей и приёмной антенн над уровнем моря.

2. Влияние тропосферной рефракции на траекторию УКВ

Согласно [2], при уменьшении показателя преломления n УКВ в атмосфере Земли с ростом высоты траектория распространения радиоволны отличается от прямолинейной и вогнута вниз в направлении к Земле, что показывает рис. 1. Для стандартной модели тропосферы Земли показатель преломления УКВ уменьшается от поверхности Земли по линейному закону с градиентом $dn/dh = -4\cdot10^{-2}$ 1/м [2]. Для такой модели траектория УКВ в атмосфере согласно рис. 1 представляет собой дугу окружности радиусом $R \approx 25000$ км. Тогда влияние рефракции УКВ в атмосфере можно учесть, если согласно рис. 2 вместо реального радиуса Земли $a = 6370$ км ввести эквивалентный радиус Земли:

$$a_{экв} = a/(1 + a\, dn/dh).$$

Для стандартного градиента $dn/dh = -4\cdot10^{-2}$ 1/м рассчитанный по этой формуле значение $a_{экв} \approx 8300$ км. При отличии модели тропосферы от стандартной можно использовать результаты прогнозирования значений dn/dh для конкретных условий.

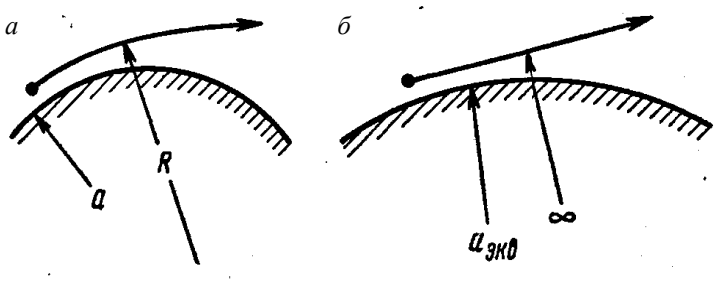


Рис.1. Траектории УКВв атмосфере Земли [2]: *а* – реальная; *б* – прямолинейная при распространении волны над поверхностью Земли с эквивалентным радиусом

3. Влияние городской застройки на напряжённость поля УКВ

При расчёте напряжённости поля целесообразно учитывать ослабление радиоволн при прохождении через элементы городской застройки, что можно сделать при введении параметра, характеризующего плотность застройки. В работе [3] этот параметр предлагается определять отношением площади, занимаемой зданиями, к общей площади, что можно сделать с использованием карт городов. Примеры определения параметра плотности застройки приведены на рис. 2. Поправки на ослабление поля в городской застройке введены в предлагаемой программе согласно графику 2.22 из работы [3].

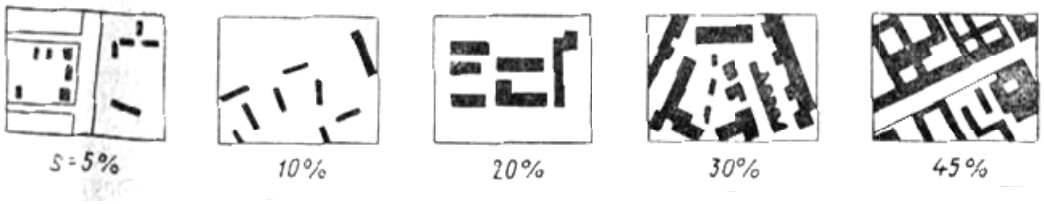


Рис. 2. Примеры плотности застройки города [4]

4. Программа для расчёта напряжённости поля УКВ

На рис. 3 приведено окно ввода данных в программу расчёта напряжённости поля УКВ [1], дополненную учётом рассмотренных выше факторов. Разработанный алгоритм расчёта напряжённости поля УКВ был реализован в среде программирования Delphi 7.

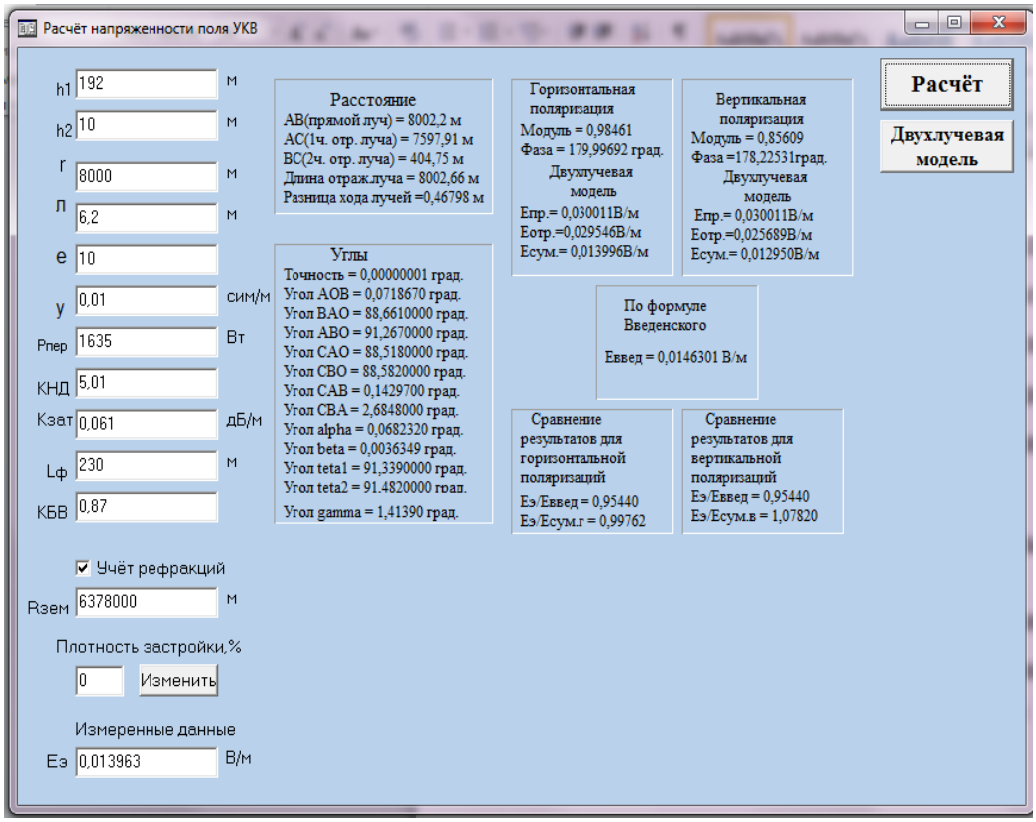


Рис. 3. Окно ввода и вывода данных в программу расчёта напряжённостей поля УКВ

Имеется 14 полей ввода исходных данных: высоты антенн, расстояние между ними, длина волны, проводимость и диэлектрическая проницаемость почвы, мощность передатчика, коэффициент направленного действия передающей антенны, коэффициент затухания радиоволны в фидере, длина фидера, коэффициент бегущей волны в фидере, эквивалентный радиус Земли для учёта рефракции УКВ в тропосфере, плотность городской застройки, измеренное значение напряжённости поля радиоволн $E_э$ для выполнения статистической обработки результатов измерений и расчётов напряжённостей поля $E_{сум}$.

Разработанная программа позволяет рассчитывать геометрические характеристики прямого и отраженного лучей, где обозначения на рис. 3 соответствуют двухлучевой модели формирования поля УКВ согласно рис. 1 в работе [1], который выводится при нажатии кнопки «Двухлучевая модель». Использованный алгоритм расчёта этих характеристик не имеет ограничении по точности в зависимости от высот h_1 и h_2. По этим характеристикам можно учесть диаграмму направленности передающей антенны в вертикальной и горизонтальной плоскостях путем соответствующих изменений мощности передатчика. Рассчитываются также напряжённости поля по приближенной формуле Б.А. Введенского [2] с

указанием на неприменимость этой формулы в области немонотонных изменений поля, где наблюдаются интерференционные максимумы и минимумы напряжённости поля.

5. Сравнение результатов измерений и расчётов

В табл. 2 дано сравнение результатов измерений и расчётов напряжённостей поля УКВ, полученных для разных удалений от Иркутского радиотелецентра [1] при учёте плотности городской застройки (да) и без такого учёта (нет).

Таблица 2

Средние отношения измеренных и рассчитанных напряжённостей поля

Учёт плотности городской застройки	Да			Нет		
Частота, МГц	48.5	471.25	503.25	48.5	471.25	503.25
$(Eэ/E_{д.м.})ср$	0.98	1.01	0.96	0.81	0.74	0.68

Из табл. 2 видно, что учёт влияния плотности городской застройки, что важно для г. Иркутска, позволяет практически устранить систематические отличия измеренных и рассчитанных значении напряжённостей поля УКВ. Из табл. 2 следует также возрастание затухания поля УКВ в городской застройке с ростом рабочих частот.

Табл. 3 дает сравнение результатов измерений и расчётов напряжённостей поля УКВ, полученных для разных удалений от радиотелецентра г. Черемхово с низкой плотностью городской застройки при учёте стандартной тропосферной рефракции с эквивалентным радиусом Земли 8300 км (да) и без такого учёта (нет).

Таблица 3

Средние отношения измеренных и рассчитанных напряжённостей поля

Учёт тропосферной рефракции	Да		Нет	
Частота, МГц	471.25	511.25	471.25	511.25
$(Eэ/E_{д.м.})ср$	1.04	0.92	0.87	1.21

Из табл. 3 видно, что учёт тропосферной рефракции позволяет практически устранить систематические отличия измеренных и рассчитанных напряжённостей поля УКВ. Видно также, что такой учёт может как увеличивать суммарные напряжённости поля, так и уменьшать эти напряжённости в зависимости от рабочих частот.

Заключение

Анализ приведённых результатов позволяет сформулировать следующие выводы.

1. Разработан алгоритм и программа расчёта напряжённостей поля радиоволн УКВ-диапазона с учётом технических характеристик передающей аппаратуры, высот приёмной антенны и характеристик среды распространения радиоволн.

2. Выполнены измерения напряжённостей поля УКВ на различных расстояниях от радиотелецентров как в зоне интерференционных максимумов и минимумов поля, так и в зоне монотонного уменьшения напряжённостей поля с ростом расстояний.

3. Показано, что учёт влияния городской застройки и рефракции УКВ в тропосфере обеспечивает уменьшение систематических отличий измеренных и рассчитанных значений напряжённостей поля УКВ.

Список литературы

1. Агарышев, А.И. Анализ измеренных и рассчитанных напряжённостей поля радиоволн УКВ диапазона / А.И. Агарышев, В.Г. Власов, В.Л. Куклин // Вестник ИрГТУ. – 2009. – № 4(40). – С. 189–192.

2. Долуханов, М.П. Распространение радиоволн / М.П. Долуханов. – М. : Связь, 1972. – 336 с.

3. Локшин, М.Г. Сети телевизионного и звукового ОВЧ ЧМ вещания : справочник / М.Г. Локшин. – М. : Радио и связь, 1988. – 144 с.

Секция «МИКРОЭЛЕКТРОНИКА, НАНОФОТОНИКА И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА»

ЭЛЕКТРОННЫЕ СРЕДСТВА ОЦЕНКИ УРОВНЯ КАВИТАЦИИ В ЖИДКОЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ СРЕДЕ

Е. Е. Беев, Т. И. Столяров, Я. И. Бульбик (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail:ctinfo@bk.ru

Предложен вариант приборного обеспечения оценки уровня кавитации жидкости технологической среды на основе преобразователя давления со встроенным вспомогательным преобразователем изменений эквивалентной сенсорной емкости в аналоговое выходное напряжение. Показано, что дополнение сенсорной системы пьезоэлектрическим измерительным преобразователем расширяет пределы чувствительности измерительной аппаратуры.

Из гидродинамики известно, что распределение давления в стационарном потоке жидкости ограниченном стенками трубы существенно зависит от скорости течения. Это порождает физическое явление возникновения газообразных микропузырьков в жидкости вследствие локального падения давления $p(V, t)$ при увеличении ее локальной скорости $V(t)$, которое называется кавитацией [1]. В технике кавитация, в большинстве случаев, обусловлена ограничивающими поверхностями трубы либо других внутренних частей водоснабжающего оборудования, эрозия в котором крайне нежелательна. Вместе с тем, эффективность определенных технологических процессов [2] определяется уровнем искусственно создаваемой кавитации в жидкости, который оценивают только по интенсивности внешнего воздействия. Кавитационная эрозия может развиваться очень быстро, из-за коллапса газообразных микропузырьков у ограничивающей поверхности, обтекаемой потоком, что создает ударные волны давления на этих поверхностях, результирующий эффект от которых может выявляться не интрузивно применением измерительного преобразователя давления (ИПД) и пьезоэлектрического измерительного преобразователя (ПИП), контактирующих с потоком жидкости так, как это схематично показано на рис. 1.

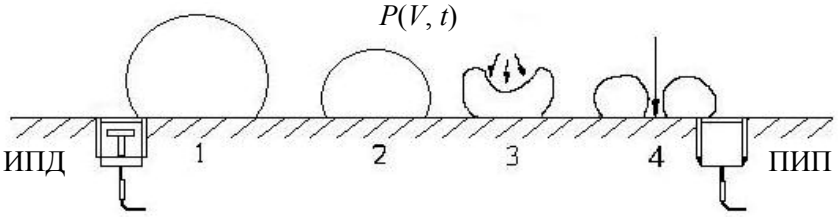


Рис. 1. Схематическое представление кавитационных микропузыриков в жидкости на стадиях(1–4) их роста и коллапса

Газовый переход состояния жидкость-парогазовая среда микропузыриков на стадиях их роста и коллапса сопровождается акустической эмиссией (АЭ), спектр которой может наблюдаться, в частности даже при таянии льда (рис. 2), согласно данных [3].

Таким образом, выявление предкавитационных состояний возможно по изменению спектра (АЭ), который имеет широкий частотный диапазон, а выявление информативных отклонений в спектре АЭ требует применения полосового частотного фильтра в выходной цепи пьезоэлектрического измерительного преобразователя. Электронные средства сопряжения стандартных ИПД и ПИП с регистрирующей аппаратурой уровня кавитации в жидкой технологической среде тоже могут быть типовыми, в частности аналоговыми узлами приборного обеспечения ориентированного на отладку технологических режимов.

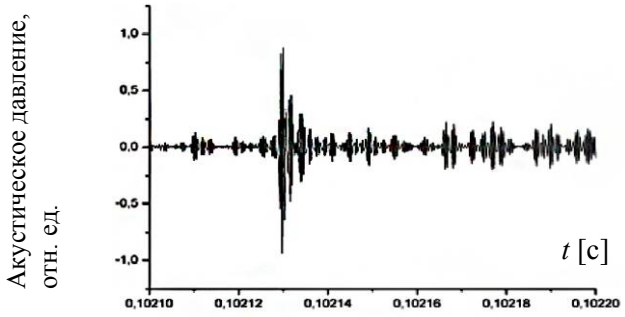


Рис. 2. Спектр акустической эмиссии при фазовом переходе в водной среде [3]

Нестабильность потока жидкости характеризуется критическим числом кавитации в виде:

$$\sigma_{\text{кр}} = 2\frac{P_\infty - P_{\text{ср}}}{\rho \cdot V_\infty^2}, \tag{1}$$

где ρ – плотность жидкости; (P_∞, $P_{\text{ср}}$) – давление и скорость течения в невозмущенном потоке соответственно.

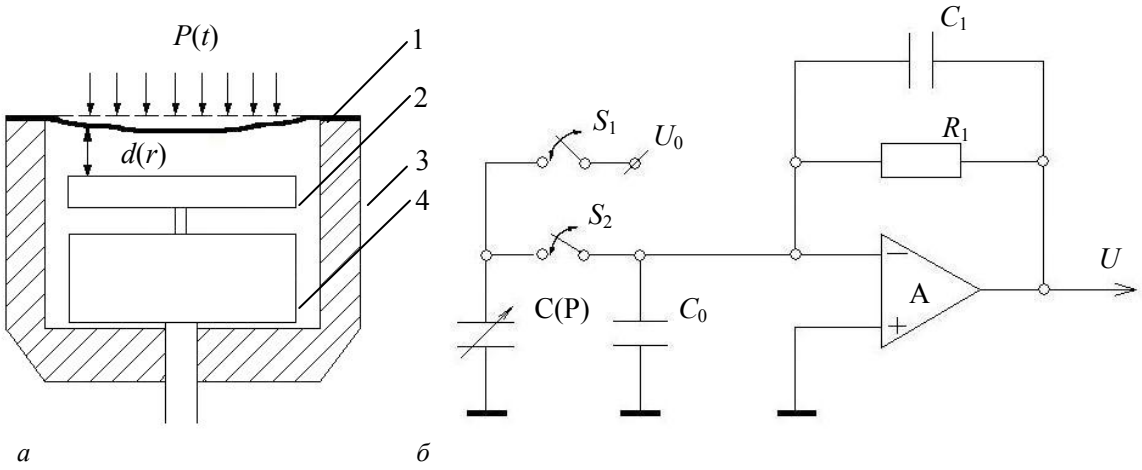


Рис. 3. Емкостный измерительный преобразователь давления: *а* – конструктивное исполнение преобразователя (1 – круговая мембрана; 2 – дисковый электрод сенсорной части преобразователя; 3 – корпус; 4 – блок встроенного аналогового преобразователя); *б* – электрическая схема встроенного аналогового преобразователя (C(P) – сенсорная емкость; S_1, S_2 – электронные ключи; A – операционный усилитель; R_f, C_f – элементы обратной связи; C_0 – накопительный конденсатор)

Динамика давления $P(t)$ в состоянии кавитации жидкой среды может воспроизводиться мембранным емкостным ИПД со встроенным аналоговым преобразователем «емкость – напряжение», схематично представленном на рис. 3.

Динамика давления $P(t)$ здесь может воспроизводиться посредством передаточной функции преобразователя рис. 3, *а*, которая определяется моделью кругового прогиба $y(r)$ мембраны при соответствующих изменениях сенсорной ёмкости. При обратном упругодеформированном состоянии мембраны прогиб определяется в виде

$$y(r) = k(a^2 - r^2)^2 \cdot P^2, \tag{2}$$

где a – внешний радиус мембраны, закреплённый по краю корпуса преобразователя; P – распределённое по мембране давление жидкости; k – коэффициент, зависящий от толщины

мембраны h и её механических свойств: модуля Юнга и коэффициента Пуассона v, определяемый зависимостью

$$k = \frac{3}{16} \cdot \frac{v^{-2}-1}{v^{-2}} \cdot \frac{1}{Eh^2}. \quad (3)$$

Механическое напряжение $\sigma(a)$ по краю закрепления мембраны должно оставаться в пределах обратимой упругой деформации, не превосходящей её придела $\sigma_l(a)$, т.е.

$$\sigma(a) = \frac{3}{4} \cdot \frac{a^2}{h^2} \cdot P_{max} < \sigma_l(a). \quad (4)$$

Профиль межэлектродного зазора $d(r)$ позволяет оценить эквивалентную ёмкость C преобразователя в виде

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon \cdot \int_0^a \frac{dS}{d(r)} = 2\pi\varepsilon_a \cdot \int_0^a \frac{rdr}{d_0 - y(r)}, \quad (5)$$

где ε_0 – абсолютная диэлектрическая проницаемость межэлектродного зазора; d_0 – исходное расстояние между электродными поверхностями преобразователя при $P = 0$.

Вычисляя интеграл (5) и представляя результат разложением в степенной ряд получаем функцию преобразователя

$$C(P) = \frac{\pi a^2 \varepsilon_a}{\sqrt{k d_0 P}} \cdot \left[\left(\frac{kP}{d_0}\right)^{\frac{1}{2}} + \frac{a^4}{2} \left(\frac{kP}{d_0}\right)^{\frac{3}{2}} + \frac{a^8}{5} \left(\frac{kP}{d_0}\right)^{\frac{5}{2}} + \cdots \right]. \quad (6)$$

Аналоговый преобразователь «ёмкость – напряжение» функционирует от внешнего кварцевого генератора тактовых импульсов посредством формирования двух смещённых на один такт последовательностей импульсных управляющих напряжений, подводимых к затворам электронных ключей (S_1, S_2), проводимости которых изменяются периодически от весьма низкого до высокого уровня. Временная диаграмма управляющих напряжений на затворах электронных ключей S_1, S_2 показана на рис. 4.

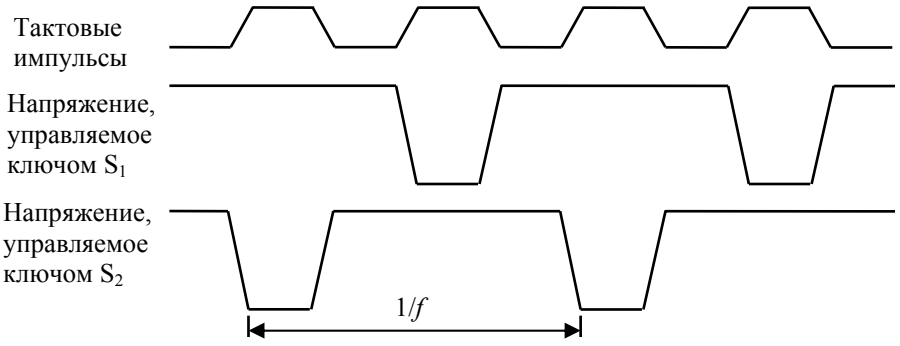


Рис. 4. Временная диаграмма управляющих напряжений на затворах электронных ключей. Высокий уровень управляющего напряжения соответствует состоянию высокой проводимости ключа

Поскольку входной ток от разрядно-зарядной цепи на инвертирующем входе операционного усиления (рис. 3, *б*) компенсируется током обратной связи, то изменение аналогового напряжения U на выходе преобразователя зависит от динамических изменений сенсорной ёмкости $C(P)$ ИПД

$$U = R_f C(P) U_0 \cdot f, \quad (7)$$

где U_0 – опорное напряжение разрядно-зарядной цепи преобразователя; f – частота переключений электронных ключей.

Преимущество предлагаемого приборного обеспечения оценки уровня кавитации заключается в его простоте, что позволяет производить комплексную отладку и оптимизацию различных технологических режимов.

Список литературы

1. Кулагин, В. А. Гидрогазодинамика / В. А. Кулагин. – Красноярск : ИПЦ КГТУ, 2001.

2. Евстигнеев, В. В. Кавитация в технологиях очистки сточных вод / В. В. Евстигнеев, В. А. Кулагин // В мире научных открытий. – 2010. – № 5 (11). – Ч. I. – С. 87–90.

3. Anosov A.A. et al: Acoustical Emission of Megacycle Region in Model Objects. XVIII Session of the Russian Acoustical Society. September 11–15, 2006. pp. 564–566.

ИССЛЕДОВАНИЕ МОРФОЛОГИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ПЛЕНОК ЖИДКОКРИСТАЛЛИЧЕСКИХ КОМПОЗИТОВ

А. В. Бурмитских, А. П. Гардымова (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
Красноярский научный центр СО РАН
660036, Красноярск, Академгородок 50
E-mail: gard@iph.krasn.ru

Исследуется морфология композитных пленок на основе жидкого кристалла и полимера в зависимости от метода изготовления композита и полимерной матрицы. Представлены пленки на основе широко исследованного нематического жидкого кристалла 5 ЦБ, в качестве полимерных матриц были использованы поливиниловый спирт, поливилпирролидон, поливинилацетат и поливинибутираль. Пленки были изготовлены классическими методами: методом эмульгирования и методом фазового разделения.

Как известно термотропные жидкие кристаллы (ЖК) нашли широкое применение в технике отображения информации [1]. На сегодняшний день ежегодный объем продаж именно жидкокристаллических устройств различного типа превышает 80 % мирового рынка дисплейной техники. Этим объясняется повышенный интерес исследователей в области жидкокристаллических материалов.

На сегодняшний день одним из интенсивно развивающихся направлений в области ЖК материалов является разработка композитных пленок на основе полимеров и жидких кристаллов. Данные материалы характеризуются механической прочностью и гибкостью, надежностью в эксплуатации, высоким быстродействием и чувствительностью к внешним воздействиям (в особенности к электрическому полю), они практически не ограничены по размеру. Также одним из преимуществ можно отметить возможность создания готового продукта по технологии roll-to-roll [2], такая технология может значительно упростить и соответственно удешевить технологию создания дисплея.

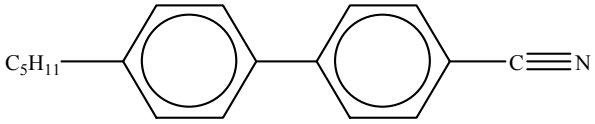
Как следует из исторического очерка [3] об открытии мезофаз и становлении науки о жидких кристаллах, первыми наблюдениями капельных дисперсий и композитных ЖК структур можно считать работы Лемана [4–6]. Хотя первые жидкокристаллические композиты для прикладных целей были созданы в 1970-е годы, а уже в начале 1980-х были получены ЖК композиты для электрооптических применений. И только с 1990-х годов в свя-

зи с успехами, достигнутыми американскими фирмами Advanced Display Systems и Kent Display, появился интерес к дисплеям на основе ЖК композитов.

Конечно, преимущества таких композитов безусловны, но несмотря на всю привлекательность композитных материалов, существует множество вопросов. Например, почему на сегодняшний день нет крупномасштабного производства дисплеев на ЖК композитах, если это проще, дешевле и при этом можно сформировать эффекты, которые не реализуются в плоских слоях ЖК [7–9]. Одной из возможных причин является отсутствие одновременно простой, отлаженной и универсальной технологии изготовления ЖК композитов, пригодных для дисплейной техники.

Целью данной работы является исследование морфологических характеристик ЖК композитов, изготовленных различными методами и на основе различных полимерных матриц.

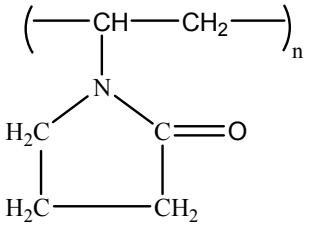
Для исследования был выбран широко известный и хорошо исследованный нематический жидкий кристалл 4-н-пентил-4'-цианобифенил (5ЦБ),



имеющий температуры переходов Кристалл – (22 °С) – Нематик – (35 °С) – Изотропная жидкость и $\Delta\varepsilon > 0$. При $T = 22$ °С ($\lambda = 0{,}589$ мкм) показатели преломления 5ЦБ $n_{\parallel} = 1{,}725$; $n_{\perp} = 1{,}533$ [10].

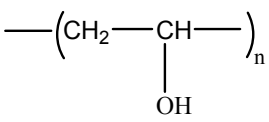
Для изготовления композитных жидкокристаллических пленок в качестве полимерной матрице были использованы такие полимеры как поливинилпирролидон (ПВП) (Sigma Aldrich), поливиниловый спирт (ПВС) (Sigma Aldrich), поливинилбутираль (ПВБ) (Sigma Aldrich) и поливинилацетат (ПВА) (Sigma Aldrich).

Поливинилпирролидон прозрачен в видимой области спектра и имеет следующую структурную формулу мономерного звена:



Основными растворителями являются вода, спирты (метиловый, этиловый и др.). Температура стеклования ПВП $T_c = 126$ °С, температура химического разложения при контакте с воздухом 170 °С. Показатель преломления полимера $n_p = 1{,}52$ ($\lambda = 0{,}589$ мкм) при 20 °С [11, 12].

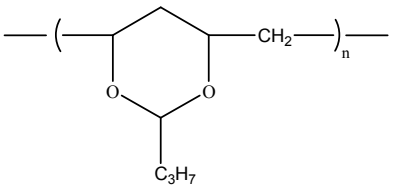
Поливиниловый спирт имеет структурную формулу мономерного звена:



ПВС обладает высокой механической прочностью и газонепроницаемостью по отношению к водороду, кислороду, азоту, воздуху и др. газам, а также является прозрачным в видимой части спектра. Основным растворителем для ПВС является вода, при нагревании растворяется в алифатических гликолях, глицерине, диметилформамиде и пр. При нагревании ПВС размягчается, но не плавится при обычных условиях. Температура стекло-

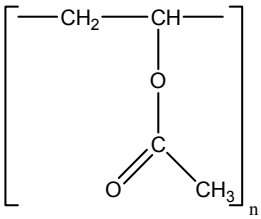
вания ПВС T_c = 85 °С, при нагревании до 140 °С не разлагается. Показатель преломления поливинилового спирта n_p находится в диапазоне 1,49–1,53 при T = 22 °С (λ = 0,589 мкм) [13].

Поливинилбутираль (ПВБ) марки 1ПП, имеет структурную формулу мономерного звена:



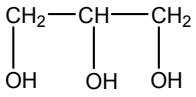
Данный полимер был выбран для приготовления КПЖК пленок благодаря своим физико-химическим свойствам. Он обладает высокой атмосферостойкостью и светостойкостью, хорошей адгезией, растворяется во многих органических растворителях, прозрачен в видимой области спектра, обладает хорошими пленкообразующими качествами. Температура стеклования ПВБ T_c = 57°С, температура химического разложения при контакте с воздухом 160°С. Показатель преломления ПВБ n_p = 1,492 при T = 22°С (λ = 0,589 мкм) [13].

Поливинилацетат (ПВА) бесцветен и прозрачен в видимой области спектра, не токсичен и устойчив к старению даже при воздействии солнечного света. Пленки поливинилацетата можно подвергнуть растяжению. Имеет структурную формулу мономерного звена:



Поливинилацетат растворяется во многих органических растворителях, но не растворяется в безводных спиртах (кроме метилового). Однако при добавление к спиртам небольших количеств воды делает их растворителями поливинилацетата. Свойства поливинилацетата улучшаются с увеличением его молекулярной массы. Температура стеклования ПВА T_c = 28°С, температура химического разложения при контакте с воздухом 150°С. Показатель преломления ПВА n_p = 1,466 при T = 22°С (λ = 0,589 мкм) [13].

В качестве пластификатора для поливинилпирролидона и поливинилового спирта использовался глицерин [13]:



Глицерин представляет собой бесцветную гигроскопическую (способную поглощать водяные пары из воздуха) вязкую жидкость с $T_{пл}$ = 17,9 °С и $T_{кип}$ = 290 °С. Показатель преломления глицерина n_{Gl} при T = 20 °С (λ = 0,589 мкм) равен 1,4731.

Пленки изготавливались как методом эмульгирования, так и методом фазового разделения. Метод эмульгирования применялся для приготовления образцов на основе поливинилового спирта (ПВС) и поливинилпирролидона (ПВП). В этом случае жидкий кристалл, диспергировался в водном растворе полимера, пластифицированного глицерином, в весовом соотношении ЖК : полимер = 1:19.

Методом фазового разделения были приготовлены образцы на основе поливинилацетата (ПВА), поливинилпирролидона (ПВП) и поливинилбутираля (ПВБ). Для этого полимер и жидкий кристалл растворялись в общем растворителе, при этом образовывалась гомогенная смесь. Жидкий кристалл на конечной стадии испарения общего растворителя выделяется в отдельную фазу.

Морфологические характеристики композитных пленок: размеры, форма и взаимное расположение капель ЖК исследовались методом поляризационной микроскопии с помощью поляризационного микроскопа Carl Zeiss, оснащенного видеокамерой, соединенной с компьютером.

Пленки на основе поливинилового спирта (ПВС), изготовленные методом эмульгирования, характеризуются механической прочностью и достаточной гибкостью. Следует отметить, что в пленке капли находятся на разном расстоянии от поверхности. Размер капель имеет большой разброс, а также капли жидкого кристалла не равномерно расположены в объеме полимера. Средний размер капель примерно от 1 до 20 мкм (рис. 1, *а*). Композитные пленки, изготовленные методом эмульгирования на основе поливинилпирролидона (ПВП), обладают теми же морфологическими характеристиками, что и на основе поливинилового спирта (рис. 1, *б*). Однако их механические свойства значительно хуже, ограниченна гибкость, а также со временем полимер начинает трескаться.

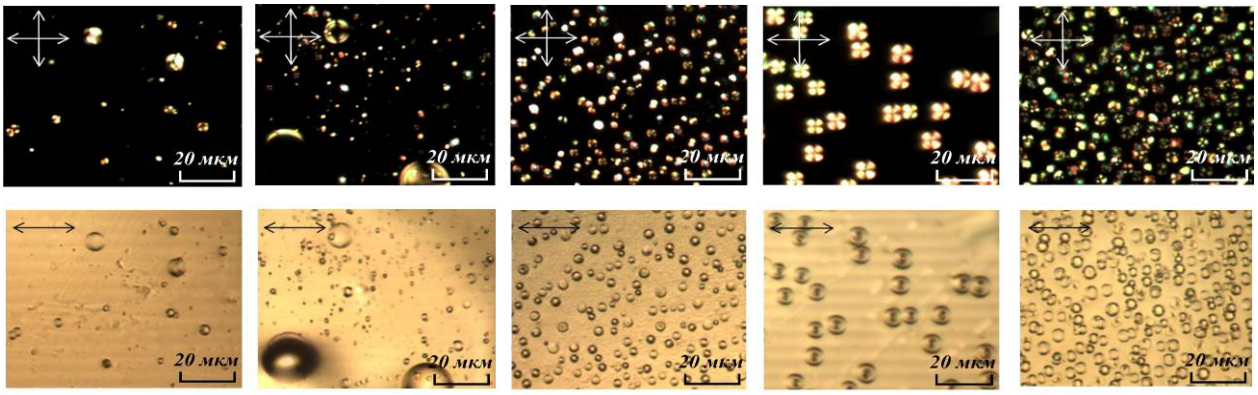


Рис. 1. Микрофотографии композитных пленок на основе жидкого кристалла и полимера. В верхней строке представлены микрофотографии в геометрии скрещенных поляризаторов, а на нижней строке – при выключенном анализаторе. Композитные пленки были изготовлены методом эмульгирования на основе поливинилового спирта (*а*) и на основе поливинилпирролидона (*б*); композитные пленки изготовлены методом фазового разделения на основе поливинилацетата (*в*), поливинилпирролидона (*г*) и поливинилбутираля (*д*)

Пленки, которые были изготовлены методом фазового разделения при испарении общего растворителя характеризуются практически одинаковым размером капель по всему объему полимера (рис. 1, *в–д*). Как видно на микрофотографиях границы всех капель достаточно четкие, это указывает на то, что все капли равно удалены от поверхности. Имеют различия механические свойства пленок. Пленки на основе поливинилбутираля и поливинилацетата обладают повышенной механической гибкостью, но малой прочностью композитной пленки, т.е. капли жидкого кристалла при надавливании могут вытечь из полимера. Пленки на основе поливинилпирролидона, изготовленные методом фазового разделения, ограниченны по механической гибкости, а также со временем полимер начинает трескаться.

Анализируя морфологию пленок можно отметить, что классическим методом эмульгирования невозможно получить пленку одновременно с крупными (более 10 мкм) и одинаковыми по объему образца каплями, что является существенным недостатком. В свою очередь, метод фазового разделения позволяет получить достаточно перспективные по морфологии пленки. Но следует отметить, что механические свойства и прочность таких пленок минимальны, что значительно затрудняет их использование в электронной техники.

Таким образом, анализ морфологических характеристик композитных пленок на основе жидкого кристалла и полимера показал, что необходима универсальная технология создания композитных пленок, которая вобрала бы в себя все положительные моменты у широко известных технологий.

Список литературы

1. Де Жен, П. Физика жидких кристаллов // П. Де Жен ; под ред. А.С. Сонина. – М. : Мир, 1977. – 400 с. (De Gennes P.G. The Physics of Liquid Crystals. – Oxford, Clarendon Press, 1974).
2. Wong W. S., Salleo A. Elexible Electronics. – 2009. – Springer. – New York. – 462 p.
3. Сонин, А.С. Дорога длиною в век / А.С. Сонин. – М. : Наука, 1988. – 224 с.
4. Lehmann O. Structur, System und magnetisches Verhalten flussiger Kristalle und deren Mischbarkeit mit festen // Ann. Phys. – 1900. – Bd.2. – S.649–705.
5. Lehmann O. Flussige Kristalle sowie Plastizitat von Kristallen im allgemeinen molekulare Umlagerunger und Aggregatzustandsanderungen. – Leipzig, 1904. – 265 s.
6. Lehmann O. Die Structure kristallinischer Flussigkeiten // Ztschr.phys.Chem. – 1890. – Bd. 5. – S. 427–435.
7. Pat. US 6061107 (A) МКИ G02F1/137; G02F1/13. Bistable polymer dispersed cholesteric liquid crystal displays / Yang Deng-Ke, Lu Zhijian, Doane J William – Pub. 2000-05-09.
8. Пат. №2428732 РФ, МПК G02F 1/1334. Мультистабильный электрооптический элемент / Гардымова А.П., Зырянов В.Я. – Опубл. 10.09.2011.
9. Пат. №2428733 РФ, МПК G02F 1/1334. Мультистабильный лектрооптический элемент с поляризаторами / Гардымова А.П., Зырянов В.Я. – Опубл. 10.09.2011.
10. Зырянов, В.Я. Измерение показателей преломления жидкого кристалла с использованием перестраиваемого источника когерентного инфракрасного излучения / В.Я. Зырянов, В.Ш. Эпштейн // ПТЭ. – 1987. – № 2. – С. 164–166.
11. Сидельковская, Ф.П. Химия N-винилпирролидона и его полимеров / Ф.П. Сидельковская. – М. : Наука, 1970. – 151 с.
12. Кирш, Ю.Э. Поли-N-винилпирролидон и другие поли-N-виниламиды / Ю.Э. Кирш. – М. : Наука, 1998. – 253 с.
13. Николаев, А.Ф. Синтетические полимеры и пластические массы на их основе / А.Ф. Николаев. – Л. : Химия, 1966. – 768 с.

ПАРАМЕТРЫ БЛИЖНЕГО ПОРЯДКА ДЛЯ ПОВЕРХНОСТИ ЖИДКИХ РАСТВОРОВ ИНДИЙ-ОЛОВО

Н. С. Бучнев, М. Р. Ворокова, О. Г. Ашхотов (научный руководитель)

Кабардино-Балкарский государственный университет им. Х.М. Бербекова
360004, Нальчик, ул. Чернышевского, 173
E-mail: oandi@rambler.ru

Были вычислены параметры ближнего порядка и термодинамических функций смешения для поверхности и объема жидких растворов индий-олово, которые при температуре 673 К характеризуются ближним расслоением ($\alpha>0$) и ближним упорядочением ($\alpha^{(\sigma)}<0$). Для остальных составов в этой системе $\alpha^{(\sigma)}$ и α одного порядка и совпадают по знаку. Структура ближнего порядка в поверхностном слое в присутствии углерода существенно отличается от объемной структуры. Поверхностные слои жидких растворов с концентрациями $x_{Sn} > 0{,}55$ ат. долей имеют квазиэвтектическое строение ($\alpha^{(\sigma)} > 0$), При этом параметры $\alpha^{(\sigma)}$ и α заметно различаются по величине и имеют разные знаки. В случае отсутствия углерода для поверхности сплавов с концентрациями $x_{Sn} < 0{,}25$ характерно микрорасслоение, для остальных составов – упорядочение.

В настоящее время широкое распространение получили представления о существовании ближнего порядка в жидких металлических растворах. Его возникновение связано с

различиями в энергиях взаимодействия однородных и разнородных атомов раствора. Экспериментальные исследования структуры дифракционными методами и термодинамических свойств действительно свидетельствуют о наличии корреляции в расположении частиц во многих металлических сплавах в жидком состоянии, зависящей от параметров состояния системы [1, 2]. Мерой отклонения распределения атомов в растворе от чисто статистического распределения может служить параметр ближнего порядка α_i для i-координационной сферы. Количественно этот параметр определяется относительным различием числа разнородных связей, в случае если бы расположение частиц было бы полностью хаотическим $Y_i^{(0)}$ и числом Y_i таких же связей в реальном растворе.

$$\alpha_i = (Y_i^{(0)} - Y_i)\ Y_i^{(0)}. \qquad (1)$$

Если $\alpha > 0$ (для жидкостей обычно ограничиваются первой координационной сферой), то в растворе более сильно выражена тенденция к соседству одинаковых атомов. Такая структура жидкости называется квазиэвтектической. При $\alpha < 0$ предпочтительно соседство разнородных атомов и в растворе имеет место ближнее упорядочивание.

Представляет интерес изучение ближнего порядка на поверхности жидких металлических растворов. Подобные сведения необходимы для решения широкого круга задач фундаментального и прикладного характера. Изучение ближнего порядка на поверхности, однако, сопряжено со значительными трудностями, связанными, в первую очередь, с малой толщиной поверхностного слоя. Вдали от критического состояния эта величина не превышает, как правило, нескольких межатомных расстояний. Информация, получаемая обычно в экспериментах по рентгенографии, электронографии и нейтронографии жидких металлов и сплавов относится к объемной структуре этих материалов. Трудно также воспользоваться термохимическими измерениями (например, энтальпии или теплоемкости) для получения сведения о межчастичных взаимодействиях в поверхностных слоях, поскольку эти слои не существуют автономно без объемных фаз.

Для изучения ближней координации на поверхности жидких растворов значительный интерес представляет изучение концентрационной и температурной зависимости состава поверхности с одновременным определением толщины слоя, к которому относится эта информация. Знания этих величин совместно с условиями равновесия между поверхностью и объемом позволяют в рамках метода слоя конечной толщины [3] получить сведения о ближнем порядке на поверхности раствора [4].

Настоящая работа содержит результаты таких исследований для системы индий-олово в жидком состоянии.

Для измерения поверхностных концентраций в жидких растворах нами использован метод электронной оже-спектроскопии, который является одним из основных методов количественного анализа поверхности. Эксперименты проводили с помощью электронного оже-спектрометра, снабженного энергоанализатором заряженных частиц типа «цилиндрическое зеркало» и шлюзовой камерой.

Методика эксперимента и схема расчета состава поверхности по интенсивностям оже-пиков описаны в [5]. Для количественного анализа использовали MNN-оже-переходы индия и олова с энергиями соответственно 403 эВ и 428 эВ. Толщина анализируемого слоя, определенная по глубине выхода оже-электронов, составляла в наших опытах около 10 Å, и она оставалась постоянной при изменениях состава и температуры растворов. Измерения проведены от температур ликвидуса до 773 К для десяти составов во всем концентрационном интервале в системах.

Эксперименты показали, что в растворах индий-олово отклонения состава поверхности от объемной концентрации носят знакопеременный характер. При этом на изотерму поверхностной концентрации оказывает значительное влияние адсорбция углерода и его соединений, которые всегда присутствуют на поверхности жидких металлов и сплавов,

если не избавляться от них длительной экспозицией в среде очищенного кислорода. Так, в присутствии этих соединений в разбавленных растворах на основе индия и олова концентрация растворенных атомов на поверхности больше, чем в объеме.

По значениям состава $x_i^{(\sigma)}$ и толщины поверхностного слоя, найденными из ОЖЕ-анализа, определяли поверхностное натяжение раствора $\sigma(x_i)$ численным интегрированием фундаментального уравнения для плоского поверхностного слоя конечной толщины [3]. Используя $\sigma(x_i)$ и $x_i^{(\sigma)}(x_i)$, из уравнения изотермы поверхностного натяжения [6] находили затем коэффициенты активности в поверхностном слое $f_i^{(\sigma)}$. Последние дают возможность найти параметр ближнего порядка для поверхностного слоя из соотношения

$$\alpha^{(\sigma)} = \frac{x_i^{(\sigma)}}{1 - x_i^{(\sigma)}}\left[(f_i^{(\sigma)})^{2/z^{(\sigma)}} - 1\right], \tag{2}$$

где $z^{(\sigma)}$ – число ближайших соседей на поверхности. Выражение (2) легко находится, если пользоваться определением параметра ближнего порядка, а также связью между числом разнородных пар и коэффициентом активности в квазихимическом приближении [7]. Координационное число $z^{(\sigma)}$ приближенно оценивали из рентгенографических данных по структуре жидких растворов и числу разорванных связей.

Термодинамические функции смешения в поверхностном слое жидкого раствора, связанные также с ближним порядком, можно выразить через концентрацию поверхностного слоя и объемные характеристики раствора в рамках метода слоя конечной толщины. Для молярных значений потенциала Гиббса, энтальпии и энтропии соответственно имеем

$$\Delta\tilde{g}^{M(\sigma)} = RT(x_1^{(\sigma)} \ln \alpha_1 + x_2^{(\sigma)} \ln \alpha_2), \tag{3}$$

$$\Delta\tilde{h}^{M(\sigma)} = -RT^2\left(x_1^{(\sigma)} \frac{d \ln \alpha_1}{dT} + x_2^{(\sigma)} \frac{d \ln \alpha_2}{dT}\right) - RT^2 \ln\left(\frac{\alpha_1}{\alpha_2}\right)\frac{dx_1^{(\sigma)}}{dT}, \tag{4}$$

$$\Delta\tilde{S}^{M(\sigma)} = \frac{1}{T}(\Delta\tilde{h}^{M(\sigma)} - \Delta\tilde{g}^{M(\sigma)}), \tag{5}$$

где α_i – термодинамическая активность *i*-компонента в объемном растворе.

Результаты вычисления параметра ближнего порядка и термодинамических функций смешения для поверхности и объема жидких растворов индий-олово показывают, что жидкие растворы индий-олово при температуре 673 К характеризуются ближним расслоением ($\alpha > 0$) и ближним упорядочением ($\alpha^{(\sigma)} < 0$). Для остальных составов в этой системе $\alpha^{(\sigma)}$ и α одного порядка и совпадают по знаку. В системе индий-олово структура ближнего порядка в поверхностном слое в присутствии углерода существенно отличается от объемной структуры. В растворах с концентраций олова до 0,55 ат. долей поверхностные слои характеризуются упорядочением в пределах ближнего порядка ($\alpha^{(\sigma)}$) < 0).

Поверхностные слои жидких растворов с концентрациями $x_{Sn} > 0{,}55$ ат. долей имеют квазиэвтектическое строение ($\alpha^{(\sigma)} > 0$), При этом параметры $\alpha^{(\sigma)}$ и α заметно различаются по величине и имеют разные знаки. В случае отсутствия углерода для поверхности сплавов с концентрациями $x_{Sn} < 0{,}25$ характерно микрорасслоение, для остальных составов – упорядочение.

Список литературы

1. Евсеев, А.М. Термодинамика и структура жидких металлических сплавов / А.М. Евсеев, Г.Ф. Воронин. – М. : Изд-во МГУ, 1966. – 131 с.

2. Дутчак, Я.Л. Рентгенография жидких металлов / Я.Л. Дутчак. – Львов : Вища школа, 1977. – 162 с.

3. Русанов, А.И. Фазовые равновесия и поверхностные явления / А.И. Русанов. – Л. : Химия, 1967. – 388 с.

4. Шебзухов, А.А. Исследование ближней упорядоченности на поверхности жидких растворов олово-галлий методом электронной Оже-спектроскопии / А.А. Шебзухов, О.Г. Ашхотов // Поверхность. – 1983. – № 3. – С. 64–70.

5. Ашхотов, О.Г. Поверхностное натяжение металлов / О.Г. Ашхотов // Расплавы. – 2008. – № 1. – С. 22–35.

6. Структура ближнего порядка металлических расплавов и ее связь с физико-химическими свойствами / Коснарева И.Г. и др. // Физическая химия и технология неорганических материалов. – Вып. 2(23). – 2004. – С. 91.

7. Ватолин, Н.А., Полухин В.А. Структура ближнего порядка в металлических расплавах / Н.А. Ватолин, В.А. Полухин // Росс. конф. «Структура и свойства металлических и шлаковых расплавов». – Екатеринбург, 2011.

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ ОЦЕНКИ НЕОДНОРОДНОСТИ МАГНИТНОГО ПОЛЯ В ОСЕСИММЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ ДВУХ КРУГОВЫХ НАМАГНИЧИВАЮЩИХ КОНТУРОВ

М. П. Великсар, А. А. Тарасевич, Я. И. Бульбик (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: veliksar@mail.ru

Представлен вычислительный алгоритм теоретически точного определения составляющих магнитного поля осесимметрической системы двух круговых намагничивающих контуров. Показано, что составляющие осесимметричного магнитного поля могут выражаться через две монотонные вспомогательные функции координат любых точек выбираемой области пространства.

Степень пространственной неоднородности магнитного поля является значимым фактором реализуемости некоторых технических измерений таких как магнитная дефектоскопия напряженно-деформированного состояния ферромагнитных деталей, возникшего вследствие их механической обработки, а также при измерениях магнитных характеристик тонких магнитных пленок [1]. Магнитная дефектоскопия по методу регистрации локальных неоднородностей магнитных полей рассеяния ферромагнитного тестового образца, путем размещения последнего между намагничивающими контурами (кольцами Гельмгольца), предполагает предварительную вычислительную оценку степени однородности первичного магнитного поля, которая зависит от геометрии намагничивающей системы и размеров необходимой тестовой зоны. На рис. 1 показана расчетная схема намагничивающей системы, состоящей из двух кольцевых катушек, заменяемых одинаковыми соосными эквивалентными кольцевыми токами $I_k (I_k = I_1 W_1 = I_2 W_2)$, в частности, разнесенными на расстояние равное их радиусу a.

Как известно из физики, индукция магнитного поля $\overline{B}$ определяется векторным произведением дифференциального оператора $\overline{\nabla}$ на вектор-потенциал магнитного поля $\overline{A}$, который для расчетной схемы рис. 1 имеет только одну угловую составляющую $(\overline{A} = \overline{e}_\alpha A_\alpha)$ и, следовательно, здесь справедливо соотношение

$$\overline{B} = \left[\overline{\nabla} \times \overline{A}\right] = -\overline{e}_r \frac{\partial A_\alpha}{\partial z} + \overline{e}_z \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r}\left(r A_\alpha\right) = \overline{e}_r B_r + \overline{e}_z B_z , \qquad (1)$$

где $(\overline{e}_r, \overline{e}_\alpha, \overline{e}_z)$ – единичные орты цилиндрической системы координат; (B_r, B_z) – соответственно радиальная и осевая составляющие векторного поля магнитной индукции.

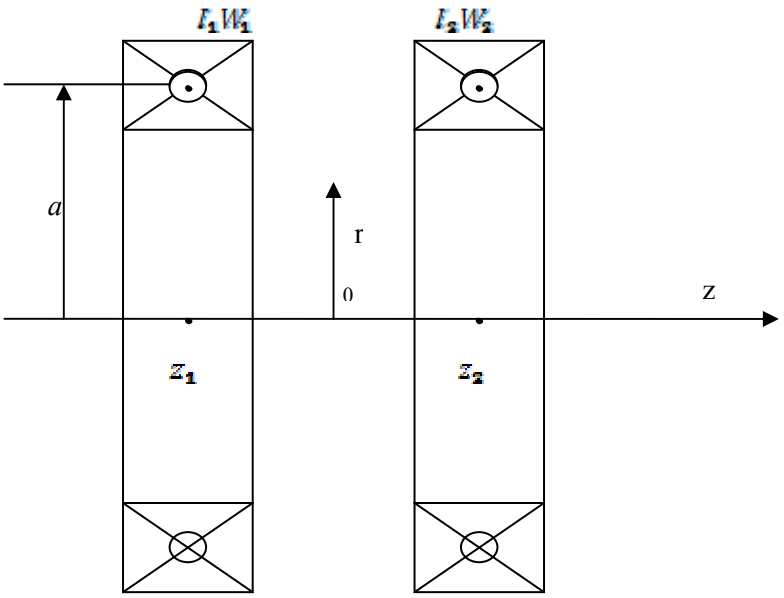


Рис. 1. Расчетная схема намагничивающей системы

Функциональную зависимость $A_\alpha(r, z)$ определяют соотношением

$$A_\alpha(r,z)=\frac{\mu_0 I_k a}{\pi\left[(a+r)^2+z^2\right]^{1/2}}\left[\left(\frac{2}{k^2}-1\right)K(k)-\frac{2}{k^2}E(k)\right], \tag{2}$$

где I_k – ток в эквивалентном круговом витке радиуса а; $K(k)$ и $E(k)$ – полные эллиптические интегралы соответственно первого и второго рода модуля k.

$$\left(k^2=\frac{4ar}{\left[(a+r)^2+z^2\right]}\right), \mu_0 = 4\pi\cdot 10^{-7}\ {Гн}/{м}.$$

Для упрощения вычислительной составляющей B_r, B_z форму записи $A_\alpha(r, z)$ следует видоизменить согласно [2], [3]

$$A_\alpha(r,z)=\frac{\mu_0 I_k}{\pi k}\sqrt{\frac{a}{r}}\left[\left(1-\frac{k^2}{2}\right)K(k)-E(k)\right] \tag{3}$$

и по правилам дифференцирования сложных функций с учетом того, что

$$\frac{\partial K(k)}{\partial k}=\frac{E(k)}{k(1-k^2)}-\frac{K(k)}{k};\frac{\partial E(k)}{\partial k}=\frac{E(k)-K(k)}{k};\frac{\partial k}{\partial z}=-\frac{zk^3}{4ar};\frac{\partial k}{\partial r}=\frac{k}{2r}-\frac{k^3}{4r}-\frac{k^3}{4a} \tag{4}$$

из соотношений (1) и (3) следует, что

$$B_r=\frac{\mu_0 I_k}{2\pi r\left[(a+r)^2+z^2\right]^{1/2}}\cdot zF_1(r,z), \tag{5}$$

$$B_z=\frac{\mu_0 I_k}{2\pi r\left[(a+r)^2+z^2\right]^{1/2}}\cdot\left[aF_2(r,z)-(a+r)F_1(r,z)\right], \tag{6}$$

где

$$F_1(r,z)=\frac{a^2+r^2+z^2}{(a-r)^2+z^2}E(k)-K(k);F_2(r,z)=\frac{(a+r)^2+z^2}{(a-r)^2+z^2}E(k)-K(k).$$

Численные исследования показывают, что функции являются монотонными по переменным (r, z). Графики этих функций приведены на рис. 2 и 3 соответственно.

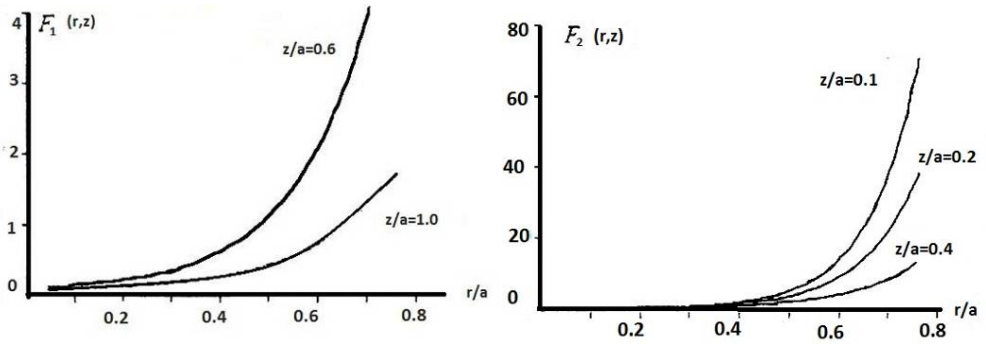


Рис. 2. Графики функций $F_1(r, z)$ в зависимости от переменной r/a и параметра z/a

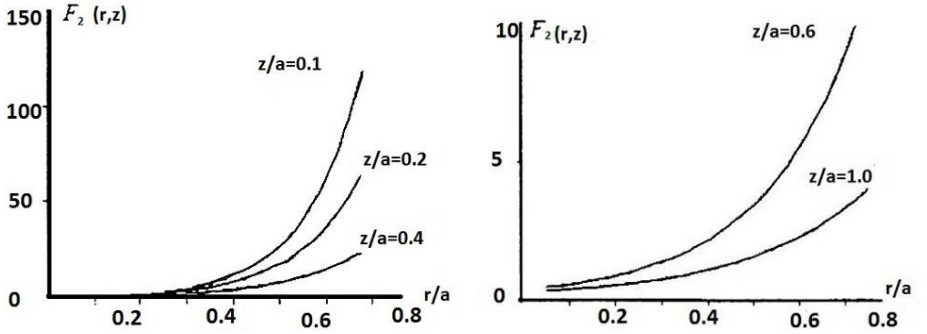


Рис. 3. Графики функций $F_2(r, z)$ в зависимости от переменной r/a и параметра z/a

Согласно расчетной схемы (рис. 1) и принципа суперпозиций, с учетом структуры соотношений (5) и (6), получаем результирующие составляющие магнитной индукции намагничивающей системы в виде

$$B_r(r,z)=\frac{\mu_0 I_k}{2\pi r}\left\{\frac{(z-z_1)F_1(r,z,z_1)}{\left[(a+r)^2+(z-z_1)^2\right]^{1/2}}+\frac{(z-z_2)F_2(r,z,z_2)}{\left[(a+r)^2+(z-z_2)^2\right]^{1/2}}\right\}, \tag{7}$$

$$B_z(r,z)=\frac{\mu_0 I_k}{2\pi r}\left\{\frac{aF_2(r,z,z_1)-(a+r)F_1(r,z,z_1)}{\left[(a+r)^2+(z-z_1)^2\right]^{1/2}}+\frac{aF_2(r,z,z_2)-(a+r)F_1(r,z,z_2)}{\left[(a+r)^2+(z-z_2)^2\right]^{1/2}}\right\}, \tag{8}$$

где

$$F_1(r,z,z_1)=\frac{a^2+r^2+(z-z_1)^2}{(a-r)^2+(z-z_1)^2}E(k_1)-K(k_1);\ F_1(r,z,z_2)=\frac{a^2+r^2+(z-z_2)^2}{(a-r)^2+(z-z_2)^2}E(k_2)-K(k_2);$$

$$F_2(r,z,z_1)=\frac{(a+r)^2+(z-z_1)^2}{(a-r)^2+(z-z_1)^2}E(k_1)-K(k_1);\ F_2(r,z,z_2)=\frac{(a+r)^2+(z-z_2)^2}{(a-r)^2+(z-z_2)^2}E(k_2)-K(k_2);$$

$$k_1^2=\frac{4ar}{(a+r)^2+(z-z_1)^2};k_2^2=\frac{4ar}{(a+r)^2+(z-z_2)^2}.$$

Зависимости (7) и (8) являются теоретически точными, структура которых содержит монотонные функции (r, z) – переменных, что допускает представление этих функций усеченным рядом Тейлора, например по радиальной координате в окрестности осевой линии системы либо, в более общем случае, сплайнами [4], по небольшому числу реперных значений $B_r(r, z)$, $B_z(r, z)$, вычисляемых с высокой точностью.

Список литературы

1. Беляев, Б.А. Электрофизические методы контроля слоистых структур : учеб. пособие / Б.А. Беляев, Я.И. Бульбик. – Красноярск : ИПЦ КГТУ, 2004. – 193 с.

2.Мешайкина, Л.В. Декомпозиция точного решения задачи о распределении магнитного поля кругового витка с током / Л.В. Мешайкина, Я.И. Бульбик // Сб. науч. тр. конф. «Современные проблемы радиоэлектроники». – Красноярск : СФУ, 2009. – С. 222–225.

3.Алиевский, Б.Л. Расчет параметров магнитных полей осесимметричных катушек : справочник / Б.Л. Алиевский, В.Л. Орлов. – М. : Энергоатомиздат, 1983. – 112 с.

4.Стечкин, С.Б. Сплайны в вычислительной математике / С.Б. Стечкин, Ю.Н. Субботин. – М. : Наука, 1976. – 248 с.

ПРОГРАММА РАСЧЕТА КОЭФФИЦИЕНТОВ ЦИФРОВОГО ИНТЕРПОЛИРУЮЩЕГО КИХ-ФИЛЬТРА ЦАП

Д. Е. Горбунов, А. И. Мушта (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394026 Воронеж, Московский проспект, 14
E-mail: x_keen@mail.ru, micronano1441@yandex.ru

Рассматриваются основные моменты методики проектирования цифрового КИХ-фильтра. Приводится алгоритм работы программы расчета коэффициентов интерполирующего фильтра ЦАП.

Как известно из теории дискретных сигналов, спектр дискретизированного сигнала представляет собой бесконечный ряд сдвинутых копий спектра исходного непрерывного сигнала. Для восстановления непрерывного сигнала по дискретным отсчетам необходимо пропустить дискретный сигнал через фильтр нижних частот (ФНЧ) с частотой среза равной половине частоты дискретизации. Такой фильтр часто называют антиалайзинговым фильтром (antialiasing filter).

В системах, использующих аналого-цифровое и цифро-аналоговое преобразование, избыточная дискретизация способствует снижению требований к ФНЧ (antialiasing filter) [2]. В системах, базирующихся на цифроаналоговом преобразовании (таких, как системы прямого цифрового синтеза, DDS), для достижения этой цели может использоваться концепция интерполяции. Добавление «нулей» в параллельный поток данных увеличивает эффективную скорость обновления в 2, 4, 8 или 16 раз по сравнению с базовой скоростью. Двух, 4-х, 8-ми, или 16-кратный поток пропускают через цифровой интерполяционный фильтр, который генерирует дополнительные значения данных. Высокая скорость избыточной дискретизации способствует смещению вверх крайних частот (image), допуская таким образом использование менее сложного фильтра с более широким переходным диапазоном.

Проектирование цифрового интерполирующего фильтра. Существует два основных типа цифровых фильтров: фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ) и фильтры с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ). Как следует из терминологии, эта классификация относится к импульсным характеристикам фильтров. Изменяя веса коэффициентов и число звеньев КИХ-фильтра, можно реализовать практически любую частотную характеристику. КИХ-фильтры могут иметь такие свойства, которые невозможно достичь методами аналоговой фильтрации (в частности, совершенную линейную фазовую характеристику) [1].

В [3] показано, что:

БИХ фильтры с нелинейной ФЧХ вносят в сигнал фазовые искажения, что часто бывает недопустимо если информация передается при помощи фазовой модуляции, поэтому особое внимание уделяется фильтром с линейной ФЧХ и постоянной групповой задержкой, которые все частоты задерживают на одну и туже постоянную величину, которая может быть учтена при обработке;

линейная ФЧХ достижима только в случае конечной импульсной характеристики фильтра, КИХ фильтры с импульсной характеристикой симметричной относительно оси симметрии обладают линейной ФЧХ.

Поэтому в качестве интерполирующего цифрового фильтра целесообразно использовать КИХ-фильтр.

Проектирование КИХ-фильтров базируется, в первую очередь, на том, что частотная характеристика фильтра определяется импульсной характеристикой, а во-вторых, на том, что коэффициенты фильтра определяются его квантованной импульсной характеристикой.

Поскольку предполагается аппаратная реализация цифрового фильтра следует уже на этапе расчета ввести некоторые ограничения на импульсную характеристику, которые в дальнейшем значительно упростят его реализацию. Первое ограничение, упомянутое выше, это симметричность импульсной характеристикой относительно оси симметрии, второе – это нечетный порядок фильтра, и третье – равенство 0 четных коэффициентов импульсной характеристики, за исключением центрального.

К методам проектирования КИХ-фильтров относятся:

- метод $\sin(x)/x$ со взвешиванием;
- метод рядов Фурье со взвешиванием;
- метод частотной выборки.

Учитывая специфику разрабатываемого фильтра, а также введенные ограничения на импульсную характеристику, целесообразно проектирование КИХ фильтра вести по методу *sin(x)/x* со взвешиванием.

Итак, для выполнения наложенных ограничений на импульсную характеристику запишем ее в виде функции:

$$h(n)=\begin{cases}\dfrac{\sin\left(\dfrac{n-\alpha}{2/\pi}\right)}{\left(\dfrac{n-\alpha}{2/\pi}\right)}, & n\neq\alpha,\\[2ex] 1, & n=\alpha,\end{cases} \qquad (1)$$

где α задает смещение по оси x.

Так как по заданным ограничениям порядок фильтра нечетный смещение α рассчитывается как

$$\alpha=\frac{N+1}{2}-1. \qquad (2)$$

Ограничение количества коэффициентов приводит к появлению эффекта Гиббса.

Примечательным свойством эффекта Гиббса является тот факт, что уровень приобретаемой неравномерности в полосе пропускания и уровень боковых лепестков в полосе заграждения не уменьшается с ростом количества коэффициентов фильтра.

Для того чтобы уменьшить уровень боковых лепестков, необходимо сгладить переход между полосой пропускания и заграждения. Исходный комплексный коэффициент пе-

редачи идеального фильтра $H(e^{j\cdot\omega})$ сворачивается с комплексным коэффициентом передачи $W(e^{j\cdot\omega})$ и получается сглаженная АЧХ, у которой нет резкого перехода.

Выбор функции окна является, прежде всего, компромиссом между увеличением ширины основного лепестка и размером боковых лепестков. Практически все оконные функции за исключением окна Кайзера имеют фиксированную форму, а следовательно выбор оконной функции осуществляется их перебором. Окно Кайзера определяется как

$$W(n)=\begin{cases}\dfrac{I_0\left(\beta\left(1-\left[\left(n-\alpha\right)/\alpha\right]^2\right)^{1/2}\right)}{I_0(\beta)}, & 0\le n\le N,\\ 0 & ,0<n\cap n>N,\end{cases} \tag{3}$$

где $\alpha=\dfrac{N+1}{2}-1$; $I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

В отличие от остальных окон, окно Кайзера допускает изменение формы путем задания параметра β, варьируя который можно приспособить к взаимному влиянию амплитуды бокового лепестка на ширину главного и наоборот.

Дополнительно в качестве оконной функции автором была использована функция вида

$$W(n)=\exp\left(-\beta1\cdot\left(n-\alpha\right)^2-\beta2\cdot\left(n-\alpha\right)^4-\beta3\cdot\left(n-\alpha\right)^6\right), \tag{4}$$

где $\alpha=\dfrac{N+1}{2}-1$ – параметр смещения главного лепестка; β_1, β_2, β_3 – параметры формы окна.

Которая допускает большую гибкость в изменении влияния уровня бокового лепестка на ширину главного и наоборот.

Для примера для получения такой же формы окна, как и у окна Блэкмана – Харриса для окна длиной $N = 59$ коэффициент β в формуле (3) для окна Кайзера равен 12, для окна по формуле (4) – $\beta_1 = 0.007$, $\beta_2 = 1\cdot10^{-8}$, $\beta_3 = 5\cdot10^{-9}$.

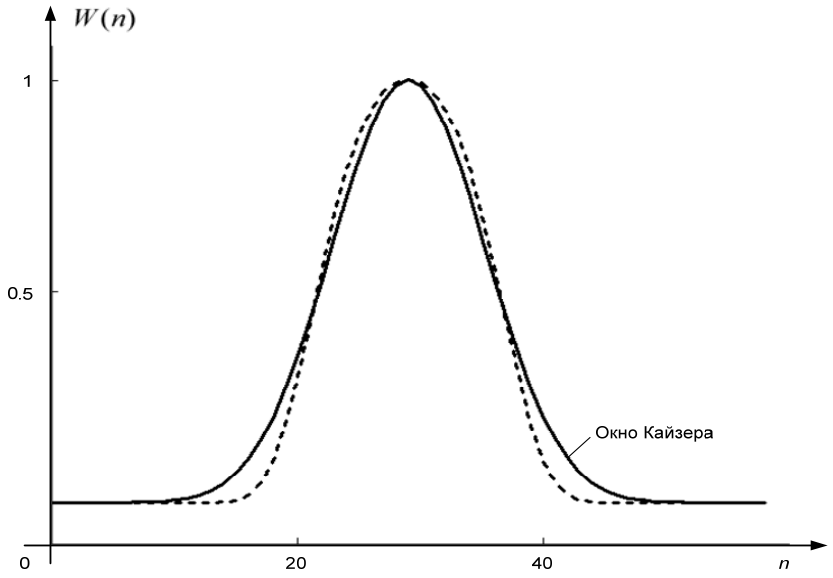


Рис. 1. Форма окна по формуле (4) при $N = 59$, $\beta_1 = 0.007$, $\beta_2 = 1\cdot10^{-4}$, $\beta_3 = 5\cdot10^{-9}$ и форма окна Кайзера при коэффициенте β в формуле (3) равном 22

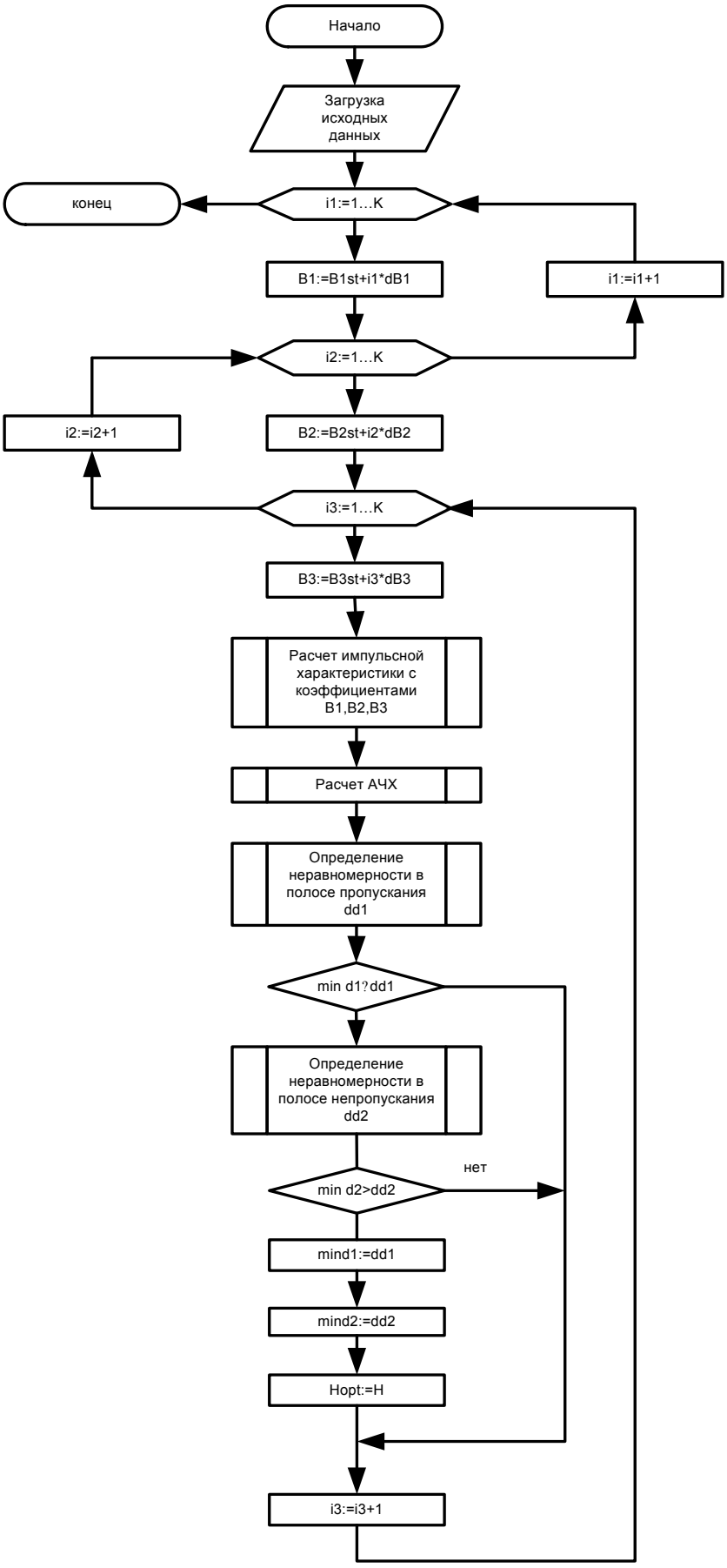


Рис. 2. Алгоритм расчета корректирующих коэффициентов

Как видно из рис. 1, оконная функция (4) допускает больше вариантов между увеличением ширины основного лепестка и размером боковых лепестков.

Для расчета коэффициентов цифрового интерполирующего КИХ фильтра была написана программа на языке программирования Delphi. Алгоритм работы процедуры вычисления коэффициентов которой по методу $\sin(x)/x$ со взвешиванием приведен на рис. 2.

Внешний вид окна программы приведен на рис. 3. Программа имеет графический интерфейс, в котором отображается текущие АЧХ и импульсная характеристики фильтра. При изменении значений коэффициентов происходит автоматический перерасчет АЧХ.

В программе имеется возможность переключения используемой оконной функции между окном Кайзера и экспоненциальной функцией (4). На рис. 3 приведен результат расчеты коэффициентов для фильтра 43 порядка при сглаживании экспоненциальной функцией (4). Расчетное ослабление в полосе заграждения составляет 72.25 дБ. При тех же исходных данных и сглаживании окном Кайзера ослабление в полосе непропускания составило 67.19 дБ.

С помощью разработанной программы было выяснено, что при порядке фильтра до 50 лучшие результаты по ослабления в полосе непропускания получаются при сглаживании экспоненциальной функцией вида (4). При больших порядках фильтра – при использовании сглаживания окном Кайзера.

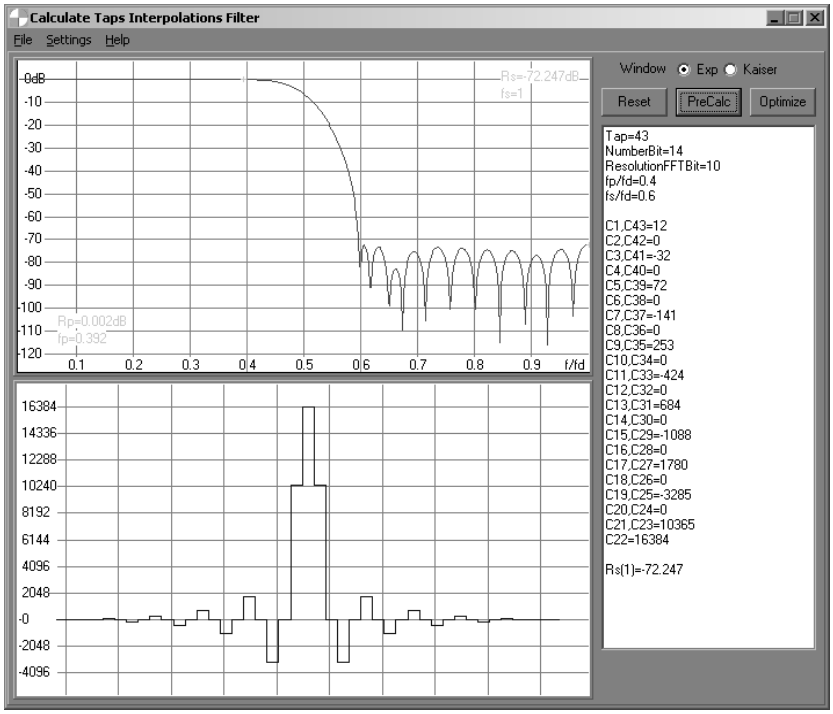


Рис. 3. Окно программы расчета коэффициентов интерполирующего КИХ-фильтра ЦАП 59 порядка

Заключение.

Разработана программа автоматического расчета коэффициентов цифрового интерполирующего КИХ-фильтра.

Предложена формула описания сглаживающего окна.

Список литературы

1. V. Oppenheim, W. Schafer, J. Buck, Discrete-Time Signal Processing, Prentice Hall, 1999.

2. W. Kester, J. Bryant, Digital Filter, Analog Devices Tutorial, 2009.

3. www.dsplib.ru

ИССЛЕДОВАНИЕ КОНЦЕНТРАЦИОННЫХ ЗАВИСИМОСТЕЙ МАГНИТНОЙ И ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТЕЙ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ

Т. С. Кабакова, В. И. Сусляев (научный руководитель)

Национальный исследовательский Томский государственный университет, радиофизический факультет
634050, Томск, пр. Ленина 36
E-mail: CarpeDiem7042@mail.ru

Проведен литературный обзор по современному состоянию теории композиционных смесей. Математическим моделированием исследованы концентрационные зависимости электромагнитных характеристик композитов феррит – резина различными формулами, разработанными этой теорией. Выбрана наиболее вероятная формула для расчета диэлектрической проницаемости влажной почвы на основании сравнения экспериментальных результатов с расчетными.

Изучение электромагнитных свойств различных веществ в окружающем нас мире имеет практическое значение и позволяет получить новые знания о фундаментальных характеристиках вещества и о способах управления этими характеристиками. Несмотря на большой набор экспериментальных и теоретических данных, накопленных наукой в областях электростатики и электродинамики, осталось много нерешенных проблем, связанных с исследованием фундаментальных характеристик радиоматериалов. Эта задача не теряет своей актуальности по причине постоянного расширения сферы применения и появления новых материалов. Если учесть, что часто используются конструкции из двух и более материалов, то задача, стоящая перед измерителями многократно усложняется [1].

В современном мире, большинство используемых веществ – композиты, которые обладают рядом преимуществ перед «чистыми» материалами. Знание материальных констант (комплексных магнитной (**μ**) и диэлектрической (**ε**) проницаемостей) и их частотных зависимостей позволяет предугадать электромагнитный отклик композиционного материала для заданной формы и геометрических размерах образца. Определение величин **μ** и **ε** композитов можно осуществить экспериментальным путем, хотя теоретический расчет всегда предпочтительней, поскольку существенно сокращаются временные и финансовые затраты. Математическое моделирование позволяет определить результирующие характеристики сложного устройства и оценить предельные значения. Однако на этом пути встречается целый ряд препятствий. Во-первых, разработано большое количество соотношений, соответствующих различным математическим моделям многокомпонентной смеси [1–13]. Во-вторых, наиболее часто рассматривается двухфазная модель, хотя в реальности таких структур относительно мало.

К сожалению структуры реальных композитов не известны и могут представлять собой смесь, для каждого элемента которой существует своя математическая модель. Однако можно сделать предположение, что в этой смеси структур есть главенствующие элементы. Возможно также формальное совпадение соотношения теории композиционной смеси и концентрационной зависимости, полученной экспериментально. Таким образом найденное соотношение также представляет определенный интерес, так как позволяет предсказать, хотя в оценочном смысле, величины электромагнитных параметров при изменении концентрации активной фазы. Задача выбора соотношения теории композиционных смесей, наиболее точно описывающего экспериментальные результаты, является актуальной.

В качестве объекта математического моделирования выбраны композиционные материалы, представляющие собой гексаферрит $Co_{0,7}Zn_{1,3}W$ [2] в резиновой матрице. Для расчета концентрационных зависимостей электромагнитных параметров использованы наиболее часто применяемые соотношения:

Бирчака: $\Lambda = p^2\Lambda_1 + p(1+p)^2\Lambda_0$;

Зайделя: $\Lambda = \dfrac{\Lambda_0 + \dfrac{2}{3}\sum_{n=1}^{N}(\Lambda_n - \Lambda_0)p_n}{1 + \dfrac{1}{3}\sum_{n=1}^{N}(\dfrac{\Lambda_0}{\Lambda_n} - 1)p_n}$;

Зильберштейна – Ньютона – Брауна (З-Н-Б): $\Lambda = \Lambda_0(1-p) + \Lambda_1 p$;

Максвелл – Гарнета: $\Lambda = \Lambda_0(1 + 3p\dfrac{\Lambda_1 - \Lambda_0}{\Lambda_1(1-p) + 3\Lambda_0})$,

где Λ – обобщенная проводимость многокомпонентной смеси; Λ_0 и Λ_1 – обобщенные проводимости компонентов смеси; p – объемное содержание волокон.

На рис. 1 показаны результаты расчета диэлектрической проницаемости $\varepsilon_1 = 15$; $\varepsilon_2 = 3$, где ε_1 – диэлектрическая проницаемость феррита; ε_2 – резиновой матрицы.

Проведенный компьютерный эксперимент показал, что различные формулы дают различные прогнозные результаты. Так, если взять концентрацию феррита в резине, равную 0,4, то по формуле Бирчака диэлектрическая проницаемость композита будет немного превосходить диэлектрическую проницаемость резина, а по формуле Зильберштейна – Ньютона – Брауна диэлектрическая проницаемость практически равна 8.

И наоборот, если по измеренной величине диэлектрической проницаемости оценивать объемное содержание, то также можно получить большие расхождения между разными моделями.

Подобное различие наблюдается и для концентрационной зависимости магнитной проницаемости. На рис. 2 приведены результаты расчета магнитной проницаемости того же композиционного материала с параметрами: $\mu_1 = 10$ и $\mu_2 = 1$, где μ_1 – диэлектрическая проницаемость феррита; μ_2 – резиновой матрицы.

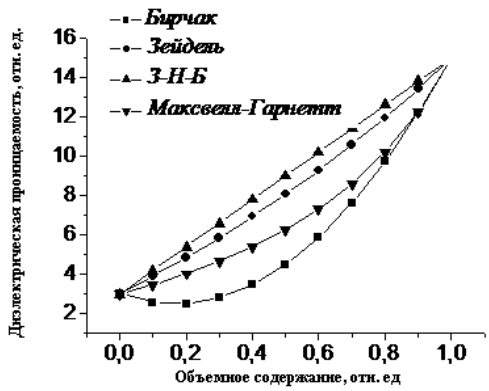


Рис. 1. Концентрационная зависимость диэлектрической проницаемости композиционного материала – феррит-резина

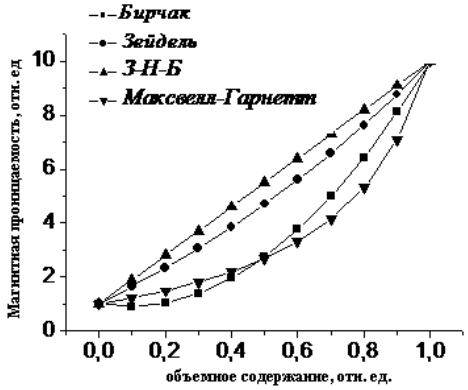


Рис. 2. Концентрационная зависимость магнитной проницаемости композиционного материала – феррит-резина

Если магнитная проницаемость композита равно 4 (рис. 2), то по формуле Зильберштейна – Ньютона – Брауна рассчитанное объемное содержание равно 0,3, а расчет по формуле Максвелл – Гарнета даст величину в 0,7.

Наблюдается некоторое отличие в качественном поведении зависимостей по моделям Бирчака и Максвелл – Гагнета: если для диэлектрической проницаемости кривая второй модели всегда выше модели Бирчака, то для магнитной проницаемости наблюдается пересечение этих кривых.

Таким образом, показано, что применение нескольких формул к расчету электромагнитных характеристик композита с одними исходными данными дает существенно

различающиеся результаты. Это связано с тем, что расчетные соотношения получены для разных идеализированных моделей, которые отражали наиболее существенные свойства реально существующих структур.

Экспериментальная проверка соответствия формул расчета реальной композиционной смеси производилась на образцах влажных почв, взятых в районе пос. Богашево Томской области и на кварцевом песке. Образцы естественной влажности смачивались отмеренным объемом воды и после тщательного перемешивания помещались в кварцевую трубку диаметром 2 мм.

Измерения производились резонаторным методом с использованием прямоугольного объемного резонатора, который возбуждался на различных частотах.

Блок – схема экспериментальной установки, с помощью которой измерялись электромагнитные характеристики, представлена на рис. 3. Данная установка позволяет производить измерения на частотах от 10 МГц до 40 ГГц. В работе использовался набор прямоугольных многомодовых резонаторов, работающий на разных частотах, не пересекающихся друг с другом: 3–5 ГГц. Вся обработка измеренных параметров производилась на персональном компьютере, который является частью анализатора цепей.

Проведенный нами эксперимент по измерению концентрационной зависимостью влажных почв в диапазоне концентраций влаги до 10 процентов показал, что в этом интервале наиболее близкие значения действительной части диэлектрической проницаемости дает расчет по формуле Бирчака. На рис. 4 наглядно представлены концентрационные кривые, рассчитанные по различным формулам. Видно, что применение формул Зильберштейна – Ньютона – Брауна и Зейделя дает некорректные результаты.

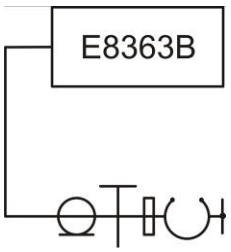


Рис. 3. Блок-схема резонаторной установки

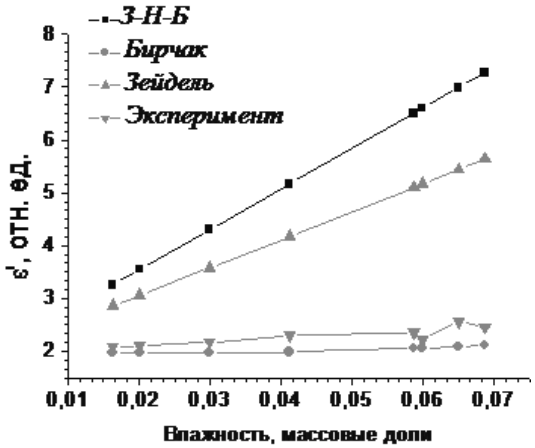


Рис. 4. Зависимость действительной части диэлектрической проницаемости от влажности

Экспериментальная часть работы выполнена на оборудовании Центра коллективного пользования Томского государственного университета «Центр радиофизических методов измерения, диагностики и исследования параметров природных и искусственных материалов», который аккредитован на техническую компетентность в области измерения диэлектрической проницаемости и тангенса угла потерь.

Выбор объектов исследования, а именно: композитов на основе наноразмерных порошков гексаферритов, углеродных нанотрубок и влажных почв, обусловлен кругом научных задач, решаемых коллективом кафедры радиоэлектроники радиофизического факультета Томского государственного университета

Выражаем благодарность доценту РФФ Кочетковой Татьяне Дмитриевне на оказанную помощь в проведении исследования электромагнитных характеристик влажных почв.

Список литературы

1. Коровин, Е.Ю. Микроволновые исследования спектров электромагнитных характеристик механически активированных порошков гексаферритов : автореф. дисс. / Е.Ю. Коровин. – Томск, 2009. – С. 1–18.

2. Температурные зависимости СВЧ-спектров магнитной проницаемости наноразмерных порошков гексаферрита $Co_{0,7}Zn_{1,3}W$ / В.И. Сусляев, О.А. Доценко, Е.Ю. Коровин, Г.Е. Кулешов // Изв. вузов. Физика. – 2006. – № 9. – С. 35–39.

3. Чаплыгин, Ю.А. Нанотехнологии в элетронике / Ю.А. Чаплыгин. – М. : Техносфера, 2005. – 323 с.

4. Кербер, М.Л. Композиционные материалы / М.Л. Кербер. – М. : Химия, 1999. – С. 1–9.

5. Dipole polarizability of onion-like carbons and electromagnetic properties of their composites / R. Langlet, Ph Lambin, A. Mayer, et al. // J. Nanotechnology. – 2008. – № 19.

6. Сушко, М.Я. Метод компактных групп в теории диэлектрической проницаемости гетерогенных систем / М.Я. Сушко, С.К. Криськив // Журнал технической физики. – 2009. – Т. 79. – Вып. 3. – С. 97–101.

7. Диэлектрические свойства влажных дисперсных материалов в СВЧ диапазоне / Загоскин В.В., Нестеров В.М., Замотринская Е.А. и др. // Изв. вузов. – № 81. – 2007. – С. 74–77.

8. Доценко, О.А. Использование нерегулярных микрополосковых резонаторов для измерения температурных зависимостей магнитной проницаемости порошков ферритов : автореф. / О.А. Доценко. – Томск, 2007. – С. 1–4.

9. Influence of gases on conductivity of onion-like carbon and multiwalled carbon nanotubes / A.I. Romanenko, O.B. Anikeeva, V.L. Kuznetsov, et al. // J. of optoelectronics and advanced materials – 2008. – V. 10. - № 7. – P. 1749-1753.

10. Пул-мл., Ч. Мир материалов и технологий / Ч. Пул-мл., Ф. Оуэнс. – М. : Техносфера, 2006. 334 с.

11. Усанов, Д.А. Комплексная диэлектрическая проницаемость нанокомпозитов на основе диэлектрических матриц с проводящими включениями / Д.А. Усанов, А.В. Скрипаль, А.В. Романов. – Саратов : СГУ им. Чернышевского, 2010. – С. 1–3.

12. Шевченко, В.Г. Основы физики полимерных композиционных материалов / В.Г. Шевченко. – М. : РАН синтетических полимерных материалов, 2010. – С. 32–33.

13. Усанов, Д.А. Комплексная диэлектрическая проницаемость композитов на основе диэлектрических матриц и входящих в их состав углеродных нанотрубок / Д.А. Усанов, А. В. Скрипаль, А.В. Романов // Журнал технической физики. – 2011. – Т. 81. – С. 1–5.

14. Шевченко, В.Г. Основы физики полимерных композиционных материалов / В.Г. Шевченко. – М. : РАН синтетических полимерных материалов, 2010. – С. 32–33.

КОНЦЕНТРАЦИОННЫЕ ЗАВИСИМОСТИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ НАНОПОРОШКОВ СТРОНЦИЕВЫХ ГЕКСАФЕРРИТОВ

О. А. Кочеткова, О. А. Доценко (научный руководитель)

Томский государственный университет
634050, Томск, пр. Ленина, 36
E-mail: apr@mail.tsu.ru

Рассматриваются концентрационные зависимости диэлектрической проницаемости нанопорошков гексаферритов состава $SrFe_{12-x}Al_xO_{19}$. Измерения проводились с использованием набора прямоугольных объемных многомодовых резонаторов. Показано, что диэлектрическая проницаемость исследованных нанопорошков имеет нелинейную зависимость от концентрации.

Материалы на основе оксидных ферримагнетиков (ферритов) находят широкое применение в различных областях науки и техники: в радиоэлектронике, электротехнике,

приборостроении и т.д. Промышленное производство ферритов основано на традиционной многооперационной керамической технологии, которая включает, в частности, продолжительное (4–12 ч) твердофазное спекание компонентов при высоких температурах в интервале 1150–1300 °С [1, 2].

Стронциевые гексаферриты относят к мультиферроикам – веществам, которые обладают слабыми ферромагнитными и одновременно сегнетоэлектрическими свойствами. То есть в данных материалах сосуществуют одновременно магнитное и электрическое упорядочения, и они реагируют на электрическое поле изменением магнитных параметров, и наоборот.

Мультиферроики были обнаружены еще во второй половине XX века, но для их производства требовались достаточно большие энергетические и временные затраты. Прогресс науки и техники привел к тому, что, во-первых, материалы, демонстрирующие сильные магнитоэлектрические свойства, можно создавать при обычных условиях, так как в последние десятилетия разработаны новые прогрессивные ресурсосберегающие способы получения ферритов, в основе которых лежит самораспространяющийся высокотемпературный синтез (СВС), протекающий в режиме фильтрационного горения порошков железа и оксидов других элементов в атмосфере реагирующих газов: кислорода или воздуха [3–10].

Во-вторых, необычные характеристики этих веществ дают возможность создания на единой материальной платформе устройств, преобразующих информацию в форме намагниченности в электрическое напряжение и обратно, что является оригинальным решением задач сенсорной техники, магнитной памяти и микроэлектроники, в частности спинтроники, стремящейся соединить достоинства энергонезависимой магнитной памяти и быстродействующих электрических систем обработки информации.

Среди ферритов различного назначения большой интерес представляют оксидные ферримагнетики с гексагональной структурой, в частности гексаферрит стронция $SrFe_{12}O_{19}$ (Sr-M), обладающий большой величиной поля магнитокристаллической анизотропии (МКА), высокой намагниченностью и высокой стабильностью этих характеристик в широком температурном интервале. Этот ферримагнетик и диамагнитно разбавленные системы на его основе широко используются как активные компоненты радиопоглощающих материалов и устройств СВЧ диапазона. Известно, что одним из основных способов улучшения структурных и магнитных свойств ферритов является введение в основной состав различного рода добавок, которые приводят к формированию замещенных структур.

Изготовленные на основе ферритов высокоэффективные поглотители электромагнитного излучения можно применять для оборудования безэховых камер и экранированных сооружений. Безэховые камеры применяют для высококачественных исследований объектов радиолокационного наблюдения и снятия диаграмм направленности антенн, а ЭМ экраны необходимы для ограничения просачивания ЭМ энергии в свободное пространство и защиты от нее обслуживающего персонала.

Целью данной работы является: исследование концентрационных зависимостей электромагнитных характеристик системы $SrFe_{12-x}Al_xO_{19}$, где x – концентрация ионов Al^{3+}, синтезированной методом самораспространяющегося высокотемпературного синтеза (СВС) ($0 < x < 3{,}0$). Метод СВС в сочетании с предварительной механохимической обработкой и окончательной ферритизацией позволяет получать порошки ферритов стронция с оптимальными электромагнитными свойствами. Данный способ получения позволяет уменьшить число операций и существенно снизить затраты производства.

Для измерения диэлектрической и магнитной проницаемостей экспериментальных образцов в работе используется установка на основе векторного анализатора цепей Agilent Technologies E8363B, в качестве измерительных ячеек использовался набор прямоугольных многомодовых резонаторов, перекрывающих частотный диапазон 3–13 ГГц. В прямоугольном резонаторе, в отличие от обычного колебательного контура, имеется достаточно большое число резонансных длин волн, определяемых соотношением $\lambda_{рез}=2L / p$, где p –

число вариаций полуволн вдоль длины резонатора. Это позволяет, для данного набора резонаторов, проводить измерения на 16 частотных отсчетах.

Экспериментальные образцы приготовлялись следующим образом. Емкостью, в которой нанопорошки помещаются внутрь резонатора, является тонкостенная кварцевая трубка с внутренним диаметром ~2 мм. Предварительно путем гидростатического взвешивания определяется точный объем внутренней полости трубки. После этого трубка промывается спиртом и осушивается путем продува через нее сухого воздуха. В осушенную трубку помещается порошок насыпной плотности таким образом, чтобы все образцы имели примерно одинаковую плотность. Затем вычисляется объем, занимаемый порошком внутри трубки, который в дальнейшем необходим для пересчета полученных значений изменения АЧХ резонатора в соответствующие электромагнитные параметры наноразмерного материала.

Для уменьшения погрешности вычислений диэлектрической и магнитной проницаемостей полагаем, что невозмущенной системой является резонатор с помещенной в него кварцевой трубкой без наполнителя.

Диэлектрическая проницаемость измерялась на резонансных частотах, соответствующих пучностям электрического поля: 3,8; 6,04; 8,3; 11,8 ГГц, магнитная проницаемость – на частотах, соответствующих пучностям магнитного поля: 3,5; 5,06; 7,8; 11,3 ГГц.

На рис. представлены результаты зависимости диэлектрической проницаемости от концентрации ионов алюминия на частоте 8 ГГц.

Из рис. видно, что с увеличением концентрации действительная часть диэлектрической проницаемости сначала уменьшается от 4 отн. ед. до 2,3 отн. ед., затем, при добавлении ионов алюминия, увеличивается до 3,3 отн. ед. Мнимая часть диэлектрической проницаемости существенно не изменяется. На других частотах измерения наблюдается аналогичная зависимость.

Магнитная проницаемость данной системы находится в пределах: $\mu' = 1{,}00 \pm 0{,}05$, $\mu'' \approx 0$. Причем, в рассматриваемом частотном диапазоне никаких особенностей в поведении магнитной проницаемости с увеличением концентрации ионов алюминия не обнаружено.

Погрешность измерения диэлектрической проницаемости составила: для $\varepsilon' = 5$ %; $\varepsilon'' = 10$ %; $\mu' = 3$ %; $\mu'' = 5$ % .

Выражаем благодарность за любезно предоставленные материалы для измерений сотрудникам Отдела структурной макрокинетики СО РАН В.И.Итину и Р.В.Минину, а так же профессору ТГУ Е.П. Найдену.

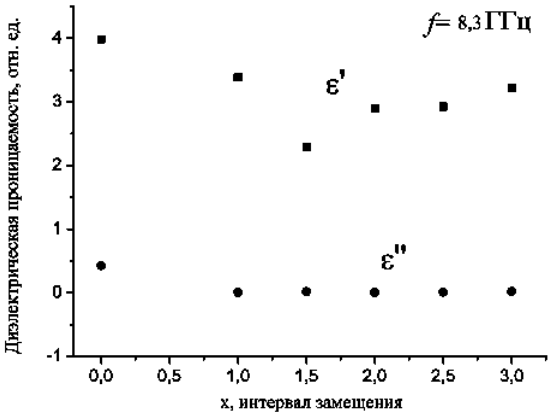


Рис. Концентрационная зависимость диэлектрической проницаемости стронциевых гексаферритов состава $SrFe_{12-x}Al_xO_{19}$

Работа выполнена при частичной поддержке проектом ФЦП «Кадры» № 14.740.11.0335.

Список литературы

1. Ситадзе, Ю. Ферриты / Ю. Ситадзе, Х. Сато. – М. : Мир, 1964. – 407 с.

2. Рабкин, Л.И. Технология ферритов / Л.И. Рабкин, С.А. Соскин, Б.Ш. Эпштейн. – Л. : Госэнергоиздат, 1962. – 358 с.

3. Документ WO 9112349; Avakyan P.B., Borovinskaya J.P., Merzhanov A.G., Mkrtchian S.O., Nersesyan V.D. Method for obtaining ferrites. Заявл. 22.01.1991 г., опубл. 22.08.1991 г.

4. Патент SU 1809931. Нерсесян М.Д., Комаров А.В., Авакян П.Б., Боровинская И.П. Шихта для получения гексаферрита стронция. Заявл. 12.03.1991 г., опубл. 15.04.1993 г.

5. Комаров, А.В. Самораспространяющийся высокотемпературный синтез гексаферрита стронция / А.В. Комаров, П.Б. Авакян, М.Д. Нерсесян // Физика горения и взрыва. – 1993. – № 5. – С. 51 – 56.

6. Komarov, A.V. Self-Propagating High-Temperature Synthesis of Ferrites / A.V. Komarov, V.D. Nersesyan, P.B. Avakyan, A.G. Merzhanov // Int. J. SHS. 1993. V. 2. № 3. P. 239 – 246.

7. Komarov, A.V. Influence of a DS Magnetic field on Structuration and Parameters of Self- Propagating High-Temperature Synthesis of Strontium Hexaferrite / A.V. Komarov, Yu.G. Morozov, P.B. Avakyan, M.D. Nersesyan // Int. J. SHS. 1994. V. 3. № 3. P. 207 – 212.

8. Мартиросян, К.С. Фазообразование в процессе самораспространяющегося высокотемпературного синтеза ферритов / К.С. Мартиросян, П.Б. Авакян, М.Д. Нерсесян // Неорганические материалы. – 2002. – Т. 38. – № 4. – С. 489–492.

9. Мартиросян, К.С. Структура и свойства магнитотвердых ферритов бария, стронция и свинца / К.С. Мартиросян, Н.С. Мартиросян, А.Е. Чалых // Неорганические материалы. – 2003. – Т. 39. – № 8. – С. 1007–1011.

10. Морозов, Ю.Г. Физико-химические основы электронной технологии СВС – процессов / Ю.Г. Морозов, М.В. Кузнецов, С.М. Бусурин // Техника машиностроения. – 2003. – № 1 (41). – С. 81–85.

ГИБКИЕ СОЛНЕЧНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

М. А. Красиков, А. В. Солдатов, Н. Ю. Снежко, Т. Н. Патрушева (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26

С использованием экстракционно-пиролитического метода изготовлены гибкие солнечные элементы на стеклоткани. Солнечный элемент состоит из последовательно нанесенных слоев прозрачной проводящей пленки InSnO, используемой в качестве электродов, один из которых покрыт слоем фотоактивного материала – оксида титана, пропитанного сенсибилизатором, в качестве которого использован экстракт рутения. Сформированные электроды соединены в электрохимическую ячейку с прослойкой квази-твердого электролита. Полученная солнечная ячейка изготовлена в едином технологическом цикле по растворной технологии.

The flexible solar cells made by extraction-pyrolyse technique on the glass-textile as a substrate/ The solar cell consist on the followed deposited layers of transparent conductive film InSnO which use as electrodes and photoactive TiO_2 layer with sensibilized by Ru-extract. Obtained electrodes connected in electrochemical cell with electrolyte layer. Solar cell is obtained in one technological cycle by solution technique.

Солнечная энергетика является в настоящее время все более востребованной не только в космосе, но и на удаленных от центрального электроснабжения участках земной поверхности, а также в условиях чрезвычайных ситуаций. В настоящее время солнечные элементы, которые занимают 1 % долю вырабатываемой энергии, выпускаются на основе монокристаллического кремния (80 %) и аморфного кремния (20 %) и обладают конверсионной эффективностью с нижним и верхним пределом 14–28 % и 11–14 % соответственно. На космических аппаратах используются дорогостоящие ячейки из монокристаллического

кремния, из 1 кв. м которого можно произвести более 2000 сложных микросхем для компьютеров. Аморфный кремний, не менее дорогой, используется для изготовления гибких солнечных батарей.

Небольшие **гибкие солнечные батареи**, изготовленные на основе аморфного кремния, преобразуют достаточно мощности для подзарядки мобильных телефонов, ноутбуков и других мобильных устройств. Они уступают по мощности кристаллическим кремниевым модулям, но незаменимы в походных условиях. Такие батареи компактны, их можно складывать и сворачивать в рулон.

Травлением исходной кремниевой пластины с последующим допированием получали солнечные элементы, которые далее методом трансферной печати (transfer printing) переносились на гибкую полимерную подложку. Использованная методика значительно сокращает время производства массивов солнечных элементов на большой площади (порядка 0,5 $см^2$). Печать производилась на специально сконструированном аппарате, который позволял позиционировать изображение с точностью до одного микрона. Визуальный контроль процесса осуществлялся с помощью оптического микроскопа. Готовые изделия представляют собой тонкие пленки толщиной менее 100 мкм. Отдельные солнечные элементы имеют толщину порядка 100 нм и поперечные размеры 0,1×1,5 мм. Они располагаются параллельно друг другу и соединены между собой золотыми контактами, которые связывают p и n зоны соседних ячеек [1].

Ученые Калифорнийского технологического университета предложили новый принцип создания солнечных батарей – в гибких панелях, где применена особая структура ячейки, что позволяет использовать меньше дорогостоящие полупроводниковые материалы и заметно увеличить КПД. Новый фотоэлемент отличается и чрезвычайно высокой квантовой эффективностью – уровень преобразования фотонов превышает 90 %, что, при последующей доработке, может дать очень высокий КПД. Такие необычные свойства достигаются за счет необычной структуры: прототип состоит из микроскопических стержней кремния («волосков»), установленных на полимерной подложке перпендикулярно основанию панели, поэтому кремниевое покрытие составляет 2–10 % площади поверхности и менее 5 % объёма рабочего слоя. Солнечные батареи на основе кремниевых стержней значительно эффективнее работают в инфракрасной части спектра электромагнитного изучения. Кроме того, новый фотоэлемент лучше классических поглощает свет, падающий под разными углами, и, следовательно, не требует точной ориентации на Солнце.

Несколько лет назад швейцарские ученые разработали легкие в производстве и дешевые фотоэлектрохимические солнечные ячейки, устойчивые к длительному воздействию света и тепла. Гретцель (Nature 414 (2001) 338) сообщил о фотоэлектрохимических солнечных ячейках, в которых тонкая плёнка на наночастицах TiO_2 была сенсибилизирована более эффективным и стабильным красителем на основе Ru(11)-комплексов.

Типичные DSSC состоит из сенсибилизированных красителем нанопористых TiO_2 пленок на прозрачных проводящих оксидных (TCO) стекок (фотоанод), платинированного проводящего стекла или пленкой Pt покрытого электрода, и электролита, содержащего йодид / триодида (I^-/I_3^-) редокс-пары.

Фотоэлектрод из сенсибилизированной красителем ячейки PV представляет собой 10–20 мкм плёнку из нанокристаллических TiO_2 частиц (10–30 нм в диаметре), которые содержат монослой адсорбированных молекул красителя; частицы покрыты красителем и поддерживается на прозрачной проводящей стеклянной подложке (Sb или F-легированного SnO_2) (рис. 1, *а*). Поры нанокристаллической TiO_2 плёнки заполнены жидким электролитом содержащем I^-/I_3^- окислительно-восстановительные пары в неводных электролитах, таких как ацетонитрил. Прозрачный противоэлектрод находится над нанокристаллической TiO_2, а края ячейки запечатаны.

Гибкие сенсебилизированные красителем солнечные ячейки на основе TiO_2, являются наиболее востребованными в различных областях индустрии, жилищного строительства и приборостроения. Однако в настоящее время практически не встречается публика-

ций по технологии изготовления гибких DSSC, в то время как гибкие кремниевые солнечные панели выпускаются в промышленном масштабе.

Исследователи использует оксид олова индия (ITO)-покрытие на подложках поли (полиэтилентерефталата) (ПЭТ) или полиэтиленанафталата (PEN). Однако существует предел температуры тепловой обработки для полимерной подложки. TiO_2 пленка в DSSCs требует хорошего соединения между TiO_2 наночастицами, которые обычно получают спеканием TiO_2 пленки при температуре 450–500 °C. Термообработка ниже 200 °C приведет к слабым связям между TiO_2 наночастицами, что замедлит перенос фото-индуцированных электронов в пленку и даст начало рекомбинации электронов.

Для того, чтобы найти новые материалы подложки с низкой стоимостью, гибкостью и высокой температурной стойкостью, изготовили гибкие DSSC на основе проводящей нержавеющей стальной сетки для рабочего электрода и заменили прозрачное проводящее стекло, и получили общую эффективность преобразования энергии (Z) 1,5 % (100 мВт/см^2). Кан и др. [2] сообщили о гибкой DSSC, которая была собрана с листовой нержавеющей сталью в качестве подложки и Pt-покрытием PET/ITO как электрода световой передачи из-за непрозрачности листа нержавеющей стали. Но жидкий электролит был использован в таких DSSC, которые могут значительно ухудшить ячейки и сократить срок службы.

Большая работа была проведена по поиску новых материалов с низкой стоимостью, хорошей гибкостью и высокой температурой обработки, которая улучшает свойства связей между TiO_2 наночастицами. Для того чтобы избежать утечек электролита в DSSCs используются квазитвердые электролитические материалы. Полимерные гелевые электролиты могут обладать высокой ионной проводимостью, как и жидкий электролит.

Сетка из нержавеющей стали (SSM) была использована для замены прозрачных проводящих стекол, и прозрачная пленка ПЭТ была использована в качестве уплотнения для защиты гелевого электролита. Чтобы уменьшить стоимость DSSC, гибкая фольга из нержавеющей стали с покрытием полипиррол-наночастиц (SS-PPy) была использована для замены Pt электрода. По сравнению с полимерными/ITO подложками, сетка SSM обладает некоторыми очевидными преимуществами, такими как хорошая проводимость, высокая термостойкость, относительно хорошая гибкость и малые напряжения. На рис. показан SEM образ чистой сетки из нержавеющей стали (SSM). Диаметр провода металла составляет около 20мкм, а ширина квадратного отверстия составляет 25–30 мкм.

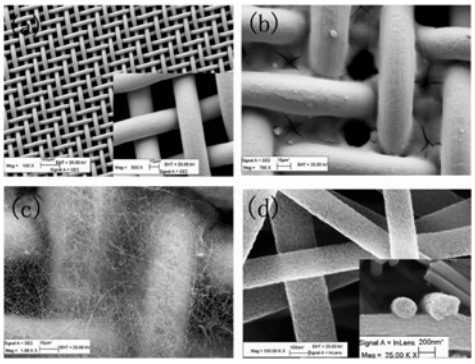


Рис. РЭМ-изображения (*а*) SSM; (*б*) SSM покрытых TiO_2 наночастицами; (*с*) электропряденныхTiO_2 нановолокон на SSM покрытых TiO_2 наночастицами; (*d*) с большим увеличением РЭМ изображение электропряденных TiO_2 массивов нановолокон

Сетки были оклеены TiO_2 наночастицами, но не полностью были закрыты. Размер оставшихся ячеек зависел от времени распыления и концентрации TiO_2 коллоида. Если время распыления было продлено, квадратное отверстие будет практически закрыто TiO_2 наночастицами. Существование сеток и мелких трещин очень важно, потому что свет, проходящей через сетки и трещины может быть рассеян и собран TiO_2 нановолокнами. Ре-

зультаты показали, что гибкие солнечные ячейки на нержавеющей стали с SS-PPy имеет хорошую тепловую стабильность и устойчивость к коррозии в I_3/I^-редокс электролите.

Обычно оксидные солнечные элементы на основе TiO_2 изготавливают методом нанесения пасты, включающей порошок TiO_2 в связующем, например в этилцеллюлозе. Для обеспечения адгезии TiO_2 к подложке необходимо использовать нанопорошки, получение которых представляет собой весьма трудоёмкий процесс. При этом незначительные примеси оказывают большое влияние на свойства активного материала.

Наиболее перспективными методами нанотехнологии являются растворные методы. Однако наночастицы, осажденные из растворов, также могут содержать примеси. Нами разрабатывается экстракционно-пиролитический метод получения наноструктурных пленок и порошков, которые свободны от примесей и могут быть получены в заданной стехиометрии.

Для экстракции металлов использованы катионообменные экстрагенты, в основном монокарбоновые кислоты, в частности н-каприловая кислота и α-разветвленные кислоты фракций C_5–C_9. Смесь α-разветвленных монокарбоновых кислот фракции C_5–C_9 (ВИК). Для изготовления гибких солнечных ячеек получены экстракты In, Sn, Ti.

Полученные растворы экстрактов с уточненной методом атомно-абсорбционного анализа концентрацией смешивают в необходимой стехиометрии, либо используют индивидуально для нанесения пленок различной толщины. Варьируя концентрацию раствора экстрактов, можно регулировать толщину, микроструктуру и пористость пленок.

Гибкие солнечные элементы были изготовлены на подложках из стеклоткани, термостойкость которой аналогична стеклу. Очистку подложек осуществляли в ультразвуковой ванне с раствором моющего средства.

На очищенные и высушенные подлодки методом погружения была нанесена смесь экстрактов In и Sn в соотношении 9:1. После подсушивания подложку помещали в печь для пиролиза и при температуре 450 °С происходило разложение органических солей с образованием на поверхности прозрачной пленки оксида InSnO. 10-кратным повторением циклов нанесение экстрактов – пиролиз толщина пленки увеличивалась до 300 нм.

Оптимизация по температуре и времени отжига была проведена для пленки толщиной 300 нм при температурах 20–650 °С. Исследования процессов получения прозрачных проводящих пленок InSnO показали, что пленки ITO с минимальным сопротивлением 3,4 кОм получаются по экстракционно-пиролитическому методу после отжига на воздухе при температуре 450 °С в течение 3–30 мин и дополнительного кратковременного отжига в вакууме при 300 °С не более 3 минут.

Пленки InSnO показали более чем 80 % коэффициент пропускания в видимом диапазоне, при этом на длине волны видимого света при 580 нм коэффициент пропускания близок к 100 %, что очень важно для практических применений проводящих покрытий.

Полученные прозрачные проводящие пленки были использованы в качестве электродов солнечной ячейки. На один из прозрачных электродов была нанесена пленка фотоактивного материала TiO_2. Фотоанод солнечной ячейки изготовлен в виде многослойной структуры, включающей компактный слой, полученный 2 % раствора экстракта титана и мезопористый слой, полученный из 20 % суспензии экстракта, содержащего наночастицы. Полученный фотоанод обладал хорошей адгезией в отличие от фотоанода, полученного нанесением пасты диоксида титана.

Гибкая солнечная ячейка была сформирована соединением фотоанода, пропитанного красителем (экстракта рутения) с нанесенным полимерным электролитом и контрэлектрода (стеклоткань с пленкой InSnO).

Список литературы

1. http://www.clearpower.ru/viewtitem.aspx?itemid=991&datais=allow

2. Xianwei Huang, Ping Shen , Bin Zhao Stainless steel mesh-based flexible quasi-solid dye-sensitized solar cells // Solar Energy Materials & Solar Cells 94 (2010) 1005–1010.

СОЗДАНИЕ ТРЕХСЛОЙНОЙ ПОРИСТОЙ КРЕМНИЕВОЙ СТРУКТУРЫ ДЛЯ МОНОЛИТНЫХ МИКРОТОПЛИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Е. А. Ляйком, А. Н. Кожурин, А. Е. Крум, В. А. Юзова (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 28, корп. Б
E-mail: yuzovaV@yandex.ru

Описывается технология получения сквозной трехслойной пористой структуры на пластинах монокристаллического кремния толщиной 500 мкм без удаления монокристаллических слоев.

Показывается возможность технологической реализации изготовления на ее основе каркаса монолитного мембрано-электродного блока микротопливных элементов.

Мобильная электроника с каждым годом становится все доступнее и распространеннее. Это и ноутбуки, и карманные персональные компьютеры, и цифровые фотоаппараты, и мобильные телефоны, и еще масса всяких устройств. Все эти устройства непрерывно обзаводятся новыми функциями, более мощными процессорами, большими цветными экранами, беспроводной связью, в то же время уменьшаясь в размерах. А без надежных и емких батарей теряется весь смысл мобильности и беспроводности. Так что компьютерная индустрия все активнее и активнее трудится над проблемой альтернативных источников питания. И наиболее перспективным на сегодняшний день направлением здесь являются микротопливные элементы [1].

Топливный элемент – электрохимическое устройство, подобное гальваническому элементу, но отличающееся от него тем, что вещества для электрохимической реакции подаются в него извне [2] – в отличие от ограниченного количества энергии, запасенного в гальваническом элементе или аккумуляторе.

Работа микротопливного элемента заключается в том, что фактически внутри элемента происходит сжигание топлива и непосредственное превращение выделяющейся тепловой энергии в электрическую. При прямом сжигании топлива оно окисляется кислородом, а выделяющееся при этом тепло идет на совершение полезной работы. В топливном элементе, как и в аккумуляторах, реакции окисления топлива и восстановления кислорода пространственно разделены, и процесс "сжигания" протекает, только если элемент отдает ток в нагрузку. На рис. 1 показана схема работы топливного элемента [3].

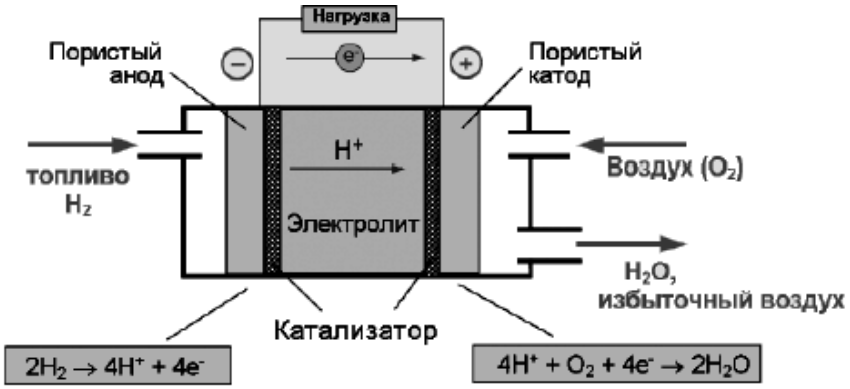


Рис. 1. Схема работы топливного элемента

Попадающий в элемент водород разлагается под действием катализатора на электроны и положительно заряженные ионы водорода H^+. Затем в действие вступает специальная мембрана, исполняющая здесь роль электролита в обычном аккумуляторе. В силу своего химического состава она пропускает через себя протоны, но задерживает электроны. Таким образом, скопившиеся на аноде электроны создают избыточный отрицательный заряд, а ионы водорода создают положительный заряд на катоде.

Среди ТЭ особое место занимают микротопливные элементы (МТЭ), которые работают в диапазоне сравнительно малых мощностей, от 1 Вт и менее до десятков ватт. Конструкция МТЭ представляет собой блок, состоящий из трех основных частей: анода, катода и мембраны между ними. Сборка такого блока представляет собой сложную задачу и плохо сочетается с микротехнологиями. Поэтому в последнее время разрабатывается идея создания монолитного мембрано-электродного блока (МЭБ) на пористом кремнии [4]. Идея заключается в формировании на кремниевой пластине каркаса из трех областей, обладающих различной пористостью (рис. 2). Крайние макропористые области предназначены для газотранспорта и играют роль электродов. На основе средней мезопористой области выполняется проводящая протоны мембрана.

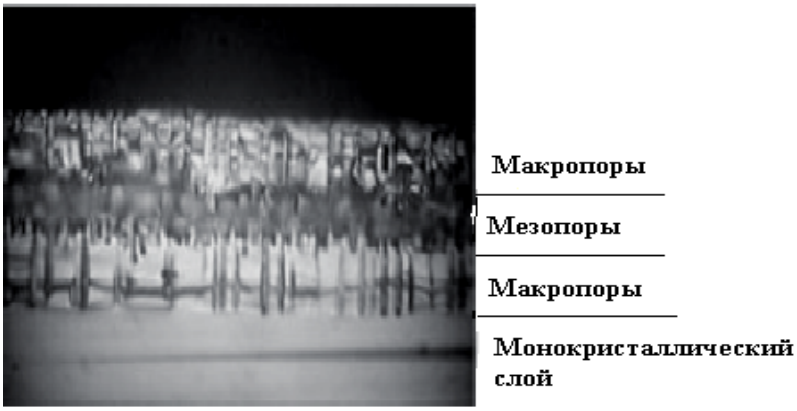


Рис. 2. Трехслойная структура пористого кремния на монокристаллической пластине

Такая структура получена в [1] фотоэлектрическим травлением кремния при подсветке обратной стороны и изменяющихся технологических режимах. Для получения сквозной пористой структуры монокристаллический кремний удалялся механическим шлифованием или химическим травлением.

В настоящей работе сообщается о попытке технологической реализации изготовления монолитного каркаса МЭБ на пластине монокристаллического кремния толщиной 500 мкм, в частности о разработке технологии изготовления на такой пластине сквозной трехслойной структуры без применения операций удаления монокристаллического слоя.

Для разработки такой технологии нам потребовалось проведение предварительных исследований. Известно, что диаметр пор зависит от плотности тока, режима принудительного освещения образца, состава и температуры используемого электролита, а также времени процесса электрохимического травления [5]. Необходимо было выяснить, какое сочетание указанных параметров наилучшим образом влияет на изменение диаметра пор. Рис. 3 иллюстрирует, что наиболее резкий переход от макропористости $П_1$ к мезопористости $П_3$ происходит при одновременной смене состава электролита и плотности тока. Полученный результат был использован при формировании сквозной трехслойной структуры для каркаса МЭБ.

Трехслойную структуру формировали на полированной с обеих сторон пластине монокристаллического кремния (100) толщиной 500 мкм (n-тип, ρ = 8–10 Ом·см). Электрохимическое травление пластины проводили в ячейке, схема которой представлена на рис. 4, при освещении лампой накаливания мощностью 250 Вт с расстояния 20 см.

Травление осуществляли в два этапа:

в водном растворе плавиковой кислоты (H_2O:HF = 1:1) в течение 140 мин. при плотности тока 40 мА/см^2;

в водно-спиртовом растворе плавиковой кислоты (H_2O:HF:C_2H_5OH = 1:1:1) в течение 60 мин при плотности тока 10 мА/см^2.

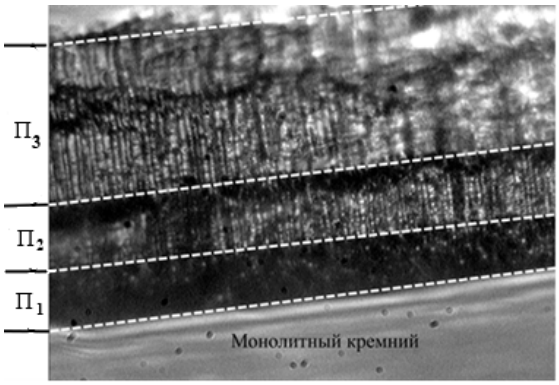


Рис. 3. Трехслойная структура пористого кремния, полученная при одновременной смене состава электролита и плотности тока: $П_1 > П_2 > П_3$

Схема рис. 4 при указанных режимах позволяла формировать пористые слои с различным диаметром пор одновременно с двух сторон кремниевой пластины (рис. 5). При этом сквозная пористая трехслойная структура занимала всю толщину образца кремния, а монокристаллический слой отсутствовал. Толщину слоев можно варьировать изменением времени травления на каждом этапе.

Схема рис. 4 при указанных режимах позволяла формировать пористые слои с различным диаметром пор одновременно с двух сторон кремниевой пластины (рис. 5). При этом сквозная пористая трехслойная структура занимала всю толщину образца кремния, а монокристаллический слой отсутствовал. Толщину слоев можно варьировать изменением времени травления на каждом этапе.

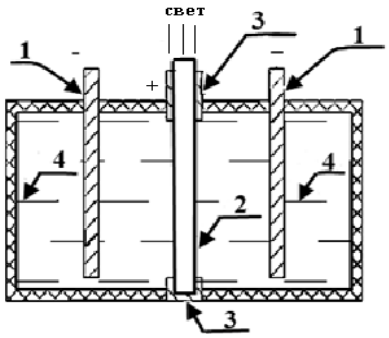


Рис. 4. Схема ячейки для электрохимического травления кремния: 1 – катоды; 2 – пластина кремния (анод); 3 – омический контакт; 4 – электролит

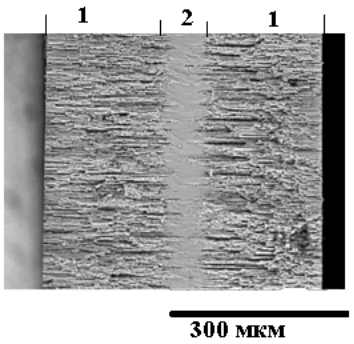


Рис. 5. Трехслойная структура пористого кремния: 1 – макропористые слои; 2 – мезопористый слой

Таким образом, разработанная технология получения сквозной структуры из трехслойных пористых слоев позволяет надеяться на возможность технологической реализации изготовления каркаса монолитного мембрано-электродного блока микротопливных элементов на основе единой кремниевой пластины. Отличие разработанной технологии от используемых в этих целях заключается в том, что травление кремния производится на большую глубину одновременно с двух сторон кремниевой пластины, а это дает возможность избежать дополнительных операций удаления монокристаллического слоя.

Список литературы

1. Астрова, Е.В. Кремниевые технологии для микротопливных элементов / Е.В. Астрова, А.А. Нечитайлов, А.Г. Забродский // Альтернативная энергетика и экология. – 2007. – № 2. – С. 60–65.

2. ГОСТ 15596-82. Источники тока химические. Термины и определения. – М. : Изд-во стандартов, 2005. – 15 с.

3. Микро- и нанотехнологии для портативных топливных элементов / А.Г. Забродский, С.А. Гуревич, В.М. Кожевин и др. // Альтернативная энергетика и экология. – 2007. – № 2. – С. 54–59.

4. Pichonat T., Gauthier-Manuel B., Hauden D. A New proton-conducting porous silicon membrane for small fuel cells // Chem. Eng. J., 2004, vol. 101, P. 107–111.

5. Бучин, Э.Ю. Влияние режимов обработки на морфологию и оптические свойства пористого кремния *n*-типа / Э.Ю. Бучин, А.В. Проказников, В.Б. Световой // Письма в ЖТФ. – 1995. – Т. 21. – Вып. 1. – С. 60–65.

МУЛЬТИПРОЦЕССОРНЫЕ СИСТЕМЫ С ПРОГРАММИРУЕМОЙ СТРУКТУРОЙ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

С. Н. Макеев, Н. В. Данильченко

ФГБОУ ВПО «Воронежский государственный технический университет»
394026, г. Воронеж, Московский пр-т, 14
E-mail: ferdischenko@list.ru

Рассматривается проблема недостаточной производительности DSP-процессоров и предлагается использование многопроцессорной вычислительной системы с программируемой структурой связи для решения задач цифровой обработки сигналов.

Современные системы обработки данных требуют все более производительных вычислительных средств. В задачах цифровой обработки сигналов (ЦОС), как правило, приходится проводить обработку непрерывно поступающего дискретного сигнала, и время решения задачи ограничивается временем накопления количества отсчетов сигнала, достаточного для получения требуемого результата. Однако с ростом частоты дискретизации объем входных данных увеличивается при неизменном времени накопления, что приводит к увеличению количества вычислений. Поэтому задачей создания вычислительных устройств является обеспечение заданной производительности, а именно, решение поставленной задачи за отведенное время [1].

Основная операция, используемая в алгоритмах ЦОС, – умножение с накоплением (multiply-accumulate – MAC) [2], поэтому одной из ключевых характеристик процессоров ЦОС (ПЦОС) является количество операций MAC в единицу времени. Повышения производительности можно добиться либо увеличением тактовой частоты, либо добавлением дополнительных умножителей или увеличением количества вычислительных узлов. Существуют технологические пределы увеличения тактовой частоты, к тому же, с ростом последней растет и потребляемая мощность, что критично для мобильных устройств.

В современных вычислительных системах для задач ЦОС просматривается тенденция движения в сторону мультипроцессорных архитектур [2] – именно по этому пути идут такие гиганты в области ЦОС, как Texas Instruments (TMS320C6670, TNETV3020) [3], PicoChip (PC205) [4] и Tilera со своей мозаичной архитектурой TILE [5].

Это обусловлено рядом причин. Многопроцессорные вычислительные системы (МВС) требуют меньшей тактовой частоты, занимают меньшую площадь, а следовательно, имеют меньшее потребление, и предъявляют менее жесткие требования к внешнему окружению. Однако основными сдерживающими факторами их применения являются сложность программирования и снижение эффективности при увеличении количества вычислительных элементов.

Закон Амдала [6] гласит, что эффективность МВС существенно зависит от доли последовательной (скалярной) составляющей при выполнении параллельной программы. Он

определил, что ускорение, которое может быть получено на вычислительной системе из p процессоров, по сравнению с однопроцессорной системой не будет превышать величины, определяемой по формуле

$$Sp = \frac{1}{\alpha + (1-\alpha)/p}, \quad (1)$$

где Sp – ускорение вычисления на p процессорах по сравнению с вычислением на одном процессоре; α – доля последовательной составляющей параллельного вычисления; p – число процессоров.

В табл. показан прирост производительности для количества процессоров от 2–256 с процентом возможного параллелизма алгоритма от 100 % – 0 % [7].

Таблица

Зависимость производительности от количества процессоров

	0 %	10 %	20 %	30 %	40 %	50 %	60 %	70 %	80 %	90 %	100 %
2	2.00	1.82	1.67	1.54	1.43	1.33	1.25	1.18	1.11	1.05	1.00
4	4.00	3.08	2.50	2.11	1.82	1.60	1.43	1.29	1.18	1.08	1.00
8	8.00	4.71	3.33	2.58	2.11	1.78	1.54	1.36	1.21	1.10	1.00
16	16.00	6.40	4.00	2.91	2.29	1.88	1.60	1.39	1.23	1.10	1.00
32	32.00	7.80	4.44	3.11	2.39	1.94	1.63	1.41	1.24	1.11	1.00
64	64.00	8.77	4.71	3.22	2.44	1.97	1.65	1.42	1.25	1.11	1.00
128	128.00	9.34	4.85	3.27	2.47	1.98	1.66	1.42	1.25	1.11	1.00
256	256.00	9.66	4.92	3.30	2.49	1.99	1.66	1.43	1.25	1.11	1.00

Как видно из табл., если параллельно можно выполнить лишь 90 % алгоритма, то прирост производительности при количестве процессоров 128 и 256 практически не отличается.

На рис. 1 приведен график вышеописанной таблицы для количества процессоров от 2x до 65536 [7].

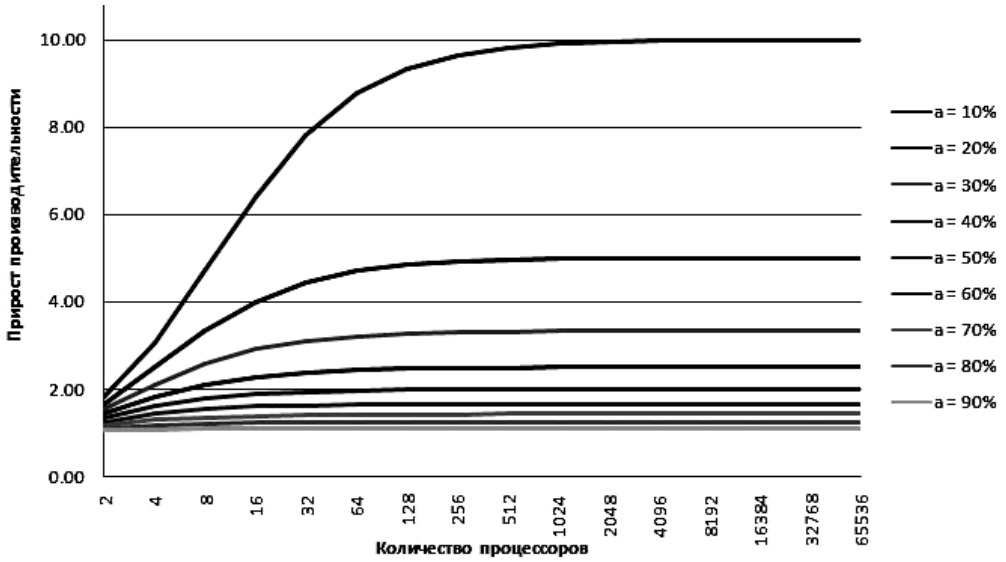


Рис. 1. Прирост производительности от количества процессоров

В последовательной составляющей львиную долю занимает время, затрачиваемое на обмен данными между процессорами и синхронизацию параллельного вычислительного процесса. Следовательно, уменьшение этого времени является одной из важнейших задач повышения эффективности МВС.

Еще в 1970–80-х годах прошлого столетия Э. В. Евреинов и Ю. Г. Косарев [8] предложили архитектуру однородных вычислительных систем (ОВС). В основе этой архитектуры лежат принципы параллельности операций, программируемости структуры и конструктивной однородности элементов и связей между ними.

Данная архитектура использовалась на задачах обработки данных, а также на ряде вычислительных задач [9]. Перспективным видится ее применение и для решения задач ЦОС. Ведь в основе большинства алгоритмов ЦОС лежат, как правило, операции умножения матриц либо умножение матрицы на вектор, которые хорошо распараллеливаются.

ОВС представляет собой многопроцессорную систему, содержащую элементарные машины (ЭМ), которые регулярным образом соединены между собой. На рис. 2 приведен пример двумерной ОВС.

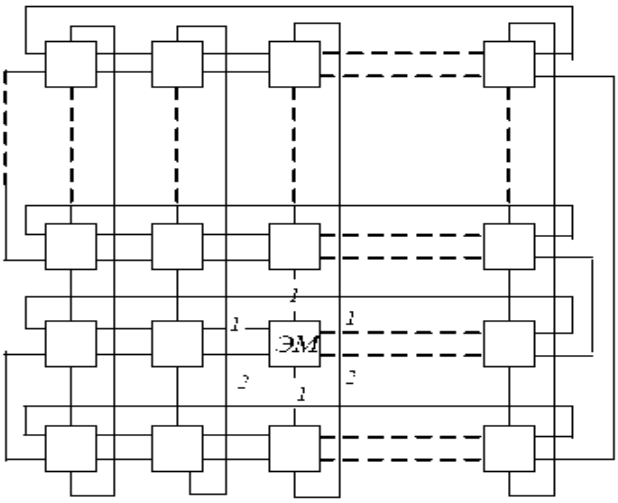


Рис. 2. Двумерная ОВС

Каждая ЭМ содержит процессор (П) и коммутатор (К).

Работу ОВС можно представить в виде последовательности сменяющих друг друга фаз [10]:

1) Фаза настройки.
2) Фаза обмена.
3) Фаза вычисления.
4) Фаза управления.

На этапе настройки задаются связи между отдельными вычислительными элементами ОВС путем программирования коммутаторов каждого узла.

От реализации обмена напрямую зависит эффективность решения задачи. ОВС поддерживает системные операции обмена. Трансляционный обмен: все ЭМ настраиваются на прием данных, и одна ЭМ – на передачу данных. При конвейерном обмене все ЭМ настраиваются на одновременную передачу/прием данных соседним ЭМ. На фазе вычислений все ЭМ осуществляют вычисления независимо друг от друга. На фазе управления определяется момент завершения самостоятельных вычислений каждой ЭМ и переход к новому циклу вычислений. Это обеспечивается с помощью специальных операций перехода. Условный системный переход: направление выполнения системной программы продолжается в зависимости от системного условия. Безусловный системный переход: системная программа прерывает линейное выполнение и переходит на некоторую системную ветку.

Как упоминалось выше, большинство алгоритмов ЦОС сводится к матричным вычислениям, то есть в каждый процессор необходимо передать матрицу или вектор. Трансляционный обмен (передача от одного узла ко всем) подходит для этого как нельзя лучше, особенно для обмена данными между вычислительными узлами, не являющимися соседними.

Применение мультипроцессорной системы с программируемой структурой для решения задач ЦОС позволит значительно повысить производительность благодаря эффективному обмену данными между отдельными вычислителями.

Список литературы

1. Проблемы и методы повышения производительности цифровых сигнальных процессоров при решении задач цифровой обработки сигналов в реальном времени. – 2005. – URL: http://www.sergeshibaev.ru/index.php/programmer-notes/12-dspproblems.

2. Lina J. Karam, Ismail AlKamal, Alan Gatherer, Gene A. Frantz, David V. Anderson, and Brian L. Evans. Trends in Multicore DSP Platforms // IEEE SIGNAL PROCESSING MAGAZINE [38]. – NOVEMBER 2009.

3. TNETV3020 carrier infrastructure platform, Texas Instruments [Online]. – 2007, Jan. URL: http://focus.ti.com/lit/ml/spat174a/spat174a.pdf

4. PC205 product brief, picoChip [Online]. - 2008, Apr. URL: http://www.picochip.com/

5. Tile64 processor product brief, Tilera [Online]. – 2008, Aug. URL: http://www.tilera.com

6. Amdahl G. Validity of the single-processor approach to achieving large-scale computing capabilities. // Proc. 1967 AFIPS Conf., AFIPS Press. – 1967. – V. 30. – P. 483

7. Закон Амдала. – 2010. URL: http://www.data-race.com/2010/12/19/закон-амдала/.

8. Евреинов, Э.В. Однородные универсальные вычислительные системы высокой производительности / Э.В. Евреинов, Ю.Г. Косарев. – Новосибирск : Наука, 1966.

9. Евреинов, Э.В. Однородные вычислительные системы / Э.В. Евреинов, В.Г. Хорошевский. – Новосибирск : Наука, 1978. – 320 с.

10. Евреинов, Э.В. Однородные вычислительные системы, структуры и среды / Э.В. Евреинов. – М. : Радио и связь, 1981. – 208 с.

АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ГЕНЕРАТОРОВ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ

Г. С. Никонова[1], И. В. Никонов[2]

[1]*Открытое акционерное общество «Омский научно-исследовательский институт приборостроения»*
644009, г. Омск, ул. Масленникова, д.231
[2]*Омский государственный технический университет*
644050, г. Омск, пр. Мира, д. 11
E-mail: info@oniip.ru

Проанализировано современное состояние разработок генераторов на поверхностных акустических волнах. Приведены результаты анализа и исследований в этой области техники.

В области разработки современных генераторов на поверхностных акустических волнах (ПАВ) самой приоритетной задачей является поиск новых методов проектирования этих устройств для частотных диапазонов от 10^6 до $2 \cdot 10^9$ Гц. В новых разработках все еще, как правило, в качестве опорных генераторов применяются кварцевые генераторы с резонаторами на объемных акустических волнах (ОАВ), а в качестве управляемых – генераторы с реактивными элементами (LC-генераторы). Однако генераторы с резонаторами на ОАВ, имея хорошую кратковременную и долговременную стабильность частоты, практически не перестраиваемые по частоте, сравнительно низкочастотные, а умножение частоты существенно увеличивает мощность шума выходного сигнала. LC-генераторы не технологичные для современного производства, имеют невысокую стабильность частоты.

В некоторых публикациях, в частности в [1], показано, что для КВ и УКВ частотных диапазонов уже достаточно успешно могут разрабатываться более технологичные ге-

нераторы с резонаторами или линиями задержки на поверхностных акустических волнах (ПАВ-генераторы), которые могут применяться и как опорные, и как управляемые генераторы. Типичные характеристики российских ПАВ-генераторов с линиями задержки (ЛЗ) следующие:

– $\left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)_{\text{ПАВ}} \approx 10^{-8}$ – относительная кратковременная нестабильность частоты за время измерения 1 мс;

– $S_{\Psi\text{ПАВ}} \approx 130$ дБ/Гц – относительная мощность фазовых шумов при отстройке от средней частоты генерации на 10 кГц.

У разработанных и серийно выпускаемых зарубежных ПАВ-генераторов с резонаторами для частот генерации выше 100 МГц, где удается получить эквивалентную добротность резонатора $10^3 - 2 \cdot 10^4$ при приемлемых размерах пьезоподложки, достигнутые характеристики несколько лучше – за счет более высокой добротности частотно-избирательного устройства. В частности, фирма Micro Networks выпускает генераторы на ПАВ на частоты от 100 МГц до 2 ГГц со сравнительно малыми шумами и с возможностью электронной перестройки частоты в небольших пределах. Типовые спектральные характеристики таких генераторов в указанном частотном диапазоне следующие: $S_{\Psi\text{ПАВ}} \approx (130 - 135)$ дБ/Гц при отстройке более 10 кГц, $\left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)_{\text{ПАВ}} \approx 10^{-8} - 10^{-10}$, что все же хуже подобных характеристик опорных генераторов с резонаторами на ОАВ для нижней границы рассматриваемого частотного диапазона. Лишь на частотах выше 500 МГц, где удается получить более высокую добротность ПАВ-резонаторов, характеристики таких ПАВ-генераторов лучше, чем характеристики генераторов с резонаторами на ОАВ, например, у ПАВ генераторов фирмы TEMEX (SR W150).

Как и в любой новой области исследований, в акустоэлектронике поверхностных акустических волн на данный момент имеется много нерешенных задач. В частности, для эффективной разработки опорных и управляемых ПАВ-генераторов с требуемыми для современной радиоаппаратуры КВ, УКВ диапазонов характеристиками необходимо решить следующие задачи:

– проанализировать достижимые эквивалентные добротности ПАВ ЛЗ и ПАВ-резонаторов в рассматриваемом частотном диапазоне при приемлемых размерах пьезоподложек;

– проанализировать вносимые потери в ПАВ ЛЗ и ПАВ-резонаторы при различных топологиях преобразователей. Разработать ПАВ ЛЗ для генераторов с минимальными вносимыми потерями, обеспечивающими при этом устойчивый одномодовый (одночастотный) режим работы;

– разработать и исследовать макеты, образцы ПАВ-генераторов. Оценить стабильность частоты генераторов, эффективность их частотной перестройки;

– разработать адекватные модели, методики анализа и синтеза ПАВ-фильтров и ПАВ-генераторов на основе существующих пакетов прикладных программ или собственных программных средств.

В данной статье приводится обзор некоторых исследований ПАВ-устройств и ПАВ-генераторов для частотного диапазона 10–400 МГц, в которых решались указанные задачи.

1. В диапазоне частот 10–400 МГц для пьезоподложки с габаритами не более 10×15×1 мм определены предельные значения добротности ПАВ ЛЗ ($Q_{\text{ЛЗ}}$) и ПАВ-резонаторов ($Q_{\text{РЕЗ}}$) – из условия эквивалентности ПАВ-структуры избирательному контуру. Изменения фазочастотной характеристики ($\Delta\Psi$) ПАВ ЛЗ вблизи резонансной частоты определяются выражением

$$\Delta\Psi = \tau(\omega + \Delta\omega) - \tau(\omega - \Delta\omega) = 2\Delta\omega\tau\,, \qquad (1)$$

а для избирательного контура подобные изменения $\Delta\Psi$ равны

$$\Delta\Psi \approx 2Q\frac{(\omega_0+\Delta\omega)}{\omega_0} - 2Q\frac{(\omega_0-\Delta\omega)}{\omega_0} \approx 4Q\frac{(\Delta\omega)}{\omega_0}. \quad (2)$$

Отсюда получаем

$$Q_{ЛЗ} = 0{,}5\omega_0\tau = 100-4000, \quad (3)$$

$$Q_{РЕЗ} = 0{,}5\omega_0\tau(\rho) = 10-10000. \quad (4)$$

Здесь τ – постоянное время задержки ПАВ-устройства (время задержи между встречно-штыревыми преобразователями (ВШП) или между ВШП и отражательной структурой); ρ – коэффициент отражения отражательных структур резонатора, зависящий от возможности их эффективного выполнения на разных частотах; $\tau(\rho)$ – эквивалентное время задержки резонатора, в первом приближении пропорциональное коэффициенту отражения отражательных структур:

$$\tau(\rho) \approx (\tau\cdot\rho)/(1-\rho). \quad (5)$$

Меньшие значения добротности в (3,4) соответствуют частоте 10 МГц, большие – частоте 400 МГц при $\tau = 3$ мкс. На частоте 300 МГц расчетные значения добротности линии задержки и резонатора примерно одинаковы (Q = 3000).

2. По схемной реализации все схемы генераторов гармонических колебаний можно считать фильтровыми, то есть структурно изображать их в виде рис. 1. Термин «трехточечная схема генератора» просто подчеркивает, что в качестве фильтра в генераторе применен параллельный контур с отводами.

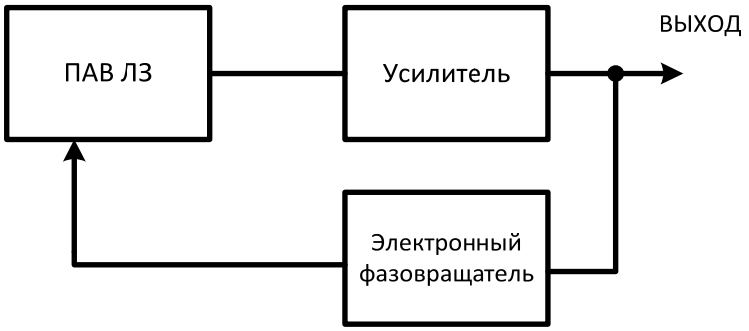


Рис. 1. Структурная схема генератора

Для фильтровой схемы генератора (рис. 1) можно в принципе использовать и типовые ПАВ ЛЗ, но со специальными топологиями, обеспечивающими одномодовый (одночастотный) режим, как предложено в [2]. Но такое применение частотно-расстроенных преобразователей приводит к увеличению вносимых потерь, усложнению электронной схемы усилителя. Однако если в качестве фильтра генератора использовать современные ПАВ-фильтры с малыми потерями (с кольцевой структурой или двухпреобразовательные резонаторные фильтры), то электронная часть схемы генератора существенно упрощается [3, 4]. Топология резонаторного ПАВ-фильтра и его частотные характеристики приведены, соответственно, на рис. 2, 3. Подобные фильтры не требуют согласующих элементов, так как самосогласование обеспечивается за счет компенсации статической емкости ВШП реактивной проводимостью излучения ПАВ. Фильтры имеют очень малые вносимые потери (около 1 дБ) с фазовым набегом ±180º в относительной полосе пропускания 1,5–5 %.

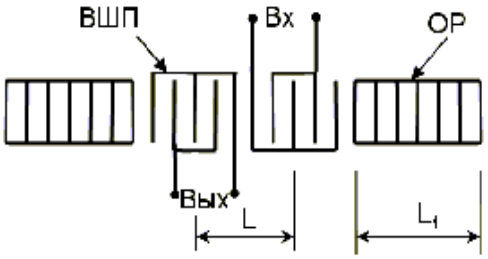


Рис. 2. Резонаторный ПАВ-фильтр

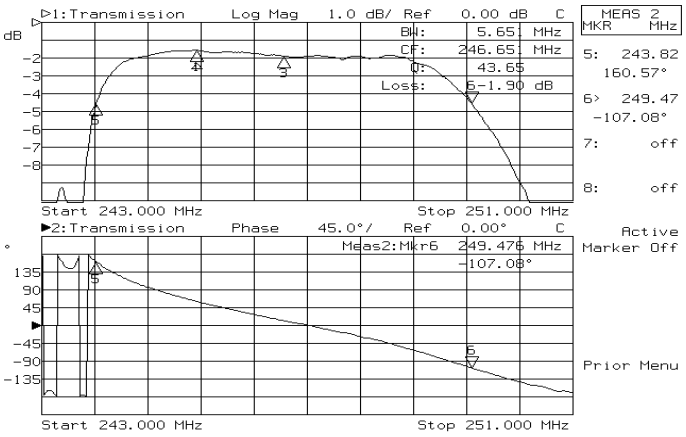


Рис. 3. АЧХ и ФЧХ резонаторного ПАВ-фильтра

Условие одномодового (одночастотного) режима генератора с таким фильтром следующее: рабочая длина линии задержки L всегда меньше длины L_1 отражательной решетки (ОР). Отражательные решетки являются частотно-задающими элементами, а их полоса пропускания всегда уже полосы пропускания входного и выходного ВШП за счет большего числа пар электродов. В этом случае получается обычное условие для одночастотного режима генератора, справедливое также для фильтра с кольцевой структурой (ОМПО), в виде

$$1/\tau > \Delta f \,, \qquad (6)$$

где τ – величина запаздывания в ЛЗ; $\Delta f = f_0 / N$ – полоса пропускания ОМПО или ОР; N – число пар электродов ОМПО или ОР.

В начале статьи было отмечено, что с учетом массогабаритных требований на частотах ниже 300–400 МГц целесообразно применять кольцевые фильтры, а на частотах выше этой границы – резонаторные.

3. Исследования одночастотного генератора с ПАВ ЛЗ по фильтровой схеме в целом подтвердили возможность получения приемлемых для практического применения характеристик. В результате исследований была получена кратковременная стабильность частоты генератора 10^{-9} (без учета температурной нестабильности). Диапазон плавной перестройки частоты исследуемого генератора обычным электронным фазовращателем на основе варикапов составлял 20–25 % полосы пропускания ПАВ-устройства и определялся крутизной ФЧХ фильтра в полосе пропускания.

Проведено моделирование возможности перестройки частоты ПАВ-генератора с резонаторным фильтром при выполнении отражательных решеток в виде ВШП с подключенными к ним внешними перестраиваемыми емкостями. Результаты моделирования зависели от параметров модели и некоторых допущений, в частности – от описания функции изменения коэффициента отражения, но в целом оказались практически полезными для дальнейших исследований и экспериментов.

4. При анализе режимов работы автогенератора применялись матрицы S-параметров и прикладные программы.

Проведенные исследования ПАВ-фильтров и ПАВ-генераторов дали обнадеживающие результаты и подтверждают целесообразность специального топологического проектирования ПАВ-фильтров для высокостабильных акустоэлектронных генераторов.

Список литературы

1. Никонова, Г.С. Оценка кратковременной нестабильности частоты генератора на поверхностных акустических волнах. Одночастотный режим работы [Текст] / Г.С. Никонова, И.В. Никонов // Техника радиосвязи. – 2010. – Вып. 15. – С. 100–106.

2. Никонов, И.В. Одномодовая линия задержки с двумя расстроенными по частоте преобразователями [Текст] / И.В. Никонов // Межвед. сб. «Вопросы теории и практического использования поверхностно-акустических волн». – М. : Изд-во МЭИ, 1982. – № 2. – С. 134–137.

3. Доберштейн, С.А. Высокоизбирательные самосогласованные фильтры на ПАВ с малыми потерями на различных срезах ниобата лития [Текст] / С.А. Доберштейн, В.А. Малюхов, К.А. Николаенко // Радиоэлектроника. – 1991. – № 1. – С. 87–91.

4. Никонова, Г.С. Принципы построения генераторов на поверхностных акустических волнах с малым уровнем шумов [Текст] / Г С. Никонова, С.А. Доберштейн, В.А. Аржанов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2011. – № 7. – С. 42–45.

ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ АНИЗОТРОПНЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СРЕД ДЛЯ СОЗДАНИЯ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ЭЛЕМЕНТА

С. А. Подорожняк, В. И. Устинов, Г. Н. Шелованова (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: srodinger@mail.ru

В условиях мирового энергетического и экологического кризиса особую актуальность приобретает вопрос создания эффективных генераторов электроэнергии, не представляющих угрозу человеку и окружающей среде. Одним из перспективных направлений в этом плане считается создание термоэлектрического элемента для нужд малой энергетики, способного работать при низких, естественных перепадах температур, начиная от двадцати градусов. В настоящее время в рамках этой цели развивается несколько направлений, одним из которых является применение в качестве термоэлектрического материала анизотропных полупроводниковых сред.

Введение

Проблемы, возникающие при поиске новых термоэлектрических материалов, вызваны тем, что искомое вещество должно обладать одновременно высокой электропроводностью и низкой теплопроводностью. Эти два свойства обычно сопутствуют друг другу, и их независимое изменение традиционно считается практически невыполнимой задачей. Действительно, плохой проводник электричества сильно нагревается из-за сопротивления материала, что приводит к рассеянию тепла, тогда как хороший проводник электричества одновременно хорошо проводит тепло, вызывая нагревание рабочего контакта.

Однако в некоторых случаях можно пренебречь показателем теплопроводности и заменить термоэлектрическую добротность, традиционно характеризующую материал, на термоэлектрическую эффективность, равную произведению коэффициента Зеебека и электропроводности материала. Одним из таких случаев можно считать работу термоэлемента в условиях естественных, природных перепадов температур, например, температур воздуха и земли или воды. В среднем можно считать, что такие перепады могут обеспечивать разность температур порядка двадцати градусов, что имеет ключевое значение, при условно-бесконечном теплосодержании «нагревателя» и «холодильника». Таким образом, поиск термоэлектрического материала с максимальной термоэлектрической эффективностью и способностью работать при естественных перепадах температур становится перспективной задачей в развитии альтернативной энергетики.

Одним из подходов к повышению эффективности термоэлектрического преобразования является использование наноматериалов и гетероструктур [1]. Предлагается, например, формирование на поверхности полупроводника пористого слоя со структурными размерами элементов менее 1 мкм [2]. Также рассматриваются перспективы создания термоэлектрических материалов нового поколения на основе супрамолекулярных клатратов с использованием теории «фононное стекло – электронный кристалл» [3]. Эта теория говорит о том, что возможно создание веществ, которые с одной стороны могут хорошо прово-

дить электричество (кристаллический проводник) и плохо проводить тепло (стекло). В таких веществах слабо связанные атомы или молекулы, способные свободно вращаться или колебаться в пределах ограниченного объёма (так называемые рэтлеры), используются для снижения теплопроводности за счёт эффективного рассеяния фононов, что не оказывает существенного влияния на электропроводность, определяемую ковалентно-связанным каркасом.

Одним из возможных способов повышения термоэлектрической эффективности материала может являться формирование на его основе композита. Пористые модификации полупроводников, как с пустыми, так и с заполненными порами, могут считаться такого рода композитами.

Экспериментальные результаты и их обсуждение

В нашей работе проведены исследования полупроводниковых материалов (кремний, арсенид галлия, и арсенида индия p- и n-типов) на предмет возможности разработки на их основе термоэлемента, способного работать при естественных перепадах температур. На кремниевых и арсенид галлиевых пластинах были сформированы пористые слои электрохимическим и электроэрозионным методами. Коэффициент Зеебека был определён до и после формирования пористых слоёв. Коэффициент Зеебека измерялся в паре исследуемых материалов при разнице температур между нагревателем и холодильником в 20 и 90 градусов.

Коэффициент Зеебека равен отношению напряжения, возникающего на выводах термоэлемента к разности температур нагревателя и холодильника. Для снятия характеристик пластины собирались в простейший термоэлемент, изображённый на рис. 1.

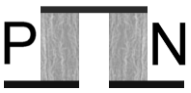


Рис. 1. Схема простейшего термоэлемента

В роли токопроводящих пластин использовались металлические прижимные контакты, сочетающие в себе электропроводящие и термоконденсирующие свойства. Для подтверждения омических свойств контакта были сняты ВАХ с ячейки. В связи с тем, что данный термоэлектрический элемент предполагается использовать в режиме малых напряжений, (до 1 В), проверка омических свойств проводилась в этом диапазоне. Погрешность измерения напряжения – 5 мВ, тока – 10 нА. Графики ВАХ для двух ячеек, составленных из различных материалов (p-InAs/n-Si и p-GaAs/n-GaAs) представлены на рис. 2.

Как видно из графиков, в исследуемом диапазоне напряжений ВАХ линейны, что говорит об омических свойствах контакта.

Измерение значения ЭДС проводили при поддержании разницы температур в одном случае 20 градусов, а в другом – 90. При этих разницах температур снимали значения напряжения холостого хода. Коэффициент Зеебека вычисляли путём деления измеренных напряжений на разность температур, при которой они были зарегистрированы для серий однотипных образцов. Разброс значений напряжения между однотипными парами составил 10 %. В табл. приведены значения ЭДС и коэффициента Зеебека для проведённых измерений.

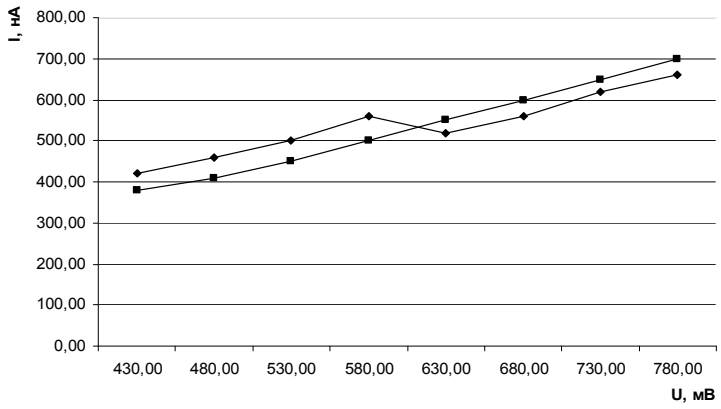


Рис. 2. ВАХ исследуемых ячеек

Таблица

Экспериментальные результаты определения ЭДС и коэффициента Зеебека

Комбинации с монолитными полупроводниками					Комбинации с пористыми полупроводниками				
Полупроводниковые пластины		Разность температур, К	Разность потенциалов, мВ	Коэффициент Зеебека, мВ/К	Полупроводниковые пластины		Разность температур, К	Разность потенциалов, мВ	Коэффициент Зеебека, мВ/К
P-типа	n-типа				P-типа	n-типа			
GaAs	GaAs	20	5	0,25	Por-GaAs	Por-GaAs	20	45	2,25
		90	40	0,44			90	150	1,66
GaAs	InAs	20	5	0,25	GaAs	Por-Si	20	11	0,55
		90	42	0,46			90	56	0,62
GaAs	Si	20	7	0,35	GaAs	Por-Si	20	11	0,55
		90	52	0,57			90	24	0,26
InAs	Si	20	6	0,3	GaAs	Por-GaAs	20	28	1,4
		90	156	1,73			90	114	1,26

Выводы

Согласно нашим экспериментальным результатам для создания термоэлемента, работающего при низких перепадах температур, перспективными являются следующие полупроводниковые материалы:

– полупроводниковые гетеропары;

– низкоразмерные полупроводниковые среды.

Предположительно, следует ожидать ещё более высоких значений ЭДС термоэлектрического элемента на основе комбинации гетеропарных низкоразмерных полупроводниковых сред.

Список литературы

1. Применение нанотехнологий для создания высокоэффективных термоэлектрических материалов / В. Арбютин, С. Нестеров, В. Романько, А. Холопкин // Наноиндустрия. – 2010. – № 1. – С. 24–26.

2. Закордонец, В.С. Термоэлектрическая добротность монополярных полупроводников ограниченных размеров / В.С. Закордонец, Г.Н. Логинов // Физика и техника полупроводников. – 1997. – Т. 31. – № 3. – С. 323–325.

3. Шевельков, А.В. Создание термоэлектрических элементов на основе супрамолекулярных клатратов / А.В. Шевельков // Вестник Московского университета. Химия. – 2003. – Т. 44. – № 3. – С. 163–171.

МОДЕЛИРОВАНИЕ VERILOG-ПРОГРАММ В САПР ACTIVE-HDL

М. В. Попова, А. И. Мушта (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394026 Воронеж, Московский проспект, 14
E-mail: micronano1441@yandex.ru

На примере описания блоков ОЗУ изложен начальный маршрут моделирования в САПР Active-HDL.

Цель исследования. Создать Verilog-описание блока ОЗУ и промоделировать его.

САПР Active-HDL представляет собой полностью интегрированную среду разработки цифровых устройств на основе текстовых HDL описаний.

Среда Active-HDL предоставляет пользователю широкий спектр возможностей для проведения имитационного моделирования Verilog-проектов и визуализации полученной

информации. Перед началом моделирования поведение объекта должно быть описано на языке Verilog в отдельном модуле, компилирующемся без ошибок. Кроме того, необходимо запланировать, каким образом будут изменяться сигналы на входах моделируемого устройства. В САПР Active-HDL процесс моделирования состоит из ряда следующих этапов [1]:

1) Определение верхнего уровня для моделирования (Top level selection). Большинство реальных проектов для синтеза цифровых устройств обладают сложной структурой и состоят более чем из одного модуля. Верхний уровень позволяет определить, какой именно из всех имеющихся объектов module будет промоделирован в текущей сессии.

2) Выбор способа отображения процесса моделирования. Ход моделирования в Active-HDL можно визуализировать различными способами – с помощью временных диаграмм (waveform editor), таблиц (list), а также при помощи проб (probes) на блок диаграммах. Выбор способа осуществляется путем добавления соответствующего файла к проекту.

3) Формирование тестовых векторов (stimulators) – это процесс моделирования цифрового устройства, который состоит в формировании зависимостей значений выходных портов объекта от времени при известных зависимостях значений входных портов от времени. Зависимости сигналов входных портов от времени в САПР Active-HDL формируются с помощью так называемых стимуляторов (генераторов задающего воздействия), присоединенных к этим портам.

4) Расчет зависимостей значений выходных портов объекта от времени – собственно режим имитационного моделирования, состоящий в запуске Verilog-программы. САПР Active-HDL включает в себя высокоскоростное двуязычное (Verilog и VHDL) компилирующее ядро, позволяющее генерировать эффективный код и обеспечивающее моделирование проектов высокой степени сложности с высоким быстродействием.

1. Постановка задачи и создание Verilog-модели

Оперативная память – энергозависимая часть системы компьютерной памяти, в которой, исходя из названия, временно хранятся данные и команды, необходимые процессору для выполнения им операции. Обязательным условием является адресуемость (каждое машинное слово имеет индивидуальный адрес) памяти.

Обмен данными между процессором и оперативной памятью производится:

1. непосредственно,
2. либо через сверхбыструю память 0-го уровня – регистры в АЛУ, либо при наличии кэша – через него.

Содержащиеся в оперативной памяти данные доступны только тогда, когда на модули памяти подаётся напряжение, то есть, компьютер включен. Пропадание на модулях памяти питания, даже кратковременное, приводит к искажении, либо полному пропаданию содержимого ОЗУ.

ОЗУ – техническое устройство, реализующее функции оперативной памяти.

ОЗУ может изготавливаться как отдельный блок или входить в конструкцию, например однокристальной ЭВМ или микроконтроллера [2].

Необходимо создать Verilog описание блока ОЗУ. Объем ОЗУ – 1Кб.

Входные данные:

Шина входных данных – DATA_IN, запись в неё побайтно.

Шина выходных данных – DATA_OUT, выдача на неё побайтно.

Тактовый сигнал – CLK.

Сигнал записи – WR. Запись осуществляется по положительному уровню WR и CLK. Чтение осуществляется по положительному уровню CLK.

Рассчитать требуемую размерность шины адреса – ADDR, необходимую для адресации данного объема памяти.

Verilog описание блока будет выглядеть следующим образом [3]:

```
module OZY(DATA_IN, ADDR, CLK, WR, DATA_OUT);
            input [7:0] DATA_IN;
            output [7:0] DATA_OUT;
            input CLK, WR;
            input [9:0] ADDR;
            reg [7:0] DATA_OUT;
            reg [7:0] mem [1023:0];
 always @ (posedge CLK)
          if (WR) mem [ADDR] = DATA_IN;
           else DATA_OUT = mem [ADDR];
                    endmodule
           module testbench;
                     reg [7:0] DATA_INPUT;
                    reg [7:0] DATA_OUT;
                    reg CLK;
                   reg WR;
                    reg ADDR;
                    initial
                              begin
                         CLK<=0; #10
                         ADDR<=2; DATA_INPUT=10; #20
                         WR<=3; #50
                         WR<=3; #50
                         WR<=0; #50
                         WR<=2; #50
                         WR<=1; #50
                         WR<=6; DATA_INPUT<=89; #50
                         WR<=0; #50
                       $stop;
                        end
                    always
                   begin
                     #10 CLK<=~CLK;
                   end
OZY ozu(.DATA_IN(DATA_INPUT),.WR(WR),.CLK(CLK),.ADDR(ADDR),.DATA_OUT(DATA_OUTPUT));
          Endmodule
```

2. Создание проекта в системе моделирования

Чтобы начать работать с программой необходимо на рабочем столе Windows выбрать в группе Пуск->Программы->-Active-VHDL и нажать мышью обозначение Active-VHDL. Active-VHDL начинает загружаться, что видно по следующей заставке (рис. 1).

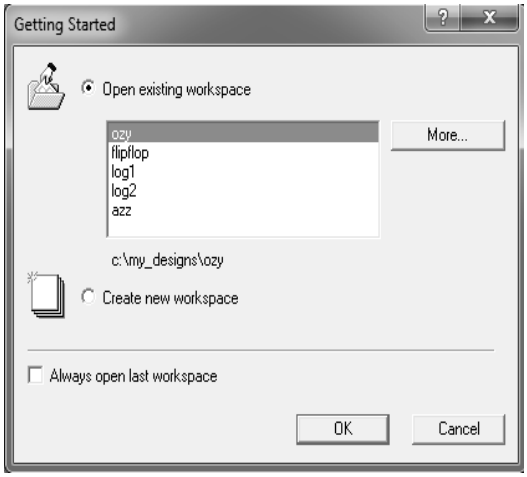


Рис. 1. Начальное стартовое окно

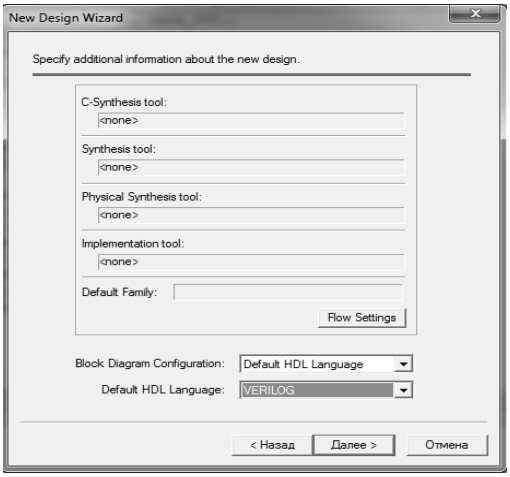


Рис. 2. Окно специальной информации о новом проекте

Для создания нового проекта необходимо выбрать File->New-> Design. В появившемся окне, изображенном на рис. 2, выбрать VERILOG. Открывается окно для написания Verilog-кода, представленное на рис. 3.

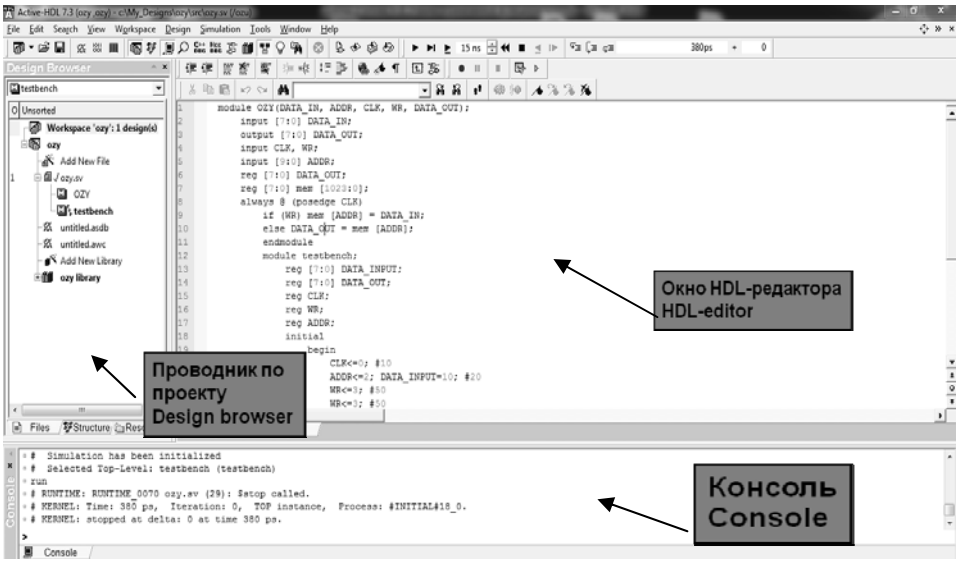


Рис. 3. Окно проекта Activ-HDL

Окно HDL-редактора (HDL-editor) – используется для отображения и редактирования HDL-программ (языки VHDL, Verilog и System C). Кроме того, для некоторых специальных файлов используются специальные редакторы, например, для блок-диаграмм или конечных автоматов.

Проводник по проекту (Design browser) – проводник отображает перечень файлов, на данный момент добавленных к проекту. Двойной клик мыши на файле позволяет открыть его для редактирования. Нажатие правой кнопки мыши на файле открывает контекстное меню, содержащее перечень действий, производимых над данным типом файлов. Таким образом, удобно, например, компилировать файлы, удалять их из проекта и др. действия.

Консоль (Console) – в этой области экрана отображаются результаты выполнения той или иной команды, в частности, сюда печатаются ошибки компиляции и т.п. Кроме того, в консоли можно вводить текстовые команды, набор которых очень широк и позволяет производить все действия, которые может выполнять Active-HDL через команды меню или кнопки панелей инструментов. Например, команда clear, введенная в консоли, очищает ее от ранее выведенного текста.

3. Компиляция проекта

После написания программы необходимо её проверить – откомпилировать. Для этого необходимо выбрать Simulation->Initialize Simulation, как показано на рис. 4.

После успешной компиляции модуля следует определить верхний уровень моделирования. Процесс выбора нужного элемента из списка показан на рис. 5.

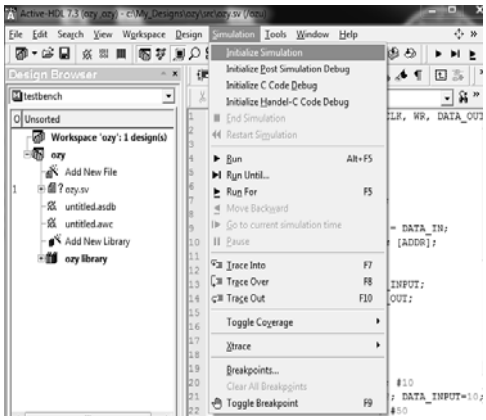


Рис. 4. Компиляция проекта

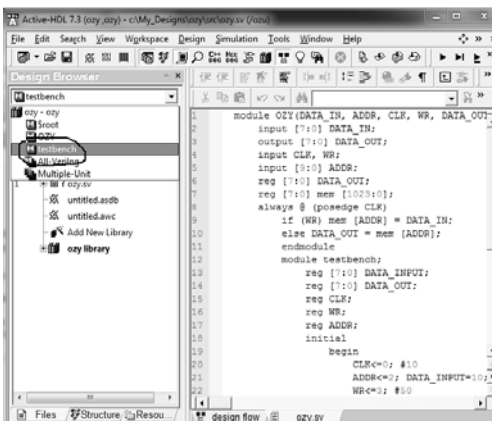


Рис. 5. Определение верхнего уровня моделирования

4. Моделирование сигналов

В главном меню возник пункт Waveform. Список наблюдаемых сигналов окна пока пуст. После вызова команды меню Waveform\Add Signals на экране возникнет полный перечень внутренних и внешних сигналов моделируемого объекта (рис. 6).

Полученную временную диаграмму можно сохранить, сравнить с другими сохраненными диаграммами и т.д. При анализе временных диаграмм удобно пользоваться курсором (вертикальная черта с табличкой 675 *ps*). Устанавливая курсор в нужную позицию модельного времени, в колонке Value можно наблюдать значения сигналов. Если в проекте во время построения временной диаграммы существовал файл редактора таблиц, список наблюдаемых сигналов которого включал сигналы моделируемого устройства, то одновременно с диаграммой будет сформировано и табличное представление результатов моделирования (рис. 7).

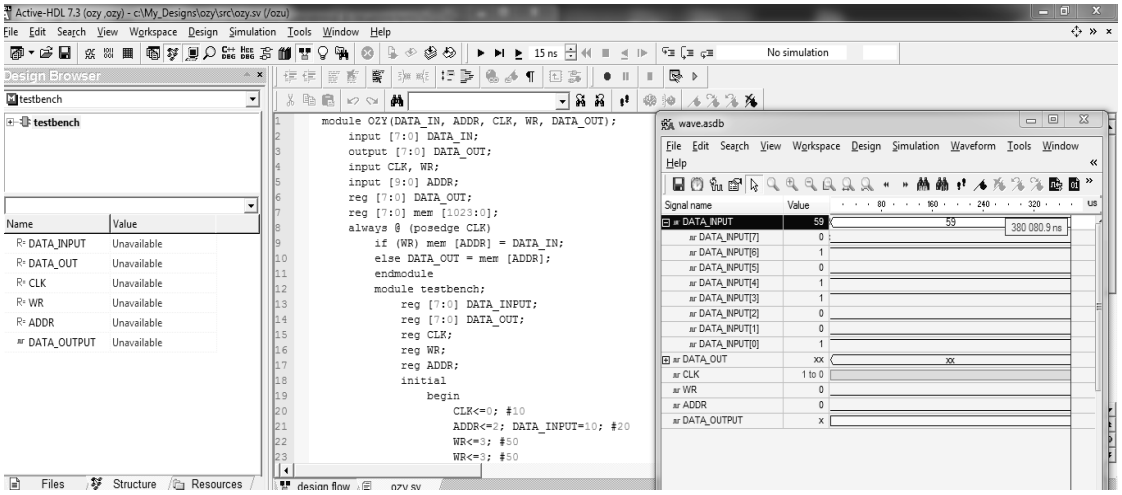


Рис. 6. Временная диаграмма работы ОЗУ

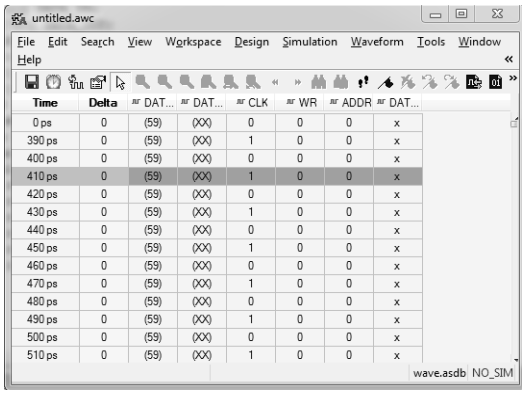


Рис. 7. Результирующая таблица для моделирования блока ОЗУ

Заключение. На языке Verilog описан блок ОЗУ. С использованием САПР ACTIV-HDL проведено его моделирование.

Список литературы

1. www. http://kit-e.ru

2. Новожилов, О.П. Основы цифровой техники / О.П. Новожилов. – М. : РадиоСофт, 2004. – 528 с.

3. Поляков, А.К. Языки VHDL и VERILOG в проектировании цифровой аппаратуры / А.К. Поляков. – М. : СОЛОН-Пресс, 2003. – 320 с.

МЕТОД ПРОЕКТИРОВАНИЯ АНАЛОГОВЫХ СХЕМ С НИЗКИМ НАПРЯЖЕНИЕМ ПИТАНИЯ

А. В. Русанов, Д. Г. Харин, Ю. С. Балашов (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394026 Воронеж, Московский проспект, 14
Научно-исследовательский институт электронной техники
394042 Воронеж, Ленинский проспект, 119а
E-mail: ralval@rambler.ru, nelligator@mail.ru, faddey52@mail.ru

Представлен метод проектирования аналоговых схем в технологиях с низким напряжением питания, заключающийся в снижении порогового напряжения МОП-транзистора, посредством объединения его подложки с затвором. Проведены исследования работы транзистора, в статье представлены необходимые характеристики, получены аналитические зависимости тока стока.

Постановка задачи. Технология производства ИС следовала тенденции снижения напряжения питания, что в свою очередь, ограничивает рабочие входные напряжения МОП-транзисторов и отрицательно сказывается на характеристиках разрабатываемых аналоговых устройств [1, 2]. Важной задачей является разработка методов проектирования аналоговых интегральных схем, способных работать при низком напряжении питания.

Одним возможным решением проблемы является снижение порогового напряжения транзистора. Добиться этого можно двумя способами: технологическим и схемотехническим. Технологически проблему можно решить путем внесения изменений в сам технологический процесс, однако, снижение порогового напряжения может привести к существенному возрастанию мощности рассеивания в холостом режиме [3]. Решение проблемы порогового напряжения схемотехническими методами основано на использовании паразитных параметров МОП-структуры, в частности «эффекта подложки» (bulk-effect) [4].

«Эффект подложки» заключается в изменении порогового напряжения транзистора V_{th} при изменении напряжения исток-подложка:

$$V_{th} = V_{T0} - \gamma(\sqrt{2V_F - V_{BS}} - \sqrt{2V_F}), \quad (1)$$

где V_{T0} – пороговое напряжение транзистора при равных потенциалах на истоке и подложке (V_{BS} = 0); γ – коэффициент влияния подложки; V_F – уровень Ферми полупроводника; V_{BS} – разность потенциалов между истоком и подложкой.

Зависимость V_{th} от V_{BS} нелинейна, однако иногда для удобства расчетов используют линейное приближение

$$V_{th} = V_{T0} - \gamma_0 V_{BS}, \quad (2)$$

где γ_0 – усредненное значение γ, обычно $\gamma_0 \approx 0{,}2$.

Реализация задачи. Нами предложен схемотехнический метод снижения порогового напряжения МОП-транзистора, который заключается в управлении работой транзистора подложкой и затвором одновременно (см. рис. 1).

Изменение уровня входного сигнала влечет аналогичное изменение величины смещения подложки относительно истока, что, в конечном счете, сказывается на величине порогового напряжения.

Изменение уровня входного сигнала влечет аналогичное изменение величины смещения подложки относительно истока, что, в конечном счете, сказывается на величине порогового напряжения (1).

Работу транзистора в таком включении характеризуют графики, изображенные на рис. 2.

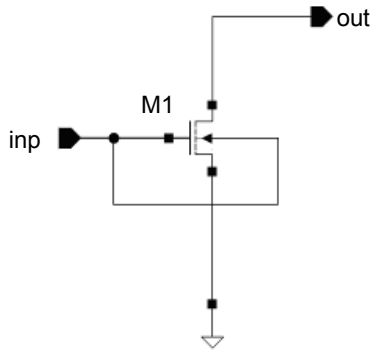


Рис. 1. Включение транзистора с объединенными подложкой и затвором

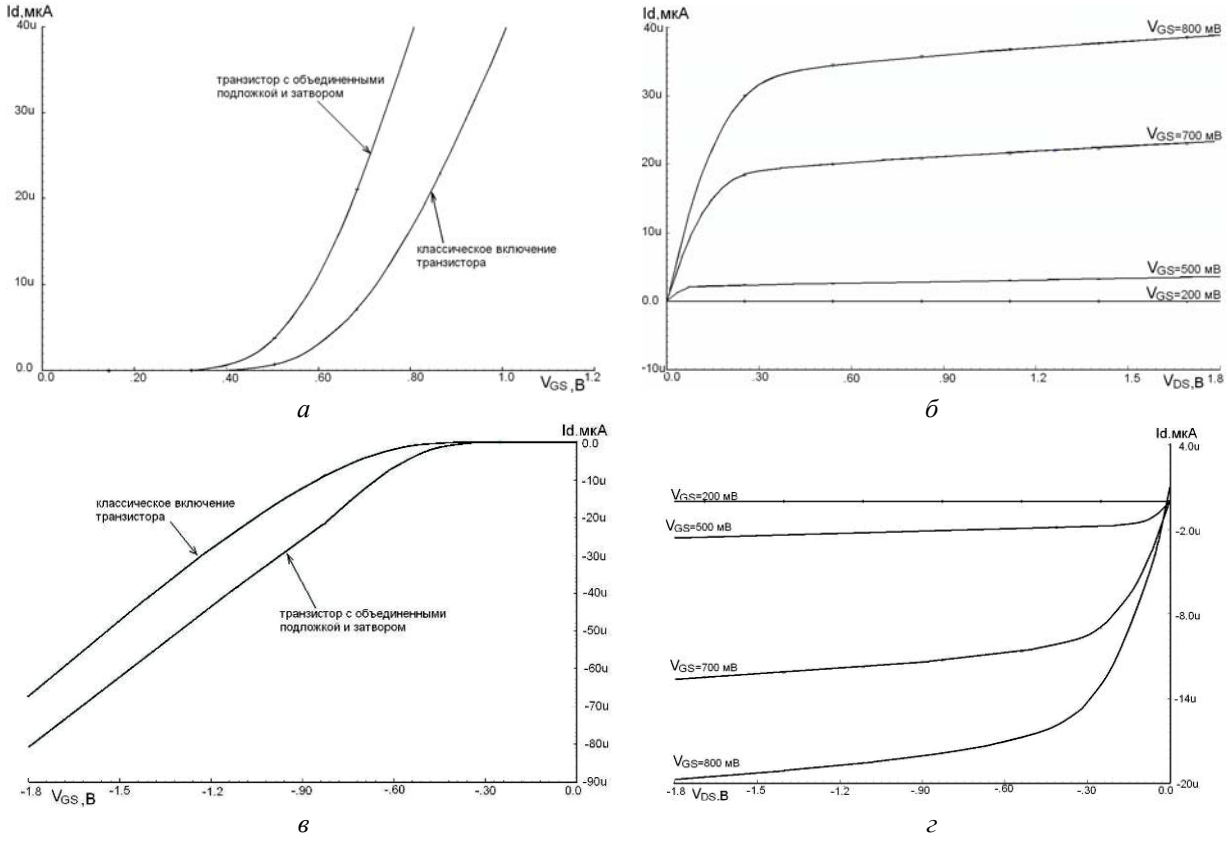


Рис. 2. *а* – передаточная характеристика n-канального транзистора в двух вариантах включения: классическом и с объединением подложки и истока; *б* – выходные характеристики n-канального транзистора с объединением подложки и истока; *в* – передаточная характеристика p-канального транзистора в двух вариантах включения: классическом и с объединением подложки и истока; *г* – выходные характеристики p-канального транзистора с объединением подложки и истока

Величину тока стока I_D можно оценить по формулам (3) для длинного канала и (4) для короткого канала:

$$I_D = \frac{W}{L}\mu_n C_{OX} V_{DS}\left[V_{GS} - V_{th} - 0.5V_{DS}\right], \tag{3}$$

$$I_D = \frac{W}{2L}\mu_n C_{OX}\left[V_{GS} - V_{th}\right]^2 (1 + \lambda V_{DS}), \tag{4}$$

где W, L – ширина и длина канала транзистора; μ_n – подвижность электронов; C_{OX} – удельная емкость конденсатора между затвором и каналом; V_{DS} – напряжение сток-исток; V_{GS} – напряжение затвор-исток; λ – коэффициент модуляции длины канала.

Как видно из представленных рисунков, метод объединения истока с подложкой позволяет снизить пороговое напряжение транзистора, а также увеличивает его крутизну. Что делает его перспективным для построения схем с низким напряжением питания. Топологическая реализация предлагаемой методики имеет свои специфические особенности, обусловленные необходимостью электрической изоляции n-канальных транзисторов с объединенными подложкой и затвором от остальных элементов интегральной схемы.

Проблема топологической реализации имеет ряд решений, которые являются технологическими, поскольку проблемы электрической изоляции n-канальных транзисторов решаются особенностями технологий. Наиболее предпочтительным является использование технологий кремний на изоляторе с изоляцией глубокими канавками, например технология XT06 фирмы XFAB, поперечный срез которой представлен на рис. 3.

Как видно из рисунка, n-канальный МОП-транзистор изолирован от остальных элементов интегральной схемы слоями изолятора «BOX» снизу, и диэлектриком «Trench» по бокам.

Технологии изготовления интегральных схем на подложке n-типа предполагают формирование n-канальных транзисторов в p-карманах. Таким образом, электрическая изоляция осуществляется обратносмещенным p-n-переходом подложка-карман.

Ряд технологических процессов позволяют формировать в структуре кристалла кремния несколько карманов разного типа и разной глубины. Если поместить транзистор в структуру, представленную на рис. 4, то можно добиться электрической изоляции прибора.

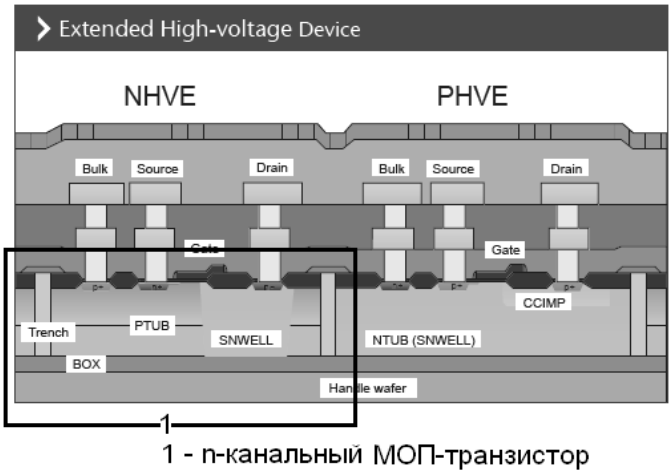


Рис. 3. Поперечный срез КНИ технологии XT06

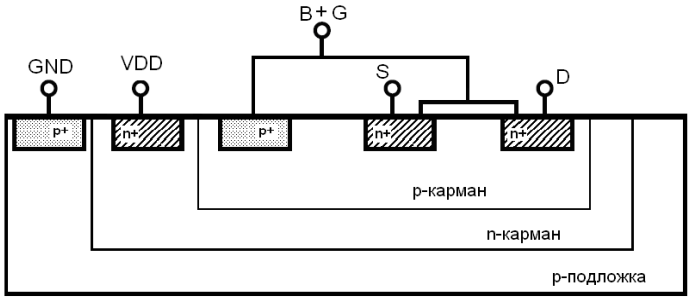


Рис. 4. Изоляция транзистора с помощью двух карманов

Заключение. Рассмотренные методы, позволяют добиться снижения порогового напряжения МОП-транзистора, что делает их перспективными для проектирования аналоговых схем с низким напряжением питания. Использование предложенной методики открывает возможность разработки аналоговых интегральных схем в технологиях с субмик-

ронными проектными нормами 180 нм и менее, что особенно актуально для проектирования аналого-цифровых систем.

Существенным недостатком рассмотренных методов, является ограничение на используемые технологии производства интегральных схем. Требуется разработка методов проектирования топологии рассмотренной методики в КМОП технологическом процессе производства интегральных схем с кремниевой подложкой р-типа.

Список литературы

1. Русанов, А.В. Влияние уменьшения напряжения питания на характеристики аналоговых блоков АЦП / А.В. Русанов, Ю.С. Балашов // Вестн. Воронежского гос. техн. ун-та. – 2011. – Т. 7. – № 1. – С. 74–76.

2. Русанов, А.В. Влияние уменьшения топологических норм на характеристики ИС / А.В. Русанов, Ю.С. Балашов // Вестн. Воронежского гос. техн. ун-та. – 2011. – Т. 7. – № 1. – С. 103–107.

3. Красников, Г.Я. Конструктивно-технологические особенности субмикронных МОП-транзисторов / Г.Я. Красников. – М. : Техносфера, 2002. – 416 с.

4. Соклоф, С. Аналоговые интегральные схемы / С. Соклоф. – М. : Мир, 1988. – 579 с.

КОНСТРУКЦИОННОЕ УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ СТРУКТУРЫ ФОТОАНОДА, СЕНСИБИЛИЗИРОВАННОГО КРАСИТЕЛЕМ ФОТОЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОГО ЭЛЕМЕНТА

А. В. Рыженков, Е. А. Степанова, Т. Н. Патрушева (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: pat55@mail.ru

Рассмотрен ряд существенных конструкционных усовершенствований структуры фотоанода, сенсибилизированного красителем фотоэлектрохимического элемента, направленных на преодоление проблемы связанной со снижением фактора заполнения в условиях увеличения габаритов индивидуальной ячейки. Статья затрагивает специфику технологической реализуемости представляемых конструкционных решений.

Принцип работы оксидных сенсибилизированных красителем фотоэлектрохимических элементов третьего поколения (СКФЭ) основан на сенсибилизации широкозонного полупроводника молекулами красителя, и электронной кинетике переходных процессов на границах электролит – полупроводник и электролит – катод. Под воздействием светового облучения краситель, переходит в состояние электронного возбуждения.

Процесс возбуждения органического красителя обусловлен переходом дополнительных возбуждённых электронов с наивысшей занятой молекулярной орбитали на низшую свободную (вакантную) молекулярную орбиталь. Так как энергетический уровень низшей свободной молекулярной орбитали красителя выше дна зоны проводимости полупроводниковых наночастиц пористого широкозонного полупроводника, возбужденные фотонной адсорбцией электроны, могут перейти в зону проводимости полупроводника. В этой ситуации становится возможной инжекция электронов в полупроводник из возбужденных молекул красителя, которые лишившись электронов, условно приобретают положительный заряд (окисляется).

Поверхность пористого полупроводникового слоя, состоящего из «спечённых» частиц широкозонного полупроводника играет роль «гасителя», принимающего электроны от возбужденных молекул адсорбированного красителя.

Для создания регенеративного цикла в фотоэлектрохимической ячейки сенсибилизированной красителем необходим электролит, в состав которого обязательно должен вхо-

дить быстрый окислительно-восстановительный ионный комплекс, который восстанавливает окисленные молекулы красителя. Отвод сгенерированной электроэнергии ячейкой в нагрузку осуществляется посредством сформированной на её электродах прозрачной проводящей оксидной пленки [1, 2].

Для увеличения выходной мощности требуется увеличение площади элементов, это увеличивает резистивные потери в токоведущих пленочных элементах конструкции. Поэтому экспериментальные изыскание в области конструирования сенсибилизированных красителем фотоэлектрохимических элементов ведутся в направлении поиска преодоления проблем связанных с существенными резистивными потерями в токоотводящих элементах конструкции.

Одним из решений вышеупомянутой проблемы является конструктивный подход, заключающийся в использовании в качестве подложки и токоотводящих элементов фотоанода металлической основы со значительно низким сопротивлением, при этом пористый полупроводниковый слой, на который адсорбируются сенсибилизирующие молекулы красителя, формируется непосредственно на подложке, которая может быть выполнена как полностью из металла, так и из иного другого материала покрытого металлической плёнкой (например, из эпоксидной смолы, покрытой слоем металла методом вакуумного испарения и т.п.). В таком фотоэлементе, в силу его специфичной конструкции, световой поток достигает фотоанода, проходя через катод и электролит. Низкое сопротивление металлической токоотводящей пленки фотоанода по сравнению с классическими прозрачными токоотводящими плёнками *ITO* ($In_{0,1}Sn_{0,9}Ox$) позволяет значительно снизить регресс фактора заполнения при увеличении габаритов фотоэлектрохимического элемента.

В соответствии с данным конструктивным решением в качестве токоотводящего слоя фотоанода может использоваться подложка из алюминия, меди или сплавов железа, на которой и формируется полупроводниковая защитная плёнка. Вообще особых ограничений на вид металла нет, вполне допустимы различные сплавы, имеющие удельное сопротивление не более 6×10^{-6} Ом×м.

На рис. 1 представлена конструкция фотоэлектрохимического элемента со структурой фотоанода, в которой в качестве токоотводящего элемента используется металлический слой. Конструкция включает в себя: фотоанод 1, катод (положительный электрод) 2, и электролит 3, введенный между электродами 1 и 2, а так же герметизационные спаи 11. Согласно этой конструкции свет падает на фотоанод 1 со стороны катода 2 и проходит через электролит 3. Отрицательный электрод – фотоанод 1, состоит из металлической подложки (или неметаллической, но покрытой слоем метала) 4, полупроводниковой окисной пористой пленки 6, выполняющей функцию адсорбции молекул красителя, и сформированной поверх контактной неомической полупроводниковой не пористой пленки 5. На полупроводниковую пористую пленку 6 адсорбируются молекулы красителя 7, сенсибилизирующие «губчатый» слой частиц широкозонного полупроводника, и затем пористая плёнка 6 пропитывается электролитом 3. Противоположный электрод – катод 2 в такой конструкции представляет собой прозрачную подложку 10 со сформированной прозрачной электропроводящей пленкой 9, отводящей сгенерированную электроэнергию и покрытой тонким не сплошным слоем платины 8.

Подложка 10, согласно рассматриваемому конструктивному решению, может быть выполнена из стекла с высоким коэффициентом светопропускания или из других прозрачных материалов, например из таких как: полиэтилен малой плотности, полиэтилен повышенной плотности, полипропилен, поли 1-бутен, поли 4-метил-1-пентен, пропилен, 1-бутен и 4-метил-l-пентен; виниловые смолы, например, поливиниловый спирт, поливинилпирролидон, поливинилхлорид, поливинилиденхлорид, хлористый винил (сополимер 1,1-дихлорэтилена), полиакриловая кислота, многометакриловая кислота, метиловый полиакрилат и метиловый полиметакрилат; полиамидные смолы (нейлон 6, нейлон 6-6, нейлон 6-10, нейлон 11 и нейлон 12 и др.); полиэфирные смолы, например, терефталат поли-

этилена и полибутилен терефталат; поликарбонат; полифениленоксид; производные целлюлозы, а именно карбоксиметилцеллюлоза и гидроксиэтилцеллюлоза; оксидированный крахмал; крахмалы (этерифицированный крахмал, этерифицированный крахмал и декстрин); и различные смеси на основе этих смол. Наиболее подходящим из полимерных материалом (и как перспективная альтернатива стеклу) признан полиэтилентерефталат из-за его прочностных и термостойких характеристик [3].

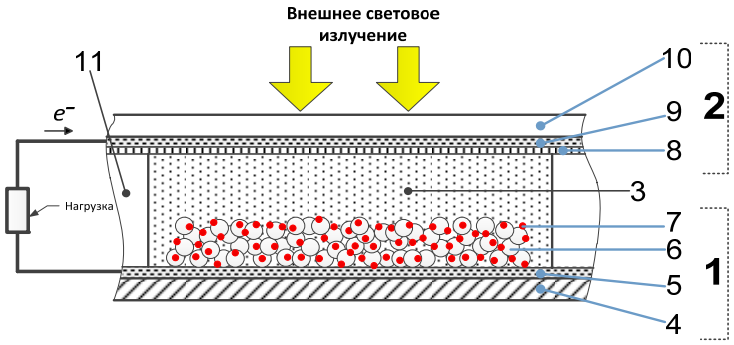


Рис. 1. Разрез конструкции фотоэлектрохимической ячейки сенсибилизированной красителем, выполненной с металлической токоотводящей пленкой в структуре фотоанода

В качестве электролита 3, могут использоваться различные электролитические растворы, содержащие катионы (например, литиевые ионы) и анионы, такие как ионы хлора. Электролит 3 должен содержать окислительно-восстановительные ионную пару I^-/I^{3-}, которая способна взаимодействовать с окисленными и восстановленными молекулами красителя, адсорбированными на пористую полупроводниковую пленку, и в органических растворах обладала способностью переносить заряд, а так же, восстанавливаться на катоде до $3I^-$ в присутствии катализатора, которым обычно выступает плёнка углерода или платины. Примером таких электролитов являются органические растворы I_2 и соли йодоводородной кислоты (обычно KI, NaI, LiI; иногда применяют соли соляной, бромоводородной кислот или йодистый метилгексилимидазолиум) [1]. Согласно предложенной конструкции СКФЭ при использовании жидких электролитов для предотвращения их утечки и испарения необходимо уделять особое внимание технологии герметизации.

Допустимо использование гелеобразных или твердоструктурных электролитов совместно с жидкими, хотя применение последних не является обязательным условием. Полиакрилонитрил или полиметакрилат рекомендованы в [3] в качестве наполнителя для гелеобразных электролитов.

Для этой же цели можно применять и гелеобразные суспензии, получаемые путём образования химических связей при реакциях сшивания структуры эфира акриловой кислоты или эфира метакриловой кислоты. В качестве экспериментальных твердых электролитов, можно применять полипирол или CuI. Двумерное или трехмерное «сшивание» полимеров для придания гелеобразного, пластичного или твердого состояния производится нагревом, посредством ультрафиолетового или электронного облучения. После формирования полимерной структуры, она совместно с пористым полупроводниковым слоем пропитывается жидким раствором электролита.

Для защиты металлической поверхности подложки или пленки от воздействия электролита, а так же формирования диодного контакта между пористым полупроводниковым слоем и токоотводящим элементом фотоанода (металлическим слоем подложки 4) в [3] предлагается использовать полупроводниковую плёнку 5, сформированную на поверхности металлической подложки фотоанода 4 (см. рис. 1), что позволяет образовывать устойчивый выпрямляющий барьер, снижающий обратное движение электронов в пористый полупроводниковый слой. В качестве защитной полупроводниковой пленки мы рекомендуем использовать хромосодержащие пленки наравне с пленками безхромного типа. Хромосо-

держащие защитные пленки обладают высокой коррозионной стойкостью к компонентам электролита, в отличие от пленок, в состав коих хром не входит, но последние менее токсичны и имеют высокую адгезию к металлической поверхности. Эти плёнки можно сформировать двумя химическими методами: на основе реакций химического взаимодействия с металлом подложки и методом осаждения в силу их дешевизны в сравнении с методами термовакуумнного испарения и реактивного распыления.

Реакционные химические способы формирования хромосодержащих плёнок 5 на алюминиевом основании подложки фотоанода 4 (см. рис. 1):

- щелочнохроматный (*alkali/chromate*). Полученная плёнка состоит из Al_2O_3 или Cr_2O_3;
- хроматный метод (*chromate*). Состав пленки: $Cr(OH)_2$•HCrO4, и $Al(OH)_2$•$2H_2O$;
- фосфорнокислый хроматный (*phosphoric acid/chromate*). Пленка, сформированная этим методом на поверхности алюминия состоит из $CrPO_4$, $A1PO_4$, AlO(OH).

Реакционные химические способы формирования плёнок безхромного типа:

- Метод бемита. В зависимости от температуры обработки в состав пленки входят: $A1_2O_3$•$3H_2O$ (бейерит) или $A1_2O_3$•H_2O (бемит).
- фосфато-цинковый метод. Состав пленки: $Zn_3(PO_4)2$•$4H_2O$ или $A1PO_4$;
- метод нехроматного травления – формирование пленки, травлением поверхности металлической подложки водным раствором, содержащим органометалл, например метилированные продукты Ti и Zr, фосфорную кислоту, азотную или дубильную кислоты. Состав пленки в основном включает в себя: Me(OH)PO_4•$A1_2O_3$ или Al(Me-хелат*)*.

Альтернативный малозатратный метод осаждения основан на нанесении на поверхность металла специального раствора, в состав которого входит оксид хрома, циркония, титана или коллоидный кремний, или же раствор кремнийорганического аппрета в акриловой смоле (полиакриловой кислоте), хотя акриловые смолы использовать не рекомендуется из-за их выгорания и испарения на этапе отжига пористой полупроводниковой пленки.

Нами применяется экстракционно-пиролитический метод формирования защитных пленок диоксида циркония и диоксида титана, сущность которого заключает в нанесении раствора металлорганических соединений распылением или погружением с последующей сушкой и отжигом, способствующим выгоранию органических компонентов раствора и образованию на поверхности необходимой оксидной пленки.

Следует при формировании как хромосодержащих, так и безхромных пленок стремится к тому, что бы они имели как можно меньшую толщину, позволяющую образовывать устойчивый выпрямляющий барьер, при сохранении своих защитных свойств. Вполне приемлемая толщина описанных пленок в не зависимости от их состава и технологии получения составляет не более 0,5 мкм, в идеале же – 0,1 мкм (что не всегда можно реализовать технологически).

Для увеличения производительности необходимо увеличить количество адсорбирующегося на пористый слой 6 (см. рис. 1) красителя, а это возможно при росте пористости и толщины слоя. Увеличить пористость слоя 6 позволяет использование так называемых активаторов пористости, которые способствуют росту количества и геометрических размеров пор в процессе пиролиза нанесенной суспензии диоксида титана в силу высокой летучести и пространственного размера их молекул. Активаторами служат моногоатомные спирты с пятью и более атомами углерода в молекуле: пентанол, гексанол, гептанол, октиловый спирт, ниниловый спирт, дециловый спирт или лауриловый спирт. Их можно использовать совместно в различных комбинациях.

Увеличение толщины пористого слоя 6 (см. рис. 1) приводит к увеличению вероятности регенерации сгенерированных электронов в данном слое, а так же увеличивает его электрическое сопротивление. Поэтому для преодоления этих ограничений в [4] было предложено конструктивное усовершенствование структуры пористого полупроводникового слоя адсорбирующего молекулы красителя. Суть предложенного усовершенствования заключается в формировании многослойного пористой полупроводниковой структуры,

каждый монослой толщиной от 1 до 15 мкм в которой разделен вспомогательной тонкой проводящей пленкой из материала с коэффициентом светопропускания не ниже, чем у пористого слоя. Поверхностное сопротивление вспомогательной тонкой проводящей пленки должно быть значительно меньше, чем у пористого оксидного слоя. За пределами данного пористого слоя вспомогательная тонкая проводящая пленка формируется поверх электроотводящих слоёв или защитных пленок фотоанода с целью образования с ними надёжного электрического контакта. Такая пористая структура способна адсорбировать в 1,5 раза больше красителя в условиях её двухслойности и в 2–2,5 раза больше – при трёхслойности. На рис. 2 приведён разрез предлагаемой многослойной пористой полупроводниковой структуры. Аналогично фотоэлементу предыдущей конструкции, разрез которой приведен на рисунке 1, рассматриваемая конструкция состоит из катода 2, в котором 10 – прозрачная подложка со сформированной прозрачной электропроводящей пленкой 9, 8 – тонкая пленка платины; и фотоанода 1, где 4 – подложка фотоанода, 5 – токоотводящие элементы конструкции фотоанода, включающие и различного рода защитные и вспомогательные пленки (см. рис. 1). Электролит 3, введенный между катодом и фотоанодом, смачивает многослойную пористую структуру, состоящую из пористых полупроводниковых монослоёв 6, адсорбирующих молекулы красителя 7. Конструктивные элементы герметизации 11, а 12 – вспомогательная тонкая проводящая пленка.

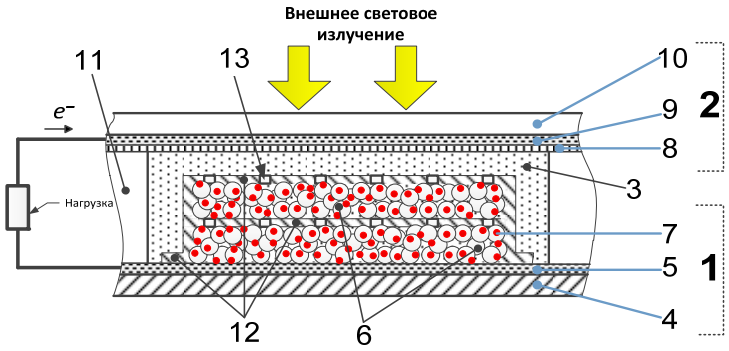


Рис. 2. Разрез конструкции фотоэлектрохимической ячейки сенсибилизированной красителем с многослойной пористой полупроводниковой структурой

Для увеличения смачиваемости электролитом пористых монослоёв данной полислойной структуры вспомогательные тонкие проводящие пленки 12 между двумя соседними пористыми монослоями 6, отводящие сгенерированные электроны из каждого отдельновзятого пористого монослоя, должны иметь отверстия 13 (см. рис. 2) с произвольными параметрами.

Если пористая структура формируется из частиц диоксида титана, то в качестве материала тонких проводящих пленок между пористыми монослоями структуры подойдёт Ti.

Другим подходом в усовершенствовании структуры пористого полупроводникового слоя является добавление светорассеивающих частиц, отличных по размеру от тех, что используются при формировании пористого полупроводникового слоя адсорбирующего молекулы красителя [5]. Светорассеивающие частицы способствуют рассеиванию за счёт увеличения оптической длины пути проходящих лучей через пористую полупроводниковую пленку, что позволяет увеличить абсорбцию рассеянного света в пористой структуре спеченных частиц широкозонного полупроводника красителем, адсорбированным на этих частицах, и приводит к увеличению поглощения света. В результате часть излучения, которое беспрепятственно проходило сквозь пористый слой спеченных полупроводниковых частиц, благодаря данному усовершенствованию, с высокой вероятностью абсорбируется красителем. Такой подход позволяет с одной стороны уменьшить толщину пористого полупроводникового слоя, тем самым уменьшив вероятность регенерации электронов в нем и снизить его сопротивление, а с другой компенсировать падение КПД, связное со сниже-

нием количества адсорбированного красителя на более тонком пористом слое, путем повышения коэффициента абсорбции длинноволнового излучения видимой части спектра благодаря более эффективному его рассеиванию в структуре пористого слоя. Использование рассеивающих частиц позволяет не прибегать к более сложным в технологической реализации конструктивным решениям усовершенствования пористого полупроводникового слоя.

На рис. 3 представлен разрез конструкции фотоэлектрохимического элемента сенсибилизированного красителем с усовершенствованной структурой пористого полупроводникового слоя посредством внедрения в неё светорассеивающих частиц. Предлагаемая конструкция основана на выше рассмотренной архитектуре фотоячейке, проиллюстрированной на рис. 1, в которой пористый полупроводниковый слой 6 в своей структуре спечённых частиц диоксида титана содержит светорассеивающие частицы 14.

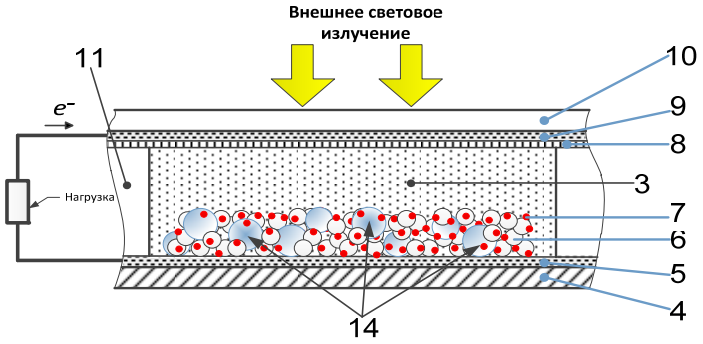


Рис. 3. Разрез конструкции фотоэлектрохимической ячейки сенсибилизированной красителем с пористой полупроводниковой структурой содержащей светорассеивающие частицы

Светорассеивающие частицы должны быть изготовлены из материала с высоким показателем преломления, а их диаметр превышать 1/20 длины волны излучения, которое и необходимо подвергнуть рассеиванию. Если материал частиц пористого полупроводникового слоя обладает требуемыми свойствами преломления, то рассеивающие частицы могут быть изготовлены из данного материала.

Формирование пористого слоя с рассеивающими частицами подразумевает непосредственное внедрения данных частиц в пористую структуру спеченных полупроводниковых частиц, без создания какого-либо отдельного рассеивающего слоя. Благодаря чему рассеивающие частицы более компактно располагаются в структуре улучшенного пористого слоя в силу различия размеров (мелкие частицы заполняют пространство между крупными), чем при формирование из них отдельного рассеивающего слоя.

При изготовлении пористого полупроводникового слоя с рассеивающими частицами, отдельное внимание следует уделить размерам светорассеивающим частицам, т.к. для пористых пленок с разными значениями толщины целесообразно использование рассеивающих частиц разных размеров. При толщине пористого полупроводникового слоя не более 15 мкм рекомендуемый размер рассеивающих частиц варьируется от 20 нм до 100 нм в зависимости от толщины слоя, и подбирается индивидуально. Большой размер светорассеивающих частиц (от 100 нм) в пористой полупроводниковой пленке толщиной менее 10 мкм снижает ее эффективную площадь, образовываемую пористой структурой слоя, от которой существенно зависит количество адсорбированного красителя. При использовании светорассеивающих частиц диаметром порядка 20 нм не достигается должного уровня преломления.

Список литературы

1. Конструирование и принцип действия оксидных солнечных ячеек / А.В. Рыженков, Т.Н. Патрушева, А.В. Попов, Н.В. Маглинец // Современные проблемы радиоэлектро-

ники : сб. науч. тр. ; под ред. А.И. Громыко, Г.С. Патрина ; отв. за вып. А.А. Левицкий. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2010. – С. 256–261.

2. Рыженков, А.В. Эквивалентная схема оксидных фотоэлектрохимических ячеек, сенсибилизированных красителем / А.В. Рыженков, Т.Н. Патрушева // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. / под ред. А.И. Громыко, Г. С. Патрина ; отв. за вып. А.А. Левицкий. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2011. – С. 245–253.

3. Pat. Appl No.: 12/438,420 United States, Int. Cl. H 01 L 31/00, H 01 B 1/12, H 01 B 1/02. Dye-Sensitized solar cell / Naotsugu Yamamoto, Kazuhiro Sato; Assignee: Toyo Seikan Kaisha, Ltd., Chiyoda-ku, Tokyo (JP). – Pub. No.: US 2010/0229949Al; Appl. Date 23.02.09; Pub. Date 16.09.10, § 371 – P. 14.

4. Pat. Appl. No.: 12/829,662 United States, Int. Cl. H 01 L 31/00. Dye-Sensitized solar cell / Seung-Hyun Son (KR); Ji-Won Lee (KR); Moon-Sung Kang (KR); Assignee: Samsung SDI Co., LTD., Yongin-si (KR). – Patent. No.: US 20110126908A1; Appl. Date 2.07.10; Pub. Date 2.07.11, § 371 – P. 5.

5. Pat. Appl. No.: 10/480,604 United States, Int. Cl. H 01 L 27/14. Dye-Sensitized solar cell / Tokashi Tomita (JP); Assignee: Sony Corporation, Tokyo (JP). – Patent. No.: US 007312507B2; Appl. Date 22.07.04; Pub. Date 25.12.07, § 371 – P. 8.

ПРОЗРАЧНЫЕ ПРОВОДЯЩИЕ ПЛЕНКИ

А. В. Солдатов, Н. Ю. Снежко, М. А. Красиков, В. Б. Шаран,
Т. Н. Патрушева (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26

Прозрачные проводящие пленки оксида индия-олова (ITO) получены экстракционно-пиролитическим методом, который обеспечивает отсутствие примесей и заданную стехиометрию сложных оксидов. Установлены оптимальные режимы синтеза пленок с минимальным сопротивлением, соответствующим данному методу, и высокой прозрачностью. Полученные экстракционно-пиролитичеким методом ITO пленки целесообразно использовать в качестве прозрачных нагревателей стеклянных поверхностей.

The transparent conductive InSnO films (ITO) obtained by extraction-pyrolyse (EP) technique which provide the absence of impunities and set composition of composite oxides. The optimal regimes of films synthesis with minimal resistance and high transparency have been found. ITO films obtained by EP-technique can be used as a heaters of glass surfaces.

Среди многокомпонентных оксидов металлов, оксид индия-олова (ITO), оксид индия-цинка, как и сверхпроводящие оксиды на основе меди отличаются электропроводностью, типичной для сильнолегированных полупроводников и даже металлов. На основе оксида цинка, индия и олова делают лазерные и светоизлучающие диоды (голубые/ультрафиолетовые), детекторы. Он используется в тонкопленочных солнечных элементах, жидкокристаллических дисплеях и плоскопанельных дисплеях, в качестве прозрачных электродов в спинтронике, как активный слой при изготовлении полевых транзисторов, а также в сенсорике.

Проводящие прозрачные пленки ITO содержат индий, кислород и олово, добавленное в качестве донора электронов. Атомы олова замещают атомы индия в структуре оксида индия. Поэтому доминирующим является оксид индия, который относится к оксидным полупроводникам с высокой запрещенной зоной (2,9 эВ) для проникновения света, но также содержит высокую концентрацию носителей с высокой мобильностью.

ITO является твердым раствором оксида индия и олова, то есть, In_2O_3 имеет редкоземельный тип кристаллической структуры, в которой Sn внедряется в решетку, как твердый раствор. Содержание SnO_2 в тонкой пленке ITO, как правило, 6–15 мас.%. Выражая ее в мол. %, содержание SnO_2 в тонкой пленке ITO, как правило, 4–8 мол.%. Когда содержание SnO_2 превышает 20 % или 10,5 мол.%, низкое сопротивление не может быть реализовано из-за наличия SnO_2 фазы. Когда содержание SnO_2 ниже, чем 5 % по весу или

2,8 мол.%, низкое сопротивление не может быть реализовано из-за небольшого количества ионов Sn в твердом растворе.

Проводящие прозрачные пленки ITO получают методами магнетронного напыления, электронно-лучевого нанесения, которые требуют использования вакуумного оборудования и больших затрат энергии. Высокая прозрачность пленок может быть достигнута с применением высокочистых веществ. Эта задача решается с использованием дорогостоящих высокочистых химических реактивов, стоимость которых резко повышается с увеличением степени очистки. Так же формирование пленок путем магнетронного распыления является трудоемким методом, поскольку сложно управлять получением пленок с необходимой толщиной и заданным составом, сложно равномерно формировать прозрачные проводящие пленки на больших подложках, таких как стекло.

С целью разработки широкомасштабного метода получения ITO пленок и повышения их чистоты с минимальными затратами, нами предложен экстракционно-пиролитический метод, который состоит из нескольких стадий: экстракции металлов из водных растворов, нанесения на подложку и пиролиз.

При получении экстрактов происходит дополнительная очистка от примесей компонентов сложных или простых оксидов, что, в свою очередь, соответствует возросшим требованиям микроэлектроники, особенно к оптическим материалам. Последующее смешение экстрактов металлов в растворе обеспечивает равномерное распределение элементов в получаемом сложном оксиде.

Экстракция индия и олова проводилась из растворов их неорганических солей органическими карбоновыми кислотами, в частности, концентратом а-разветвленных монокарбоновых кислот, содержащих 7–8 атомов углерода в молекуле при добавлении необходимого количества щелочи в соответствии с расчетом на заданную концентрацию экстракта. Полученные экстракты смешиваются в пропорции 9:1 с последующим пиролизом нанесенных на очищенную подложку смачивающих пленок. Состав и толщина пленки регулируются составом и концентрацией используемых смесей экстрактов.

Смешение экстрактов металлов в растворе обеспечивает равномерное распределение элементов в получаемом сложном оксиде.

Нанесение пленок осуществляли методом накатывания на подложку, затем центрифугирования при скорости вращения 2500 об/мин. Установлено, что при скорости вращения менее 2000 об/мин происходит утолщение пленки в центре подложки, а при скорости вращения 3000 об/мин происходит утолщение пленки по краям.

Раствор экстрактов формирует на поверхности подложки смачивающую пленку, которую подсушивают при 100–130 °С в течение 1 минуты и затем подвергают пиролизу на воздухе при температуре 450 °С в течение 3 минут. При этом изменения соотношения компонентов сложных оксидов в смеси экстрактов не происходит.

Процессы нанесения пленок и пиролиза чередуют 5–30 раз в зависимости от требуемой толщины пленки.

Оптимизация технологических процессов нанесения пленок с минимальным сопротивлением и высокой прозрачностью осуществлялась при варьировании температуры и времени отжига. Сопротивление пленок измеряли с использованием цифрового мультиметра VA 18B с записью данных на персональный компьютер.

Оптимизация по температуре и времени отжига была проведена для пленки толщиной 300 нм при температурах 20–650 °С. Мониторинг процесса отжига пленок на воздухе показал, что минимальное поверхностное сопротивление пленок 3,4 кОм наблюдалось после отжига при 420 °С в атмосфере воздуха (рис. 1).

Мониторинг процесса отжига пленок на воздухе при 420 °С проводился в течение 2 часов и показал, что сопротивление пленки ITO достигает минимального значения через 3 минуты отжига и остается на этом уровне при повышении времени отжига (рис. 2). Для полного разложения органической фазы целесообразно проводить отжиг в течение 30 мин.

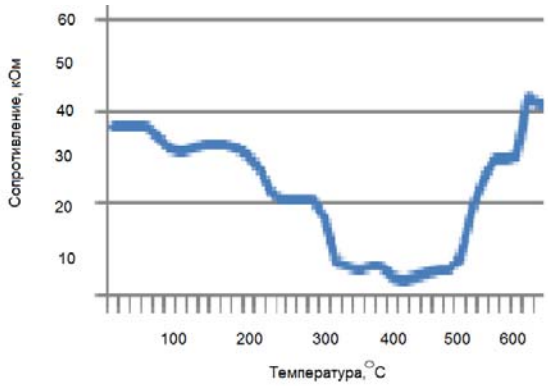


Рис. 1. Зависимости сопротивления от температуры при отжиге в атмосфере воздуха

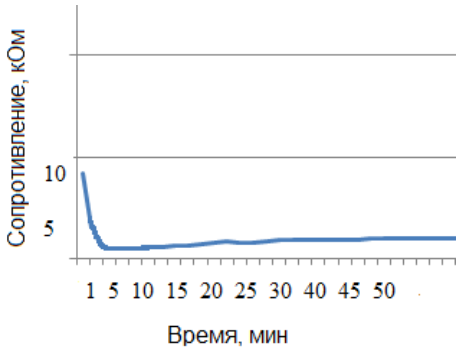


Рис. 2. Зависимость сопротивления от времени при отжиге в атмосфере воздуха

Сложнооксидные пленки, имеющие ионную проводимость, обладают сильной зависимостью сопротивления от температуры. При повышенной температуре ионы имеют большую подвижность, что приводит к снижению сопротивления, а при комнатной температуре сопротивление пленок повышается, поэтому сопротивление отожженных при 420 °С пленок при комнатной температуре составило 50 кОм.

С целью снижения сопротивления пленки проводился отжиг в вакууме при температурах 20 и 500 °С. Отжиг проводился в вакуумной камере Альфа-1 при вакууме порядка 10^{-5} Па. Результаты представлены в табл.

Таблица

Поверхностное сопротивление пленки In_9SnO_{15} после отжига в вакууме

Температура, °С	20 °С	100 °С	200 °С	300 °С	400 °С	500 °С	600 °С
Сопротивление, кОм	50	50	3,2	1,7	2,7	6,8	20

На основании полученных данных можно заключить, что отжиг в вакууме в течение 3 минут приводит к значительному снижению сопротивления ITO пленки. Сопротивление снизилось от 50 до 1,7 кОм, то есть в 30 раз. Установлено, что выдержка в вакууме при температуре 600 °С свыше 10 минут приводит к испарению пленки.

Полученные пленки имели высокую прозрачность.

Оптический коэффициент передачи изученных пленок определялся при комнатной температуре для фотонной длины волны в видимом диапазоне от 300 до 800 нм, используя *SPECORD M*400 спектрометр. Чистая стеклянная подложка использовалась для сравнения передающих измерений. Изменения оптического коэффициента передачи пленок In_9SnO_{15}, изображено на рис. 3, как их зависимость от фотонной длины волны.

Коэффициент пропускания пленки в видимом диапазоне был более чем 80 %, при этом на длине волны видимого света при 580 нм коэффициент пропускания близок к 100 %, что очень важно для практических применений проводящих покрытий.

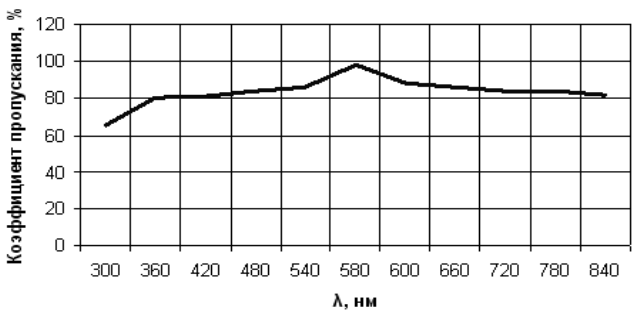


Рис. 3. Зависимость коэффициента пропускания от фотонной длины волны

Исследования процессов получения прозрачных проводящих пленок InSnO показали, что пленки ITO с минимальным сопротивлением получаются по экстракционно-пиролитическому методу после отжига на воздухе при температуре 450 °С в течение 3–30 минут и дополнительного кратковременного отжига в вакууме при 300 °С не более 3 минут.

Проводящие пленки ITO на стекле с довольно высоким сопротивлением целесообразно использовать для обогреваемого стекла. В предварительных экспериментах установлен факт нагрева поверхности стекла с 2,4 кОм пленкой ITO до 60 °С. Такое стекло можно использовать в автомобилях и витринах торговых центров в качестве антиоблединителя, а также для таяния снега на крышах зданий.

При снижении сопротивления открываются перспективы использования ITO пленок для сенсибилизированных красителем солнечных ячеек с повышенной эффективностью, а также для приборов электроники и тонких панелей дисплеев.

Широкомасштабная малозатратная технология способствует снижению стоимости покрытий и упрощению их производства.

Список литературы

1. Патрушева, Т.Н. Экстракционно-пиролитический метод получения функциональных материалов для электроники / Т.Н. Патрушева, А.И. Холькин.

2. Семикина, Т.В. Оксидная электроника как одно из направлений прозрачной электроники / Т.В. Семикина, В.Н. Комащенко, Л.Н. Шмырева // Электроника и нанотехнологии. – 2010.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСТРОЙСТВА СВЕТОМАРКИРОВКИ

А. М. Спивак, Ю. В. Коловский (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: AnnaSFU.rtf@yandex.ru

В настоящее время для приема и передачи информации используется множество крупногабаритных сетчатых зеркальных антенн, характеристики которых во многом зависят от геометрических характеристик рефлекторов, которые могут изменяться со временем. Измерить форму рефлекторов можно различными способами, однако все эти методы имеют ряд существенных недостатков. Существует метод измерения формы объектов, практически лишенный этих недостатков. Этим методом является ближняя фотограмметрия на коротких расстояниях до нескольких десятков метров. Для выполнения измерений требуется одна или несколько цифровых фотокамер подключенных к ЭВМ и устройство светомаркировки для нанесения на сетку рефлектора световых маркеров.

Для нанесения маркеров на поверхность рефлектора крупногабаритной сетчатой зеркальной антенны, требуется мощное светомаркирующее устройство. Такие устройства существуют, но цена их составляет порядка сотен тысяч долларов. Поэтому задача проектирования специализированного светомаркирующего устройства является актуальной. Решение данной задачи позволит создать относительно недорогой комплекс для измерения параметров крупногабаритных зеркальных антенн.

Данное устройство светомаркировки предназначено для установки на спутник, для контроля формы рефлекторов больших зеркальных антенн разворачиваемых в условиях космоса. Таким образом, на устройство светомаркировки накладываются различные требования, одним из основных является внешняя освещенность создаваемая Солнцем.

Яркость и графическое разрешение изображения – это самые важные свойства проекторов для презентаций. Говоря о яркости проекторов, мы будем подразумевать световой поток проектора, то есть количество света, излучаемое проектором. Световой поток не зависит ни от размера экрана, ни от расстояния от объектива проектора до плоскости экрана и измеряется в *ANSI* люменах.

Световой поток современных офисных проекторов превышает 1000 *ANSI*-люменов, что позволяет проводить презентации при обычном искусственном свете.

Для воспроизведения видео рекомендуется использовать проекторы с графическим разрешением не менее 800×600 точек (*SVGA*).

Для качественного воспроизведения компьютерного изображения с мелкими деталями выбирайте проектор с графическим разрешением не менее 1024×768 точек (*XGA*).

Для компьютерных приложений с повышенными требованиями по контрастности и графическому разрешению изображения применяют проекторы с графическим разрешением 1400×1050 точек (*SXGA*).

В большинстве моделей проекторов предусмотрена возможность коррекции вертикальных трапециевидных искажений, возникающих при расположении проектора значительно выше или ниже нормального рабочего положения.

Среди разработанных технологий выдачи изображения можно выделить четыре основные, получившие наиболее широкое применение в коммерческих продуктах ведущих производителей и различающиеся в первую очередь типом элемента, используемого для формирования изображения:

CRT – Cathode Ray Tube

LCD – Liquid Crystal Display

D-ILA – Direct Drive Image Light Amplifier

DLP – (Digital Light Processing)

В каждом случае свойства формирователя определяют основные достоинства и недостатки технологии, а, следовательно, и область применения созданных на ее основе проекционных аппаратов.

Главное преимущество *DLP* по сравнению с формирователями иного типа заключается в высокой световой эффективности, обусловленной двумя факторами: более эффективным использованием рабочей поверхности формирователя (коэффициент использования – до 90 %) и меньшим поглощением световой энергии работающими "на отражение" микрозеркалами, которые к тому же не требуют применения поляризаторов. В силу этих причин, а также относительно простого решения проблемы отвода тепла, *DLP*-технология позволяет создавать как мощные проекционные аппараты с большим световым потоком (в настоящее время достигнут уровень 18000 *ANSI*-лм), так и сверхминиатюрные проекторы (ультрапортативные, микропортативные) для мобильных пользователей.

Пример такого микрозеркала представлен на рис. 1.

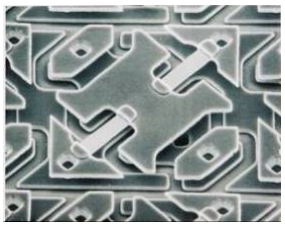


Рис. 1

Количество микрозеркал в которой равно разрешению итогового устройства. Так, для разрешения 1920×1080 – чуть больше 2 миллионов. Каждое микрозеркало – крошечная алюминиевая пластинка размером порядка – 10×10 мкм.

Устройства светомаркировки можно разбить на несколько частей.

1) Моделирование оптических характеристик;

2) Моделирование механических воздействий;

3) Моделирование тепловых воздействий.

Но основной задачей является моделирование оптических характеристик устройства, так как именно они определяет как электрическую схему устройства, так и тепловую модель.

Для моделирования необходимо определиться с граничными условиями модели. Для этого составим простую модель оптической части устройства. Весь оптический тракт можно разбить на четыре основные части (рис. 2).

1) Источник света;

2) Оптика для получения линейного фронта оптической волны;

3) Способ структурирования света;

4) Выходные параметры.

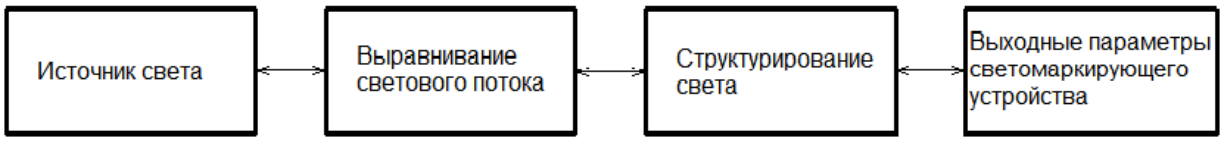


Рис. 2. Структурная схема оптического тракта

К выходным параметрам относится световая мощность устройства, которая зависит:

– от характеристики поверхности сетчатого рефлектора;

– способа светомаркировки, коэффициента заполнения;

– характеристики фотоаппаратов, такие как светочувствительность и разрешающая способность;

– характеристики Солнца.

Проектирование устройства светомаркировки устанавливаемого на борт спутника для контроля формы рефлектора больших зеркальных антенн является достаточно сложной задачей. Так как на устройство светомаркировки накладываются различные требования, одним из основных является внешняя освещенность создаваемая Солнцем.

Излучение Солнца характеризуется следующими величинами:

– полная светимость $3{,}826*10^{26}$ Вт;

– поток излучения с единицы поверхности $6{,}284*10^{10}$ Вт/м^2;

– сила света $2{,}84*10^{27}$;

– освещенность, создаваемая Солнцем вне атмосферы Земли на среднем расстоянии Земли от Солнца, $E_0 = 127000$ лк;

– солнечная постоянная (полная мощность излучения, которое падает на площадку единичной площади, помещенную вне атмосферы Земли на среднем расстоянии Земли от Солнца), 1373 Вт/м^2 .

Рассмотрим спектральный состав солнечного излучения, для определения частот наиболее выгодных (с энергетической точки зрения) для формирования маркеров. Большая часть солнечного света испускается с поверхности фотосферы в виде непрерывного спектра, на который накладываются фраунгоферовы линии поглощения. Свет возникает глубоко внутри Солнца в виде рентгеновских фотонов высокой энергии, которые, преодолевая путь от глубоких слоев до солнечной атмосферы, в процессе многократного энергообмена, путем излучения и поглощения в большом диапазоне частот порождают непрерывный спектр излучения.

На непрерывный спектр накладываются десятки тысяч фраунгоферовых линий поглощения, большинство из них образуются в хромосфере и в верхних слоях фотосферы. Линии поглощения заметно изменяют распределение энергии в спектре солнечного излучения.

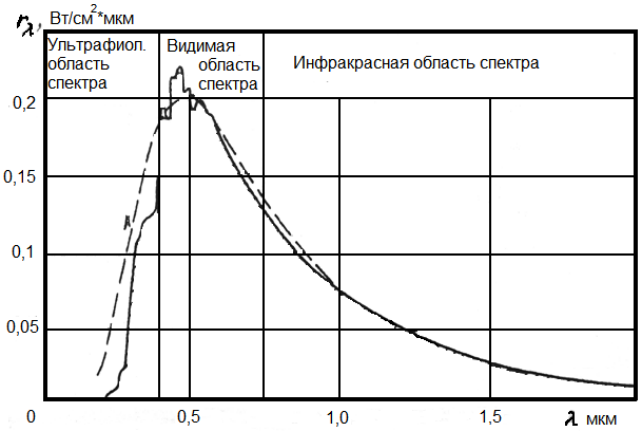


Рис. 3. Спектр излучения Солнца за пределами Земной атмосферы.
Пунктирная линия – излучение абсолютно черного тела при 6000 К

На рис. 3 приводится спектр распределения энергии излучения Солнца за пределами земной атмосферы. Спектр излучения Солнца, особенно в инфракрасной области, как это видно из рисунка, примерно совпадает с излучением абсолютно черного тела при 6000 К.

Около половины солнечной энергии излучается в инфракрасной области спектра, 40 % – в видимой области (от 0,4 до 0,7 мкм) и 10 % – в ультрафиолетовой и рентгеновской областях спектра.

Выбор оптимального диапазона длин волн для светомаркирующего устройства зависит: от характеристик фотоаппарата, от характеристик сетки рефлектора большой зеркальной антенны и от характеристик светодиодов и светодиодных матриц.

На рынке достаточно много различных фотоаппаратов с широким интервалом чувствительности (50-12500 ISO). Кроме того в них устанавливаются различные светофильтры в том числе и ИК-фильтры, обеспечивающие получение наиболее реалистичных фотографий, адаптированных под восприятие человека, т.е. максимальная чувствительность фотоаппарата к зеленому цвету.

Список литературы

1. Пейсахсон, И.В. Оптика спектральных приборов / И.В. Пейсахсон. – Изд. 2-е, доп. и перераб. – Л. : Машиностроение (Ленингр. отд-ние).

2. Полещук, А.Г. Изготовление высокоэффективных элементов дифракционной оптики с помощью полутоновой и фоторастровой технологий / А.Г. Полещук // Автометрия.

3. Полянский, И.В. Цифровые авиационные съемочные системы, Цифровые фотограмметрические технологии и их использование в различных приложениях / И.В. Полянский, А.С. Василейский // Тезисы четвертого Междунар. семинара пользователей системы PHOTOMOD. – Минск, 2004.

4. Конов, С.Г. Особенности разработки координатно-измерительной машины на базе фотограмметрической системы / С.Г. Конов // Сб. тр. третьей всеросс. конф. молодых ученых и специалистов «Будущее машиностроения России». – Москва, 2010 г. – С. 81–82. ISBN 978-5-4253-0016-4.

НОВЫЙ ИНТЕНСИВНЫЙ ПОДХОД В РАМКАХ СОЗДАНИЯ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ СЕНСОРНЫХ СЕТЕЙ

В. С. Тарасов, Ю. С. Балашов (научный руководитель)

ФГБОУ ВПО «Воронежский государственный технический университет»
394026, г. Воронеж, Московский пр-т, 14
E-mail: tvs.vgtu@gmail.com

Рассмотрен подход создания программного обеспечения микроконтроллеров с использованием операционных систем реального времени и предложена идея создания новой сетевой операционной системы специально для микроконтроллеров, которые предназначены для работы в составе интеллектуального датчика в сети.

Проектирование измерительных датчиков необходимо для информационно-измерительных систем различного назначения, в том числе для систем контроля свойств материалов и изделий. Разработка интеллектуальных датчиков (ИД) связана с необходимостью получения измерительной информации в информационно-измерительных системах, работающих в условиях неопределённости. Интеллектуальный датчик должен иметь возможность работы в комплекте с любой информационно-измерительной системой для соответствующих предметных областей. Для этого должна быть конструктивная, методическая, алгоритмическая, технологическая, информационная и метрологическая совместимость [1].

Исходя из задач проектирования ИД, учёта требований, предъявляемым к интеллектуальным датчикам и задач интеллектуализации, в структуру интеллектуального датчика входят следующие блоки: система измерительных преобразователей, микроконтроллер и, как правило, интерфейсный блок.

Интеллект подобного датчика составляет программа, инструкциям которой следует микроконтроллер (МК). На сегодняшний день для разработчика устройств на МК предоставлено множество различных средств. С ростом мощностей и ресурсов современных микроконтроллеров разработка программного обеспечения становится сложнее. Но разработка может быть существенно облегчена использованием операционной системы реального времени (RTOS от Real Time Operating System).

Операционная система – комплекс управляющих и обрабатывающих программ, которые, с одной стороны, выступают как интерфейс между устройствами вычислительной системы и прикладными программами, а с другой – предназначены для управления устройствами, вычислительными процессами, эффективного распределения вычислительных ресурсов между вычислительными процессами и организации надёжных вычислений [2].

Использование RTOS позволяет программисту разрабатывать управляющую программу в виде нескольких относительно независимых, но взаимодействующих модулей или задач, а затем программно реализовывать и отлаживать задачи по отдельности. Лишь на заключительном этапе отладки модули можно объединить в единую программу.

Две основные функции, которые выполняет RTOS: 1) разделение между задачами ресурсов системы: процессорного времени, периферийных устройств динамически выделяемой памяти, 2) обеспечение информационного взаимодействия (обмена данными) между задачами решаются однотипно: каждая задача, если она не может продолжить выполнение (ожидает занятого ресурса либо недостающих данных), приостанавливается, и операционная система передает управление другой, наиболее приоритетной задаче, готовой продолжить исполнение. Процесс переключения задач требует сохранения контекста приостанавливаемой задачи и восстановления контекста возобновляемой задачи. Время переключения контекста является одной из наиболее важных характеристик операционной системы.

Также использование операционных систем в МК для разработчика привлекательно из-за наличия дополнительных сервисов, которыми могут быть, например, драйвер MAC-интерфейса Ethernet и стек TCP/IP, драйвер USB, видеодрайвер, библиотеки для организации пользовательского интерфейса, драйвера к стандартным устройствам ввода (клавиатура, сенсорная панель, мышка), виртуальные машины (запуск Java).

Внутренний механизм реализации RTOS можно представить в виде следующих тезисов:

есть код, который выполняется в так называемом привилегированном режиме (privileged mode);

этот код вызывается либо по прерываниям, либо как вызов из других функций, которые вызывают прикладные задачи;

этот код называется ядро;

все прикладные задачи (рис. 1) выполняются в пользовательском режиме (user mode), при этом осуществляется чёткое разграничение ресурсов;

обеспечение режима реального времени между прикладными задачами осуществляется за счёт механизма планирования выполнения параллельных задач: 1) неприоритетные (кооперативные) ОС – нужна явная передача управления из одной задачи в другую; 2) приоритетные (вытесняющие) ОС – если готова к выполнению более приоритетная задача, прервать текущую и передать управление ей (планирование, выполняемое по событиям – event-driven); 3) ОС с разделением по времени – каждой задаче давать квант времени, по истечение которого переключаться на другую (round robin).



Рис. 1. Диаграмма состояний задачи

Такой мощный инструмент, как использование в проекте операционной системы, даёт огромное преимущество разработчику встраиваемых систем на микроконтроллерах. Но давайте посмотрим, насколько данный подход оправдан при проектировании интеллектуальных датчиков.

Интеллектуальный датчик в простейшем случае можно представить схемой – рис. 2, *а*. Сигнал с датчика физической величины поступает в микроконтроллер, где проходит оцифровку и обработку, а далее полезная информация поступает через какой-либо интерфейс во внешний мир. Существуют датчики физической величины, которые имеют в своём составе дополнительные элементы, требующие управления. Например, в датчики газовых анализаторов встраивается нагревательный элемент, поэтому для управления таким датчиком необходимо завести обратную связь с микроконтроллера, что учитывает схема, представленная на рис. 2, *б*. Также микроконтроллер вполне способен управлять каким-либо исполнительным механизмом – этот вариант представлен на рис. 2, *в*. Для всех этих схем могут быть варианты с множеством датчиков, интерфейсов и устройств управления, поэтому учитываем и этот возможный вариант.

В представленных вариантах в большинстве случаев для обработки информации не требуется сильная интеллектуальная нагрузка, следовательно, и микроконтроллер может быть простой. Но всё совершенно иначе меняется, когда возникает необходимость создания целой системы интеллектуальных датчиков, то есть встаёт вопрос о проектировании интеллектуальной сети сенсоров.

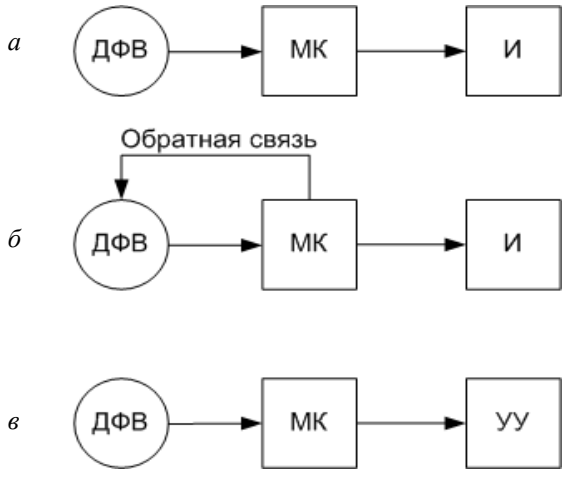


Рис. 2. Структурные схемы интеллектуальных датчиков, где ДВФ – датчик физической величины; МК – микроконтроллер; И – интерфейс; УУ – устройство управления

И здесь появляются два пути решения данной проблемы. Первый – это экстенсивный подход, который заключается в использовании сложных микроконтроллеров и сетевых технологий, основанных на интерфейсе Ethernet. Второй – интенсивный - использование более простых микроконтроллеров, с более простыми интерфейсами, например, последовательный порт. Выбор того или иного способа зависит от множества параметров, но рассмотрим второй, который, в случае несложной сети с простыми видами датчиков, окажется более оптимальным из элементарных экономических соображений.

В данной ситуации при использовании RTOS для проектирования подобных сетей, существующие возможности, предоставляемые этими операционными системами, будут не совсем удобными инструментами для разработчика. В этом случае, пора исследовать возможность создания для МК операционных систем сетевой направленности. Вполне возможно, что подобные системы позволят проектировать интеллектуальные сенсорные сети под девизом «Plug & Play».

Предлагаемая реализация сетевой операционной системы для микроконтроллера отличается от существующих RTOS множеством параметров. Как и в RTOS, в предлагаемой системе можно наблюдать 1 – основной процесс, выполняющийся в привилегированном режиме, код которого образует ядро системы, и 2 – пользовательский процесс, код которого образуют все прикладные задачи (рис. 3). При этом оба процесса работают в разных адресных пространствах, но привилегированный процесс имеет доступ ко всей памяти микроконтроллера. Процесс 2 (рис. 3) выполняет только пользовательскую программу, а основной процесс 1 определяет следующие функции:

1. Управление пользовательской программой, которое заключается в возможности запуска и остановки пользовательского процесса, а также, сюда подходит, стирание из памяти пользовательской программы, соответственно и запись её.

2. Взаимодействие с пользовательской программой, которое заключается в возможности чтения данных программы из памяти, а также в возможности переопределения системы стандартного ввода-вывода для пользовательского процесса.

3. Сетевые функции – определение и обслуживание микроконтроллером доступных сетевых интерфейсов, также умение МК формировать запросы о своём местонахождении в сети и отвечать на них. Последняя функция позволяет микроконтроллеру формировать в собственной памяти топологию всей сети. Кроме всего прочего, к данному пункту относится умение МК создавать мосты, для связи одного интерфейса с другим, которые назовём каналами связи. Кстати, данный вывод подразумевает возможность образования канала между каким-либо интерфейсом и пользовательской программой, за счёт переопределения для неё стандартного ввода-вывода. Соответственно, если микроконтроллер знает топологию сети и умеет строить каналы связи, то он должен уметь рассчитывать и прокладывать кратчайшие, то есть быстрые, каналы в рамках всей сети, что можно осуществить, если использовать для расчёта алгоритм Дейкстры.

4. Функции терминального режима – выполнение определённого набора команд, которыми могут быть – чтение и запись ячеек памяти микроконтроллера, расчёт кратчайшего канала, создание канала, запуск и остановка пользовательской программы. Возможно, что для разных МК набор данных команд будет отличаться, но на данный момент это не принципиально.

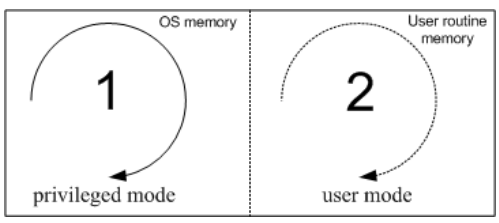


Рис. 3. Реализация процессов в новой сетевой ОС для микроконтроллеров

При такой организации операционной системы, программист, использующий ее получает ряд преимуществ, во-первых, вся сенсорная сеть теперь представлена, как один сложный объект, который выполняет множество задач параллельно, и к любой задаче есть терминальный доступ, во-вторых, программист использует готовые библиотеки, в которых уже есть все методы и алгоритмы по работе с памятью для конкретного МК, плюс ко всему, есть описания всех интерфейсных блоков. А так как, в режиме реального времени есть терминальный доступ к любому узлу сети из любой точки, то становятся доступны следующие функции, осуществляемые посредством стандартного терминала:

1. Контроль сети из любой точки.
2. Работа с любым из интеллектуальных датчиков в сети.
3. Настройка и конфигурирование любого узла.
4. Отладка программного обеспечения любого узла.
5. Обновление программного обеспечения для любого узла сети.

Ещё один плюс использования подобной сетевой ОС – это очень простой монтаж отдельных узлов, который возможен даже если в памяти МК нет пользовательской программы.

Постоянное развитие, то есть создание и совершенствование, датчиков приводит к интеграции датчика физической величины, аналогово-цифрового преобразователя и микроконтроллера в одном устройстве, так появились интеллектуальные датчики. В свою очередь происходит совершенствование микроэлектроники, а значит появляются более производительные микроконтроллеры, которые требуют новых подходов при проектировании сложных встраиваемых систем, так рождаются операционные системы для микроконтроллеров. Сейчас, когда на основе интеллектуальных датчиков стали появляться интеллектуальные сенсорные сети, появилась необходимость искать новые подходы и решения при проектировании подобных систем. И как результат данных исследований появляется предложение создания новых прикладных сетевых операционных систем для микроконтроллеров.

Список литературы

1. Селиванова, З.М. Интеллектуализация информационно-измерительных систем неразрушающего контроля теплофизических свойств твердых материалов : монография / З.М. Селиванова. – М. : Изд-во «Машиностроение-1», 2006. – 184 с.

2. http://ru.wikipedia.org/wiki/Операционная_система /электронный ресурс.

ЛАТЕРАЛЬНОЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ПРИ НЕЛОКАЛИЗОВАННОЙ МОНОСЛОЙНОЙ АДСОРБЦИИ

В. И. Томилин, Н. П. Томилина, А. В. Бурмитских

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ,
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: vtomilin@sfu-kras.ru

В силу развитой поверхности наноструктурированные и высокопористые вещества относятся к классу сильно неравновесных систем. Стремление системы к самопроизвольному уменьшению избыточной поверхностной энергии сопровождается не только процессами релаксации и реконструкции поверхности, но и адсорбционными явлениями. Во многих случаях адсорбционные явления определяют характер физико-химических процессов, протекающих на поверхности. В наноструктурированных материалах адсорбционные слои на поверхности частиц дисперсной фазы могут существенно изменить условия их взаимодействия между собой и тем самым повлиять на свойство системы в целом.

Многочисленные экспериментальные данные, свидетельствуют о том, что наблюдаемые изотермы адсорбции отличаются большим разнообразием в зависимости от компонентов системы адсорбент – адсорбат и условий эксперимента. Понятно, что дать физическое описание закономерностей адсорбции, в рамках какой-либо одной модели практи-

чески нереально. Существует несколько моделей описания и анализа адсорбционных явлений на поверхности твердых тел, среди которых наиболее разработанными являются модель монослойной адсорбции Ленгмюра и модель полимолекулярной адсорбции Брунауэра-Эммета-Теллера (БЭТ).

Теория Ленгмюра описывает мономолекулярную нелокализованную адсорбцию на однородной поверхности без учета латерального взаимодействия адсорбат – адсорбат. Однако, по мере монослойного заполнения поверхности молекулами адсорбата расстояние между ближайшими соседями сокращается. Это приводит к поверхностному (латеральному) взаимодействию между молекулами адсорбата. Для учета такого взаимодействия необходимо модифицировать модель Ленгмюра, допуская, подобно молекулам в газе, тепловое хаотическое движение молекул вдоль поверхности, т. е. нелокализованную адсорбцию.

По мере монослойного заполнения поверхности молекулами адсорбата расстояние между ближайшими соседями сокращается. Это приводит к поверхностному (латеральному) взаимодействию между молекулами адсорбата. Для учета такого взаимодействия необходимо модифицировать модель Ленгмюра, допуская, подобно молекулам в газе, тепловое хаотическое движение молекул вдоль поверхности, т. е. *нелокализованную адсорбцию.*

Простейший способ описания взаимодействий между молекулами в неидеальных газах был предложен Ван-дер-Ваальсом. Для этого уравнение состояния идеального газа в форме уравнения Клапейрона – Менделеева, записанное для одного моля как

$$\rho = RT / \upsilon, \tag{1}$$

где ρ – давление; R – универсальная газовая постоянная; υ – объем. Представим для реальных газов в следующей форме, с учетом сил притяжения a и отталкивания b между молекулами:

$$\rho = \frac{RT}{\upsilon - b} - \frac{a}{\upsilon^2}, \tag{2}$$

Поскольку модель идеального газа пренебрегает как межмолекулярным взаимодействием, так и конечными размерами молекул (представляемых материальными точками), то уравнение (2), с помощью феноменологически введенных параметров a и b ($a > 0$, $b > 0$) учитывает два физических явления, характерных для неидеальных газов:

во-первых, притяжение между молекулами, действие которого понижает давление, оказываемое молекулами на стенки сосуда, на величину $\Delta\rho = \alpha/\upsilon^2$*;*

во-вторых, уменьшение объема $v = V/n$, занимаемого одним молем, на величину b, равную суммарному объему, занимаемому всеми реальными молекулами в одном моле (числом N_A).

Исходя из уравнения Ван-дер-Ваальса для трехмерного газового состояния, представленного в форме (2), можно записать аналогичное уравнение для двумерного состояния нелокализованного адсорбционного монослоя.

Запишем уравнение состояния неидеального двумерного газа с учетом давления внутри монослоя π:

$$\pi = \frac{k_B T}{\omega - b_s} - \frac{\alpha_s}{\omega^2}, \tag{3}$$

где ω – площадь, занимаемая одной адсорбированной молекулой при стационарной концентрации заполненных центров.

Величина a_s (Дж$\cdot$м^2), как и величина a в трехмерном случае, учитывает взаимодействие между молекулами адсорбата. Величина b_s представляет собой площадь, занимае-

мую молекулой в плотном монослое, когда все адсорбционные центры $N_ц$ заполнены, т. е. при степени заполнения молекулами $\theta = 1$, так что $b_s = 1/N_ц$.

Исходя из дифференциала поверхностного давления и уравнения (3) запишем уравнение изотермы нелокализованной адсорбции с учетом феноменологической температурно-зависимой константы $\hat{\rho}(T)$, в виде:

$$\rho(\theta) = \hat{\rho}(T)\left(\frac{\theta}{1-\theta}\right)\exp\left[\left(\frac{\theta}{1-\theta}\right) - \frac{2\alpha_s / b_s}{k_B T}\theta\right], \tag{4}$$

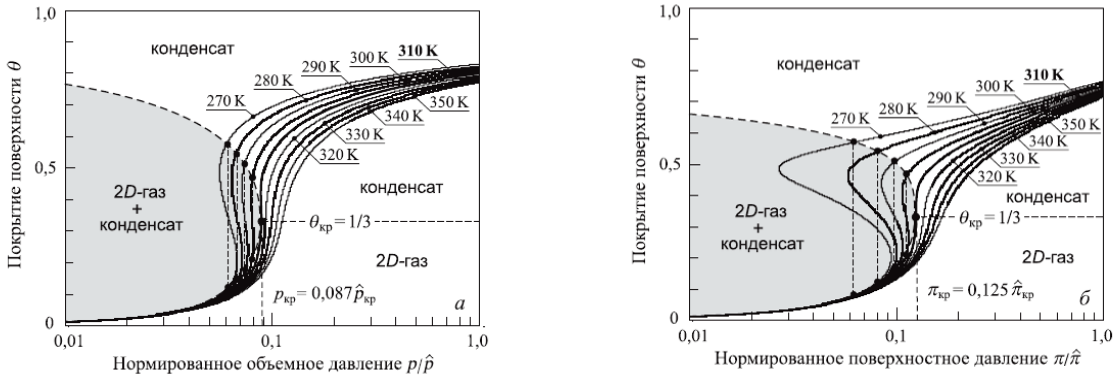
учитывающее латеральное взаимодействие адсорбат – адсорбат.

Подстановкой $\omega = b_s / \theta$ в формулу (3) получаем уравнение для поверхностного давления двумерного газа адсорбата,

$$\pi(\theta) = \hat{\pi}(T)\left[\left(\frac{\theta}{1-\theta}\right) - \frac{\alpha_s / b_s}{k_B T}\theta^2\right], \tag{5}$$

где введено обозначение $\hat{\pi}(T) = k_B T / b_s \equiv N_ц k_B T$.

В сравнении с уравнением Ленгмюра полученное выражение (4) имеет два дополнительных экспоненциальных множителя: один из которых отвечает за энергетику латерального взаимодействия (параметр $a_в$), а другой обусловлен исключением площади, занятой молекулами адсорбата, из общей площади адсорбента (параметр $b_s \equiv N_ц k_B T$). Действие обоих этих факторов порождает *двумерную конденсацию* – фазовый переход первого рода от двумерного газа (2*D*-газа) к двумерной конденсированной фазе адсорбата. Явление двумерной конденсации во многом подобно конденсации газа в трехмерном случае, описываемом уравнением Ван-дер-Ваальса (2).



а *б*

Рис. 1. Демонстрация двумерной конденсации в адсорбционном монослое: *а* – изотермы нелокализованной адсорбции с учетом взаимодействия молекул адсорбата, рассчитанные по уравнению (4) с параметром a_s/b_s = 90 мэВ; *б* – кривые, рассчитанные по формуле (5) и показывающие зависимость поверхностного давления π от степени заполнения адсорбционных центров θ

Изотермы адсорбции, построенные по уравнению (4), приведены на рис. 1, *а* в безразмерных координатах. На этом рисунке область существования фаз (в которой 2*D*-газ находится в равновесии с двумерной конденсированной фазой) показана затемненной. Внутри такой области изотермы имеют участок с отрицательным наклоном, который не реализуется на практике, как и при трехмерной конденсации, из-за неустойчивости системы. Поэтому реальному двухфазному состоянию адсорбционного монослоя соответствуют вертикальные пунктирные прямые, соединяющие точки верхней и нижней границ затемненной области, которые показаны штриховой линией. Каждая пунктирная прямая (прове-

денная так, чтобы были равными ограниченные изотермой площади слева и справа от нее) по сути своей выражает давление насыщенного пара p над поверхностью двумерного конденсата при данной температуре T.

Аналогичным образом выглядят кривые, построенные по формуле (5) и приведенные на рис. 1, *б*. Здесь в безразмерных координатах $\theta - \pi / \hat{\pi}$ (где $\hat{\pi} = N_{\text{ц}} k_B T$) показана зависимость поверхностного давления π от степени покрытия θ. Как и на рис. 1, *а* вертикальные пунктирные линии в затемненной области характеризуют давление π 2D-газа, равновесного с двумерным конденсатом при данной температуре T.

Точка смыкания верхней и нижней границы затемненной области соответствует *критическому состоянию* системы. Изотерма, проходящая через эту точку и соответствующая критической температуре $T_{\text{кр}}$, имеет здесь вертикальную касательную и точку перегиба. На рис. 1 такая изотерма изображена толстой линией и выделена полужирным шрифтом для $T_{\text{кр}} = 310$ К (что соответствует $a_s/b_s = 90$ мэВ). При температурах $T < T_{\text{кр}}$ малые покрытия (ниже нижней границы затемненной области) соответствуют 2D-газу, а большие покрытия (выше верхней границы затемненной области) – двумерному конденсату. При температурах $T > T_{\text{кр}}$, как и в трехмерном случае, различие между двумерным газом и его конденсатом исчезает.

Найдем критические параметры двумерного адсорбционного монослоя, используя уравнения (4) и (5). Как уже отмечалось, изотерма, записанная как функция $\rho = F_1(\theta)$ в форме (4), имеет в критической точке горизонтальную касательную и перегиб кривой, чему соответствуют равенства:

$$\left(\frac{\partial \rho}{\partial \theta}\right)_T = 0 \;\text{ и }\; \left(\frac{\partial^2 \rho}{\partial \theta^2}\right)_T = 0 . \tag{6}$$

Легко убедиться в том, что первое равенство (6), определяющее положение точек экстремума (минимума и максимума) кривой $\rho = F_1(\theta)$, реализуется при

$$(1-\theta)^2 = \frac{1}{\alpha\theta}, \;\text{ где }\; \alpha = \frac{2\alpha_s / b_s}{k_B T} . \tag{7}$$

Равенство (7) обеспечивает также требование $\partial\pi / \partial\theta = 0$. Это означает, что положения экстремальных точек $\theta_{\min}$ и $\theta_{\max}$ на кривых $\rho = F_1(\theta)$ (рис. 1, *а*) и $\pi = F_2(\theta)$ (рис. 1, *б*) при одной и той же температуре совпадают, как и должно быть.

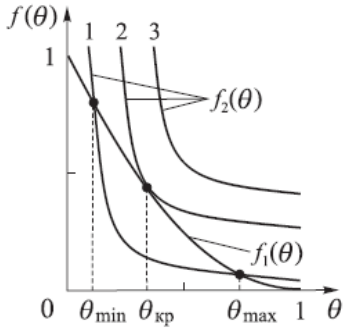


Рис. 2. Графическое нахождение критических параметров

Графическое решение уравнения (7) качественно показано на рис. 2, при этом $f_1(\theta) = (1-\theta)^2$ и $f_2(\theta) = 1/\alpha\theta$. При $T < T_{кр}$ кривая имеет положение 1, так что точки пересечения с кривой $f_1(\theta)$ суть точки экстремума $\theta_{\min}$ и $\theta_{\max}$. При $T > T_{\text{кр}}$ кривая $f_2(\theta)$ занимает

положение 3, когда отсутствуют вещественные корни уравнения (7). Понятно, что промежуточный случай 2, когда кривые $f_1(\theta)$ и $f_2(\theta)$ касаются друг друга, соответствует *критическому режиму.* Поэтому вместо решения второго уравнения (6) необходимо обеспечить равенство производных от функций $f_1(\theta)$ и $f_2(\theta)$:

$$\frac{\partial}{\partial\theta}(1-\theta)^2 = \frac{\partial}{\partial\theta}\frac{1}{\alpha\theta}, \text{ откуда } 2(1-\theta) = \frac{1}{\alpha\theta^2}. \tag{8}$$

Подставив в (8) величину $1/\alpha = \theta(1-\theta)^2$ из уравнения (7), получаем *критическую степень покрытия:*

$$\theta_{\text{кр}} = \frac{1}{3}. \tag{9}$$

Отсюда для α, с учетом (8), получаем

$$\alpha_{\text{кр}} = \frac{1}{\theta_{\text{кр}}(1-\theta_{\text{кр}})^2} = \frac{27}{4}, \tag{10}$$

$$k_B T_{\text{кр}} = \frac{2\alpha/b}{\alpha_{\text{кр}}} = \frac{8}{27}\frac{\alpha_s}{b_s}. \tag{11}$$

При величине a_s/b_s = 90 мэВ, использованной ранее в расчетах, формула (11) дает значение критической температуры $T_{\text{кр}} \approx 310$ К, приведенное на рис. 1.

Подстановка критических параметров (9)–(11) в формулы (4) и (5) дает, соответственно, *критическое объемное давление* в газовой фазе (при этом $\hat{\rho}_{\text{кр}} = \hat{\rho}(T_{\text{кр}})$),

$$\rho = \hat{\rho}_{\text{кр}}\left(\frac{\theta_{\text{кр}}}{1-\theta_{\text{кр}}}\right)\exp\left[\left(\frac{\theta_{\text{кр}}}{1-\theta_{\text{кр}}}\right) - \alpha_{\text{кр}}\theta_{\text{кр}}\right] = \frac{\hat{\rho}_{\text{кр}}}{2}e^{-7/4} \approx 0{,}087\hat{\rho}_{\text{кр}} \tag{12}$$

и *критическое поверхностное давление* двумерного газа в адсорбционном монослое (при этом $\hat{\pi}_{\text{кр}} = N_{\text{ц}} k_B T_{\text{кр}}$, а $\hat{\rho}$),

$$\pi_{\text{кр}} = \hat{\pi}_{\text{кр}}\left[\left(\frac{\theta_{\text{кр}}}{1-\theta_{\text{кр}}}\right) - \frac{\alpha_{\text{кр}}}{2}\theta_{\text{кр}}^2\right] = \frac{\hat{\pi}_{\text{кр}}}{8} \equiv \frac{N_{\text{ц}}}{27}\frac{\alpha_s}{b_s}. \tag{13}$$

Найденные критические параметры (12) и (13) являются универсальными, в частности $\theta_{\text{кр}} = 1/3$ и $\alpha_{\text{кр}} = 27/4$. Они применимы в рамках Ван-дер-Ваальсовой модели латерального взаимодействия к различным случаям *мономолекулярной нелокализованной адсорбции.* Специфику взаимодействий учитывают феноменологические константы: температурная константа $\hat{\rho}(T)$ для взаимодействия адсорбат – адсорбент и энергетическая константа a_s/b_s для взаимодействия адсорбат – адсорбат.

Сравнение изотерм на рис. 1, *а* соответствующих температурам $T > T_{\text{кр}}$, с экспериментально наблюдаемыми кривыми, подтверждает, что в рамках модели двумерной конденсации реализуется, в частности, *II* тип изотермы адсорбции. В зависимости от соотношения констант a_s/b_s и $\hat{\rho}(T)$ форма изотермы стационарной степени заполнения адсорбционных центров сильно изменяется от вогнутой во всем диапазоне давлений до *S*-образной с вертикальным разрывом при температурах $T < T_{\text{кр}}$, что указывает на двумерную конденсации

Список литературы

1. Карнаухов, А.П. Адсорбция. Текстура дисперсных и пористых материалов / А.П. Карнаухов. – Новосибирск : Наука, 1999. – 470с.

2. Дерягин, Б.В. Поверхностные силы / Б.В. Дерягин [и др.]. – М. : Наука, 1985. – 398 с.

3. Дерягин, Б.В. Смачивающие пленки / Б.В. Дерягин [и др.]. – М. : Наука, 1984. – 157 с.

ТЕСТОВОЕ ОКРУЖЕНИЕ RTL-МОДЕЛИ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА

Ю. А. Шкондин, А. И. Мушта (научный руководитель)

394042 ФГУП НИИ электронной техники, Воронеж, Ленинский пр-т 119а
394026 ВГТУ Воронеж, Московский проспект, 14
E-mail:sya@niiet.ru, micronano1441@yandex.ru

Отражена одна из основных проблем, стоящих перед разработчиками СБИС, дается краткое описание одной из наиболее перспективных методологий верификации разрабатываемых RTL-моделей СБИС, приводиться пример разработки тестового окружения на базе OVM методологии

Высокая конкуренция на рынке микроэлектронных устройств требует от разработчиков создания все более сложных и многофункциональных сверхбольших интегральных схем (СБИС) и сокращения сроков их проектирования. Эти противоречивые требования привели к появлению нового единого языка для описания и тестирования аппаратуры SystemVerilog (IEEE Std 1800™-2005), расширяющего возможности языка Verilog. Кроме того, появилась новая методология тестирования современных СБИС, предполагающая использование широких возможностей языка SystemVerilog.

В последнее время в области тестирования моделей аппаратуры все большее распространение получает технология OVM, совместно разработанная компаниями Mentor Graphics и Cadence Design Systems. Предшественниками OVM являются два основных подхода: AVM (от Mentor Graphics) и URM (от Cadence Design Systems).

OVM представляет собой первый открытый промышленный метод разработки тестов на основе языка SystemVerilog.

Основным средством OVM является библиотека классов на языке SystemVerilog (в дальнейшем планируется поддержка SystemC), позволяющая создавать модульные тестовые системы, допускающие многократное использование.

В рамках технологии OVM тестовая система собирается из специальных блоков, называемых OVC (Open Verification Component - открытые верификационные компоненты). Каждый блок инкапсулирует тестовое окружение для отдельного модуля аппаратуры и состоит из полного набора компонентов, обеспечивающих генерацию стимулов, проверку правильности поведения и оценку полноты тестирования. Если тестируемая модель аппаратного обеспечения получается путем интеграции нескольких модулей, тестовая система для нее строится путем объединения соответствующих OVC-блоков и построения над ними специального синхронизирующего контроллера (виртуальный генератор тестовых последовательностей).

Разработка верификационного окружения микроконтроллера начинается с анализа требований к верификационному окружению. В общем случае от него требуется:

- подключение тестируемого модуля;

- задание глобальных сигналов (тактовый сигнал, сигнал сброса) и подача их на тестируемый модуль;

- создание компонентов OVC для каждого теста, обеспечивающего контроль откликов тестируемого модуля и, в случае необходимости, создание входных воздействий и подачу их на тестируемый модуль;

Следующим этапом является создание виртуального интерфейса к экземпляру тестируемого модуля.

Ниже приведено его описание:

```
interface dut_if ();
  int test = 0;
  // Test name
  string              test_name = "";
  // Actual Signals
  logic               reset;
  logic               clk_in;
  logic               clk_out;
  logic               pen;
  logic               paren;
  wire [7:0] port_a;
  …
  reg  [7:0] reg_port_a;
  …
`ifndef IFV
import ovm_pkg::*;
`endif
assign port_a = reg_port_a;
  …
endinterface : DUT_if
```

Далее создается модуль верхнего уровня (TOP LEVEL). Ниже приведено описание модуля верхнего уровня:

```
`include "sv/dut_if.sv"
module dut_tb_top;
  `include "sv/dut.svh"
  `include "test_lib.sv"

  int counter;

  dut_if xi0();

  DUT_top dut(
    xi0.reset,
      …
    xi0.port_a,
      …
  );
  initial begin
    run_test();
  end

  initial begin
    counter = 0;
    xi0.reg_port_a <= {8{TRISTATE}};
      …
    xi0.reset <= TRUE;
    xi0.clk_in <= TRUE;
    xi0.pen <= FALSE;
    xi0.paren <= FALSE;
    #100 xi0.reset <= FALSE;
    #670000 xi0.reset = TRUE;
  end
//Generate Clock
  always
    #15 xi0.clk_in = ~xi0.clk_in
Endmodule
```

В приведенном модуле создан экземпляр xi0 виртуального интерфейса dut_if, создан экземпляр dut модуля DUT_top, выводы которого подключены к выводам виртуального интерфейса xi0, осуществлена генерация тактового сигнала и подача его на модуль dut, проведен сброс и осуществлен запуск теста run_test.

После этого разрабатывается класс транзакций dut_transfer, экземпляры которых, в случае необходимости задания входных воздействий, будут создаваться в генераторе последовательностей транзакций (sequncer) и передаваться драйверу (driver), который, в свою очередь, осуществляет преобразование транзакций в сигналы, подающиеся непосредственно на тестируемый модуль. Пример класса транзакций приведен ниже:

```
class      DUT_transfer      extends
ovm_sequence_item;

  parameter TRISTATE = 1'bz;

  rand reg [7:0] port_a;
      …
  rand int unsigned setup_delay = 0;
  rand int unsigned hold_delay = 1;
`ovm_object_utils_begin(DUT_transfer
)
    `ovm_field_int          (port_a,
OVM_ALL_ON)

    `ovm_field_int     (setup_delay,
OVM_ALL_ON)
    `ovm_field_int      (hold_delay,
OVM_ALL_ON)
```

```
  `ovm_object_utils_end                          super.new(name);
                                               endfunction : new
  // new - constructor
  function   new   (string   name   =      endclass : DUT_transfer
"DUT_transfer_inst");
```

Следующим этапом является разработка тестов на языке ассемблер либо С каждого из структурных компонентов. Цель теста – проверка функционирования компонента целиком или, если компонент сложный, проверка одного из его структурных составляющих, либо одного из режимов его работы. При разработке теста необходимо решить задачу, каким образом будет осуществляться контроль статуса выполнения теста. Эту задачу каждый разработчик решает по-разному. Например, в случае удачного прохождения теста на один из портов микроконтроллера будет передаваться код PASSED, а в случае ошибки на порт будут выдаваться коды ошибок: FAILED_1, FAILED_2. Наличие этих состояний позволят тестовому окружению определить, что тест пройден или нет, и сообщить ему статус теста.

После того, как тест разработан, приступаем к разработке компонента OVC верификационного окружения. Компонент должен содержать генератор транзакций, библиотеку транзакций, из которой генератор будет осуществлять выборку транзакций, драйвер и монитор.

```
class dut_prt4_master_sequencer extends ovm_sequencer #(dut_transfer);

  // The virtual interface used to drive and view HDL signals.
  protected virtual dut_if xmi;

  // Master Id
  protected int master_id;
  `ovm_sequencer_utils_begin(dut_prt4_master_sequencer)
    `ovm_field_int(master_id, OVM_ALL_ON)
  `ovm_sequencer_utils_end
  // new - constructor
      …
  // assign_vi
  function void assign_vi(virtual interface dut_if xmi);
    this.xmi = xmi;
  endfunction

endclass : dut_prt4_master_sequencer

class prt4_seq extends ovm_sequence #(dut_transfer);

parameter SET = 1'b1; parameter CLR = 1'b0; parameter TRISTATE = 1'bz; parame-
ter H_AA = 'haa; parameter H_55 = 'h55;
// new - constructor
   …
  `ovm_sequence_utils(prt4_seq, dut_prt4_master_sequencer)

  prt4_set_pd1_seq prt4_set_pd1_seq0; prt4_set_all_seq prt4_set_all_seq0;

  virtual task body();
    p_sequencer.ovm_report_info(get_type_name(),
      $psprintf("%s starting...",
      get_sequence_path()), OVM_MEDIUM);
    // CLEAR PORTD[0] BIT
    `ovm_do_with(prt4_set_pd1_seq0,
      { prt4_set_pd1_seq0.temp == CLR;
        prt4_set_pd1_seq0.setup_del == 48;
        prt4_set_pd1_seq0.hold_del == 7; } )
```

```
    …
  endtask : body
endclass : prt4_seq
```

В классе prt4_seq создается последовательность данных, подаваемых на порт, и сопровождаемых заданием требуемых значений переменных setup_del и hold_del, из которых первая переменная отвечает за задержку на определенное количество тактов подачи данных на порт, а вторая представляет собой количество тактов, в течение которых необходимо удерживать требуемые данные.

```
class dut_prt4_master_driver extends
ovm_driver #(dut_transfer);

  parameter TRISTATE = 1'bz;

  // The virtual interface used to
drive and view HDL signals.
  protected virtual dut_if xmi;
  // Master Id
  protected int master_id;
  // Provide implmentations of vir-
tual methods such as get_type_name
and create

`ovm_component_utils_begin(dut_prt4_
master_driver)
    `ovm_field_int(master_id,
OVM_ALL_ON)
  `ovm_component_utils_end

  // new - constructor
      …
  // assign_vi
      …
  // run phase
  virtual task run();
    fork
    get_and_drive();reset_signals();
    join
  endtask : run

  // get_and_drive
  virtual       protected       task
get_and_drive();
    @(negedge xmi.reset);
    @(posedge xmi.reset);
    forever begin
      @(posedge xmi.clk_in);

seq_item_port.get_next_item(req);
      $cast(rsp, req.clone());
      rsp.set_id_info(req);
      drive_transfer(rsp);
      seq_item_port.item_done(rsp);
    end
  endtask : get_and_drive

  // reset_signals
  virtual    protected    task    re-
set_signals();
    forever begin
      @(posedge xmi.reset);
      xmi.reg_port_a              <=
{8{TRISTATE}};
      …
    end
  endtask : reset_signals

  // drive_transfer
  virtual       protected       task
drive_transfer (dut_transfer trans);
    if (trans.setup_delay > 0)
      begin
      repeat(trans.setup_delay)
@(posedge xmi.clk_in);
      end
    repeat(trans.hold_delay   -   1)
@(posedge                xmi.clk_in)
drive_data(trans);
  endtask : drive_transfer

  // drive_address_phase
  virtual protected task drive_data
(dut_transfer trans);
//               xmi.reg_port_a    <=
trans.port_a;
    if(trans.port_a[0]            ||
!trans.port_a[0])  xmi.reg_port_a[0]
<= trans.port_a[0];
    else xmi.reg_port_a[0] <= 1'bz;
    if(trans.port_a[1]            ||
!trans.port_a[1] ) xmi.reg_port_a[1]
<= trans.port_a[1];
    else xmi.reg_port_a[1] <= 1'bz;
    if(trans.port_a[2]            ||
!trans.port_a[2] ) xmi.reg_port_a[2]
<= trans.port_a[2];

endtask : drive_data

      endclass                    :
dut_prt4_master_driver
```

Класс драйвера содержит две процедуры: get_and_drive и reset_signals. Процедура get_and_drive обеспечивает получение транзакции от генератора транзакций (sequencer), вызов процедуры drive_transfer и передачу отклика генератору транзакций. Процедура

drive_transfer выполняет задержку процедуры drive_data на setup_delay циклов и выполняет эту процедуру в течение hold_delay циклов. Процедура drive_data выполняет преобразование транзакции в сигналы, подаваемые на тестируемую модель.

Инициализация трех классов – драйвера, монитора, генератора транзакций, а также коммутация драйвера и монитора осуществлены в классе агента, описание которого приведено ниже:

```
class dut_prt4_master_agent extends
ovm_agent;

  ovm_blocking_put_port
#(test_cmp_err) put_port_tce;

  protected virtual dut_if xi;
  protected  ovm_active_passive_enum
is_active = OVM_ACTIVE;
  protected int master_id;

  dut_prt4_master_monitor monitor;
  dut_prt4_master_driver driver;
  dut_prt4_master_sequencer sequenc-
er;
  …
  // build
  function void build();
    super.build();
    monitor                          =
dut_prt4_master_monitor::type_id::cr
eate("monitor", this);
    if(is_active == OVM_ACTIVE) be-
gin
      sequencer                      =
dut_prt4_master_sequencer
::type_id::create("sequencer",
this);
      driver =
dut_prt4_master_driver::type_id::cre
ate("driver", this);
      end
  endfunction : build

  function void connect();
    moni-
tor.put_port_tce.connect(put_port_tc
e);
    if(is_active == OVM_ACTIVE) be-
gin
      driv-
er.seq_item_port.connect(sequencer.s
eq_item_export);
    end
  endfunction : connect

  // assign the virtual interfaces
of the agent's children
  function  void  assign_vi(virtual
interface dut_if xmi);
    xi = xmi;
    if (is_active == OVM_ACTIVE) be-
gin
      sequencer.assign_vi(xmi);
      driver.assign_vi(xmi);
      monitor.assign_vi(xmi);
    end
  endfunction : assign_vi

endclass : dut_prt4_master_agent
```

В состав компонента OVC также входит класс bus_monitor, отвечающий, для данного теста, за контроль состояния статуса теста:

```
class  dut_prt4_bus_monitor  extends
ovm_monitor;

  ovm_blocking_put_port #(test_done)
put_port_td;

  protected virtual dut_if xbmi;
  protected int done = 0;
  test_done td;

  bit checks_enable = 0;

  parameter  logic  [7:0]  TEST_PASSED
= 8'b01110111;
  parameter  logic  [7:0]  TEST_FAILED
= 8'b11110001;
    …
  // Assign the virtual interface
    …

  // run phase
  task run();
    fork
      td = new();
      observe_end_of_test();
    join
  endtask : run

  task observe_end_of_test();
    forever
      begin
      @(posedge xbmi.clk_in);
      if(((xbmi.port_b            ==
TEST_FAILED)   ||   (xbmi.port_b   ==
TEST_PASSED)) && !done)
        begin
        done = 1;
        td.set();
      put_port_td.put(td);
```

```
      end
    end                                   endclass : dut_prt4_bus_monitor
endtask : observe_end_of_test
```

В заключении создаются классы компонента OVC – dut_env, тестбенча – dut_tb и библиотеки тестов test_lib. В первом создаются экземпляры агента и монитора шины (bus_monitor), во втором создается экземпляр компонента OVC – класса dut_env. Библиотека тестовых классов состоит из базового класса и класса, производного от базового, относящегося непосредственно к тому или иному тесту.

Для каждого теста разрабатываются соответствующие компоненты OVC, а также соответствующие модификации базового теста в библиотеке тестов. В итоге получен готовый состав верификационного окружения, разработанного на базе методологии OVM.

ОСОБЕННОСТИ ИДЕНТИФИКАЦИИ ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ И МИКРОСТРУКТУРНЫХ ПАРАМЕТРОВ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫХ ЭЛЕКТРОКЕРАМИК

М. В. Шеракажуков, Я. И. Бульбик (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: misha_lp68@mail.ru

Проведено сравнение метода выборочного технологического контроля электрофизических характеристик пресс-композиций из мелкодисперсных порошков нитрида бора, алюминия и ряда оксидов в условно-однородном электрическом поле переменной частоты и метода неинвазивного измерения тех же характеристик пресс-композиционного материала в составе разрядной камеры электрореактивного плазменного двигателя.

Эффект влияния параметров микроструктуры высокотемпературных диэлектриков, формируемых по технологии порошковой металлургии, на характеристики тестовой поляризации в импульсно-возбуждаемом электрическом поле повышенной напряженности является определяющим для оценки степени регулярности границ раздела стеклофазы и фракталов в этих материалах [1]. Проблема микроструктурного экспресс-анализа таких материалов и изделий без обращения к специальным технологиям подготовки образцов для их исследования средствами микроскопии была и остается предметом исследований.

Потенциальная возможность контроля микроструктурных отклонений, в частности, оценки относительного содержания стеклофазы в пресс-композиции, связана с измерением релаксационных частот ω_r материала образца-свидетеля. Это следует из допущений модели Максвелла-Вагнера относительно механизма миграционной поляризации двухкомпонентной среды, ассоциируемой с пресс-композиционным диэлектриком

$$\omega_r = \frac{\left(1+\kappa_1\right)^{1/2}}{\kappa_2};\ \kappa_1 = \frac{9V\varepsilon_c}{2\varepsilon_c+\varepsilon_\phi};\ \kappa_2 = \frac{\varepsilon_0(\varepsilon_c+\varepsilon_\phi)}{4\pi}\rho_\phi, \qquad (1)$$

где ε_c – относительная диэлектрическая проницаемость связующего вещества пограничных зон раздела между фракталами; $(\varepsilon_\phi, \rho_\phi)$ – соответственно относительная диэлектрическая проницаемость и удельное электросопротивление вещества фракталов; V – относительный объем, занимаемый фракталами.

Параметр ω_r является определяющей температурно-зависимой переменной. Проблема заключается в том, что при комнатных температурах нитридным керамикам присущи экстремально высокие удельные электросопротивления (10^{12}–10^{14}) Ом · м, при которых релаксационные пики становятся неразличимыми, а соответствующие им значения ω_r, смещаются в область инфранизких частот, практически недоступную для осуществления

измерений с требуемой достоверностью. Классические методы косвенной оценки значений ω_r, в частности, на основе учета удельной электропроводности образца путем вычитания соответствующей его проводимости в постоянном электрическом поле, либо комбинированной обработки диаграмм Коула-Коула (*Cole-Cole*) для частотных зависимостей компонент импеданса измерительной ячейки с тестируемым материалом и соответствующих ему компонент так называемого электрического «модуля», также не могут быть эффективно применены для контроля свойств, алюмоборнитридных и борнитридных спецкерамик по параметру ω_r, поскольку эти технические диэлектрики не могут быть отнесены к классу диэлектриков с малыми диэлектрическими потерями. При температурах, превышающих 200 °С, измерительную ячейку с образцом керамики следует помещать в камеру с защитной азотной атмосферой либо в вакуумную камеру, что более свойственно методологии физического исследования свойств материалов, чем выборочному технологическому контролю.

Для рассматриваемого класса нитридных керамик скорость изменения поляризации из-за дипольного взаимодействия фракталов, как правило, следует неэкспоненциальной временной функции, для которой обычно используют разнообразные эвристические приближения. В некоторых исследованиях скорость изменения поляризации аморфных диэлектриков преимущественно описывается степенным растяжением временного масштаба показателя экспоненциальной функции-сомножителя, т. е. моделью поляризации по Вильяму–Воотсу (*William Waats*). Однако при дипольно-доминантном взаимодействии фракталов в процессе их поляризации, частотная зависимость функции диэлектрических потерь имеет максимум, что допускает представление составляющей *dP/dt* выражением

$$dP / dt = \varepsilon_0 \eta E[(\omega_r t)^n + (\omega_r t)^{1+m}]^{-1} \qquad (2)$$

где ω_r – диэлектрическая проницаемость вакуума; η – коэффициент, характеризующий вещество по ряду параметров его микроструктуры и механизма поляризуемости; (m, n) – показатели, практически не зависящие от тестового воздействия; ω_r – угловая частота, при которой наблюдается максимум диэлектрических потерь в данном веществе.

Функциональное представление *dP/dt* вида (2) есть композиция двух переходных состояний, каждое из которых следует степенной зависимости установления поляризации по Кюри–фон Швейдлеру (*Curie-von Schweidler*). Экспериментальными исследованиями процессов поляризации образцов нитридных керамик установлено, что функциональное представление вида (2) пригодно для описания процессов поляризации в широком временном интервале ($0{,}05 < \omega_r t < 50$). Причем переходные состояния на первом подынтервале ($0{,}05 < \omega_r t < 0{,}15$) практически полностью характеризуются показателем n при прочих равных значениях (η, ω_r), а показателем m – на втором подынтервале ($0{,}05 < \omega_r t < 50$). Максимум скорости изменения переходных состояний соответствует характеристической постоянной времени $\tau = 1/\omega_r$, а переходная функция относительной плотности тока поляризации $\frac{d}{dt}\left(\frac{P(t)}{\varepsilon_0 E}\right)$, представленная в логарифмическом масштабе (рис. 1), позволяет оценить значения (m, n) по угловым коэффициентам касательной, численно равным $-n$ и $-(1+m)$ в первом и втором интервалах соответственно.

Соотношения (1) и (2) справедливы только для диэлектрических измерений в условно-однородном электрическом поле, которые рассматриваются на измерительной ячейке (ИЯ), рис. 2.

Неинвазивные измерения диэлектрических характеристик материала в составе изделия не допускают использования технологии измерения в условно-однородном электрическом поле (рис. 2). Применительно к неинвазивным технологическим измерениям на высокотемпературном изоляторе плазменного двигателя (ПД) орбитальной коррекции кос-

мического аппарата (КА) необходимо прогнозировать долгосрочное состояние материала разрядной камеры ПД до его установления на борт КА.

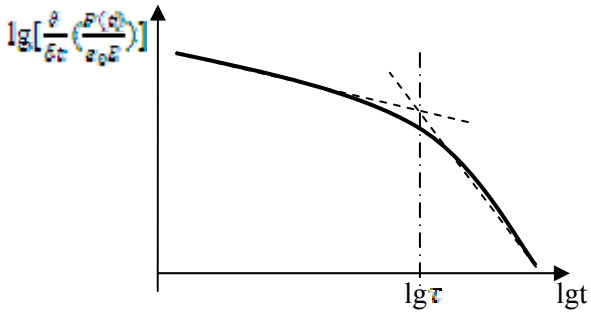


Рис. 1. Переходная функция относительной плотности тока поляризации

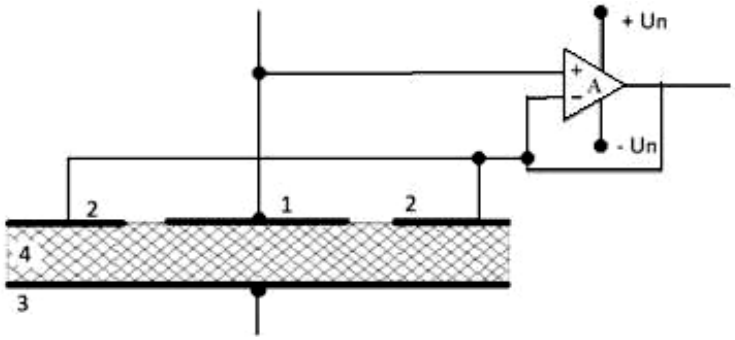


Рис. 2. Структура измерительной ячейки с условно-однородным электрическим полем: 1 – потенциальный электрод измерительной ячейки (ИЯ);2 – охранный электрод ИЯ; 3 – общий дисковый электрод ИЯ; 4 – образец диэлектрического материала; А – операционный усилитель в режиме повторения потенциалов электрода 1

Разрядная камера ПД представляет собой полое цилиндрическое тело, полученное горячим прессованием при температурах 1700–1750 °С из мелкодисперсных порошков нитридов бора, алюминия и ряда оксидов, которые могут иметь уникальные электрофизические свойства, недостижимые для традиционных конструкционных неметаллических материалов. Контроль качества таких специальных изделий, без их разрушения, возможен, как правило, только при комплексировании различных физических методов [1].

Конструктивно разрядная камера ПД имеет конфигурацию тела вращения с кольцевым разрядным каналом, предназначенным как для генерации потока плазмы из инжектируемого в анодную область рабочего тела, так и для ускорения в осевом электрическом поле потока плазмы, формируемого и фокусируемого также радиальным магнитным полем. Эксплуатационные характеристики разрядной камеры ПД определяются совокупностью электрофизических свойств этого керамического изделия, таких, как удельное электросопротивление подповерхностных слоев разрядного канала, стойкость к тепловым ударам, абляции и эрозии. Локальные изменения удельного электросопротивления поверхностного слоя разрядного канала вследствие высокотемпературных процессов абляции и эрозии ведут к вариациям пристеночной проводимости и вариациям вектора тяги ПД. Локальные нарушения плотности керамической пресс-композиции и другие нарушения регулярности ее микроструктуры при прочих равных условиях эксплуатации ПД тоже ускоряют процессы абляции и эрозии поверхности разрядного канала. В общем, роль этих труднопрогнозируемых факторов существенна в оценках ресурса ПД и, в конечном счете, срока активного существования КА.

Установка для технологического НК разрядных камер ПД схематически показана на рис. 3. Разрядная камера 1 установлена здесь внутренней цилиндрической поверхностью наружной ее стенки на аксиальный электронагреватель 2. Внешняя цилиндрическая поверхность камеры ПД соприкасается в зоне контроля с чувствительным элементом электрозарядового первичного преобразователя. Электрозарядовый преобразователь (ЭЗП) 3

может быть установлен на любую зону контроля путем его азимутального перемещения относительно" неподвижной втулки 4 устройства позиционирования. Установка для технологического НК разрядных камер ПД обеспечивает комплексное воздействие тепловым одномерным полем с радиальным градиентом температур и тестовым двухмерным импульсно-возбуждаемым электрическим полем ЭЗП с радиальной и азимутальной составляющими градиента электрического потенциала.

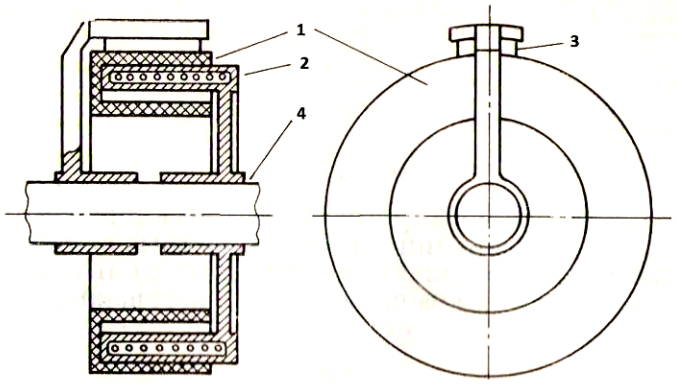


Рис. 3. Установка для технологического НК качества пресс-композиционных камер ПД. Пояснения в тексте

Информативные вариации потокораспределения квазистационарного электрического поля при комплексном действии тепловым и импульсным электрическим полем оценивается по разности δf, определенной при двух тестовых градиентах ∇T теплового поля в стенке камеры ПД:

$$\delta f = f(\nabla T_1) - f(\nabla T_2), \quad f(\nabla T_j) = q_{1j} + q_{2j} / q_{1j} - q_{2j}. \tag{3}$$

На рис. 4 схематически показано потокораспределение электрического поля ЭЗП для различных значений ∇T:

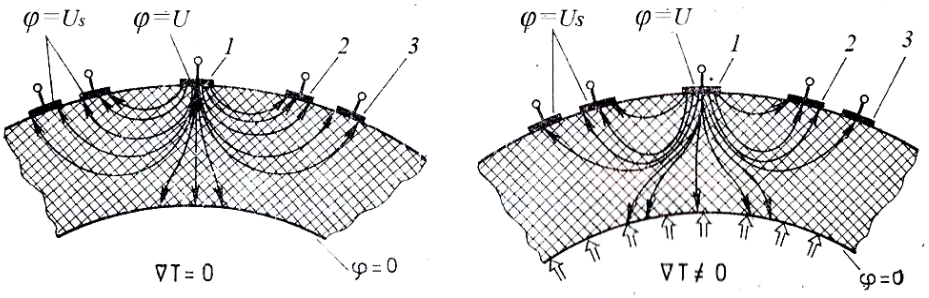


Рис. 4. Потокораспределение электрического поля электрозарядного преобразователя для различных градиентов температур ∇T теплового тестового воздействия: 1 –высокопотенциальный электрод; 2 – первый сенсорный электрод; 3 – второй сенсорный электрод.

Таким образом, введение тестового градиента вспомогательного теплового поля обеспечивает «размораживание» электропроводностей в областях с пониженными энергиями активации, что позволяет обнаруживать их по изменениям потокораспределения импульсно-возбуждённого электрического поля в условиях одностороннего доступа к зоне контроля.

Список литературы

1. Беляев, Б.А. Электрофизические методы контроля слоистых структур : учеб. пособие / Б.А. Беляев, Я.И. Бульбик. – Красноярск : ИПЦ КГТУ, 2004. – 193 с.

СПЕКТРЫ ФЕРРОМАГНИТНОГО РЕЗОНАНСА В ГЕКСАФЕРРИТАХ СИСТЕМЫ $SR(CO_XTI_X)FE_{12-2X}O_{19}$, ПОЛУЧЕННЫХ МЕТОДОМ СВС

А. С. Шестаков, В. А. Журавлев (научный руководитель)

Национальный исследовательский Томский государственный университет, Радиофизический факультет
634050, Томск, пр. Ленина, 36
E-mail: shestakov7603@mail.ru

Представлены результаты исследований параметров спектров ферромагнитного резонанса порошковых гексаферритов $Sr(Co_xTi_x)Fe_{12-2x}O_{19}$ ($0 \le x \le 1{,}0$), полученных методом самораспространяющегося высокотемпературного синтеза. Проведены оценки величин магнитомеханического отношения и частот естественного ферромагнитного резонанса (ЕФМР). Показано, что увеличение концентрации ионов комплекса $Co^{2+}Ti^{4+}$ приводит к существенному понижению частоты ЕФМР и появлению заметной анизотропии магнитомеханического отношения.

Оксидные ферримагнетики с гексагональной кристаллической структурой – гексаферриты бария – $BaFe_{12}O_{19}$ (Ba-M) и стронция – $SrFe_{12}O_{19}$ (Sr-M) обладают большой величиной поля магнитокристаллической анизотропии (МКА), большой намагниченностью насыщения и высокой стабильностью этих характеристик в широком температурном интервале [1]. Это обуславливает перспективность использования их в различных устройствах СВЧ и КВЧ диапазонов, в частности, в качестве активных компонентов радиопоглощающих материалов и покрытий [2]. Замещение части ионов железа Fe^{3+} комплексом $Co^{2+}Ti^{4+}$ в этих гексаферритах приводит к уменьшению величины поля магнитокристаллической анизотропии и сдвигу частоты естественного ферромагнитного резонанса и, соответственно, полосы частот поглощения в низкочастотную часть СВЧ диапазона длин волн [3, 4].

В данной работе проведено исследование ферромагнитного резонанса (ФМР) в однодоменных порошковых образцах гексаферритов системы $Sr(Co_xTi_x)Fe_{12-2x}O_{19}$ ($0 \le x \le 1{,}0$). Образцы получены методом самораспространяющегося высокотемпературного синтеза (СВС) с предварительной механической активацией исходных реагентов. После проведения СВС для улучшения фазового состава, уменьшения микроупругих напряжений и увеличения размеров зерен проводилась двухэтапная ферритизация порошков в при температурах 1200 и 1250 ^{0}C в течение 2 часов. Содержание основной М-фазы после ферритизации стало более 90 %, размер областей когерентного рассеяния ≥ 1 мкм у всех синтезированных образцов.

Кривые ФМР снимались в диапазоне частот 26–52 ГГц при комнатной температуре. Обработка спектров проводилась по методике, описанной в [5, 6]. Частотно-полевые зависимости максимумов, наблюдаемых на резонансных кривых порошковых образцов, представлены на рис. 1 для нескольких значений концентрации x.

Цифрой 1 обозначена ветвь спектра, соответствующая резонансу кристаллитов, у которых направление намагничивающего поля (H) близко к оси легкого намагничивания (ОЛН). В рассматриваемом нами диапазоне концентраций x ОЛН направлена вдоль гексагональной оси c кристаллита. Величина резонансной частоты определяется формулой [5]:

$$\omega_{\parallel} = \gamma_{\parallel}\left[H + \frac{\gamma_{\perp}}{\gamma_{\parallel}} H'_{a1}\right]. \qquad (1)$$

Цифрой 2 обозначена ветвь спектра для кристаллитов, у которых намагничивающее поле ориентировано вблизи направлений трудного намагничивания. При концентрациях $x \le 1{,}0$ они расположены в базисной плоскости, которая является плоскостью трудного намагничивания (ПТН). Формула для резонансной частоты может быть записана [5]:

$$\omega_{\perp} = \gamma_{\perp}\left[H\left(H - H'_{\theta}\right)\right]^{1/2}. \qquad (2)$$

Здесь $\omega_{\parallel}$, $\gamma_{\parallel}$ и $\omega_{\perp}$, $\gamma_{\perp}$ – резонансные частоты и магнитомеханические отношения для направлений вдоль гексагональной оси и в базисной плоскости, соответственно; H'_{a1}, H'_{θ} –

поля магнитной анизотропии для этих направлений. Эти поля включают вклады от магнитокристаллической анизотропии и анизотропии формы кристаллитов.

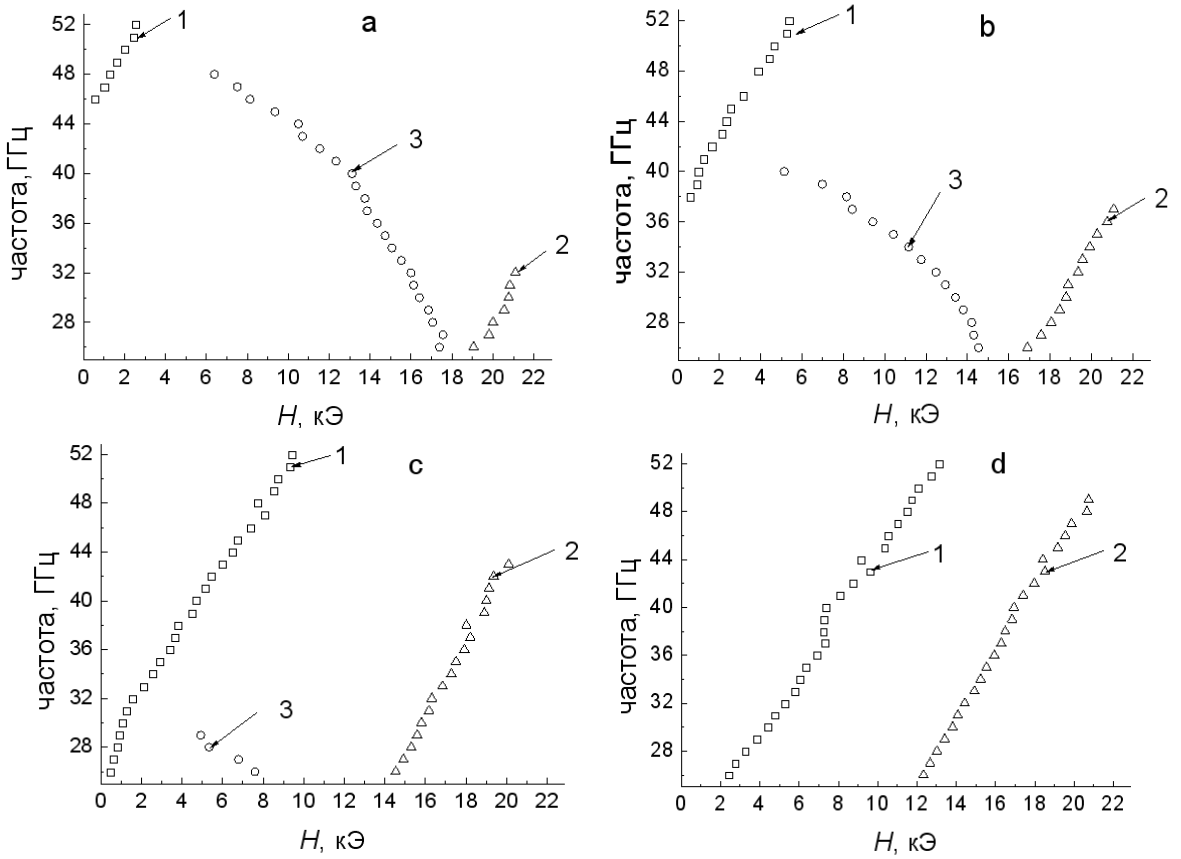


Рис. 1. Спектры ФМР исследованных образцов: *a* – концентрация $x = 0{,}0$; *b* – $x = 0{,}5$; *c* – $x = 0{,}8$; *d* – $x = 1{,}0$. Пояснения в тексте

Обозначенный цифрой 3 тип колебаний, согласно [7], наблюдается в однодоменных частицах с анизотропией типа ОЛН при ориентации намагничивающего поля в ПТН и величинах $H \le H_{\theta}^{'}$. Формула для резонансной частоты этого типа колебаний при учете только поля анизотропии $H_{a1}^{'}$ имеет вид:

$$\omega_3 = \gamma_{\perp}\left[\left(H_{a1}^{'}\right)^2 - H^2\right]^{1/2}. \qquad (3)$$

Для определения величин магнитомеханических отношений $\gamma_{\|}$ и $\gamma_{\perp}$ полевые зависимости резонансных частот были обработаны методом наименьших квадратов по формулам (1), (2). Результаты оценок сведены в табл.

Таблица

Магнитомеханические отношения гексаферритов системы $Sr(Co_xTi_x)Fe_{12-2x}O_{19}$

Концентрация, x	$\gamma_{\|}$, ГГц/кЭ	$\gamma_{\perp}$, ГГц/кЭ	$\Delta\gamma = \gamma_{\perp} - \gamma_{\|}$, ГГц/кЭ	$\omega_r / 2\pi$, ГГц
0,0	2,9 ± 0,1	2,9 ± 0,2	0,0 ± 0,3	44 ± 4
0,5	2,75 ± 0,08	2,70 ± 0,06	0,0 ± 0,1	37 ± 2
0,6	2,59 ± 0,08	2,87 ± 0,06	0,3 ± 0,1	35 ± 2
0,7	2,54 ± 0,07	3,00 ± 0,08	0,5 ± 0,2	31 ± 2
0,8	2,51 ± 0,04	2,94 ± 0,05	0,43 ± 0,09	28 ± 1
0,9	2,59 ± 0,03	2,85 ± 0,04	0,26 ± 0,07	23 ± 1
1,0	2,51 ± 0,04	2,72 ± 0,03	0,21 ± 0,07	19 ± 1

Отметим, что формулы (1)–(2) получены для монокристаллического образца гексаферрита в форме эллипсоида вращения. Величины резонансных полей (или частот) имеющихся на кривых ФМР порошковых образцов особенностей – максимумов и ступенек будут совпадать с рассчитанными по этим формулам только в случае пренебрежимо малой диссипации [7]. Поэтому в табл. приведены только оценки значений магнитомеханических отношений $\gamma_{\|}$ и $\gamma_{\perp}$, определяемые по углу наклона зависимостей $\omega(H)$. Поля анизотропии H'_{a1}, H'_{θ} могут быть оценены только при детальном сопоставлении формы экспериментальной и рассчитанной кривых ФМР [5, 6], что выходит за рамки данной работы.

Согласно таблице, замещение части ионов железа комплексом $Co^{2+}Ti^{4+}$ приводит к появлению заметной анизотропии магнитомеханического отношения $\Delta\gamma$, причем она немонотонно зависит от концентрации, достигая максимума вблизи $x = 0{,}7$.

Экстраполяция экспериментальных данных ветви (1) спектра ФМР на нулевые намагничивающие поля дает возможность оценить величины частот ЕФМР $\omega_{\|}(H = 0) = \gamma_{\|} H'_{a1}$ исследованных материалов. Результаты представлены в последней колонке табл. Видно, что увеличение концентрации ионов комплекса $Co^{2+}Ti^{4+}$ от нуля до единицы приводит уменьшению частоты ЕФМР более чем в два раза.

Список литературы

1. Смит, Дж. Ферриты / Дж. Смит, Х. Вейн. – М. : ИЛ. 1958. – 504 с.
2. Wartenberg B. // Z. Angew. Phys., 1968. –V. 24. – P. 211.
3. Severin H., Stoll J.P. // Z. Angew. Phys. – 1967. – V. 23. – № 3. – P. 209.
4. Han-Shin Cho, Sung-Soo Kim. // IEEE Magn. – 1999.– V. 35. – P. 3151.
5. Журавлев В.А. // ФТТ. – 1999 . – Т. 41. – № 6. – С. 1050.
6. Журавлев В.А., Найден Е.П. // ФТТ. – 2009. – Т. 51. – № 2. – С. 310.
7. Гуревич, А.Г. Магнитный резонанс в ферритах и антиферромагнетиках / А.Г. Гуревич. – М. : Наука, 1973. – 591 с.

МЕТОДИКА ВЫЧИСЛЕНИЯ ПОТЕНЦИАЛЬНЫХ ЗНАЧЕНИЙ ПРЕОБРАЗОВАННЫХ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОМПОНЕНТ НА МОП-ТРАНЗИСТОРЕ В СУБМИКРОННОМ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОМ БАЗИСЕ

Д. В. Шеховцов, А. И. Мушта (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394026 Воронеж, Московский проспект, 14
Научно-исследовательский институт электронной техники
394042 Воронеж, Ленинский проспект, 119а
E-mail: wexwex@mail.ru, wex@niiet.ru, micronano1441@yandex.ru

Получены аналитические соотношения, разработана методика определения потенциальных значений выходных компонент тока в режимах умножения частоты на МОП-транзисторах с произвольными (в пределах физической реализуемости) значениями параметров канала в субмикронном технологическом базисе, предложен алгоритм расчета гармонических компонент умножителя

Постановка задачи. Процесс умножения частоты гармонических колебаний, возможность реализации кратного преобразования сигналов в виде IP-блоков «систем на кристалле» представляет собой практически не изученную область, привлекающую внимание исследователей [1–4]. Однако в отечественной и зарубежной научной литературе отсутствует информация о влиянии технологического процесса с субмикронными проектными нормами на интенсивность генерируемой гармонической компоненты, в частности, при

использовании в качестве нелинейности характеристик МОП-транзисторов и способах расчета потенциальных значений гармонических компонент применительно к выбранной технологии. Поэтому представляется целесообразным разработать методику определения максимальных значений компонент выходного тока МОПТ (МОП-транзистора) с индуцированным каналом в режимах умножения частоты в зависимости от топологических норм субмикронных технологий.

Реализация задачи. Длина и ширина канала, а также закон распределения примесей в канале МОПТ определяют его пороговое напряжение, ток стока [5]. Сток-затворная характеристика транзистора имеет нелинейную форму и учитывает влияние технологического базиса. В целях общности подхода ее можно представить в общем виде

$$y = f(u). \tag{1}$$

Считаем, что характеристика (1) допускает разложение в ряд Тейлора на всём интервале, включая его концы. Пусть в установившемся режиме к входу МОПТ приложено воздействие

$$u(t) = U_0 + u_{\sim} = U_0 + U_{MC}\cos(\omega_C t + \varphi_C), \tag{2}$$

где U_0 – постоянная составляющая приложенного напряжения; $U_{мс}$, ω_c, и φ_c – амплитуда, частота и начальная фаза колебания с частотой сигнала.

Амплитуда воздействующего колебания может изменяться в широких пределах с учётом аппроксимирующей в интервале приложенных напряжений нелинейной характеристики транзистора. Процедура аппроксимации сток-затворных характеристик МОПТ для заданного принятой субмикронной технологией отношения длины канала к ширине канала МОП-транзистора описана, в частности, в работе [6]. Аппроксимация сток-затворных характеристик МОП-транзисторов осуществлялась полиномами Чебышева 10-й степени по методу наименьших квадратов. Искомая характеристика имеет вид

$$y(u) = a_0 + a_1 u + a_2 u^2 + a_3 u^3 + a_4 u^4 + a_5 u^5 + a_6 u^6 + a_7 u^7 + a_8 u^8 + a_9 u^9 + a_{10} u^{10}, \tag{3}$$

где $a_I (I = 0, 1, \ldots, 10)$ – коэффициенты полинома Чебышева.

Вопросы спектрального анализа подробно освещены в ряде работ, например в [7–9, 12–14]. Учитывая приведённые выше работы, в соответствии с характеристикой (1) и воздействием (2) искомый спектр отклика, представленный в символической форме, можно записать в виде

$$i = \sum_{p=-\infty}^{\infty} I_p[U_{MC}\frac{d}{dU_0}]\cdot f(U_0)\cdot e^{jp\omega_0 t}, \tag{4}$$

где

$$I_p(z) = \sum_{m=0}^{\infty}\frac{z^{2m+p}}{2^{2m+p}\cdot(m+p)!\cdot m!} - \tag{5}$$

модифицированная функция Бесселя 1 рода р-го порядка.

Метод определения спектрального состава основан на применении ряда Тейлора, представленного в символической форме в виде экспоненциальных функций. Раскрытие сумм в (4) с учётом свойства модифицированных функций Бесселя $I_{+p}(z) = I_{-p}(z)$ [10] позволяет освободиться от отрицательных значений «р», а учёт формул Эйлера [11], связывающих экспоненциальную и тригонометрическую функции, приводит к выражению компоненты N-й гармоники в общем виде.

Для расчёта режима транзистора по постоянному току важно располагать выражением постоянной составляющей тока стока МПОТ при принятых в работе исходных условиях. Искомая зависимость может быть представлена в виде

$$I_{0C} = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{2^{2m}(m!)^2} * \frac{d^{2m} f(U_0)}{dU_0^{2m}} * U_{m\omega}^{2m}. \quad (6)$$

Выражение N-ой гармоники можно записать в общем виде

$$I_{\max N\omega} = 2\sum_{0}^{\infty} \frac{1}{2^{2m+N-1}(m+N)!m!} * \frac{d^{2m+N} f(U_0)}{dU_0^{2m+N}} * U_{m\omega}^{2m+N}, \quad (7)$$

где N – кратность умножения.

При N =2 получаем выражение для тока второй гармоники

$$I_{maz2\omega} = \sum_{0}^{\infty} \frac{1}{2^{2m}(m+2)!m!} * \frac{d^{2m+2} f(U_0)}{dU_0^{2m+2}} * U_{m\omega}^{2m+2}. \quad (8)$$

При N =3 выражение (6) примет иметь вид

$$I_{maz3\omega} = \sum_{0}^{\infty} \frac{1}{2^{2m+1}(m+3)!m!} * \frac{d^{2m+3} f(U_0)}{dU_0^{2m+3}} * U_{m\omega}^{2m+3}. \quad (9)$$

При удвоении частоты выражение максимальных значений гармонических компонент имеет вид

$$I_{\max 2\omega} = \frac{1}{2!} * \frac{d^2 f(U_0)}{dU_0^2} U_{m\omega}^2 + \frac{1}{2^2 * 3!} * \frac{d^4 f(U_0)}{dU_0^4} U_{m\omega}^4 + \frac{1}{2^4 * 4! * 2!} * \frac{d^6 f(U_0)}{dU_0^6} U_{m\omega}^6 + \\ + \frac{1}{2^6 * 5! * 3!} * \frac{d^8 f(U_0)}{dU_0^8} U_{m\omega}^8 + \frac{1}{2^8 * 6! * 3!} * \frac{d^{10} f(U_0)}{dU_0^{10}} U_{m\omega}^{10} \quad (10)$$

При утроении частоты выражение приобретает следующий вид

$$I_{\max 3\omega} = \frac{1}{2 * 3!} * \frac{d^3 f(U_0)}{dU_0^3} U_{m\omega}^3 + \frac{1}{2^3 * 4!} * \frac{d^5 f(U_0)}{dU_0^5} U_{m\omega}^5 + \frac{1}{2^5 * 5! * 2!} * \frac{d^7 f(U_0)}{dU_0^7} U_{m\omega}^7 + \\ + \frac{1}{2^7 * 6! * 3!} * \frac{d^9 f(U_0)}{dU_0^9} U_{m\omega}^9 \quad (11)$$

Представленные выше материалы легли в основу разработанного алгоритма определения предельных значений выходных компонент тока в режимах умножения частоты на МОП-транзисторах в субмикронном технологическом базисе. Логика построения алгоритма базируется на выражении (7). Алгоритм представлен на рисунке.

Ниже представлено описание блоков алгоритма и его работы.

В блоке 1 производится ввод констант: длина и ширина (l /w) канала МОПТ; N – кратность умножения; Sp – степень полинома Чебышева; a_0 – a_{10} – коэффициенты полинома Чебышева, $U_{m\omega}$ – амплитуда напряжения входного сигнала, U_{0H} – величина начального

напряжения смещения; U_{0K} – величина конечного напряжения смещения; U_c – амплитуда напряжения входного сигнала; ΔU_0 - величина шага напряжения по смещению рабочей точки МОПТ; L – номер сечения по смещению рабочей точки транзистора (начальное значение L=0); $L_к$ – наибольший допустимый номер сечения по смещению рабочей точки транзистора. $T_s(m)$ – суммарный ток гармоники при заданном L (начальное значение $T_s(m)=0$), массив сечений L(I), где $0 \le I \le (U_{0к} - U_{0н}) / \Delta U_0$.

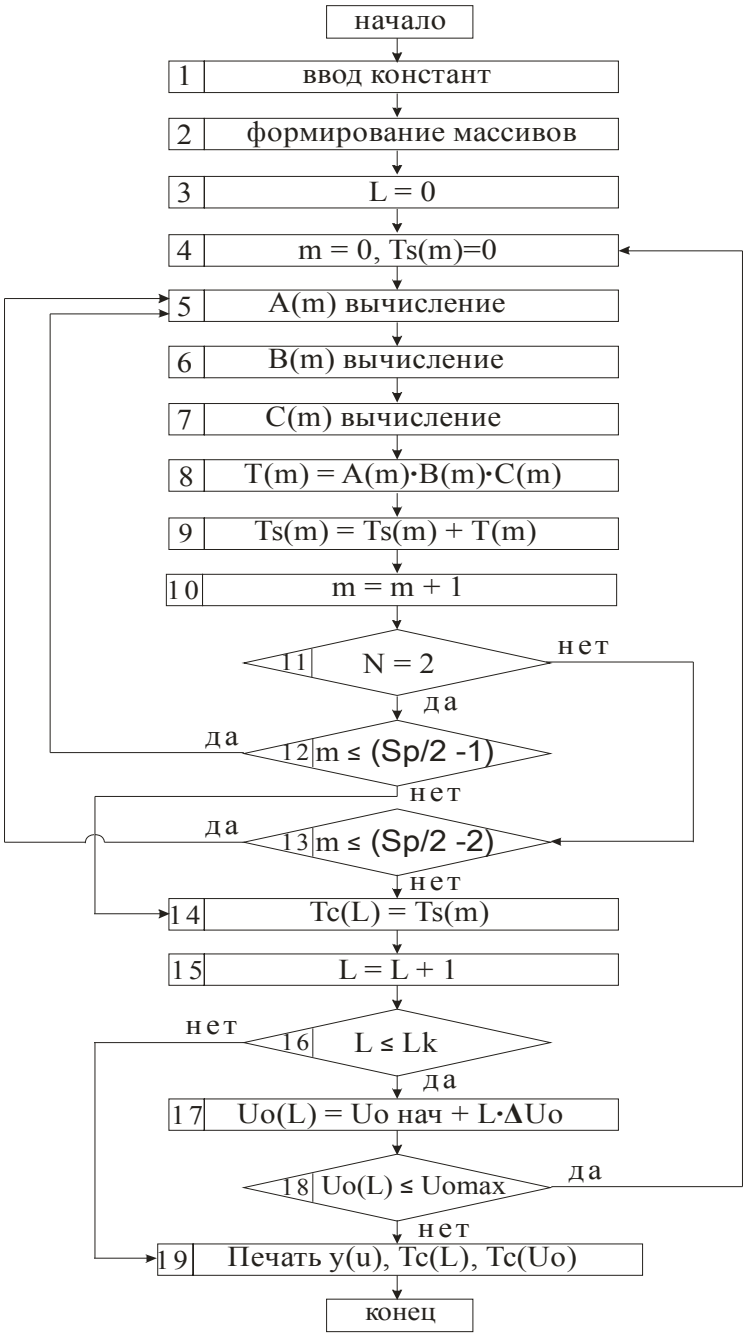


Рис. Алгоритм расчёта предельных значений выходных компонент тока МОПТ в режимах умножения частоты

В блоке 2 резервируются массивы: T(m) $0 \le m \le [(Sp/2) - 1]$ - величина тока стока умноженной частоты при выбранном значении параметра «m»; $T_s(m)$ – суммарная величина тока стока умноженной частоты при вариации параметра «m» от 0 до текущего значения; A(m), B(m), C(m) – сомножители, входящие в выражение (7):

$$A(m) = \frac{1}{2^{2m}(m!)^2}, \tag{12}$$

$$B(m) = \frac{d^{2m} f(U_0)}{dU_0^{2m}}, \tag{13}$$

$$C(m) = U_{m\omega}^{2m}. \tag{14}$$

В блоке 3 задаётся исходный номер сечения по смещению рабочей точки транзистора. Это точка начала внешнего цикл расчёта гармонических компонент тока стока, характеризующегося вариацией напряжения смещения на затворе транзистора в заданных пределах с установленным шагом.

Блок 4 задает начальное значение коэффициента m = 0 и суммарной величины тока стока $T_S(m) = 0$.

Блоки внутреннего цикла 5–8 производят расчёт составляющей тока стока при заданном значении параметра m, при этом значения производных, соответствующих m для коэффициентов умножения N = 2 и N = 3 выбираются из таблицы.

Таблица

Значения производных для различных коэффициентов умножения N

m		0	1	2	3	4
Порядок производной при различных N	N = 2	2	4	6	8	10
	N = 3	3	5	7	9	–

Блок 9 осуществляет подсчёт результирующего (суммарного) тока T_C гармонической составляющей тока стока МОПТ.

В блоке 10 выполняется выбор следующего значения параметра m.

В блоках 12 и 13 контролируется соответствие текущего значения параметра m максимально допустимому значению в зависимости от заданного значения коэффициента умножения N и степени полинома. Блоки 12 и 13 являются заключительными блоками внутреннего цикла.

Если исчерпаны разрешённые значения параметра «m», то в блоке 14 итоговая величина вычисленного значения тока стока Ts запоминается как величина тока, соответствующая заданному ранее напряжению U0 на затворе МОПТ.

Блок 15 определяет новое (следующее) значение сечения по смещению рабочей точки транзистора

В блоке 16 выполняется сравнение текущего значения смещения L с заданным максимальным номером L_K. При достижении L максимального значения осуществляется переход к блоку 19 печати рассчитанных массивов в виде графиков или таблиц. Если же значение L еще не достигло максимально возможного числа – осуществляется переход к следующему напряжению смещения, расчет которого выполняется в блоке 17.

Блок 18 проверяет текущее значение напряжения смещения и, если оно не превышает максимально разрешенного значения, продолжается выполнение внешнего цикла – осуществляется расчёт гармонической компоненты тока стока при новом значении напряжения смещения рабочей точки транзистора. В противном случае блок 19 производит печать заданных параметров и найденных предельных значений гармонических составляющих тока стока МОПТ для анализируемой субмикронной или глубоко субмикронной технологии.

Заключение. Впервые приведены аналитические соотношения и рассмотрен алгоритм расчёта предельных значений выходных компонент тока МОПТ в режимах умноже-

ния частоты в субмикронном технологическом базисе. Использование предложенной методики расчета значений гармонических компонент позволит определить потенциальные возможности умножителя частоты гармонических колебаний уже на начальных этапах проектирования, сократить общее время разработки, существенно упросить процесс проектирования за счет раннего определения структуры электрической схемы умножителя и точной знания режимов работы транзисторов, входящих в состав умножителя.

Представленный алгоритм расчета предельных значений гармонических компонент умножителя частоты гармонических колебаний (блок-схема) может быть использован для создания программы расчета токов гармоник.

Предложенные методика и алгоритм поддерживают выполнение расчетов для любых субмикронных и глубоко субмикронных технологий при наличии известной (аппроксимированной) сток-затворной характеристики МОПТ.

Список литературы

1. Отчет о научно-исследовательской работе «Разработка схемных и топологических решений устройств параметрического умножения частоты гармонических колебаний, выполненных для телекоммуникационных «систем на кристалле». – Воронеж : ВГТУ, 2007.

2. Пат. 2292629 Российской Федерации, МКИ H03 B 19/00. Гармонический умножитель частоты / А.М. Бочаров, А.И. Мушта, О.П. Новожилов. №2005121752/09, опубл. 27.01.2007г., Бюл. № 3. – 7 с. : ил.

3. Пат. 2405242 Российской Федерации. Гармонический удвоитель частоты / О.П. Новожилов, М.И. Бочаров, Ю.С. Балашов, А.И. Мушта, И.П. Потапов, Д.В. Шеховцов, А.М. Сумин. Опубл. 27.11.2010 г., Бюл. № 33.

4. Разработка структуры и схемных решений умножителей частоты гармонических колебаний для реализации в технологическом базисе с субмикронными топологическими нормами / Д.В. Шеховцов, Ю.С. Балашов, О.П. Новожилов, А.И. Мушта // Вестник ВГТУ. – 2009. – Т. 5. – № 12.

5. Красников, Г.Я. Конструктивно-технологические особенности субмикронных МОП-транзисторов : в 2 ч. Ч. 1 / Г.Я. Красников. – М. : «РИЦ «Техносфера», 2002. – 415 с.

6. Исследование нелинейных процессов преобразования частоты в смесителе на МОП-транзисторах с субмикронными топологическими нормами в интенсивной помеховой обстановке / А.И. Мушта [и др.] // Вестник ВГТУ. – 2010.– Т. 6. – № 1.

7. Котельников, В.А. О воздействии на нелинейное сопротивление суммы синусоидальных напряжений / В.А. Котельников. – Л. : НТС ЛЭИС, 1936. – № 14.

8. A.C. Bartlett. The Calculation of Modulation Products, Phil Mag, October, 1933, p. 845 -847.

9. Басик, И.В. Сборник научных трудов ЦНИИС МС / И.В. Басик. – М. : Гос. изд-во по вопросам связи и радио, 1948. – С. 69.

10. Анго, Андре. Математика для электро- и радиоинженеров / Андре Анго. – М. : Наука, 1967.

11. Бронштейн, И.Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов / И.Н. Бронштейн, К.А. Семендяев. – М. : Наука, 1965.

12. Ризкин, И.Х. Умножители и делители частоты / И.Х. Ризкин. – М., 1966.

13. Хьюз, В. Нелинейные электрические церии : пер. с англ. / В. Хьюз. – М., 1967

14. Жаботинский, М.Е. Основы теории и техники умножения частоты / М. Е. Жаботинский, Ю.Л. Свердлов. – М. 1964.

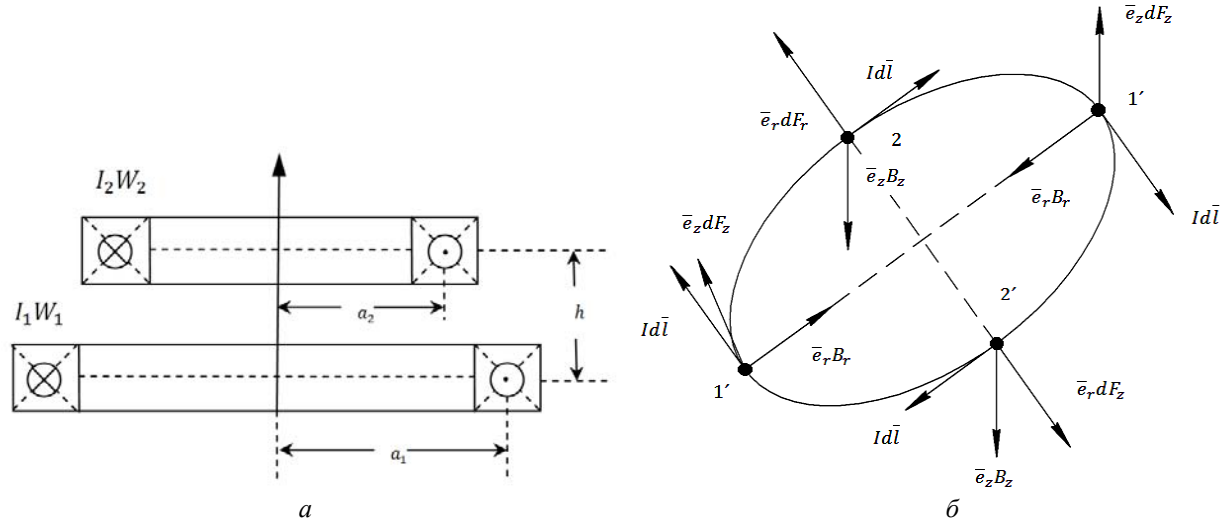
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ СИЛ В ОСЕСИММЕТРИЧНОЙ СИСТЕМЕ ДВУХ КРИВЫХ КОНТУРОВ С ТОКОМ

Е. В. Черных, И. А. Белоглазова, Я. И. Бульбик

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: Ivanov@sfu-kras.ru

На основе теоретически точной модели распределения магнитного поля эквивалентного токового витка, замещающего катушку с током, получены зависимости относительных электродинамических сил от геометрических параметров системы двух кривых контуров с постоянным током. Для конструктивно подобной осесимметричной системы, состоящей из первичного контура с переменным током и вторичного контура в виде короткозамкнутого кругового витка, определена дополняющая особенность алгоритма вычисления электродинамических сил.

Моделирование электродинамических сил в некоторых узлах мехатроники и в других электродинамических исполнительных устройствах, позволяет характеризировать их характеристики. Математическая модель осесимметричной системы двух кривых контуров с током, является наиболее простой и приемлемой базовой моделью для конструктивно подобных электромеханических устройств. На рис. 1 показана расчетная схема системы, состоящей из двух осесимметричных катушек с током, заменяемых эквивалентными кольцевыми токами $I_{k1} = I_1 W_1$ и $I_{k2} = I_2 W_2$, расстояние между параллельными плоскостями которых равно *h*.



а *б*

Рис. 1. Расчетная схема системы: *а* – геометрия осесимметричных катушек с током; *б* – распределение составляющих индукций магнитного поля и электродинамических сил в точках контура с током $I=I_{k2}$

В соответствии с геометрией расчетной схемы принимается цилиндрическая система (r, α, z) – координат, в которой вектор – потенциал $\bar{A}$ магнитного поля имеет только одну угловую составляющую $A_\alpha (\bar{A} = \bar{e}_\alpha A_\alpha)$, позволяющую определить радикальную B_r и осевую B_z составляющие осесимметричного векторного поля магнитной индукции соотношениями

$$B_r = -\frac{\partial A\alpha}{\partial Z};\ B_z = \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}(rA_\alpha), \qquad (1)$$

Как известно из физики, электродинамическая сила $d\bar{F}$, действующая в магнитном поле на участках контура $d\bar{l}$ с током I, определяется векторным произведением

$$\mathrm{d}\bar{F} = I\bar{d}l\ [\bar{\mathrm{e}}_\mathrm{r}\mathrm{B}_\mathrm{r} + \bar{\mathrm{e}}_\mathrm{z}\mathrm{B}_\mathrm{z}] = \bar{\mathrm{e}}_\mathrm{z}\mathrm{dF}_\mathrm{z} + \bar{\mathrm{e}}_\mathrm{r}\mathrm{dF}_\mathrm{r}, \qquad (2)$$

где $(\bar{e}_r, \bar{e}_z)$ – единичные орты радиальной и осевой координат участков $d\bar{l}$ контура с током $I = I_{k2}$.

Как следует из соотношения (2) и поясняющего рис. 1, *б*, осевые составляющие dF_z элементарных электродинамических сил на любых участках токового контура, например, в точках 1,1', суммируются, а в диаметрально расположенных точках 2,2' взаимно компенсируются радиальные составляющие dF_r. Следовательно, результирующая электродинамическая сила F, действующая на токовый контур по осевому направлению, определяется соотношением:

$$F = I_{k2} B_r(r,z)\big/_{(r=a_2, z=k)} \cdot \int_0^{2\pi} a_2 d\alpha = 2\pi a_2 I_{k2} B_r(r,z)\big/_{(r=a_2, z=h)}, \tag{3}$$

где $B_r(r,z) = \dfrac{\mu_o I_{1k}}{2\pi r} \dfrac{z}{\left[(a_1+r)^2 + z^2\right]^{1/2}} \left[\dfrac{a_1^2 + r^2 + z^2}{(a_1 - r)^2 + z^2} E(k) - K(k) \right]$; $K(k)$ и $E(k)$ – полные эллиптические интегралы, соответственно первого и второго рода модуля k.

$$(k^2 = \frac{4a_1 r}{(a+r)^2 + z^2}),\ \mu_0 = 4\pi \cdot 10^7 \text{ Гн/м}.$$

Для упорядочения результатов моделирования, примем в качестве переменной отношение (h/a_1) а в качестве параметра –(a_2/a_1), тогда соотношение (3) переписывается в виде

$$\mathrm{F} = \mu_0 I_{1k} I_{2k} \frac{h/a_1}{[(1+\frac{a_2}{a_1})^2 + (\frac{h}{a_1})^2]^{1/2}} [\frac{1 + (a_2/a_1)^2 + (h/a_1)^2}{(1 - a_2/a_1)^2 + (h/a_1)^2} E(k) - K(k)], \tag{4}$$

где $k = \dfrac{2\sqrt{a_2/a_1}}{[(1+a_2/a_1)^2 + (h/a_1)]^2}$.

Для вычисления значений полных эллиптических интегралов в соотношении (4) используем полиномиальную аппроксимацию [1]

$$K(m) = \left[b_0 + b_1 m_1 + b_2 m_1^2 \right] + \left[c_0 + c_1 m_1 + c_2 m_1^2 \right] \ln\left(1/m_1\right) + \varepsilon(m), \tag{5}$$

где $m = k^2$; $m_1 = 1 - k^2$; $|\varepsilon(m)| < 3 \cdot 10^{-5}$ при $b_0 = 1{,}3862944$, $b_1 = 0{,}1119723$; $b_2 = 0{,}0725296$; $c_0 = 0{,}5$; $c_1 = 0{,}1213478$; $c_2 = 0{,}0288727$.

$$E(m) = \left[1 + b'_1 m_1 + b'_2 m_1^2 \right] + \left[c'_1 m_1 + c'_2 m_1^2 \right] \ln\left(1/m_1\right) + \varepsilon(m), \tag{6}$$

где $m = k^2$; $m_1 = 1 - k^2$; $|\varepsilon(m)| < 4 \cdot 10^{-5}$ при $b'_1 = 0{,}4630151$; $b'_2 = 0{,}1077812$; $c'_1 = 0{,}2452727$; $c'_2 = 0{,}0412496$.

Результаты численных расчетов представлены на рис. 2.

Зависимости $F/m_0 I_{k1} I_{k2}$ применимы и для других конструктивно подобных систем, в частности систем состояний из первичного контура с переменным синусоидальным током и вторичного контура, в виде короткозамкнутого кругового витка.

Действительно, магнитный поток Φ_{2K} через площадь S, ограниченную окружностью контура C, радиуса a_2 определяется вектором – потенциалом $A_\alpha(r, z)$ в виде

$$\Phi_{2k} = \int_S \overline{B}(r,z)\, d\overline{S} = \int_l \overline{e}_\alpha (r,z)\, d\overline{l} = 2\pi a_2 A_\alpha (r,z)\big|_{(r=a_2, z=h)}, \qquad (7)$$

где $A_\alpha (r,z) = \dfrac{\mu_0 I_{1k}}{\pi k}\sqrt{\dfrac{a_1}{r}}\left[\left(1-\dfrac{k^2}{2}\right)K(k) - E(k)\right]$.

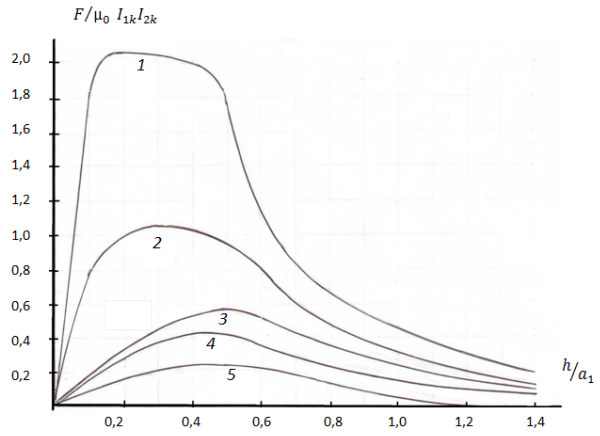


Рис. 2. Зависимости относительной электродинамической силы от переменной h/a_1 и параметра a_2/a_1 (*1* – при a_2/a_1 = 0.8; *2* – 0.7; *3* – 0.6; *4* – 0.5; *5* – 0.4)

Отношением (Φ_{2k}/I_{1k}) здесь определяется коэффициент взаимной индукции $M_{12}(h/a_1)$ между первичным и вторичным контуром системы, что позволяет определить комплекс действующего значения тока $\dot{I}_{2k}$ в виде

$$\dot{I}_{2k} = \frac{-j\omega M_{12}\dot{I}_{1k}}{r_k + jx_k};\ j = \sqrt{-1}, \qquad (8)$$

где (r_k, x_k) – соответственно активное и реактивное сопротивление короткозамкнутого витка на угловой частоте ω

Особенность моделирования здесь заключается в том, что необходимо дополнительно вычислять значения $M_{12}(h/a_1)$ при параметре (a_2/a_2). Кроме этого следует так же учитывать, что в этом варианте системы электродинамическая сила определяется средним ее значением за период, которое пропорционально произведению действующих значений токов I_{k1}, I_{k2} и косинусу угла сдвига фаз между ними.

Список литературы

1. Справочник по специальным функциям / под ред. М. Абрамовица и И. Стиган. – М. : Наука, 1979. – 832 с.

2. Алиевский, Б.Л. Расчет параметров магнитных полей осесимметричных катушек : справочник / Б.Л. Алиевский, В.Л. Орлов. – М. : Энергоатомиздат, 1983. – 112 с.

Секция «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

ИССЛЕДОВАНИЕ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЗАМЕТАЕМЫХ ОБЪЕМОВ, ПОЛУЧАЕМЫХ ДВИЖЕНИЯМИ РУКИ ЧЕЛОВЕКА-ОПЕРАТОРА НА РАБОЧЕМ МЕСТЕ МОБИЛЬНОГО КОМПЛЕКСА СВЯЗИ

Е. А. Чукавов

Открытое акционерное общество «Омский научно-исследовательский институт приборостроения»
644009, г. Омск, ул. Масленникова, д. 231
E-mail: chukavov@oniip.ru

Предприняты попытки определения некоторых геометрических параметров, определяющих оптимальное расположение средств управления относительно кресла человека-оператора мобильного комплекса связи, с обеспечением требований эргономики и технической эстетики.

В настоящее время в связи с развитием информационных технологий и появлением высокоинтеллектуальных систем вооружения и военной техники, возрос интерес к созданию и внедрению передовых мобильных комплексов связи, размещаемых на высокопроходимой транспортной базе, оборудованных автоматизированными рабочими местами, комплексами технических средств связи, навигации, средствами электроснабжения и обеспечения обитаемости и жизнедеятельности.

Значительную роль в создании подвижных комплексов играют компоновочные решения. За счет использования рациональной компоновки и средств автоматизированного управления может быть достигнуто значительное снижение габаритов и массы аппаратной, а также уменьшена численность экипажа. Компоновочные решения должны не только обеспечивать предъявляемые к аппаратным требования, но также сопутствовать гармоничному их сочетанию, обеспечивая тем самым наиболее комфортные условия для работы и отдыха.

Немаловажным вопросом в обеспечении эргономических требований является компоновка рабочих мест операторов. Автоматизированные рабочие места (АРМ) должны соответствовать антропометрическим показателям человека-оператора. Расположение устройств управления на рабочем месте оператора регламентируется, в числе других, таким эргономическим показателем, как достаточность физических связей между оператором и аппаратурой [1].

При проработке компоновочных решений рабочего места оператора мобильного комплекса существует необходимость в решении ряда геометрических задач, связанных с моделированием движений человека-оператора на рабочем месте. Расположения средств управления на рабочем месте оценивается средствами виртуального моделирования с использованием компьютерной графики. Моделирование движений правой руки человека-оператора построено на основе задания геометрических моделей кинематических цепей. В данной работе предприняты попытки определения некоторых геометрических параметров, определяющих оптимальное расположение средств управления относительно кресла человека-оператора мобильного комплекса связи с учетом требований эргономики и технической эстетики, обеспечивающих рациональную устойчивую рабочую позу оператора, экономию физических усилий при эксплуатации, равномерное распределение физической нагрузки на различные части тела; надежность поиска, захвата, фиксации органов управления; установление важнейших пространственно-компоновочных решений, отвечающих задачам оптимизации функциональных процессов и создания комфортных условий деятельности оператора; улучшение восприятия пространства в замкнутых объемах и нейтрализацию неблагоприятных ощущений у оператора в процессе эксплуатации изделия [1].

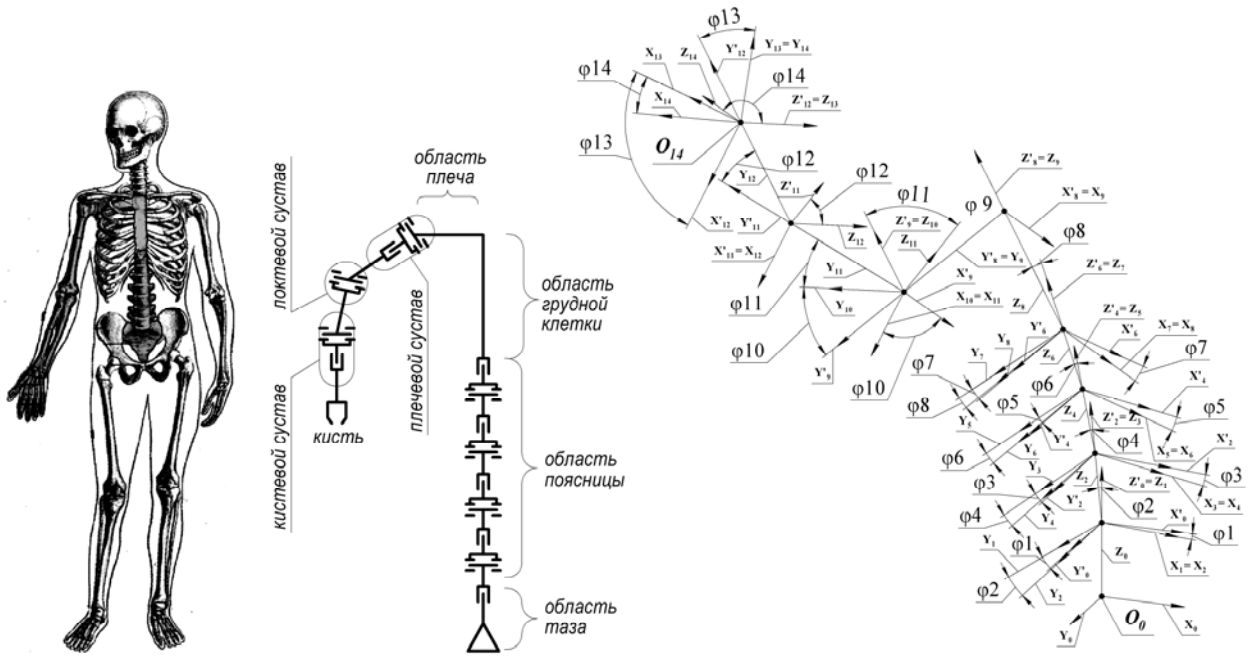
На рис. 1 представлен общий вид мобильного комплекса связи с рабочим местом оператора и обозначением области установки средств управления (приборной панели).

Системы обобщенных координат, используемых при задании геометрической модели движения правой руки человека-оператора, отображены в виде начальной системы – $O_o x_o y_o z_o$ и конечной системы – $O_{14} x_{14} y_{14} z_{14}$.



Рис. 1. Общий вид мобильного комплекса связи с рабочим местом оператора и обозначением области установки средств управления

На рис. 2, *а* представлено изображение исследуемой открытой кинематической цепи, моделирующей движение правой руки человека-оператора, звеньями которой являются подвижные суставы, задействованные при работе с органами управления приборной панели [2].



а *б*

Рис. 2. Геометрические и кинематические параметры исследуемой открытой кинематической цепи, моделирующей движения правой руки человека-оператора

На рис. 2, *б* представлены положения систем координат геометрической модели, связанных с подвижными звеньями кинематической цепи, длины которых заданы в табл. 1. Положения систем координат обозначены $O_o x_o y_o z_o$, $O_1 x_1 y_1 z_1$, $O_2 x_2 y_2 z_2$ и т.д. Для краткости системы координат обозначим O_o, O_1 и т.д.

Положение узловых точек, систем $O_{0\text{-}14}$, связанных со звеньями кинематической цепи руки человека-оператора в неподвижном пространстве определяют матрицы $\boldsymbol{M}_{0,1}$, $\boldsymbol{M}_{0,2}$, … , $\boldsymbol{M}_{0,nm}$ размерности 4×4 [3, 4]. Параметр nm=14 определяет число систем O_1, O_2, …, O_{nm}, используемых при задании геометрической модели кинематической схемы двигательной системы [5]. Для предлагаемого способа задания геометрической модели в общем случае $n_m \neq n$, где n – число обобщенных координат. Элементы $m_{\lambda\mu}^{0,k}$ матриц $\boldsymbol{M}_{0,k}$, где λ и μ соответственно – номер строки и столбца, вычисляются произведением матиц $\boldsymbol{M}_{k\text{-}1,k}$, каждая из которых описывает положение последующей k-ой системы координат O_k относительно предыдущей *k-1*-ой системы $O_{k\text{-}1}$, где k – номер системы координат O_k, используемой при задании геометрической модели кинематической схемы двигательной системы человека-оператора ($0 < k \le n_m$). Значения элементов массивов, задающих матрицы $\boldsymbol{M}_{k\text{-}1,k}$ и $\boldsymbol{M}_{0,k}$, условно обозначим соответственно массивами m_{at} и m_{oki}. Номера элементов массива m_{oki} матрицы $\boldsymbol{M}_{0,k}$ представлены в виде соотношения

$$\mathrm{M}_{0,k} = \begin{bmatrix} m_{11}^{0,k} & m_{12}^{0,k} & m_{13}^{0,k} & m_{14}^{0,k} \\ m_{21}^{0,k} & m_{22}^{0,k} & m_{23}^{0,k} & m_{24}^{0,k} \\ m_{31}^{0,k} & m_{32}^{0,k} & m_{33}^{0,k} & m_{34}^{0,k} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \qquad (1)$$

где $m_{14}^{0,k}$, $m_{24}^{0,k}$, ..., $m_{34}^{0,k}$ определяют координаты узловых точек звеньев механизма руки человека-оператора или начала систем координат O_k. Номера элементов массива m_{oki} (проставленных выше обозначений элементов $m_{\lambda\mu}^{0,k}$) в дальнейшем используют при вычислении элементов матриц частных передаточных отношений (м.ч.п.о.) [5].

Для расчета элементов матриц $\boldsymbol{M}_{k\text{-}1,k}$ используют массивы φ_i, l_i, и n_{kod}. Указанные массивы задают соответственно значения обобщенных координат φ_i, длины звеньев кинематической цепи l_i и коды преобразований систем координат n_{kod}. Размерность массивов φ_i, l_i и n_{kod} является одинаковой и определяется значением параметра nm. При этом в указанных массивах в общем случае могут присутствовать пустые элементы, которые предназначены для обеспечения заданной одинаковой размерности массивов с целью организации циклов при расчетах. Возможные значения кодов преобразований систем координат при переходе от системы O_k к системе $O_{k\text{-}1}$ представлены в табл.

Таблица

Значения массивов, задающих геометрическую модель кинематической системы движений руки человека-оператора

Предельные значения изменения обобщенных координат														
φ, *град*		φ_1	φ_2	φ_3	φ_4	φ_5	φ_6	φ_7	φ_8	φ_9	φ_{10}	φ_{11}	φ_{12}	φ_{13}	φ_{14}
	max	7	7	7	7	7	7	7	7	0	0	150	160	60	100
	min	–7	–7	–7	–7	–7	–7	–7	–7	0	–30	–30	–30	–20	0
Длины звеньев двигательной системы человека-оператора															
l, *мм*		l_1	l_2	l_3	l_4	l_5	l_6	l_7	l_8	l_9	l_{10}	l_{11}	l_{12}	l_{13}	l_{14}
		45	0	45	0	45	0	45	0	280	190	0	340	270	0
Значение кодов преобразований систем координат (***n*****$_{kod}$**)															
k		k_1	k_2	k_3	k_4	k_5	k_6	k_7	k_8	k_9	k_{10}	k_{11}	k_{12}	k_{13}	k_{14}
		3	1	3	1	3	1	3	1	12	10	3	1	3	2

Для кинематической схемы механизма руки человека-оператора, изображенной на рис. 2, параметры геометрической модели будут определять значения массивов, заданных в табл.

На рис. 3 представлены изображения горизонтальной, фронтальной и профильной проекций кинематической цепи руки человека-оператора при реализации мгновенных состояний.

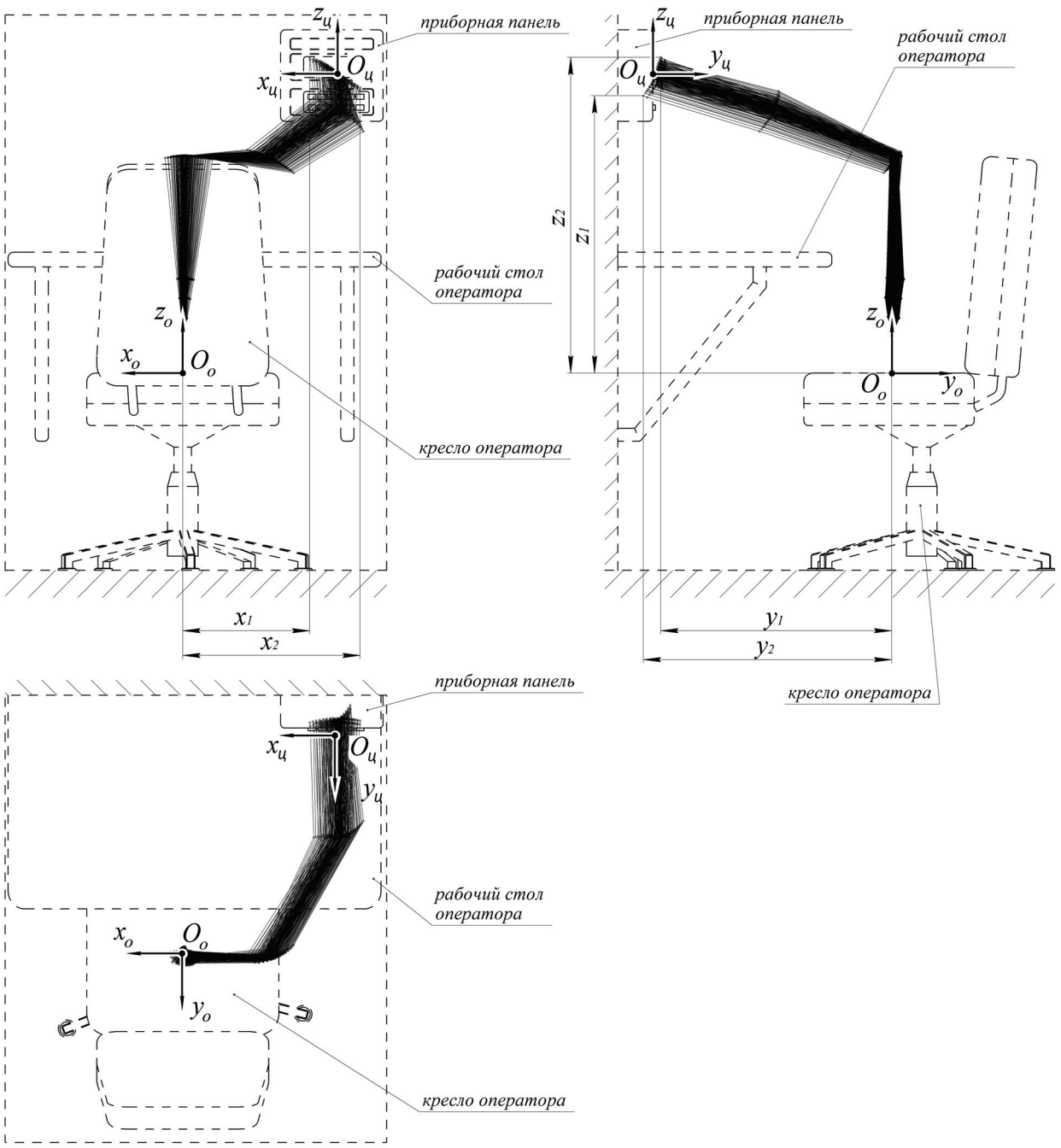


Рис. 3. Изображения положений движения правой руки человека-оператора при реализации мгновенных состояний

Система координат $O_ц\, x_ц\, y_ц\, z_ц$, полученная при реализации мгновенных состояний (см. рис. 3):

$$x_ц = (x_1 + x_2)/2 = (410 + 290)/2 = 350 \text{ мм}, \quad (2)$$

$$y_ц = (y_1 + y_2)/2 = (570 + 530)/2 = 550 \text{ мм}, \quad (3)$$

$$z_{\text{ц}} = (z_1 + z_2)/2 = (685 + 595)/2 = 640 \text{ мм}, \quad (4)$$

указывает центр области оптимального расположения средств управления относительно кресла человека-оператора (O_o). Представленная модель реализации мгновенных состояний кинематической цепи позволяет определить площадь наиболее оптимальной области расположения приборной панели:

$$S_{\text{оптим.}} = (x_2 - x_1) \times (z_2 - z_1) = (410 - 290) \times (685 - 595) = 10{,}8 \text{ см}^2, \quad (5)$$

Полученные изображения проекций положений движения правой руки человека-оператора при реализации мгновенных состояний позволяют определить площадь области оптимальной установки средств управления, а также определить координаты ее расположения относительно кресла человека-оператора. Данные параметры позволяют разрабатывать компоновочные решения организации рабочего пространства оператора мобильного комплекса связи с наиболее оптимальным расположением устройств и обеспечением эргономических требований системы «человек – техника – среда».

Список литературы

1. ГОСТ В 29.05.004-84 ССЭТО. Технические средства обеспечения обитаемости. Общие эргономические требования.

2. ГОСТ В 21114-75 Система «Человек-машина». Антропометрические показатели человека-оператора.

3. Кобринский, А. А. Манипуляционные системы роботов / А. А. Кобринский, А. Е. Кобринский. – М. : Наука, 1985. – 344 с.

4. Зенкевич, С. Л. Робототехника. Основы управления манипуляционными роботами / С. Л. Зенкевич, А. С. Ющенко – М. : МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – 480 с.

5. Притыкин, Ф. Н. Геометрическое моделирование при решении задач робототехники : учеб. пособие / Ф. Н. Притыкин. – Омск : ОмГТУ, 1998. – 71 с.

ИНФОРМАЦИОННЫЙ ПОРТАЛ ДЛЯ СПЕЦИАЛИСТОВ В ОБЛАСТИ НАДЕЖНОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

П. А. Цыганов, В. В. Жданов

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Московский государственный институт электроники и математики (технический университет)»
109028, Москва, Б. Трехсвятительский пер., д. 3
E-Mail: tsyganov.p@gmail.com

Для расчета надежности РЭС необходимо знать параметры изделий, входящих в их состав. Проблема заключается в том, что параметры получают из технических условий и различных справочников, например «Надежность ЭРИ». Другая проблема связана с отсутствием номенклатуры ЭРИ в зарубежных справочниках, поэтому специалисту сначала необходимо произвести идентификацию изделия. Для упрощения поиска параметров ЭРИ предлагается создать информационный портал для специалистов в области надежности РЭС.

Надежность является одним из самых важных свойств современных радиоэлектронных изделий. От нее зависят показатели качества, эффективности, безотказности, живучести и другие важнейшие параметры. Изделие может быть эффективным только при условии, что оно имеет высокую надежность. Для создания надежной радиоэлектронной аппаратуры инженеру необходимо рассчитывать надежность создаваемого изделия на ранних этапах проектирования [1].

Для расчета надежности радиоэлектронных изделий необходимо знать параметры радиоэлектронных элементов, составляющих их. Источником о показателях надежности ЭРИ служит перечень МОП, который обычно используется ВПК РФ, в котором содержится номенклатура только Российских ЭРИ. Но, как известно, в него могут заноситься зарубежные изделия. Для этого предприятия, которые создают радиоэлектронные изделия на базе зарубежных изделий, должны подать соответствующую заявку и провести сертификацию ЭРЭ. Добавление ЭРЭ в перечень возможно только в том случае, если оно используется на нескольких предприятиях. Данный перечень должен пополняться регулярно, но, обычно пополняется раз в полгода.

Другим источником информации о параметрах ЭРИ является справочник «Надежность ЭРИ». Он является официальным изданием Министерства Обороны РФ и содержит сведения о показателях надежности ИЭТ, применяемых при разработке (модернизации), производстве и эксплуатации аппаратуры, приборов, устройств и оборудования военного назначения. Справочник обычно обновлялся каждые два года, но, к сожалению, последние 6 лет обновления не было.

Для разработчиков такие задержки в обновлении базы радиоэлектронных изделий является большим препятствием для создания современных радиоэлектронных изделий, устройств и систем. Для обеспечения разработчиков информацией о параметрах ЭРИ необходимо создать единое информационное пространство, где они могли бы получить наиболее актуальную информацию, сообщить о новых разработках, добавить новый радиоэлемент или изделие в базу данных и, при желании, пообщаться с коллегами [2].

Справочник «Надежность ЭРИ» обновляется путем добавления новых изделий и элементов из перечня МОП, в который информацию о параметрах ЭРИ могут добавлять сами разработчики. Но данный процесс очень долгий и не всегда удобный при ведении разработки новейших изделий. Большим затруднением для разработчиков ЭРИ является использование компонентов зарубежных фирм производителей. Например, в современном мире импортные микросхемы обновляются каждые 1–2 года. После чего получить документацию на эту микросхему становится крайне затруднительно, или вообще невозможно. Документация (*Datasheet*) исчезает из базы данных фирмы производителя и ее место занимает документация на более новое изделие.

Основная идея заключается в создании веб-сайта где разработчики, а также учащиеся ВУЗов, ССУЗов, а также преподаватели могут получить интересующую их информацию о радиоэлементе, изделии или блоке. Информация может включать в себя основные параметры ЭРИ (напряжение питания, емкость, мощность) параметры надежности ЭРИ, параметры конструкции ЭРИ. Можно также включить рекомендации по использованию изделия и поиск его аналогов. Информация не будет добавляться в базу данных без соответствующей проверки на подлинность. В сборе информации принимает участие администрация портала и зарегистрированные пользователи. Администрация и пользователи могут добавлять люблю техническую документацию на изделие, в том числе и на изделия импортного производства. Это весьма удобно, так как, как уже было сказано, со временем становится трудно найти нужную документацию на изделие.

Основу портала составляет база данных, где хранится вся информация о ЭРИ [3]. Управление порталом возложено на его Администрацию, задача которой состоит в поддержании портала в рабочем состоянии, добавлении новых пользователей и их поддержка и т. д.

Пользователь должен зарегистрироваться, чтобы получать полную информацию и добавлять свои параметры и информацию о ЭРИ. Форма регистрации показана на рис. 1.

Если пользователь не зарегистрирован для него недоступны функции портала, такие как поиск по названию, подбор аналога, просмотр параметров надежности, а также он не может работать с ПК АСОНИКА.

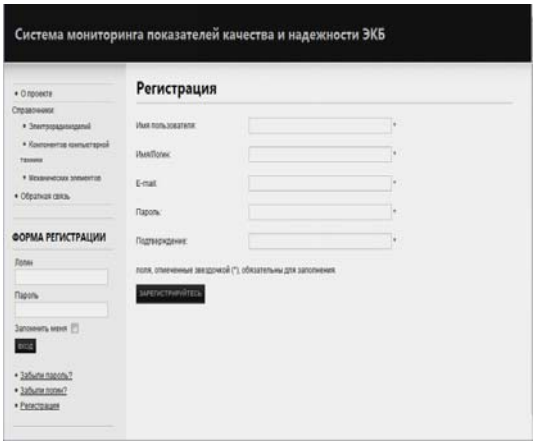


Рис. 1. Регистрация нового пользователя

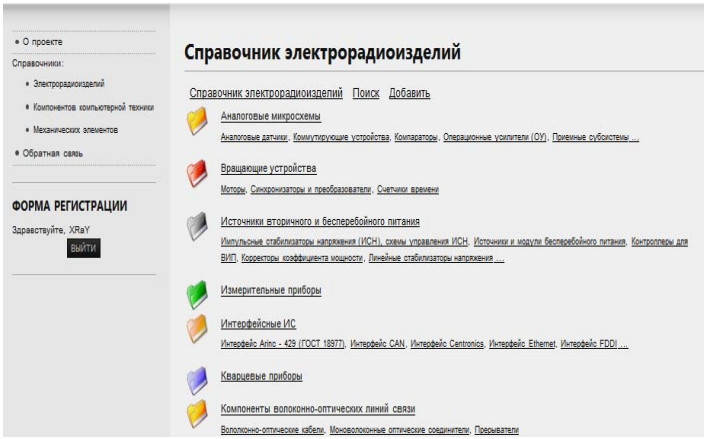


Рис. 2. Раздел «Жесткие диски

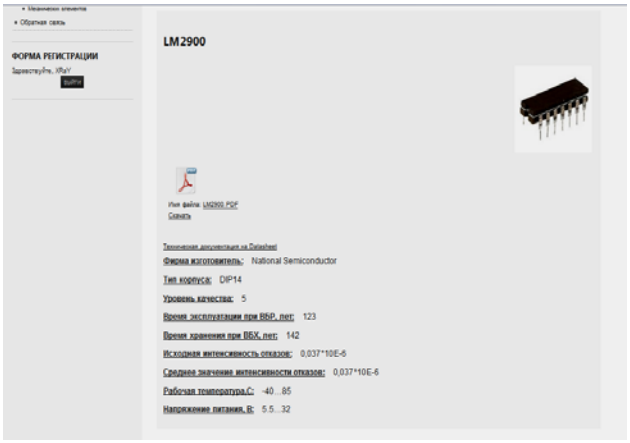


Рис. 3. Просмотр информации об изделии

Для зарегистрированного пользователя все эти функции доступны и весьма полезны. Воспользовавшись поиском по параметрам, он может найти необходимое ему изделие или компонент, подбор аналога поможет найти замену. Расчет в ПК АСОНИКА полезен тем, что позволяет автоматизировать расчет надежности разрабатываемого изделия.

Пользователи также могут искать необходимую информацию в соответствующих разделах сайта, что тоже очень удобно. Один из разделов представлен на рис. 2.

После выбора интересующего изделия пользователь получает всю необходимую информацию. Окно с информацией об изделии показано на рис. 3.

Создание подобного информационного пространства позволит существенно ускорить процесс расчета надежности радиоэлектронных средств, повысить уровень знаний специалистов в области надежности. Информационные порталы могут быть весьма полезны школьникам и студентам. Также порталы могут быть весьма полезны простым радиолюбителям.

Список литературы

1. Жаднов, В. В. Оценка качества компонентов компьютерной техники / В. В. Жаднов, С. Н. Полесский, С. Э. Якубов // Надежность : науч.-техн. журнал. – № 3 (26). – 2008. – С. 26–35.

2. Информационная технология обеспечения надежности сложных электронных средств военного и специального назначения. / В. В. Жаднов, Д. К. Авдеев, В. Н. Кулыгин и др. // Компоненты и технологии. – № 6. – 2011. – С. 168–174.

3. Прогнозирование качества ЭВС при проектировании : учеб. пособие / В. В. Жаднов, С. Н. Полесский, С. Э. Якубов, Е. М. Гамилова. – М. : Изд-во ООО «СИНЦ», 2009. – 191 с.

ВОЗМОЖНОСТИ ПРОГРАММНОГО ПАКЕТА КОМПАС ДЛЯ АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ОБЪЕМНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО МОНТАЖА

А. С. Никитин, С. И. Трегубов, Ф. Г. Зограф (научные руководители)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: stepanov@kgtu.runnet.ru

Работа затрагивает проблемы автоматизации проектирования объемного электрического монтажа в САПР, содержит оценку решения данной задачи в программном пакете КОМПАС.

В настоящее время основное внимание разработчиков и пользователей САПР в области электроники уделяется твердотельному моделированию, моделированию объектов при различных типах воздействий на них (электромагнитных, тепловых, механических), разработке документации. В области проектирования электрического монтажа – как правило, только проектированию печатных плат. А на объемный электромонтаж уделяется гораздо меньше внимания с точки зрения использования специализированных программных продуктов.

Рассмотрим возможности пакета КОМПАС для автоматизированного проектирования объемного электрического монтажа, т. к. данный пакет является наиболее распространенным в РФ и полностью ориентирован под соблюдение ГОСТов ЕСКД.

Процесс проектирования электрического монтажа состоит из следующих стадий (рис. 1).

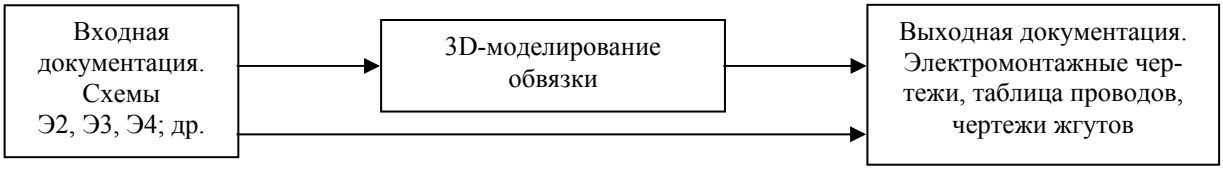


Рис. 1. Главные стадии проектирования кабельно-жгутовой обвязки изделия

Соответственно перед проектировщиком встают следующие проблемы:

а) прокладка электрических проводников внутри приборов и между ними;

б) выпуск конструкторской документации (чертежи и спецификации) на кабели и жгуты с подсчетом количества комплектующих и материалов;

в) расчет длин всех проводников.

Полностью автоматизировать получение кабельно-жгутовой обвязки практически очень трудно, т. к. в этом случае программа должна была бы учесть особенности электрических, функциональных схем изделия, схем монтажа, особенности конструкции разрабатываемого устройства. Каждая из этих задач не поддается простой алгоритмизации. Тем не менее, некоторые стадии вполне можно автоматизировать. Для решения этой задачи была создана подключаемая КОМПАС-библиотека «Кабели и жгуты 3D».

Данная библиотека имеет ряд возможностей, позволяющих существенно облегчить труд проектировщика:

• автоматизированное назначение позиционных обозначений для блоков и устройств, а также для единичных электрорадиокомпонентов, например соединителей (разъемов);

• автоматическое позиционирование ответных кабельных частей соединителей относительно их блочных частей;

• автоматизированная прокладка трасс кабелей и жгутов в пространстве изделия;

• автоматическое 3D-моделирование кабелей и жгутов с учетом количества и диаметров проводников;

• автоматическое создание скруглений с расчетом радиусов перегиба кабелей и ветвей жгутов (учитывая диаметры ветвей жгута на текущем участке);

• автоматическое создание сборочного чертежа жгута или кабеля;

• автоматический выпуск спецификации на сборочный чертеж с автоматическим расчетом количества всех проводников и материалов.

При использовании указанной библиотеки можно получить объемную модель кабельно-жгутовой обвязки устройства (блока, системы), конвертировать её в сборочный (электромонтажный) чертеж (но не наоборот), а также спецификацию (будут указаны соединители, кабели (и их длина с учетом припуска и провисания), дополнительные материалы (такие как нить, стеклоткань)).

Рассмотрим процесс проектирования на примере некоторого условного устройства. Пусть оно имеет два блока, которые нужно связать между собой посредством кабеля. Проектирование начинается с назначения буквенно-цифровых кодов (БЦО) всем входящим в состав изделия блокам, которые необходимо соединить. Необходимые блоки выбираются из дерева построения устройства, после чего специальной командой *«БЦО устройств/блоков»* можно назначить им собственные БЦО – например, блоки a1 и a2 (рис. 2).

Присвоение БЦО соединителям, установленным на блоках осуществляется ОТДЕЛЬНО в файлах сборки блоков, используя команду *«БЦО отдельных элементов и соединителей»*.

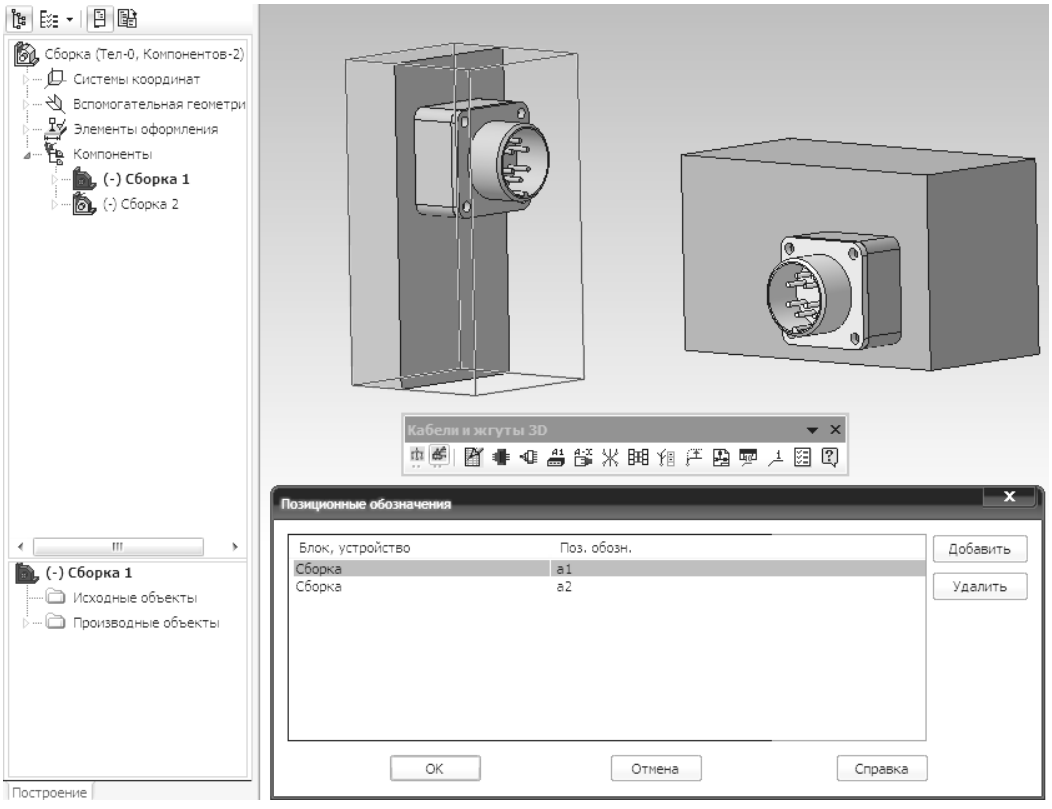


Рис. 2. Присвоение БЦО блокам устройства

Затем необходимо проверить правильность выполненных действий: если предыдущие действия выполнены корректно, в окне команды *«Соединители в блоках/устройствах»* в выпадающем меню будет отображено название блока, назначенное БЦО и список соединителей, привязанных к данному блоку (рис. 3).

Далее можно приступать к проектированию непосредственно кабеля. Для этого следует создать дополнительно подсборку, в которой будет находиться проектируемый жгут и храниться информация о нем (команда *«Создать подсборку жгут/кабель»*). В соз-

данной подсборке необходимо разместить модели ответных частей соединителей. Их точное позиционирование производится с помощью команды *«Позиционировать ответную часть»* (рис. 4).

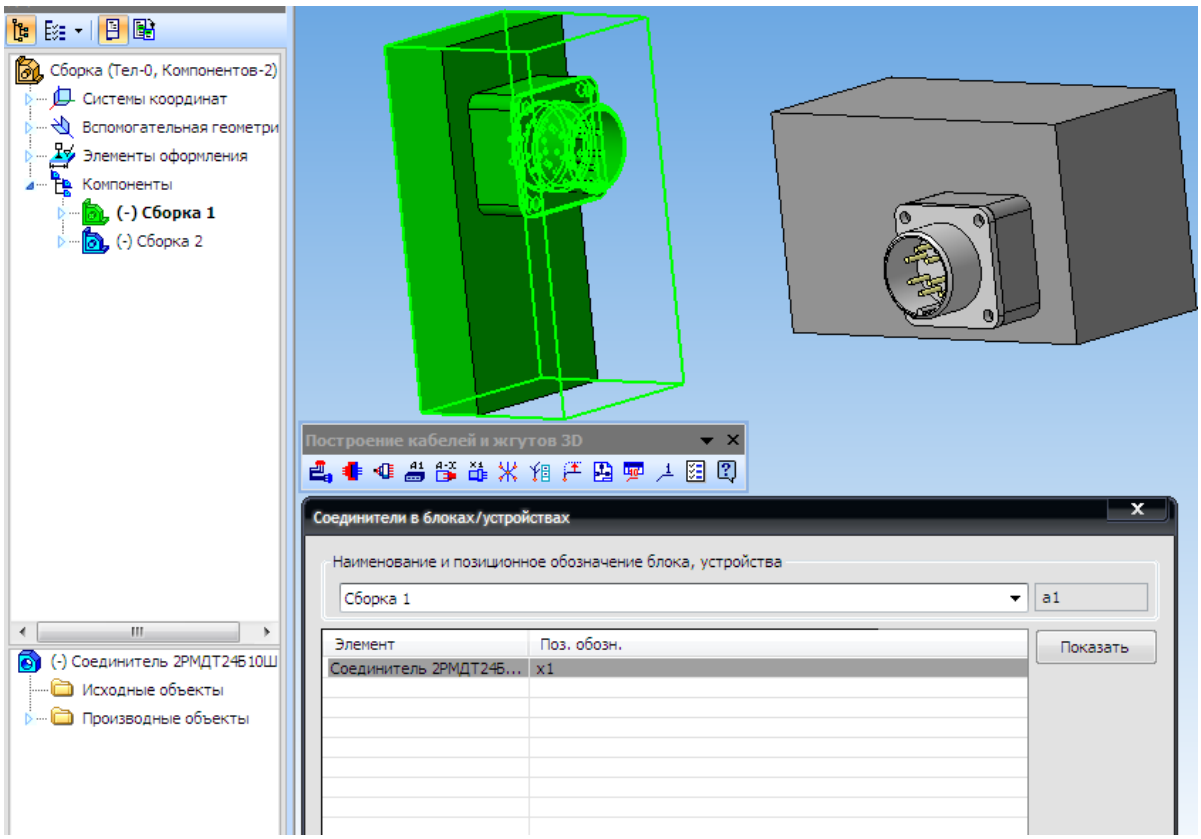


Рис. 3. Меню «Соединители в блоках/устройствах»

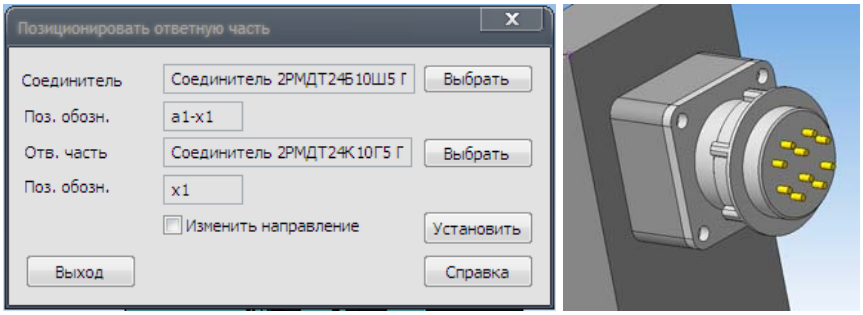


Рис. 4. Позиционирование ответных соединителей

После размещения дополнительных деталей – хомутов, кабельных каналов и пр. – прорисовывают траекторию будущего кабеля, используя инструменты панели «Пространственные прямые» (ломаная, сплайн), или внутрибиблиотечные команды аналогичного действия (рис. 5).

Используя команду *«Трассировка»*, указывают начальные и конечные соединители, выбирают тип кабеля, припуск на монтаж, припуск на провис, при необходимости – количество жил и диаметр (хотя они подбираются автоматически), сопутствующие материалы (например, нить, стеклоткань), цвет жгута. Затем по команде *«Создать модель жгута»* автоматизировано строится объемная модель жгута с учетом указанных параметров и требований ГОСТ по минимальному радиусу сгиба, диаметру ветви и прочим параметрам (рис. 6).

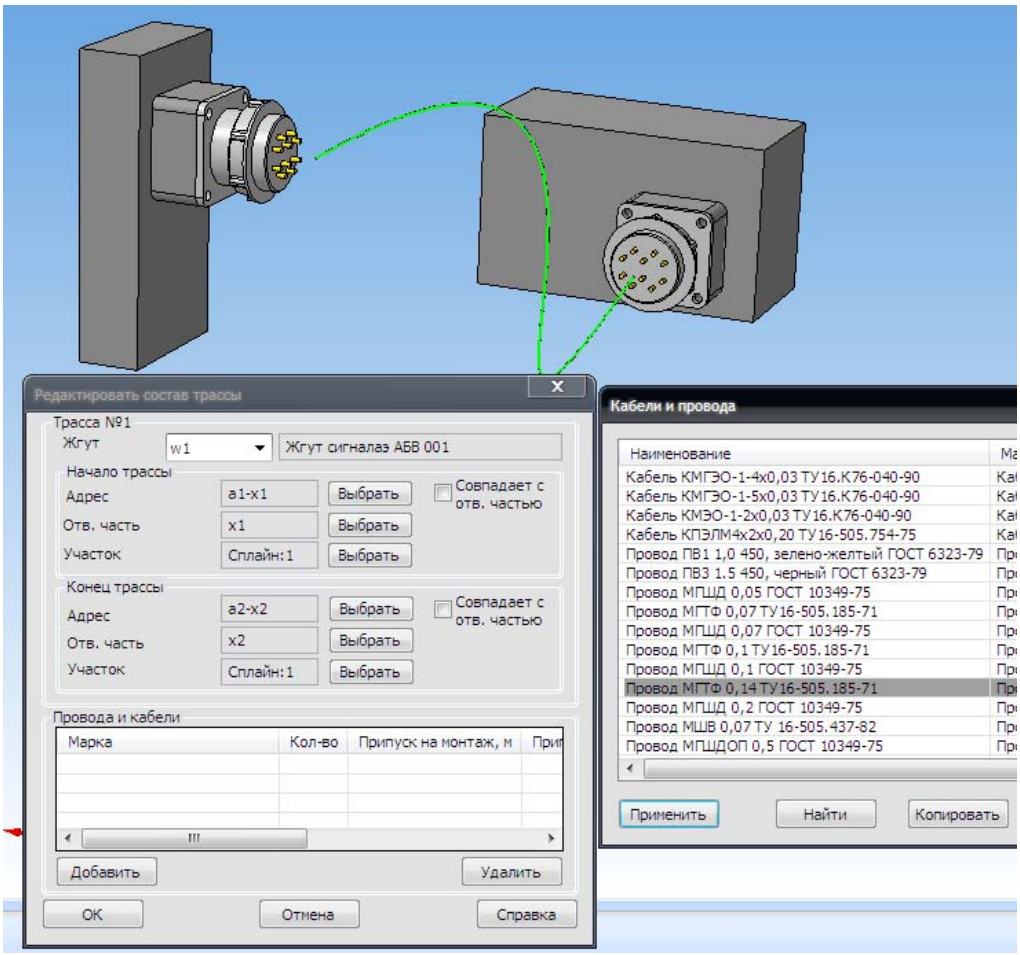


Рис. 5. Прокладка трассы будущего кабеля и выбор его типа

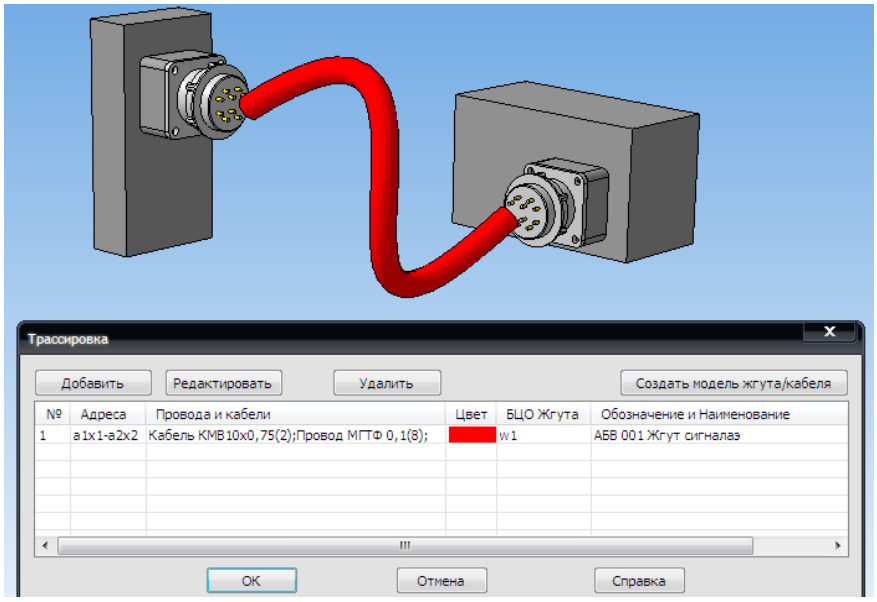
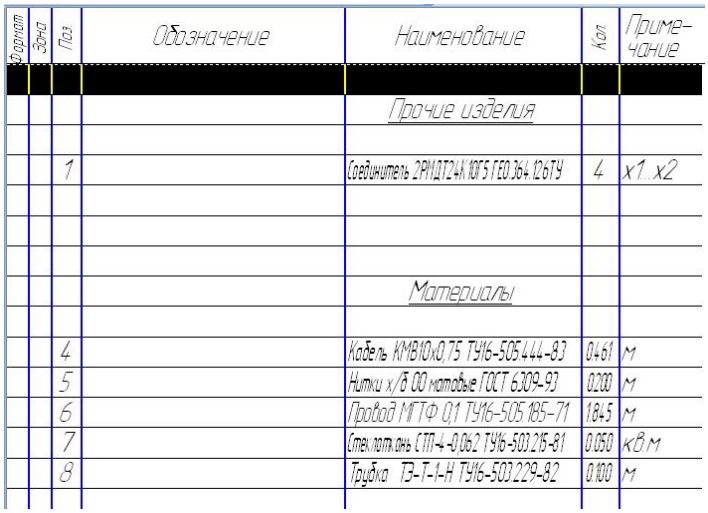


Рис. 6. Создание модели жгута

Получение чертежа кабеля производится всего одной командой *«Создать чертеж жгута/кабеля»*. Остается только разместить его удобным образом на формате и проставить размеры. Аналогично проставляются номера позиций на чертеже жгута и создается готовая спецификация (рис. 7), где указаны все ответные соединители, типы проводов, их

длина с учетом всех припусков, все дополнительные материалы, примененные для обвязки. При этом трудоемкая часть проектирования – расчет длин всех проводников, автоматизируется.



Формат	Зона	Поз	Обозначение	Наименование	Кол	Примечание
				Прочие изделия		
		1		Соединитель 2РМДТ24К10Г5 ГЕО.364.126ТУ	4	x1...x2
				Материалы		
		4		Кабель КМВ10х0.75 ТУ16-505.444-83	0.461	м
		5		Нитки х/б 00 мотовые ГОСТ 6309-93	0.200	м
		6		Провод МГТФ 0.1 ТУ16-505.185-71	1.845	м
		7		Стеклотекстолит СТП-4-0.062 ТУ16-503.215-81	0.050	кв.м
		8		Трубка ТЭ-Т-1-Н ТУ16-503.229-82	0.100	м

Рис. 7. Фрагмент спецификации

Основываясь на вышеизложенном материале, можно сделать следующие выводы:

1) Процесс проектирования объемного электрического монтажа в пакете КОМПАС автоматизирован лишь частично; автоматически сгенерировать трассировку кабелей система не может. Приложение также не может конвертировать электромонтажный чертеж в объемную разводку кабелей; даже при наличии схем Э2, Э3, Э4 и прочих, все соединители, траектории прохождения необходимо будет устанавливать в 3D модель вручную. Длины всех проводов в кабеле считаются одинаковыми, однако, в реальности это не так. Однако есть возможность задать различные значения припусков на монтаж и провис для различных проводов, входящих в кабель.

2) Возможности пакета не позволяют автоматизированно проводить оптимальную трассировку для сложных систем с большим количеством препятствий, то есть требуется активное участие проектировщика в редактировании трасс.

3) Рассмотренная библиотека позволяет сгенерировать конструкторскую документацию только на кабели, а не на объемный электрический монтаж в целом.

4) Тем не менее, система КОМПАС является конкурентоспособным продуктом, позволяющим решать некоторые задачи объемного проектирования электрического монтажа.

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ КОМПЬЮТЕРНОГО АНАЛИЗА ТРЕХРАЗРЯДНОГО ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ВЫЧИТАТЕЛЯ В САПР CADENCE SPB / OrCAD V.16.3

М. В. Попова, А. И. Мушта (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394026 Воронеж, Московский проспект, 14
E-mail: micronano1441@yandex.ru

На примере анализа трехразрядного параллельного вычитателя изложена методика процедур информационных технологий анализа комбинационных и последовательностных цифровых устройств

Цель исследования. Провести схемотехническое моделирование трехразрядного параллельного вычитателя.

Общие указания по проведению анализа

Запуск программы *OrCAD Capture*. Программа *OrCAD Capture* предназначена для создания проекта, часть которого может быть задана в виде принципиальной электрической схемы, а другая часть может быть описана на языке высокого уровня *VHDL* [1].

После запуска *Windows* нажатием левой клавиши «мыши» на кнопку «Пуск» выбрать «Все программы», затем «*Cadence*» и выбрать «*Release 16.3*», а затем нажатием левой клавиши «мыши» (ЛКМ) выбрать из списка появившихся команд и запустить «*Design EntryCIS*», затем выбрать «*OrCAD Capture*» двойным нажатием ЛКМ запустить ее.

Для создания нового проекта в открывшемся окне выполняется команда *File* (файл)*>New Project* (новый проект), после чего в открывшемся диалоговом окне на строке Name (имя) указывается имя проекта (символы кириллицы не допускаются, если предполагается моделирование), а на строке *Location* (местоположение) - имя подкаталога расположения проекта (при этом для просмотра файловой структуры удобно пользоваться кнопкой *Browse*). Далее в средней части этого окна выбирается тип проекта *Analog or Mixed*.

Сохранение схемы. Для сохранения схемы с произвольным именем необходимо: Выбрать в верхнем списке меню опцию File, затем в появившемся списке выбрать Save As… появится панель сохранения файла. После этого необходимо нажатием ЛКМ выбрать список папок и файлов. Из появившегося списка нажатием левой клавиши «мыши» выбрать диск необходимый диск. Далее подвести курсор «мыши» к окошку «Имя файла», нажать ЛКМ. В этом окошке должен появиться мигающий курсор. Ввести имя файла символами латиницы. Ввод завершить нажатием клавиши <*Enter*>. Открытие файла производится аналогичным образом, но в опции *File* выбрать *Open*…

Внесенные в схему изменения записываются в текущий файл при выборе пиктограммы  .

Задание параметров компонентов. Для того чтобы задать параметры компонента, напр., генератора прямоугольных импульсов *DSTM1*, нужно курсор «мыши» навести на компонент и дважды нажать на ЛКМ. После этого появится панель редактирования параметров компонентов. Команды задания параметров генератора имеют следующее значение: *Save Attr* – сохранить атрибуты; *Change Display* – сменить параметры панели; *Delete* – удалить параметр; *Ok* – завершить ввод; *Cancel* – отменить ввод.

Описание параметров панели задания параметров генератора: *DELAY* – задержка перед началом работы генератора, при этом на выходе генератора действует уровень *STARTVAL*; *ONTIME* – временной интервал, в течение которого действует значение логического уровня *STARTVAL*; *OFFTIME* временной интервал, в течение которого действует значение логического уровня *OPPVAL*; *STARTVAL* – значение логического уровня, действующего в течение времени *DELAY* и *ONTIME*; *OPPVAL* – значение логического уровня, действующего в течение времени *OFFTIME*. Примечание: период следования импульсов *T = ONTIME + OFFTIME*.

Для того чтобы изменить какой – либо параметр, необходимо подвести к нему курсор «мыши» и один раз нажать ЛКМ, после чего в пункте *Value* (уровень) ввести требуемое значение. Ввод параметра заканчивается нажатием клавиши <*Enter*> [2].

Для анализируемых логических элементов использовались следующие параметры генераторов:

DSTM1: DELAY=17uS; ONTIME=16uS; OFFTIME=16uS; STARTVAL=0; OPPVAL=1.

DSTM2: DELAY=8uS; ONTIME=8uS; OFFTIME=8uS; STARTVAL=0; OPPVAL=1.

DSTM3: DELAY=3uS; ONTIME=4uS; OFFTIME=4uS; STARTVAL=0; OPPVAL=1

DSTM4: DELAY=18uS; ONTIME=16uS; OFFTIME=16uS; STARTVAL=0; OPPVAL=1.

DSTM5: DELAY=9uS; ONTIME=8uS; OFFTIME=8uS; STARTVAL=0; OPPVAL=1

В работе использовались микросхемы, модели которых находятся в библиотеке 7400.*slb*.

Вывод схемы на печать. Для того чтобы вывести схему на печать, необходимо проделать следующие действия: Выбрать в главном меню редактора принципиальных схем *OrCAD Capture файл File* и в появившемся списке пункт Print, на экране появится панель, задания размеров листа (рис. 1).

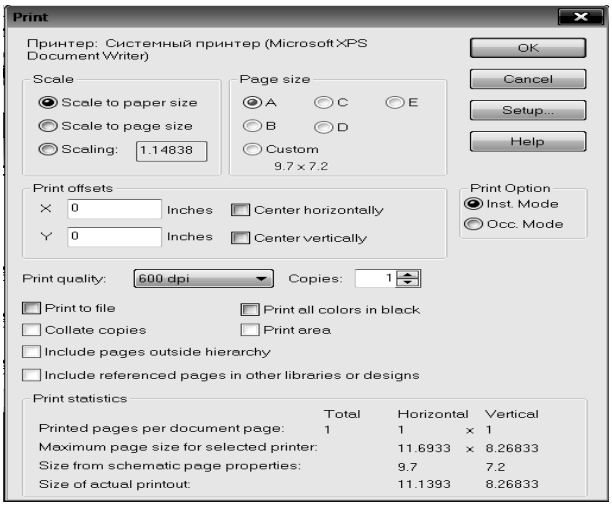


Рис. 1. Панель задания размеров листа

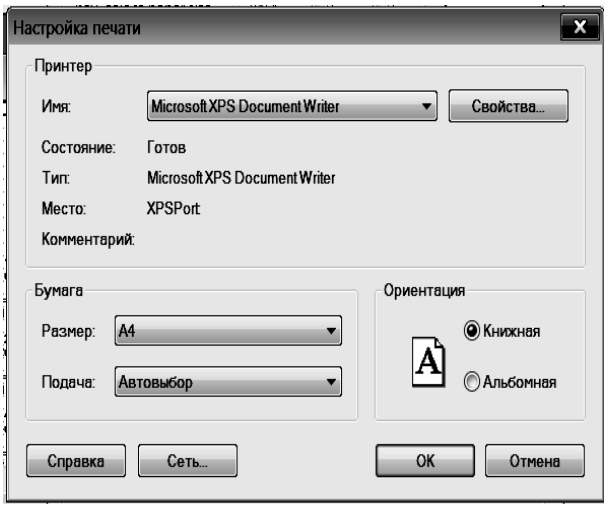


Рис. 2. Панель задания параметров печати

Для настройки печати нажать ЛКМ кнопку *Setup*, на экране появится панель, изображенная на рис. 2. Нажать ЛКМ кнопку ОК (панель закроется и начнется процедура печати). Основная номенклатура микросхем, соответствие серий цифровых микросхем, которые имеются в библиотеках САПР *Cadence*, отечественным сериям, обозначения основных логических элементов по ГОСТ и по стандарту *MIL*/*ANSI*, приведено, напр., в [4]. Структура построения анализируемой логической схемы задаётся априори, напр. аналогично [4].

Исследование трехразрядного параллельного вычитателя. Компьютерный анализ трехразрядного параллельного вычитателя

Для проведения анализа необходимы пять генераторов прямоугольных импульсов *DigClock1–DigClock5*, которые берутся из библиотеки *SOURCE*. Типы микросхем, содержащие заданные логические элементы, значения параметров генераторов *DSTM1–DSTM5*, значения параметров моделирования с учётом индексов учебных групп, их подгрупп, вариантов исходных данных задаются априори, напр., аналогично [4].

Электрическая схема разрабатывается в редакторе Capture, являющимся компонентом САПР САПР *Cadence SPB* / *Orcad V*.16.3. С помощью службы *ICA* имеется доступ к базе данных, содержащей сведения о 200 тыс. компонентов различных фирм. Программа *PSpice A*/*D* применяется для моделирования цифровых, аналоговых и цифро-аналоговых схем, описанных в формате *PSpice*. Разработка печатных плат производится с помощью встроенной программы *Layout*. В САПР *Cadence SPB* / *Orcad 16.3* может быть создано четыре вида исходных представлений проектов: *Analog or Mixed – Signal Circuit* – моделирование аналоговых, цифровых и цифро-аналоговых схем; *PC Board* – печатные платы с возможностью моделирования схем в *PSpice A/D* и цифровых схем в *Express Plus*; *Programmable Logic* – моделирование цифровых схем и синтез программируемой логики; *Schematic* – создание и документирование принципиальных схем [1].

Так как необходимо моделирование схемы, то первоначально создается проект *Analog or Mixed*. Для создания непосредственно самой схемы из дерева пакета выбирается элемент *PAGE*, представляющий собой полотно с расположенной координатной сеткой.

Компоненты размещаются по команде *Place* (место) / *Part* (часть). В диалоговом окне сначала в поле *Libraries* (библиотеки) выбирается имя библиотеки, содержание которой отображается на панели *Part*. Для добавления библиотек нажимается кнопка *Add*

Library (*Alt+A*) и добавляется необходимая библиотека. Далее выбирается имя конкретного компонента (его изображение отображается в окне), нажимается OK и символ компонента переносится на схему. Место установки компонента фиксируется щелчком левой кнопки «мышки».

Установленные элементы соединяются согласно схеме электрической принципиальной проводниками по команде *Place* / *Wire*. Начало ввода цепи отмечается щелчком ЛКМ. Цепь прокладывается движением курсора. Каждый излом фиксируется щелчком ЛКМ. Ввод цепи завершился, если ее конец совпадает с выводом компонента или любой точкой другой цепи. Если Вы не попали курсором на вывод компонента, то появляется предупреждение в виде восклицательного знака. Если при этом завершить проведение цепи, то соединения не будет. Режим ввода цепи завершается нажатием клавиши ESC или выбором команды *End Wire* в контекстном меню, открываемом щелчком правой кнопкой мыши (ПКМ).

Контроль выходных и входных величин осуществляется посредством установки маркеров в контрольных точках. Созданная схема приведена на рис. 3.

Соединяя друг с другом полувычитатель и полные вычитатели, получают устройства, называемые параллельными вычитателями. Вычитатель, представленный на рис. 3, называется параллельным, поскольку информационные биты всех разрядов в слагаемых поступают в этот вычитатель одновременно.

Схема 3-разрядного параллельного вычитателя получена путем объединения одного полувычитателя и двух полных вычитателей.

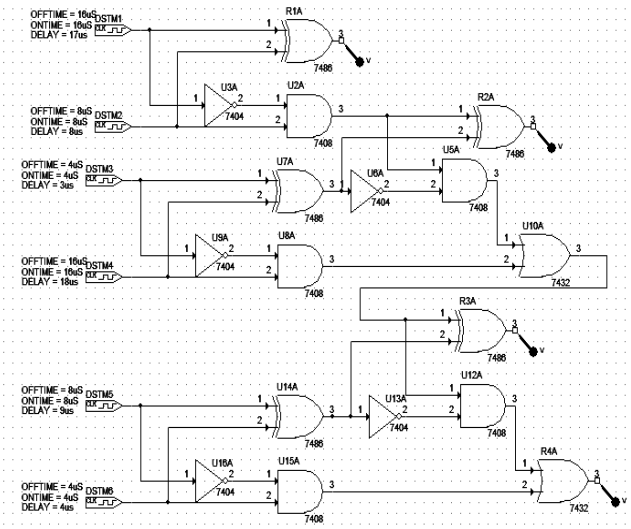


Рис. 3. Результат создания схемы

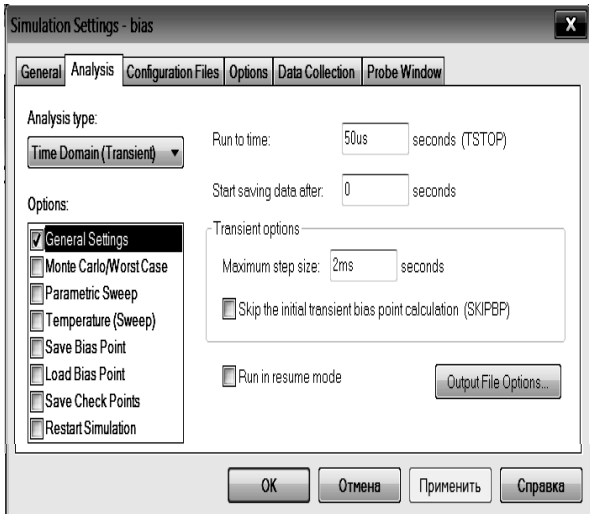


Рис. 4. Профиль моделирования

Полувычитатель осуществляет вычитание в разряде единиц. Один из выходов полувычитателя связан с вычитателем разряда двоек. Вообще выход заема каждого вычитателя связан со входом заема вычитателя соседнего старшего разряда.

После того, как схема нарисована, необходимо задать профиль моделирования в меню *PSpice* → *Edit Simulation Profile* (редактирование профиля моделирования). В появившемся окне в строке *Analysis type* (тип анализа) выбрать *Time Domain* (*Transient*) (временной интервал (переходной процесс)), в строке *Option* выбрать *General Setting* (общее урегулирование), затем задать необходимые параметры на временном интервале (*Run to time*) 35 мс с максимальным шагом (*Maximum step size*) в 2 мкс. Профиль моделирования показан на рис. 4.

Моделирование режимов, заданных в профиле начинается после выбора в меню *PSpice* команды Run или нажатию кнопки *F*11.

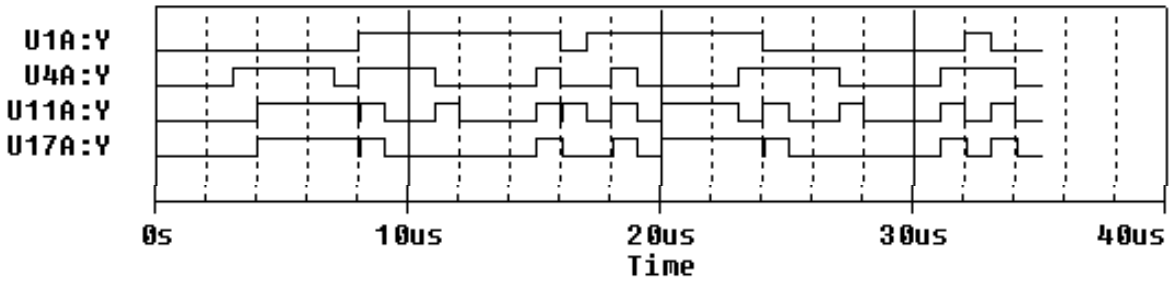


Рис. 5. Результат анализа работы трехразрядного параллельного вычитателя

Вывод результатов работы на печать. Для того, чтобы вывести полученные графики на печать, необходимо нажать ЛКМ пиктограмму  .

Результат анализа работы трехразрядного параллельного вычитателя отображается в окне PSpice A/D и показан на рис. 5.

Полученные временные диаграммы работы логических элементов позволяют составить таблицу истинности (таблицу переключений) логических элементов. Таблицу истинности можно записать, перемещая курсор слева направо. Для этого на панели необходимо выбрать меню *Trace* (обнаружение) и затем *Cursor* → *Display*, нажимаем ЛКМ. Искомая таблица представлена в виде табл.

Содержание отчёта о проведённых исследованиях (при организации учебного процесса) может содержать следующие разделы:

1. Задание на моделирование в графической форме.
2. Значение параметров генераторов цифровых сигналов *DSTM*1–*DSTM*5.
3. Значения параметров анализа переходных характеристик (*Transient*)
4. Временные диаграммы работы вычитателя.
5. Таблицы счетных последовательностей.
6. Обсуждение результатов, выводы по работе.

Таблица

Таблица переключений для параллельного вычитателя

DSTM1	DSTM2	DSTM3	DSTM4	DSTM5	DSTM6	R1A	R2A	R3A	R4A
0	1	0	0	0	0	1	1	1	1
0	1	0	0	1	1	1	1	1	0
1	0	0	1	0	1	1	1	0	1
0	1	0	0	1	0	1	1	0	0
1	0	1	1	0	0	1	0	1	1
0	1	1	0	1	0	1	0	1	0
0	1	0	0	1	0	1	0	0	1
0	1	1	0	1	1	1	0	0	0
0	0	1	0	0	1	0	1	1	1
0	0	1	0	1	0	0	1	1	0
0	0	1	0	0	1	0	1	0	1
0	0	1	0	0	0	0	1	0	0
0	0	0	0	0	1	0	0	1	1
0	0	0	0	1	0	0	0	1	0
1	0	0	0	1	0	0	0	0	1
1	1	1	1	1	1	0	0	0	0

Заключение. В работе выполнен комплекс заданий, в который входит графический ввод элементов принципиальных схем, их редактирование, работа со встроенными библиотеками САПР *Cadence SPB* / *Orcad* 16.3, порядок использования генераторов цифровых сиг-

налов типа D*igClock*, маркировка цепи с целью осуществления контроля её параметров (величин действующих напряжений), процедура сохранения логической схемы с произвольным именем, задание параметров генератора прямоугольных импульсов *DSTM*, выбор вида анализа логической схемы, процедура её моделирования и получение результатов анализа в виде временных диаграмм, составление таблиц истинности логических элементов.

Список литературы

1. http://www.Cadence.ru/

2. Кеоун, Дж. OrCAD Pspice. Анализ электрических цепей / Дж. Кеоун. – М. : ДМК Пресс ; СПб. : Питер, 2008. – 640с. : ил.

3. Новожилов, О. П. Основы цифровой техники / О. П. Новожилов. – М. : РадиоСофт, 2004. – 528 с.

4. Мушта, А. И. Компьютерный анализ цифровых электронных устройств : учеб. пособие / А. И. Мушта, Ю. С. Балашов. – Воронеж : ВГТУ, 2006. – 150 с.

ПРИМЕНЕНИЕ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ОБЪЕМНОГО МОНТАЖА

Е. Н. Мурзин, Ф. Г. Зограф, С. И. Трегубов (научные руководители)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ,
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail:evgo24@mail.ru

Приведены этапы автоматизированной разработки объёмного монтажа. Рассмотрены программные продукты и их возможности.

Современное приборостроение содержит большой процент электромонтажных работ, т. е. как объемного электромонтажа, так и печатного с использованием поверхностно устанавливаемых компонентов. Но процесс автоматизации проектирования и производства объемного электромонтажа практически не развивается. Это связано с использованием старого оборудования, а также тем, что для проектирования кабельных сетей необходим дополнительный модуль или пакет (программа).

Для определения пригодности использования того или иного пакета САПР для разработки объемного монтажа выделим основные стадии проектирования:

- определение состава кабеля;
- определение маршрута кабеля;
- создание жгута;
- расчет радиуса сгиба, расчет длины, провиса провода.

Дополнительно необходимо учесть следующие моменты:

- вид монтажа;
- вставка термоусадочных компонентов;
- способ закрепления провода (пайка, опрессовка);
- маркировка кабеля, провода, жгута;

Среди существующих программ можно выделить с отдельным модулем и независимые, т.е. являются отдельным программным продуктом занимающимся проектированием объемного монтажа. К независимым можно отнести: *E*3 *series*, V*eSyS* и *Capital*.

*E*3 *series* помогает разрабатывать общие схемы (Э6), принципиальные электрические схемы (Э3) и схемы соединений (Э4) проектируемого объекта, а также сформировать чертеж конструкции жгута (рис. 1).

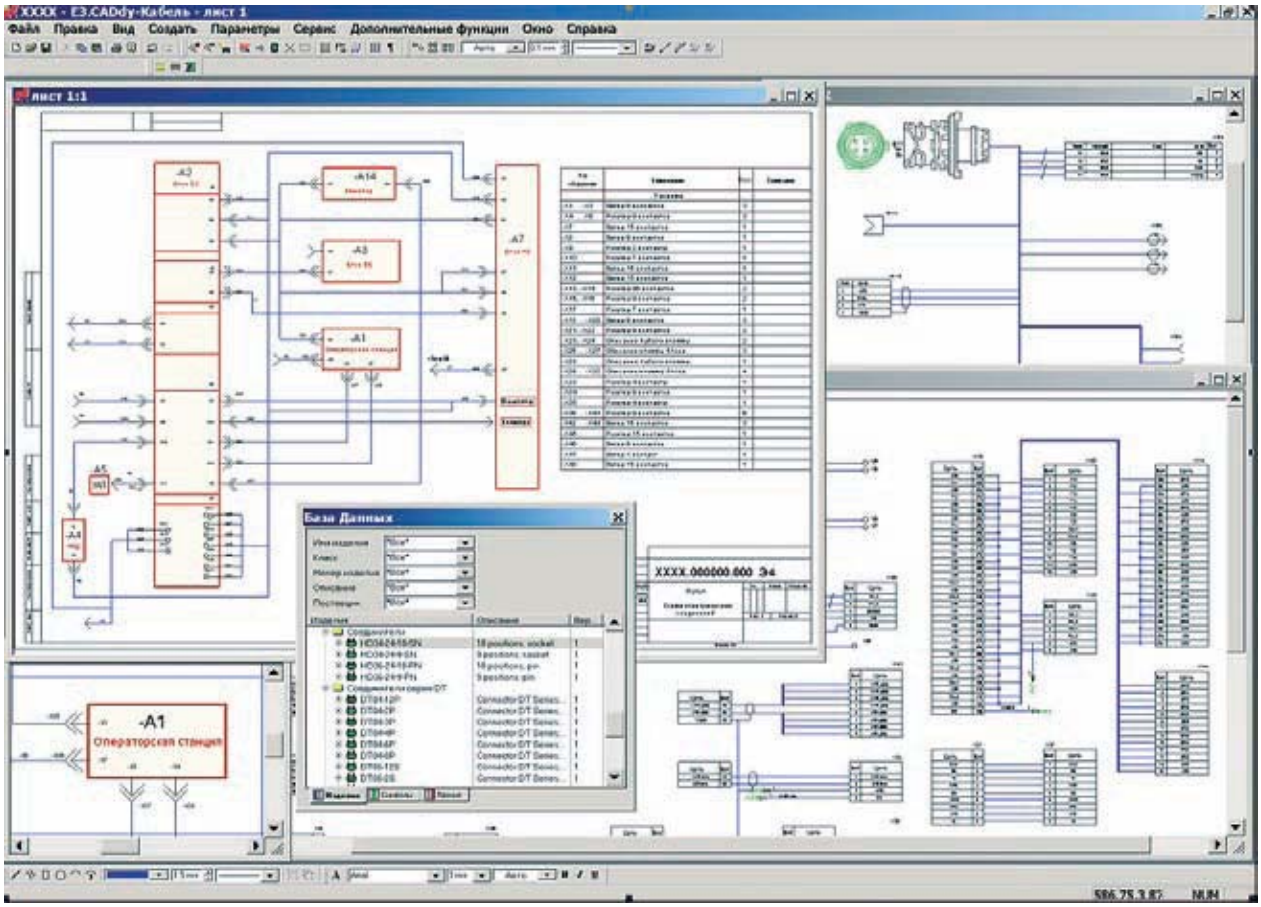


Рис. 1. Формирование принципиальной электрической схемы в *E*3 *series*

При подключении жгута к блочному разъему *E*3.series автоматически подбирает для него кабельный разъем и динамически заменяет их при изменении типа разъема. Обеспечивает подготовку исходных данных и их передачу в 3*D*-САПР. По результатам раскладки жгутов в виртуальном прототипе объекта пользователи E3.series получают конфигурацию жгута для создания его плоской развертки (плаза). *E*3.*series* интегрирована с такими 3*D*-САПР, как *NX*, *CATIA*, *Pro*/*E*, *Autodesk Inventor*, *SolidWorks*, *SolidEdge.* Включает возможности для формирования сборочного чертежа жгута, задания места размещения и типов электромонтажных изделий и автоматического формирования спецификации. Расчет массы жгута с учетом реальной длины всех жил жгута и заделки на монтаж. Всю необходимую конструкторскую документацию в соответствии с российскими стандартами (спецификации, кабельные журналы, таблицы соединений и др.) *E*3.*series* выдает автоматически на основе данных, заложенных в проекте.

Mentor Graphics VeSys - профессиональная ECAD система для автоматизации процесса проектирования кабельных соединений, содержащая все последние достижения в данной области (рис. 2).

Такие часто возникающие вопросы как, большой диаметр жгута, маленький радиус сгиба или слишком плотная компоновка жгута находятся под постоянным автоматическим контролем конструктора. В отчете отражается информация о длинах кабелей и проводов, их тип и характеристики, с учетом коэффициента снятия напряжения и разделки для распайки или крепления. Данные в поставляют полную информацию для производства жгутов, кроме того можно экспортировать данные обратно в электротехнические САПР для дальнейшие проработки и анализа.

В пакет *Mentor Graphics VeSys* входят два модуля, которые могут быть использованы как вместе так и самостоятельно:

VeSys Design – предназначен для создания и анализа диаграмм электрических цепей. Интерактивное моделирование позволяет одним щелчком мыши переключить или заменить компонент и сразу увидеть изменения.

VeSys Harness – предназначен для детального проектирования жгутов и формовочных шаблонов, создания документации для производства и автоматизированной генерации списка материалов *BOM* (рис. 3).

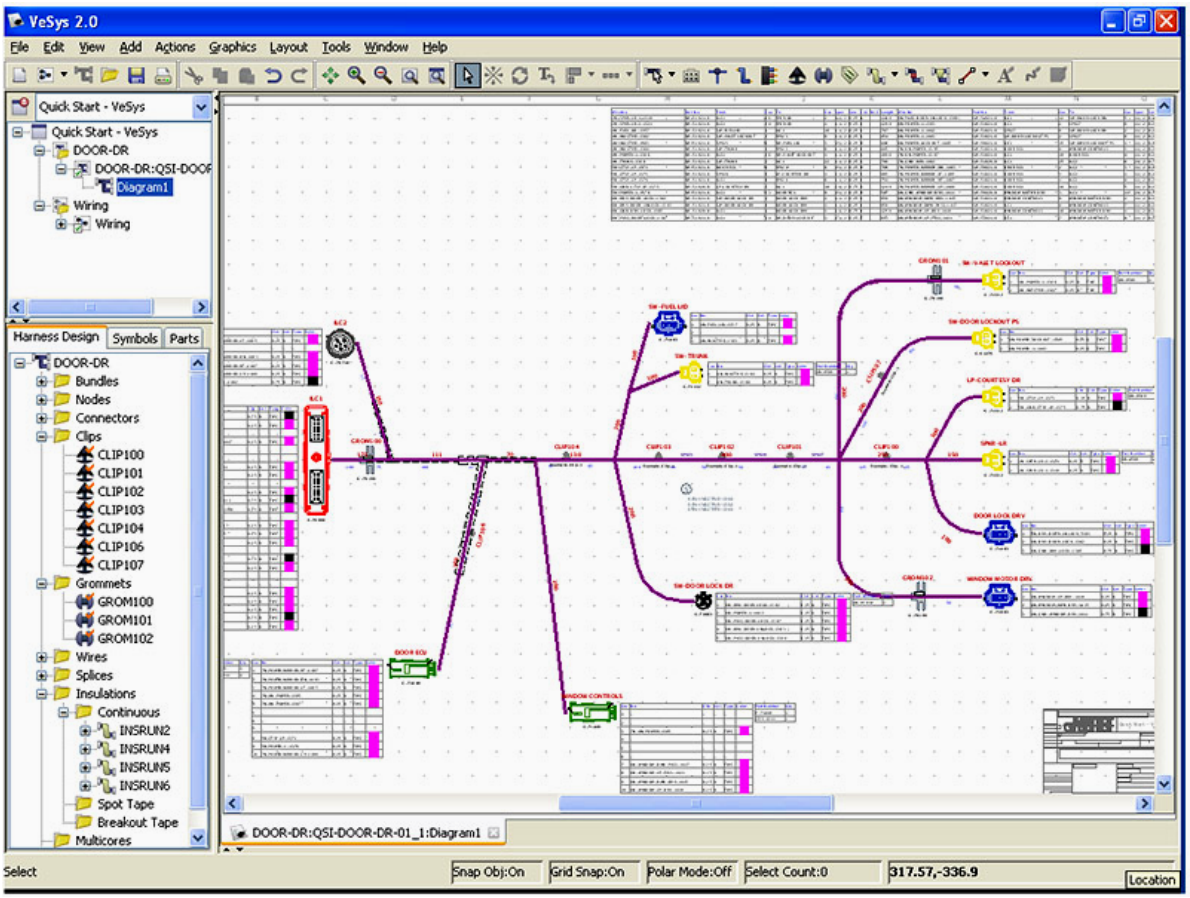
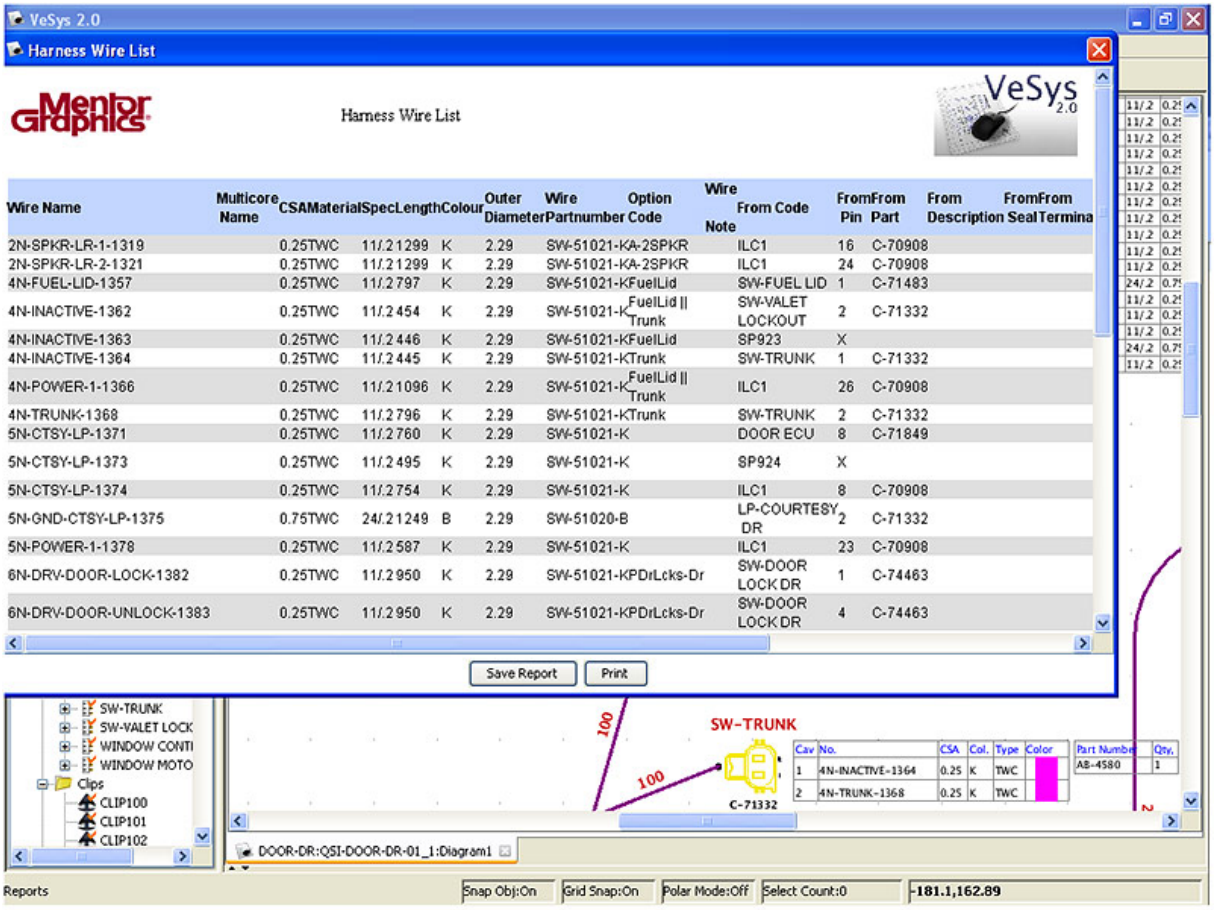


Рис. 2. Схема раскладки жгута

Пакет *Capital* (*CHS*) является одним из мировых технологических лидеров в области разработки кабельных сетей. Он используется ведущими производителями в аэрокосмической, автомобильной и транспортной промышленности и удовлетворяет всем требованиям, предъявляемым к современным интегрированным маршрутам проектирования. Краеугольным камнем философии CHS является принцип главенства управления данными проекта в процессе проектирования электрических кабельных сетей (рис. 4).

Пакет *CHS* предлагает целый набор средств моделирования и анализа, начиная от поведенческого моделирования простых подсистем, моделирования систем по постоянному току, моделирования переходных режимов, и, заканчивая валидацией всего проекта в целом и анализом отказоустойчивости. В пакет встроены средства интеграции с ведущими 3*D* MCAD системами, например, с *Dassault Systems CATIA V*5, *UGS Unigraphics NX*, PTC *ProE* и другими. Двунаправленный обмен данными обеспечивается как в режиме *off-line*, так и в интерактивном динамическом режиме с возможностью трехмерной визуализации. Встроенный механизм расчета стоимости изделия использует модель, которая включает более 300 параметров.

Среди CAD систем среднего уровня занимающихся проектированием кабелей и жгутов выделяются следующие: *Solid Works*, *Solid Edge* и *Autodesk Inventor*, КОМПАС.



Wire Name	Multicore Name	CSA	Material	Spec	Length	Colour	Outer Diameter	Wire Partnumber	Option Code	Wire Note	From Code	From Pin	From Part	From Description	From Seal	From Termina
2N-SPKR-LR-1-1319		0.25	TWC	11/.21299		K	2.29	SW-51021-KA-2SPKR			ILC1	16	C-70908			
2N-SPKR-LR-2-1321		0.25	TWC	11/.21299		K	2.29	SW-51021-KA-2SPKR			ILC1	24	C-70908			
4N-FUEL-LID-1357		0.25	TWC	11/.2797		K	2.29	SW-51021-K	FuelLid		SW-FUEL LID	1	C-71483			
4N-INACTIVE-1362		0.25	TWC	11/.2454		K	2.29	SW-51021-K	FuelLid || Trunk		SW-VALET LOCKOUT	2	C-71332			
4N-INACTIVE-1363		0.25	TWC	11/.2446		K	2.29	SW-51021-K	FuelLid		SP923	X				
4N-INACTIVE-1364		0.25	TWC	11/.2445		K	2.29	SW-51021-K	Trunk		SW-TRUNK	1	C-71332			
4N-POWER-1-1366		0.25	TWC	11/.21096		K	2.29	SW-51021-K	FuelLid || Trunk		ILC1	26	C-70908			
4N-TRUNK-1368		0.25	TWC	11/.2796		K	2.29	SW-51021-K	Trunk		SW-TRUNK	2	C-71332			
5N-CTSY-LP-1371		0.25	TWC	11/.2760		K	2.29	SW-51021-K			DOOR ECU	8	C-71849			
5N-CTSY-LP-1373		0.25	TWC	11/.2495		K	2.29	SW-51021-K			SP924	X				
5N-CTSY-LP-1374		0.25	TWC	11/.2754		K	2.29	SW-51021-K			ILC1	8	C-70908			
5N-GND-CTSY-LP-1375		0.75	TWC	24/.21249		B	2.29	SW-51020-B			LP-COURTESY DR	2	C-71332			
5N-POWER-1-1378		0.25	TWC	11/.2587		K	2.29	SW-51021-K			ILC1	23	C-70908			
6N-DRV-DOOR-LOCK-1382		0.25	TWC	11/.2950		K	2.29	SW-51021-KP	DrLcks-Dr		SW-DOOR LOCK DR	1	C-74463			
6N-DRV-DOOR-UNLOCK-1383		0.25	TWC	11/.2950		K	2.29	SW-51021-KP	DrLcks-Dr		SW-DOOR LOCK DR	4	C-74463			

Рис. 3. Вид BOM-файла

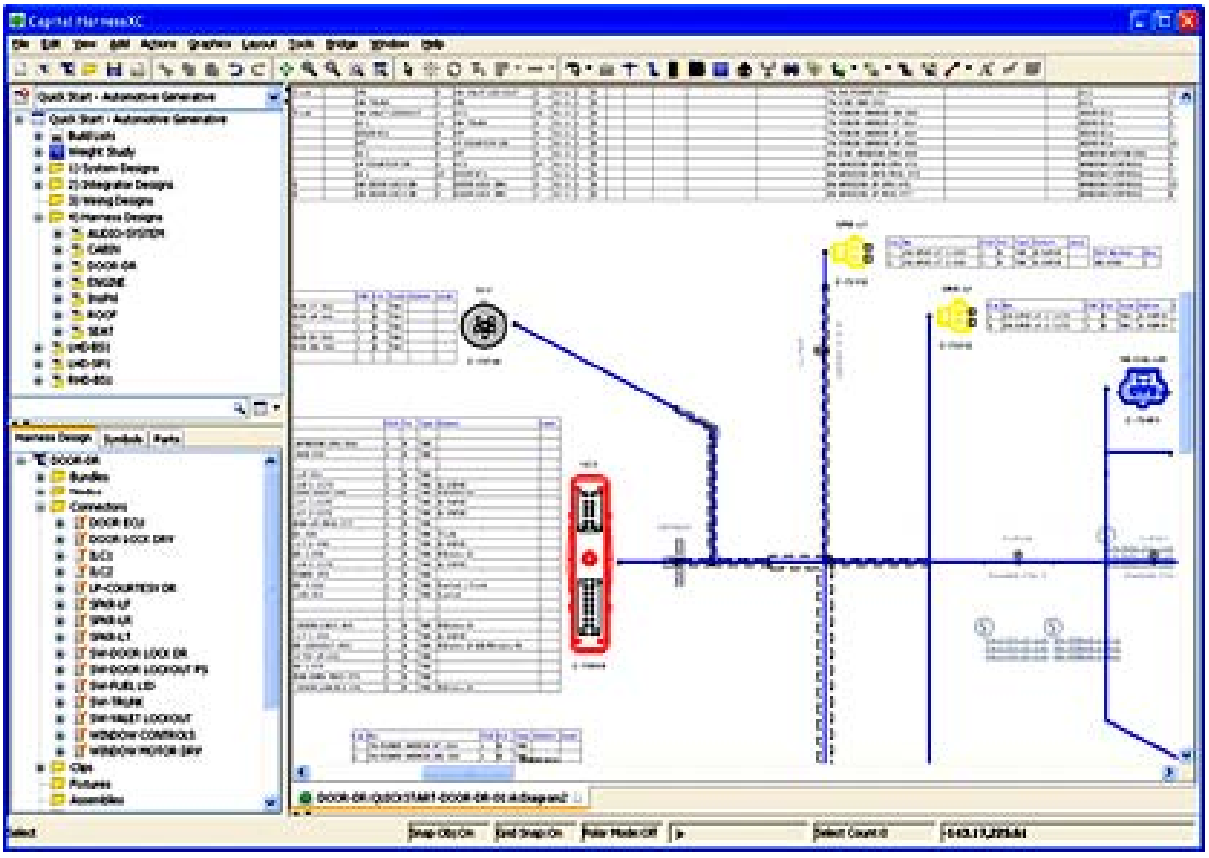


Рис. 4. Схема раскладки жгута в пакете *Capital*

SWR-Электрика: проектирование электрических жгутов в среде *Solid Works*. Она объединяет электрическую и механическую части проекта в единой среде проектирования, обеспечивая моделирование проводных соединений между контактами с использованием пополняемой библиотеки соединителей, проводов, многожильных кабелей, изоляционных трубок, экранирующих плетенок и т. д. Программа выдает подробную информацию о выполненных соединениях и использованных материалах, представляя ее в виде таблиц, отчетов, и чертежей. Жгуты могут иметь неограниченное число ответвлений. Для создания соединений используются как интерактивный режим, так и импорт данных из внешнего файла с возможностью последующей ручной коррекции. Соединения устанавливаются между контактными точками. При формировании жгутов автоматически рассчитываются диаметры их сегментов (участков между ответвлениями), длины проводов, кабелей, жгутов и их участков (рис. 5).

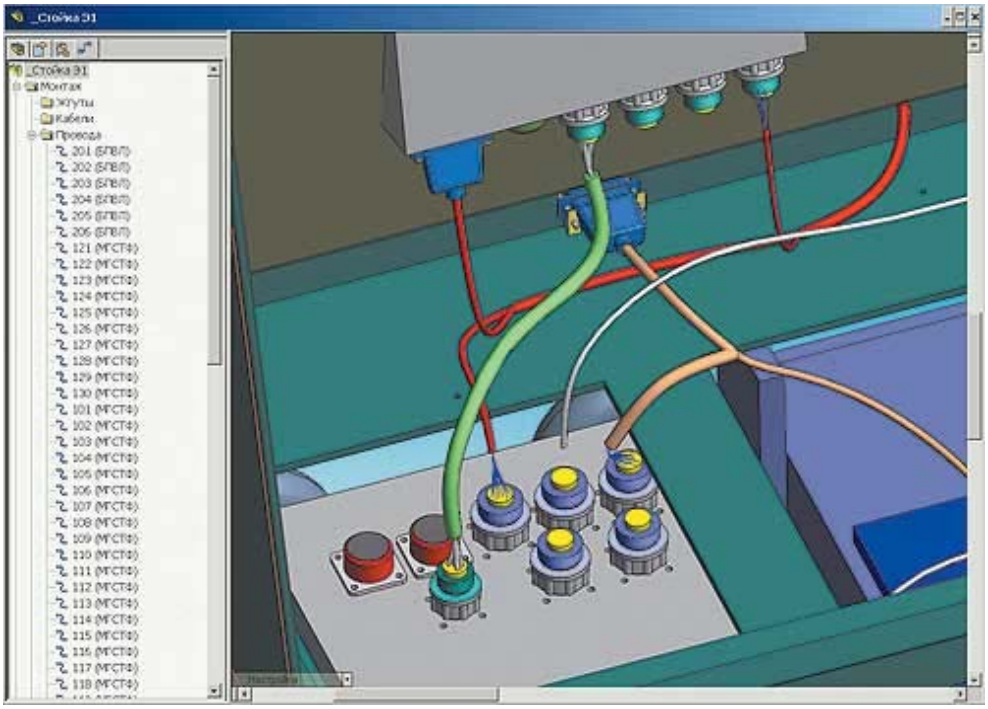


Рис. 5. Проектирование проводов и жгутов в пакете *SWR*-Электрика

Таблица

Возможности пакетов при автоматизации проектирования объемного электрического монтажа

Номер операции	Пакет САПР					
	E3	VeSyS	CHS	SWR-Электрика	Solid Edge	Autodesk Inventor
Создание провода	+	+	+	+	+	+
Разделка концов кабеля	+	+	+	+	+	+
Создание жгута	+	+	+	+	+	+
Расчет радиуса сгиба	+	+	+	+–	–	+
Определение длины	+	+	+	+	+	+
Определение провиса провода	–	–	+	–	–	–
Создание чертежа жгута	+	+	+	+	+	+
Таблица проводов	+	–	+	+	–	+
Технические требования	+	–	+	+	–	+

Моделируется также установка трубок и плетенок – их диаметры и толщины учитываются при расчете диаметров жгутов, а длины автоматически вычисляются и отражаются в отчетах. Выполняется анализ результатов проектирования для определения кор-

ректности использования трубок и плетенок, а также для выявления проводов и жгутов, минимальный радиус сгиба которых оказался меньше установленного для них минимально допустимого значения.

Сравнительная характеристика пакетов по возможности автоматизации различных этапов проектирования объемного электрического монтажа приведена в табл.

Выбор пакета зависит от конкретной задачи и совместимости с применяемыми пакетами по проектированию и возможности конвертирования для автоматизированного производства.

ОСОБЕННОСТИ ПРИСВОЕНИЯ ДЕЦИМАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИ ВНЕДРЕНИИ CALS-ТЕХНОЛОГИЙ

И. Н. Мурзин, С. И. Трегубов, А. В. Сарафанов (научные руководители)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: Igor_kgty@mail.ru

Рассмотрены вопросы взаимодействия проектировщиков в едином информационном пространстве предприятия при организации непрерывной автоматизированной передачи информации, создаваемой в процессе разработки изделия .

Использование *CALS*-технологий в практическом плане предполагает организацию единого информационного пространства (ЕИП) или интегрированной информационной среды, объединяющеей автоматизированные системы, предназначенные как для эффективного решения задач инженерной деятельности, так и для планирования и управления производством и ресурсами предприятия.

В этом смысле предметом *CALS* являются методы и средства как взаимодействия разных АС и их подсистем, так и сами АС с учетом всех видов их обеспечения. Практически синонимом *CALS* в этом смысле становится термин *PLM* (*Product Lifecycle Management*), обозначающий систему, которая предназначена для сбора, хранения и управления данными. В ряде случаев для этого используются *PDM* системы.

Взаимодействие в ЕИП предполагает обмен данными участников жизненного цикла изделия только через базу данных – основу *PDM* системы. Иной способ обмена данными запрещен (рис. 1). По причине, что невозможно проконтролировать ход выполнения задачи.

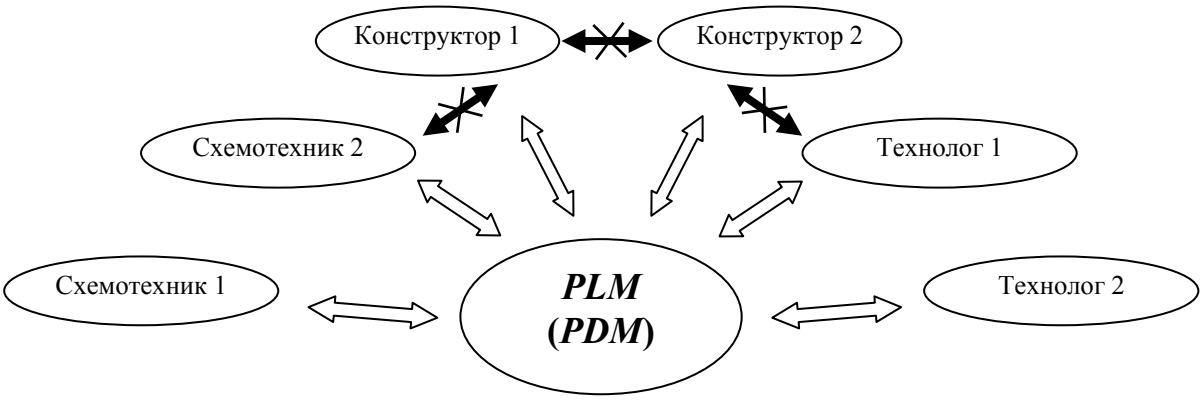


Рис. 1. Обмен информации в ЕИП

Одним из показателей, определяющих рациональную работу на предприятии, является коэффициент унификации и стандартизации, показывающий наличие применения во

вновь разрабатываемых изделиях уже использованных в конструктивно-технологических решений, в частности, деталей и узлов. При этом интересным моментом является сохранение у изделия ранее присвоенной децимальной характеристики по ЕСКД. Рассмотрим это на следующем примере. Допустим, что одним конструктором была спроектирована пластина 1, входящая в узел 11 (рис. 2).

После размещения в базе данных (ЕИП) полученных в результате разработки изделий, к этой информации получают допуск и другие участники жизненного цикла изделия. Таким образом, возможна разработка другим конструктором узла 21 (рис. 3) с использованием имеющейся пластины 1 (достаточных правах доступа к информации). Как правило, в этом случае децимальную характеристику примененного изделия не изменяют.

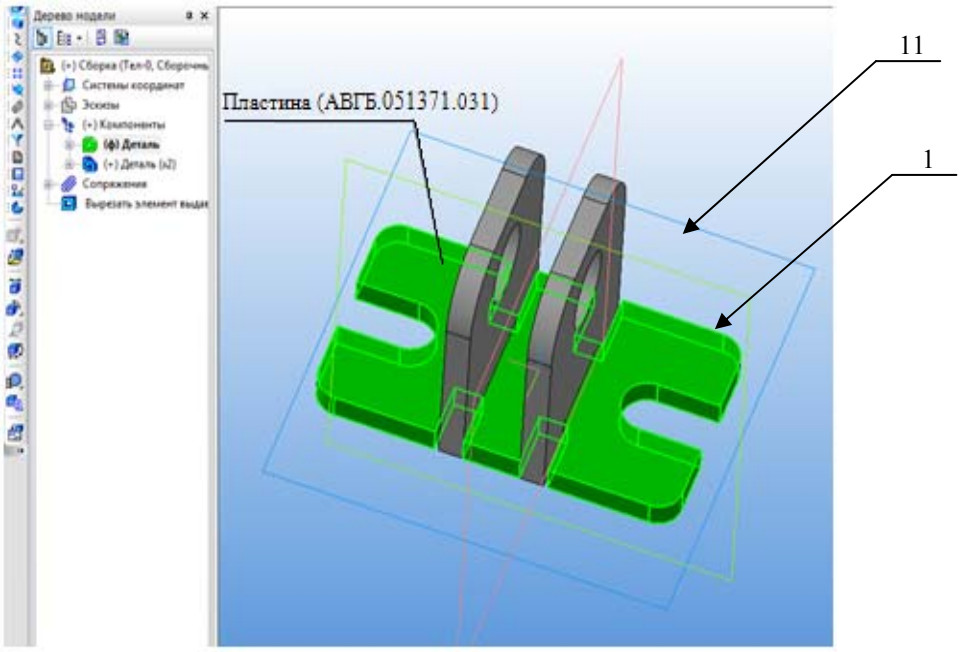


Рис. 2. 3D-модель сборки петли

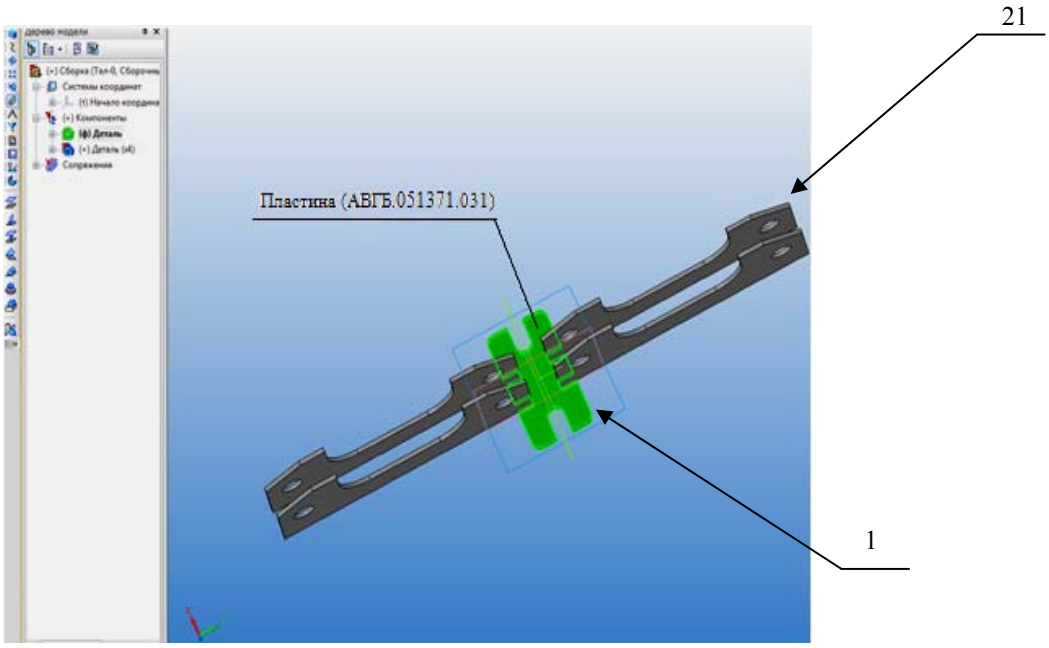


Рис. 3. 3D-модель сборки подставки

Со временем может возникнуть ситуация, что необходимо в первом изделии изменить размер между проушинами. В этом случае, информация о изменениях геометрических параметров пластины 1, до второго разработчика не доходит. Следствием этого может быть брак при сборке узла 21.

Чтобы избежать данной ситуации, необходимо во втором случае, обязательно использовать для всех применяемых изделий только свою децимальную характеристику, несмотря на одинаковую конфигурацию заимствованного изделия.

В общем случае, в процессе проектирования необходимо использовать не чертежи изделий, а электронные 3*D*-модели деталей и узлов из базы типовых конструктивных решений, собранных для каждой децимальной характеристики. Простейшим примером такой базы моделей является иллюстрированный справочник ЕСКД (рис. 4).

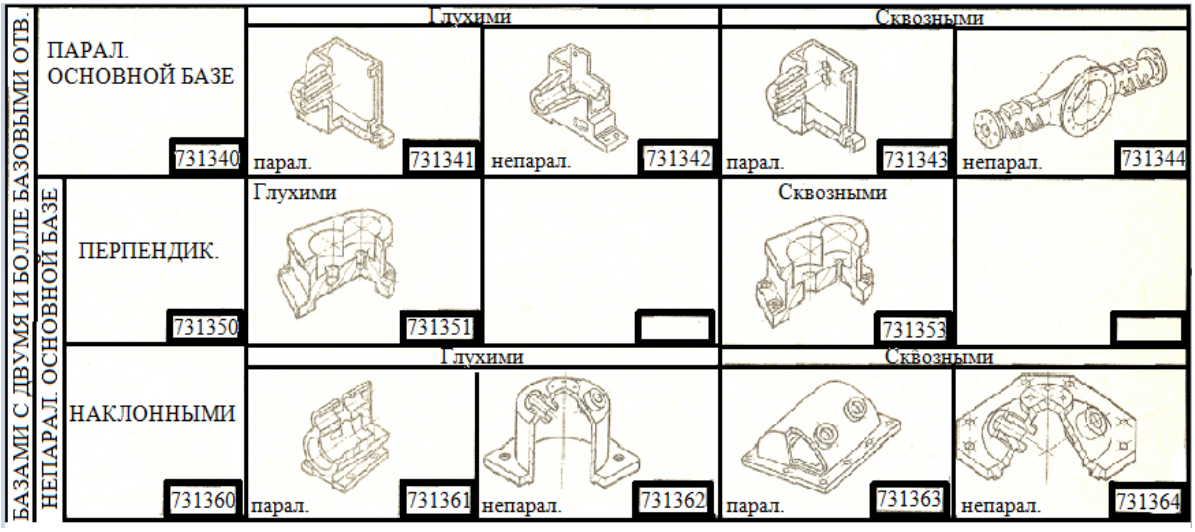


Рис. 4. Фрагмент иллюстрированного справочника ЕСКД

Таким образом, со временем, на предприятии, для каждого вида деталей, определяемого децимальной характеристикой, возможно создание достаточно большой базы 3*D*-моделей, обязательно должно сокращать сроки проектирования конструкций.

УСТРОЙСТВО ДИСТАНЦИОННОГО МОНИТОРИНГА ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

В. Е. Форманчук, Л. Н. Никитин (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394000, Воронеж, Московский проспектт, 14
e-mail: muratovav@kipr.vorstu.ru

Данное устройство отличается от базового расширенными функциональными возможностями. Помимо определения координат объекта устройство может контролировать работу и состояние каких-либо датчиков автомобиля (датчик топлива, переключатель «газ-бензин», кнопка поднятия кузова автомобиля и т.п.), помимо этого устройство оснащено встроенным аккумулятором, зарядным устройством и акселерометром.

В настоящее время в мире существуют различные активно развивающиеся сферы бизнеса. Для своего развития и эффективного решения экономических проблем предприятия стремятся использовать новейшие достижения науки и техники. Например, каждая транспортная компания или организация, имеющая свой автопарк, регулярно сталкивается с проблемой контроля использования служебного транспорта. Соответственно, возникает необходимость сокращения выявленных нецелевых расходов. Данные мероприятия на се-

годняшний лень носят название «мониторинг транспорта», или, другими словами, реализуется система слежения за автомобилем. Перед учредителями встает проблема незаконного использования транспорта компании ее сотрудниками, вследствие чего появляется необходимость эффективного решения следующих задач:

- сокращение непредусмотренных расходов без сокращения объемов перевозок;
- оптимизация маршрута транспорта или выявление не запланированного рейса;
- определение местонахождения автомобиля в интервале между посещениями конечных точек маршрута, которые отмечены в накладных;
- доступ к достоверной информации о пробеге транспорта и количестве израсходованного топлива или информации о количестве имеющегося запаса топлива автомобиля в данный момент;
- доступ к достоверной информации, подтверждающей задержку автомобиля ко времени прибытия, по какой-либо причине, например, задержка транспорта в пробке.

Реализация таких подходов в настоящее время возможна путем создания автоматизированных систем мониторинга подвижных объектов. Автоматизированная система мониторинга – это современное решение логистических задач и контроль состояния подвижных объектов в режиме реального времени. Благодаря высокотехнологичному оборудованию система позволяет отслеживать местоположение и состояние подвижных объектов, оснащенных бортовым комплектом оборудования из диспетчерского центра, вне зависимости от их местоположения.

Слежение за объектами происходит с помощью глобальной спутниковой системы позиционирования *NAVSTAR GPS*. Эта система содержит 29 спутников, координаты объектов вычисляются с высокой точностью, а значит в любой момент времени известно точное местоположение каждого из них.

Связь диспетчерского центра с бортовым модулем системы поддерживается через каналы цифровой мобильной сотовой связи *GSM*. Технология *GSM* была специально выбрана, так как является наиболее распространенной на территории Российской Федерации.

Автоматизированная система мониторинга подвижных объектов позволяет решить следующие задачи:

- отображение в реальном масштабе времени местоположения подвижного объекта на электронной карте;
- автоматическое слежение за соблюдением водителем каждого подвижного объекта маршрута, графика и режима движения;
- автоматическую регистрацию вхождения подвижного объекта в контролируемую зону и выхода из нее;
- сохранение в базе данных истории перемещения каждого объекта;
- по сигналам установленных датчиков контролировать место и время поднятия кузова самосвала, открывания дверей фургона, поднятия стрелы подъемного крана и т.п., что позволит гарантировать сохранность груза и целевое использование техники;
- позволяет получить информацию о пробеге транспорта и количестве израсходованного топлива или информация о количестве имеющегося запаса топлива автомобиля в данный момент;
- прогнозирование времени прибытия в конечную точку маршрута и автоматизацию решения логистических задач;
- контроль за соблюдением условий транспортировки груза – температура в рефрижераторе, уровень ударов и вибраций, соблюдение скоростного режима;
- исключает возможность несанкционированного использования автотранспорта и других самоходных машин с выдачей тревожного сообщения диспетчеру.

По мере развития научных и технических средств растёт и актуальность внедрения автоматизированных систем мониторинга в различные сферы бизнеса и предприятия.

Устройства слежения принято называть «трекерами». На рис. приведена структурная схема такого прибора.

За основу было взято базовое устройство, в которое входили следующие блоки: Активная *GPS* антенна, мобильная *GSM* антенна, модуль *GPS*, модуль *GSM*, преобразователь уровней и схема питания. В качестве активной *GPS* антенны применена стандартная *GPS* антенна наружного размещения со встроенным малошумящим усилителем. Также в качестве *GSM* антенны применена стандартная выносная мобильная антенна с коэффициентом усиления 14 Дб. Модуль *GPS* представляет собой 12-канальный *GPS* приёмник фирмы *Trimble*. Этот приёмник является одной из последних разработок данной фирмы. Приёмник гражданского назначения и способен принимать сигналы *C*/*A* кода на частоте 1575,42 МГц. *GPS* приёмник оснащен портами *UART* интерфейса для связи с другими радиоэлектронными устройствами, в частности с *GSM* модулем. *GSM* модуль представляет собой *GPRS* модем *Q*24 компании *Wavecom*. Модем способен работать в диапазоне частот *EGSM* 900/1800/850/1900 МГц, класс *GPRS* – 10-й. Преобразователь уровней реализован на микросхеме *ADM* 3203 фирмы *Analog Devices*. Данная микросхема необходима для согласования трекера с компьютером посредством *RS*-232 интерфейса. Схема питания собрана на микросхеме *LM*2576, импульсном стабилизаторе напряжения.

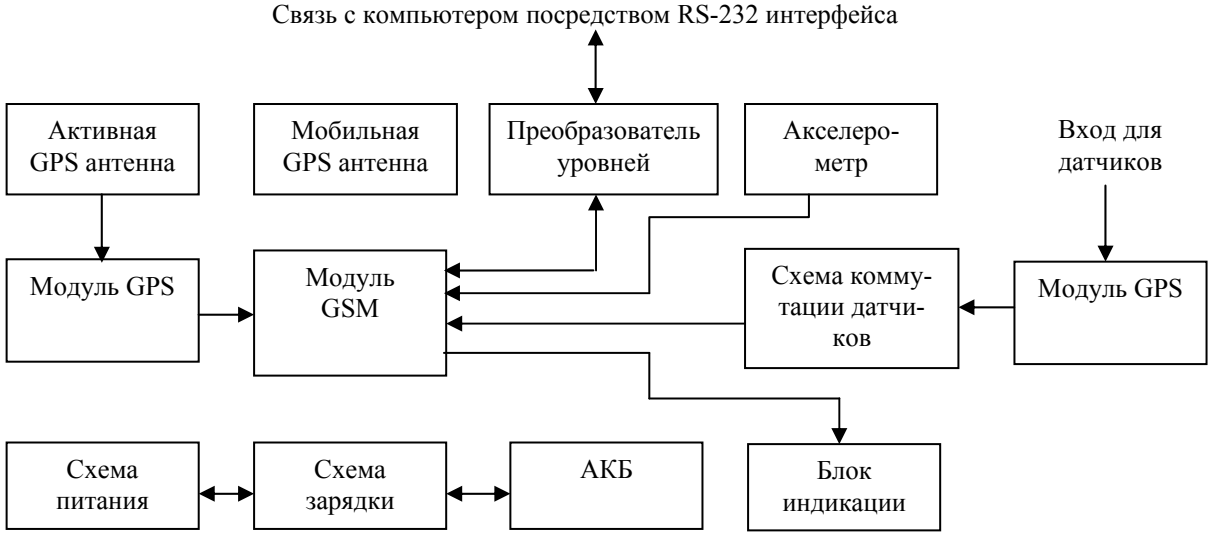


Рис. Структурная схема трекера

Возможности устройства были ограничены только определением местоположения объекта, определение его скорости, временем поездки, времени стоянок. Перед нами возникла задача расширить функциональные возможности трекера. Необходимо было контролировать состояния датчиков, контролировать наличие *GSM* сети и наличия спутников на небе для получения координат местоположения, умение устройства переходить в режим ожидания при постановке на стоянку наблюдаемого объекта и сохранения своей работоспособности при отключении питании устройства (например, снятие АКБ с автомобиля для его зарядки). И в результате было разработано устройство, удовлетворяющее всем предъявленным требованиям.

Для решения проблемы сохранения работоспособности были введены блоки АКБ и схема зарядки этой АКБ. АКБ представляет собой три последовательно соединённых никель-кадмиевых аккумулятора общим напряжением 3,6 В. Никель-кадмиевые аккумуляторы, в отличие от литий-ионных, сохраняют свою работоспособность при низких температурах окружающей среды. Данные аккумуляторы позволяют сохранять работу устройства при пропадании внешнего напряжения питания до 24 часов. Схема зарядки для данных ак-

кумуляторов реализована на микросхеме *MAX*1501 фирмы *MAXIM*. Данное зарядное устройство полностью автоматизировано и при отключении основного питания оно не «тянет» энергию с аккумуляторной батареи, что является важным фактором при питании устройства от внутреннего источника питания.

Акселерометр применён для решения проблемы перевода устройства в дежурный режим при постановке наблюдаемого транспорта на стоянку. Это было реализовано для того, чтобы не разряжать аккумуляторную батарею при постановке на стоянку транспорта. Акселерометр реализован на микросхеме *MMA*6270*Q* компании *Freescale Semiconductor*. Акселерометр позволяет определять изменение скорости объекта, и, при его отсутствии, через некоторое время переводить прибор в режим ожидания.

Устройство индикации собрано по примитивной схеме управления маломощной нагрузкой, в данном случае светодиодной, при подаче на него управляющего сигнала. При обнаружении необходимого количества спутников для определения координат и собственно само определение местоположения загорается светодиод синего свечения, который мигает с частотой 1 Гц. При пропадании сигнала местоопределения, данный светодиод гаснет. Для индикации наличия *GSM* сети применён светодиод зелёного свечения. При наличии *GSM* сети светодиод производит кратковременные вспышки с частотой 1 Гц, при пропадании сети светодиод индицирует постоянным свечением.

Для решения проблемы контроля состояния датчиков был применён блок схемы коммутации датчиков в составе со блоков защиты входных цепей микросхемы. Схема коммутации представляет собой микроконтроллер *PIC*16F876 со схемой его включения. Данный микроконтроллер позволяет контролировать состояния 9-ти датчиков бортовой системы наблюдаемого объекта.

Подведя итоги можно сделать вывод: была выполнена поставленная задача по расширению функциональных возможностей устройства в целом, что позволяло сделать его более конкурентоспособным устройством на рынке устройств дистанционного мониторинга подвижных объектов.

АНАЛИЗАТОР ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

А. С. Лопатин, Л. Н. Никитин (научный руководитель)

Воронежский государственный технический университет
394000, Воронеж, Московский пр-т, 14
E-mail: muratovav@kipr.vorstu.ru

Компактное, экономическое, надежное и недорогое устройство, предназначенное для предупреждения приближения к линии электропередачи. Есть возможность блокирования исполнительного механизма. Анализатор электромагнитных полей (АЭП) является дополнительным средством защиты стрелы автомобильного грузоподъемного крана от попадания под напряжение при производстве монтажно-строительных работ вблизи действующих единичных линий электропередач.

Технические характеристики изделия АЭП:

1. Расстояние от стрелы до ЛЭП:
   - 220 В – 1 кВ – 3 м;
   - 6 кВ – 10 кВ – 5 м;
   - 15 кВ – 35 кВ – 8 м;
   - 110 кВ – 220 кВ – 12 м;
   - 330 кВ – 750 кВ – 20 м.
2. Напряжение питания 12–24 В – 1 + 4В.
3. Ток, потребляемый анализатором в режиме «Исправно» 0,1 А.
4. Масса, не более 0,5 кг.

5. Габаритные размеры: 150х100х40 мм.

6. Условия эксплуатации:

- температура: минус 40 °С до 55 °С;
- относительная влажность: 95 % при температуре 40 °С;
- вибрационные нагрузки: 50 Гц с ускорением 5 g;
- ударные нагрузки: 10000 ударов с ускорением 10 g.

Анализатор может выпускаться в двух модификациях:

а) звуковая и световая индикация, без блокировки механизмов поворота и подъема стрелы (для кранов, не оснащенных электрическим приводом блокировки механизмов поворота и подъема стрелы);

б) звуковая и световая индикация с блокировкой механизма управления стрелой.

Принцип действия анализатора основан на регистрации электромагнитного поля линии электропередач антенным датчиком емкостного типа. Конструктивно анализатор состоит из двух блоков: блока антенн, устанавливаемых на стреле крана, соединенных между собой и блоком управления коаксиальным кабелем типа РК-5, и блока управления, устанавливаемого в кабине крановой установки. Структурная схема анализатора приведена на рис.

Сигналы частотой 100 Гц с генератора 1 поступают на вход электронного ключа 2, на управляющий вход которого поступают сигналы с генератора 3, частотой 1 Гц. Таким образом, на выходе электронного ключа 2 формируется сигнал, который представляет собой чередование паузы и посылки 100 Гц (тестовый сигнал). Эти сигналы через линию связи 4 и антенну 5 поступают на вход усилителя 6, где усиливаются, затем выпрямляются детектором 7 и поступают на логический блок 8.

При исправности устройства и отсутствии воздействия электромагнитного поля ЛЭП на входе логического блока 8 присутствуют только детектированный тестовый сигнал, совпадающий по фазе с сигналом генератора 3. Тестовый сигнал фиксируется логическим блоком и индицируется миганием с частотой 1 Гц зеленого индикатора «Исправен».

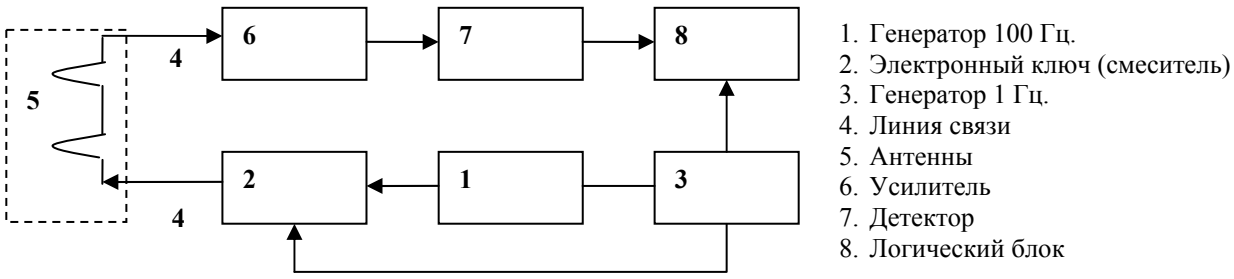


Рис. Структурная схема анализатора

При превышении допустимого уровня сигнала, наведенного электромагнитного поля ЛЭП, с выхода детектора 7 на логический блок 8 подается постоянно высокий уровень напряжения, что приводит к попеременному миганию красного индикатора «Опасно» и зеленого «Исправен».

В случае, если неисправна антенна (обрыв или короткое замыкание), усилитель 6 или смеситель 2 с выхода детектора 7 на логический блок 8 подается низкий уровень напряжения, при этом логический блок 8 фиксирует, что устройство неисправно, зеленый индикатор «Исправен» не горит, а красный индикатор «Опасно» горит постоянно.

Конструктивно блок может быть выполнен в металлическом корпусе. На лицевой панели должны находиться индикаторы «Опасно» красного цвета, «Исправен» зеленого цвета, четырех индикаторов выбираемого диапазона. На боковой поверхности корпуса находятся разъемы для подключения антенн и коммутации, резистор подстройки чувствительности и кнопка выбора диапазонов.

Антенный блок можно взять стандартный (например, от прибора УАС-1). Антенны монтируются с левой и правой стороны наиболее высокой точки фермы стрелы крана.

Настройку анализатора необходимо производить на специально оборудованной площадке с участком трехфазной четырехпроходной ЛЭП 220/380 В. Площадка должна находиться вне зоны влияния высоковольтных воздушных ЛЭП и подземных кабельных линий. Стрелу необходимо приблизить на расстояние 3 м от ЛЭП, и потенциометром «Чувствительность» добиться срабатывания сигнализации «Опасно».

МЕТОДЫ ТЕСТИРОВАНИЯ НАДЕЖНОСТИ ПАЯНЫХ СОЕДИНЕНИЙ *SMD*

И. А. Лозовой, М. Ю. Макаров, А. В. Турецкий, В. А. Шуваев

Воронежский государственный технический университет
394026, Воронеж, Московский проспект, 14
Email: tav7@mail.ru

Рассмотрены методы тестирования надежности паяных соединений *SMD* в радиоэлектронных модулях, регламентируемые международным стандартом *IEC-PAS* 62137-3. Эти методы позволяют получить данные, необходимые для анализа результатов моделирования механических характеристик радиоэлектронных модулей

В настоящее время среди разработчиков электронной аппаратуры все большей популярностью пользуются САПР высокого уровня, охватывающие почти все аспекты создания электронной аппаратуры (проектирование, инженерный анализ, технологическую подготовку производства). При этом такие САПР обеспечивают высокую «ассоциативность» проектов, что позволяет значительно снизить временные затраты на разработку аппаратуры. Использование вместо них набора отдельных узкоспециализированных САПР более низкого уровня при неизбежных доработках аппаратуры фактически означает повторения цикла проектирования с многочисленными конвертациями данных из одного программного продукта в другой.

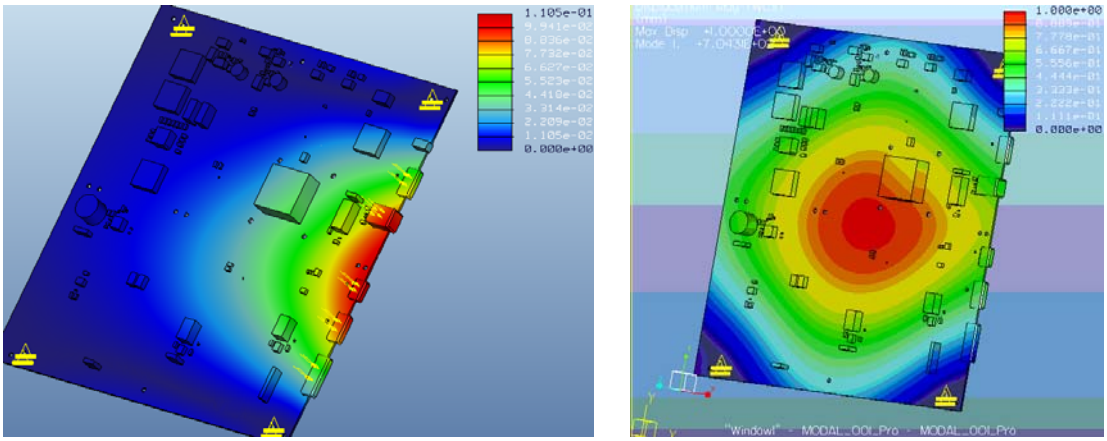
Среди таких систем можно выделить Pro/ENGINEER (ныне Creo Parametric) [1]. Она относится к «механической» САПР, охватывающей все стадии проектирования и подготовки производства, включающая процесс 3*D* моделирования, инженерного анализа и разработку технологии.

Для решения задачи инженерного анализа конструкций РЭС может быть использован модуль *Pro*/*ENGINEER Mechanica*. Он позволяет осуществлять исследование термомеханических характеристик проектируемых изделий и их оптимизацию по заданным параметрам.

Использование инженерного анализа в *Pro*/*ENGINEER Mechanica* предусматривает сбор входных данных, постановку начальных условий, проведение расчета, обработку результатов и принятие решения по полученным результатам.

Рассмотрим подробнее процесс анализа результатов моделирования механических нагрузок на радиоэлектронный модуль. Для примера был проведен в *Pro*/*ENGINEER Mechanica* статический и модальный расчеты радиоэлектронного модуля.

В окне результатов наглядно представлен исследуемый модуль, представляющий собой плоскую печатную плату с установленными компонентами. При этом заданы точки жесткого крепления платы и векторы прикладываемых сил. В виде цветовой диаграммы указаны области, с различными прогибами начиная от минимальных, (синие участки) до максимальных (красные). Также по указанной линейке можно определить значения локальных деформаций. При этом не известно к чему могут привести деформации в наиболее проблемной части. Красный цвет автоматически не означает, что в этом месте обязательно произойдет разрушение. Он только показывает область с повышенными напряжениями.



а *б*

Рис. 1. Результаты расчета на механическую прочность радиоэлектронного модуля:
а – статический анализ; *б* – модальный анализ

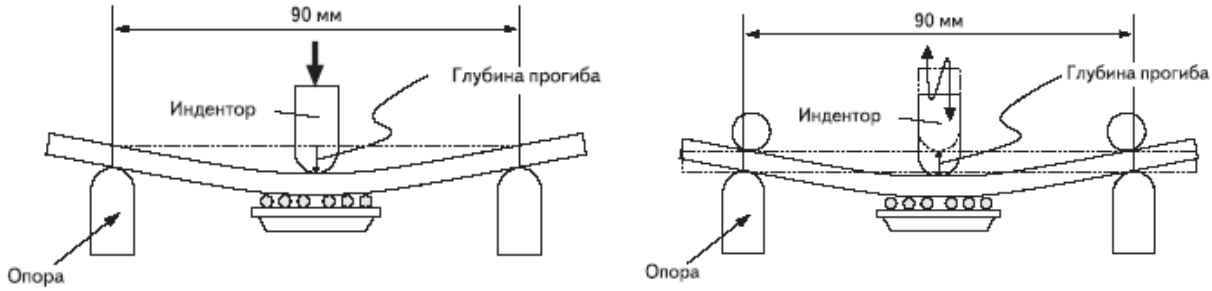
На поверхности печатной платы находятся различные электронные компоненты, которые монтируются методом пайки. Нарушение целостности паяного соединения приводит к возрастанию электрического сопротивления вплоть до полного его разрыва. Именно нарушение контакта плата-компонент в основном приводит к отказу аппаратуры. Однако в модуле *Pro*/*ENGINEER Mechanica* отсутствует возможность моделирования процессов нарушения контактов плата-компонент. В тоже время после проведения тестирования модуля целесообразно проверить электрорадиоэлементы, находящиеся в наиболее нагруженных областях и выяснить к чему может это привести. Если в проблемной области контакт прогнозировано будет нарушен, то требуется доработка конструкции, в противном случае конструкция модуля считается успешной.

Надежность паяных соединений зависит от многих факторов: видов припоя, режимов пайки, типов корпусов компонентов и др. Для определения условий нарушения целостности паяных соединений требуется провести для каждого типа компонента масштабные испытания, которые дадут в качестве результатов максимальную допустимую глубину прогиба платы, при котором произойдет нарушение контакта.

Методы тестирования надежности паяных соединений регламентируются международным стандартом *IEC-PAS* 62137-3 [2]. Согласно указанному стандарту рекомендуется тестовые платы изготавливать из одно- или двухстороннего стеклотекстолита, размером 130×40 мм. Тестируемый компонент располагается в середине тестовой платы в области с максимальными размерами 90×40 мм. Также рекомендуются термопрофили пайки компонентов, для обеспечения надежного спая.

Для ускорения тестирования прочности применяют термоциклирование – резкое изменение температуры, приводящее к старению припоя. В стандарте приводятся параметры циклов смены температуры и выдержки. Температура меняется в диапазоне от минус 40 до 130 °С. При этом для припоя наиболее вреден резкий перепад температуры. Механическое тестирование проводят до и после процесса термоциклирования. Испытания прочности SMD компонентов на отрыв, сдвиг, кручение и монотонный сгиб позволяют измерить спад прочности и других характеристик паяного соединения после термоциклирования.

Рассмотрим основные методы тестирования [3, 4]. Испытание прочности монотонным сгибом проводится при больших размерах компонента, например *BGA*, *PLCC*, *QFP* корпуса. Для испытаний тестируемую печатную плату ПП с компонентом устанавливают на две опоры (рис. 2, *а*) поверхностью с монтажом вниз и при помощи индентора (наконечника) производят на нее давление сверху до тех пор, пока паяные соединения не будут нарушены; глубину сгиба фиксируют. Оценка прочности соединений производится сравнением глубины сгиба до и после цикла резких смен температуры.



а *б*

Рис. 2. Схема установки при тестировании прочности на монотонный изгиб и многократный изгиб

Изгиб желательно должен быть дугообразным; тест не применяют для ПП с керамическими основаниями из-за их хрупкости. Глубину прогиба лучше измерять приборами с использованием изменения сопротивления. Измеритель сопротивления подключают к последовательной цепи, в которую включены все выводы тестируемого компонента (см. рис. 3). Обязательное условие испытаний – соблюдение линейной зависимости прикладываемой нагрузки от глубины прогиба. Для выявления этой зависимости может потребоваться проведение предварительных испытаний.

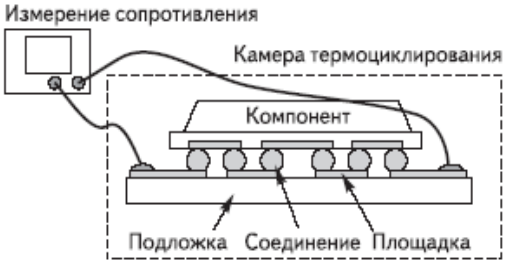


Рис. 3. Схема последовательной цепи

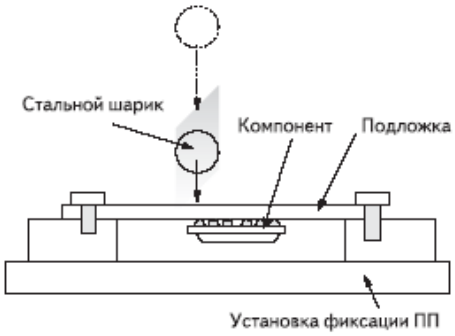


Рис. 4. Испытание прочности монтажного соединения бросанием стального шарика

Также при помощи датчика, помещаемого возле испытываемого паяного соединения, необходимо определить максимально допустимую глубину прогиба печатной платы. Средняя скорость сгиба для ПП со стеклоэпоксидным основанием составляет 0,0083 мм/с (0,5 мм/мин) [4].

Испытание прочности многократным сгибом [3]. Данный вид испытаний применяют для достаточно крупных *SMD* без штыревых выводов, используемых в переносных электронных устройствах. ПП с установленным *SMD* кладут на две опоры монтажом вниз, как это показано на рис. 2, *б*, и при помощи индентора осуществляют ее многократный сгиб на рассчитанную глубину. Сгибание платы продолжают до тех пор, пока датчик, измеряющий проводимость соединения, не зафиксирует обрыв цепи. Количество произведенных сгибов подсчитывается. Средняя скорость сгиба должна быть 0,5 мм/с (30 мм/мин). Требуемая глубина прогиба определяется в ходе пробных испытаний для различных размеров *SMD*. Нарушение монтажа должно происходить после нескольких тысяч сгибов ПП; в общем случае количество сгибов напрямую зависит от их глубины, что значительно облегчает дальнейшие расчеты.

Многократное бросание стального шарика [3]. Испытываемую ПП фиксируют в опорном приспособлении поверхностью с монтажом *SMD* вниз и на нее бросают сверху с определенной высоты стальной шарик (рис. 4). Количество бросков подсчитывается. Броски производят в наиболее слабое место монтажа - над одним из краев SMD. Момент на-

рушения монтажа определяют посредством измерения проводимости испытываемого соединения.

При этом желательно фиксировать начальное нарушение соединения (внешнее). Для лучшего проведения теста необходимо, чтобы используемое оборудование обеспечивало точное позиционирование удара шариком. Для проверки воспроизводимости теста желательно провести предварительные испытания с замером формы и силы получаемой ударной волны, используя прибор, фиксирующий ударные воздействия, устанавливаемый рядом с испытываемым компонентом.

Многократный удар [3]. Многократным ударом испытывают прочность монтажа *SMD*, используемых в переносном электронном оборудовании. Как показано на рис. 5, ПП с установленным на ее нижней стороне *SMD* поднимают на определенную высоту и сбрасывают на принимающую поверхность. Сбрасывания продолжают и подсчитывают до тех пор, пока паяное соединение *SMD* не будет повреждено. Признаком этого будет обрыв цепи, фиксируемый датчиком. Необходимо четко определить и зафиксировать момент внешней поломки. Нарушение монтажа происходит вследствие напряжения, получаемого ПП при каждом падении установки. Для данного теста лучше использовать более тонкие ПП – толщиной 0,8–1,2 мм.

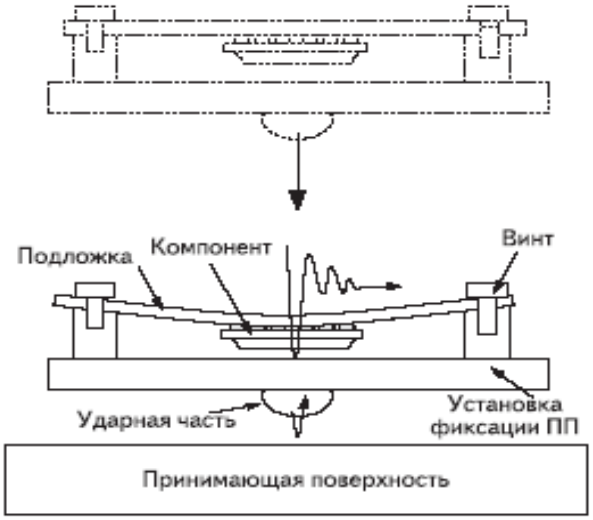


Рис. 5. Испытание прочности монтажа многократным ударом

Для лучшего проведения теста необходимо выровнять напряжение, получаемое всеми паяными соединениями испытываемого *SMD*. Для этого рекомендуется использовать внизу ударной установки с ПП полукруглый выступ из упругого материала, чтобы избежать ассиметричное распределение нагрузки. Испытательная установка должна быть сконструирована таким образом, чтобы в ней не возникало трения зафиксированной ПП о другие элементы, иначе скорость и сила удара каждый раз могут быть разными. Поверхность, принимающая удар, не должна иметь углублений.

Проведение указанных испытаний позволяет определить предельные параметры, определяющие надежность паяных соединений *SMD*, что поможет однозначно определить необходимость дальнейшей доработки и тестирования радиоэлектронных модулей на механические характеристики.

Список литературы

1. Минеев, М.А. Pro/Engineer Wildfire 2.0/3.0/4.0 / М.А. Минеев. – М. : Наука и техника, 2008. – 352 с.

2. Future IEC/PAS 62137-3 © IEC:200x-7-91/784/PAS.

3. Арсентьев, С. Стандарт IEC-PAS 62137-3. Технология электронного монтажа — методы тестирования надежности паяных соединений. Ч. 1 / С. Арсентьев // Технологии в электронной промышленности. – 2008. – № 7.

4. Арсентьев, С. Стандарт IEC-PAS 62137-3. Технология электронного монтажа — методы тестирования надежности паяных соединений. Ч. 2 / С. Арсентьев // Технологии в электронной промышленности. – 2009. – № 1.

ЭЛЕКТРОННО-СТИМУЛИРОВАННАЯ АДСОРБЦИЯ УГЛЕРОДА НА ПОВЕРХНОСТИ ОЛОВА

К. Н. Кошиев, И. М. Муратов, Д. А. Крымшокалова, И. Б. Ашхотова, О. Г. Ашхотов

Кабардино-Балкарский государственный университет им. Х.М. Бербекова
360004, Нальчик, Россия
E-mail: oandi@rambler.ru

С помощью электронной оже-спектроскопии исследовалось влияние электронов с энергией E_p = 1400, 1600, 1800 эВ на состояние поверхности олова (99.999 ат.%) при остаточном давлении P = 10^{-6} Па, полученном безмаслянными насосами. Показано, что электронное облучение олова стимулирует адсорбционные процессы углеродсодержащих частиц из состава остаточного газа, которые диссоциируют перед осаждением на поверхность. Адсорбционный слой толщиной около 2 нм состоит в основном из углерода, через который, на завершающем этапе образования адслоя при бомбардировке электронами с E = 1800 эВ, диффундируют атомы кислорода, образуя оксидный слой на межфазной границе C-Sn.

Известно [1], что электронный зонд с энергией 1–3 кэВ, используемый для анализа химических и структурных особенностей поверхности твердых материалов, может стимулировать сорбционные процессы из газовой фазы, которые приводят к образованию наноразмерных пленок на поверхности металлов. Если электронная бомбардировка поверхности металла проводится в условиях высокого и сверхвысокого вакуума, то образуется углеродное покрытие, возникающее вследствие возбуждения и диссоциации молекул CO и CO_2 из остаточной газовой фазы в надповерхностной области металла [2]. Этот процесс, получивший название электронно-стимулированная адсорбция (ЭСА), известен давно, но в литературе практически отсутствует информация о механизмах образования подобных пленок.

В настоящей работе с помощью электронной оже-спектроскопии (ЭОС) [3] исследовалось влияние электронов с энергией E_p = 1400, 1600, 1800 эВ на состояние поверхности олова (99.999 ат.%) при комнатной температуре и остаточном давлении P = 10^{-6} Па, полученном безмаслянными (цеолитовый+магниторазрядный) насосами. Экспериментальная установка, на которой выполнялась наша работа, позволяет получать остаточные давления 10^{-8} Па. Но выбор остаточного давления определяет поставленная задача. Задача, которую мы решали, а именно изучение процессов, сопровождающих образование адсорбционного слоя на поверхности олова, требовала повышенного давления (10^{-6} Па), которое обеспечивало бы разумную скорость электронно-стимулированной адсорбции. В качестве источника электронов для стимуляции адсорбции из остаточной газовой среды использовался электронный зонд, предназначенный для возбуждения вторичной электронной эмиссии и регистрации оже-спектров.

Состав остаточной среды рабочей камеры спектрометра ЭОС характеризовался спектром масс (масс-спектрометр ИПДО-2).

Образец, после загрузки в камеру спектрометра поверхности (энергоанализатор «цилиндрическое зеркало» [3]), подвергался ионной бомбардировке в течение 60 мин. (1 мкА на 0.5 $см^2$, E = 600 эВ, Ar^+) с целью удаления атомов, появившихся на поверхности в результате контакта с атмосферой. После ионного травления была выбрана оптимальная амплитуда модуляции отклоняющего потенциала, позволяющая регистрировать оже-спектры с максимальным разрешением. Лучшее соотношение (энергетическое разреше-

ние)/(величина полезного сигнала) для дублета пиков олова в нашем случае наблюдалось при амплитуде модуляции 1.5 В частотой 3.45 кГц и скорости развертки отклоняющего потенциала – 1 В/с.

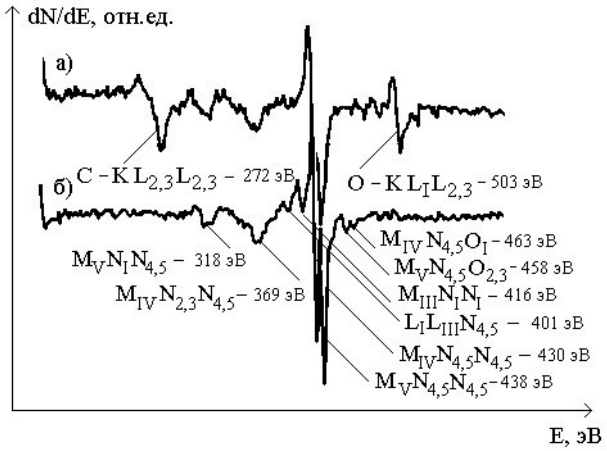


Рис. 1. Оже-спектры, полученные: *а* – сразу после загрузки образца в камеру оже-спектрометра; *б* – после ионной обработки

На рис. 1 приведены оже-спектры, полученные сразу после загрузки образца в камеру оже-спектрометра (*а*) и после ионной обработки (*б*). Видно, что оже-пики олова на спектре, полученном после загрузки образца, смещены на 2–3 эВ в сторону меньших энергий, что можно объяснить наличием оксидных слоев на поверхности олова. Здесь же можно отметить слабое разрешение дублета с энергиями 430, 437 эВ, по-видимому, из-за суперпозиции оже-пиков от атомов матрицы и оксидного слоя. После ионной бомбардировки оже-спектр состоит из пиков, обусловленных следующими оже-переходами для олова – $M_VN_IN_{4,5}$-318 эВ, $M_{IV}N_{2,3}N_{4,5}$ – 369 эВ, $L_IL_{III}N_{4,5}$ – 401 эВ, $M_VN_{4,5}N_{4,5}$ – 430 эВ, $M_{IV}N_{4,5}N_{4,5}$ – 438 эВ, $M_VN_{4,5}O_{2,3}$ – 458 эВ, $M_{IV}N_{4,5}O_I$ – 463 эВ. При идентификации указанных оже-пиков использовались данные для энергетических уровней первичной и вторичной вакансий для олова из [4].

Сразу после ионной бомбардировки поверхностно-активные примеси на оже-спектрах не наблюдались. Далее после получения атомарно-чистой поверхности нами регистрировались оже-спектры в зависимости от времени выдержки под электронным пучком с E_p = 1800 эВ при плотности тока J_p = 1, 2, 3 мкА/мм^2. Полученные результаты приведены на рис. 2. Видно, что малые плотности электронного тока дают меньшую концентрацию углерода на поверхности олова. Приведенные интенсивности пиков углерода при разных плотностях тока монотонно растут, достигая максимального значения, после чего уменьшаются со временем.

Обращает на себя внимание, что плотность электронного тока не влияет на концентрацию кислорода на поверхности олова, которая практически одинакова для всех трех случаев (кривая 3 на рис. 2). На спектрах, полученных при облучении поверхности электронами с энергией 1800 эВ, наблюдалось смещение оже-пиков олова в сторону меньших энергий на 3–4 эВ, причем начало сдвига пиков приходилось примерно на максимумы кривых приведенных интенсивностей оже-пиков углерода (кривые 1, 2, 3 на рис. 2).

Аналогичные результаты были получены для других энергий электронов (E_p = 1800 эВ – кривая 1, 1600 эВ – кривая 2, 1400 эВ – кривая 3 на рис. 3). Как и в предыдущем случае, электронное облучение практически не влияло на содержание кислорода в адсорбированном слое, но амплитуды оже-пиков кислорода, полученных при E = 1800 эВ были больше, чем для других энергий. Сдвиг оже-пиков олова в сторону меньших энергий не наблюдался при бомбардировке поверхности электронами с энергиями 1400 и 1600 эВ, причем видно, что для этих энергий также отсутствует перегиб на кривых 2, 3 (рис. 3).

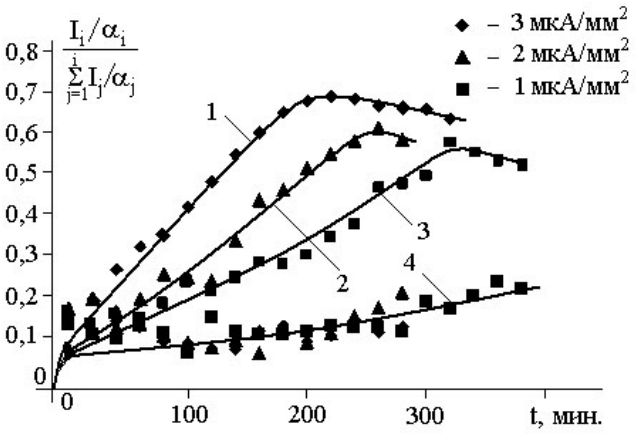


Рис. 2. Приведенные интенсивности (I_i – интенсивности оже-пиков, α– фактор оже-чувствительности) оже-пиков углерода (кривые 1, 2, 3) и кислорода (кривая 4) при непрерывном облучении поверхности олова электронами E_p = 1800эВ с разной плотностью тока

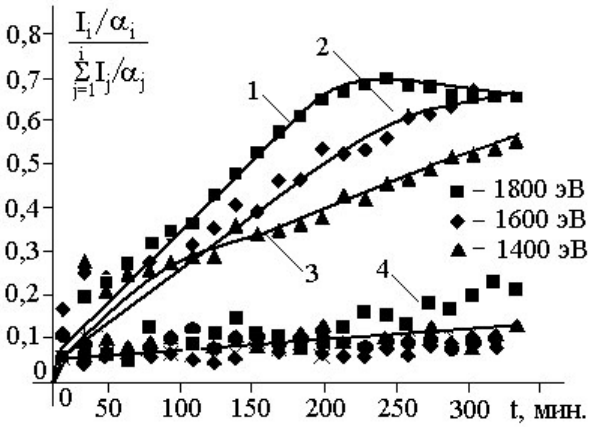


Рис. 3. Приведенные интенсивности (I_i – интенсивности оже-пиков, α– фактор оже-чувстствительности) оже-пиков углерода (кривые 1, 2, 3) и кислорода (кривая 4) при непрерывном облучении поверхности олова электронами с разной энергией и плотностью тока 3 мкА/мм^2

Рис. 4 иллюстрирует влияние дозы электронного облучения на отношение интенсивностей I_C/I_{Sn}. Доза облучения регулировалась временем выдержки в сверхвысоком вакууме без электронной бомбардировки от максимальной - при непрерывном облучении, до минимальной – при выдержке в вакууме без облучения в течение 60 мин. Уровень I_C/I_{Sn} = 0.3 соответствует монослойному покрытию. Непрерывная бомбардировка электронами поверхности олова дает резкий рост I_C/I_{Sn} (рис. 4, кривая 1) начиная с 90 мин. Уменьшение дозы электронов приводит к смещению вправо кривой резкого роста (рис. 4, кривые 2, 3, 4).

В соответствии с [5], мы рассчитали толщину адсорбированного слоя по формуле:

$$\frac{P_n^x}{P_m^x} = \frac{aP_n^{(0)}\exp(-x/n)}{bP_m^{(0)}\exp(-x/m)}, \qquad (1)$$

где x – толщина адсорбированного слоя; n, m – длины свободного пробега оже-электронов с разными энергиями, полученных от атомов матрицы; a, b – коэффициенты пропорциональности; P_n^x и P_m^x – амплитуды оже-пиков с разной энергией от атомов матрицы при наличии адсорбированного слоя; $P_n^{(0)}$ и $P_m^{(0)}$ – амплитуды оже-пиков с разной энергией от атомов матрицы с атомарно-чистой поверхностью.

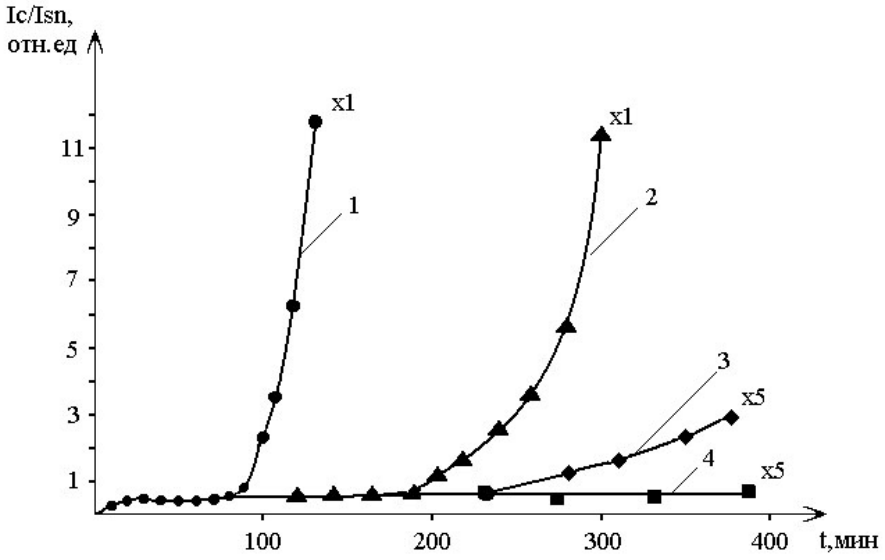


Рис. 4. Зависимости I_C/I_{Sn} от времени выдержки в вакууме 10^{-6} Па: 1 – непрерывная бомбардировка электронами; 2 – с выдержкой между облучением в течение 15 мин.; 3 – с выдержкой в течение 30 мин.; 4 – с выдержкой 60 мин.

Как видно из (1), для расчета толщины требуются длины свободного пробега и интенсивности высоко- и низкоэнергетических оже-электронов от матрицы. В нашем случае использовались оже-переходы для олова $M_VN_IN_{4,5}$-318 эВ и $M_VN_{4,5}N_{4,5}$ – 438 эВ с длинами свободного пробега оже-электронов 0.9 и 1.3 нм [8] соответственно. Расчеты, свидетельствуют о том, что толщина адслоя зависит как от энергии, так и от тока первичных электронов.

Анализ полученных нами результатов позволяет утверждать, что на поверхности и в надповерхностной области олова при облучении электронами наблюдается электронностимулированная диссоциация соединений типа CO с последующей адсорбцией элементарного углерода на поверхность олова. Вклад в этот процесс, очевидно, вносят не только первичные, но и обратнорассеянные, а также вторичные электроны. Процесс образования адслоя на поверхности олова, зависящий от тока, энергии электронов, а также дозы воздействия, завершается в течение 200–300 мин. облучения.

Сложнее обстоит с интерпретацией энергетического сдвига оже-пиков олова, наблюдаемого для электронов с энергией 1800 эВ. Его можно объяснить методическими погрешностями, например, зарядкой исследуемой поверхности, но в этом случае мы бы наблюдали одинаковое смещение всех пиков на спектре. Подобные смещения оже-пиков обычно связывают с изменением химического окружения на исследуемой поверхности, особенно если в оже-процесс вовлечены валентные или близкие к ним электроны. Для углерода и кислорода наблюдаемые оже-пики относятся к KLL (или что то же самое KVV-переходам), а для олова – переход MNN (тоже близкий к валентным переходам). Значит, наблюдаемый эффект для олова может быть связан с образованием соединения олово-кислород. По-видимому, в сформированный слой углерода на поверхности олова толщиной около 2 нм внедряются и диффундируют к межфазной границе C-Sn атомы кислорода. Процесс диффузии при бомбардировке электронами завершается образованием монослоя оксида олова на межфазной границе олово-адслой. Известно [6], что для β-олова характерны два оксида - низший метастабильный SnO и стабильный диоксид SnO_2. Диоксид олова для наших образцов мы наблюдали сразу после загрузки образцов в камеру оже-спектрометра. Низший оксид со структурой, близкой к структуре алмаза метастабильный, но сохраняет стабильность при эпитаксиальном контакте с α-оловом и обычно служит затравкой для перехода в α-фазу при охлаждении β-олова [7]. По-видимому, в нашем случае в результате электронностимулированной диссоциации, адсорбции и диффузии на меж-

фазной границе углерод-олово образуется находящийся в термодинамически невыгодном состоянии по отношению к β-олову низший оксид. Со временем в сверхвысоком вакууме SnO распадается, о чем свидетельствует возврат пиков олова в исходное энергетическое положение. Если это так, то возникает вопрос, как удается пленке SnO с алмазоподобной структурой удержаться (даже на некоторое время) на неродственной поверхности с тетрагональной структурой β-олова. Очевидно, здесь главную роль играет вода, присутствующая в сверхвысоковакуумной камере оже-спектрометра (см. рис. 1) если учесть, что у одной из модификаций воды – алмазоподобная структура с параметрами, близкими к параметрам решётки серого олова по отношению к которому SnO стабилен.

Заключение. Таким образом, из результатов настоящей работы следует, что

- электронное облучение возбуждает молекулы газовой фазы в надповерхностной области олова, которые физически адсорбируются или реагируют с поверхностью намного чаще, чем это наблюдается в отсутствии возбуждения, то есть для атомарно-чистой поверхности олова, приготовленной в сверхвысоком вакууме, характерна электронно-стимулированная адсорбция частиц из остаточной газовой среды;
- электронное облучение приводит к диссоциации углеродсодержащих соединений из остаточной газовой среды с последующей адсорбцией элементарного углерода на поверхности олова;
- бомбардировка электронами стимулирует диффузию атомов кислорода через сформированный слой углерода, что приводит при электронном облучении с энергией 1800 эВ к образованию на межфазной границе углерод-олово метастабильного оксидного слоя SnO, который распадается со временем выдержки в сверхвысоком вакууме.

Список литературы

1. Вудраф, Д. Современные методы исследования поверхности / Д. Вудраф, Т. Делчар. – М. : Мир, 1989. – 568 с.
2. Zanderna A.W., Madey T.E., Powell C.J. Beam effects, surface topography and depth profiling in surface analysis, Kluwer Academic Publisher, New York. 2004. 451 p.
3. Ашхотов О., Здравомыслов М. / 1994. – 20 с. – Деп. ВИНИТИ. 17.06.94. N 1517-В94.
4. Coghlan W.A., Clausing R.E. Atomic data, v.5. 1973. 317.
5. Smith J.E., Southworth H.N. Surface science L619. 1982. 122.
6. Запорожченко В.И. // Электронная промышленность. – Вып. 11(71)–12(72). – 1978.
7. Аптекарь, И.Л. Высокочистые вещества 3 / И.Л. Аптекарь, А.Д. Стыркас. – 1993.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПРИВОДА ПОВОРОТНОЙ ПЛАТФОРМЫ

С. Н. Дмитриев, П. С. Маринушкин, А. А. Левицкий (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: aalevitsky@rambler.ru

Описывается разработка привода поворотной платформы лабораторного стенда для исследования характеристик миниатюрных датчиков угловых скоростей. Реализована специализированная схема управления шаговым двигателем Режим автореверса в режиме «качания» по углу обеспечен без использования дополнительных датчиков.

Целью данной работы является разработка привода поворотной платформы лабораторного стенда для исследования характеристик миниатюрных датчиков угловых скоростей.

К устройству предъявляется ряд следующих основных требований:

1) возможность установки на поворотную платформу миниатюрных датчиков угловых скоростей;

2) диапазон скоростей вращения поворотной платформы не менее 10–900 º/с;

3) стенд должен обеспечивать как непрерывное вращение поворотной платформы, так и «качание» в пределах заданного угла поворота в режиме автореверса;

4) в режиме автореверса должна обеспечиваться возможность изменения угла «качания», например: 45º; 90º; 180º.

На основе данных требований был разработана схема управления электрическим двигателем привода поворотной платформы.

В работе рассматривались варианты привода поворотного стола на основе синхронного тихоходного двигателя и шагового двигателя. Первый вариант позволяет получить достаточно высокую стабильность угловой скорости вращения платформы, однако при этом обеспечение режима автореверса связано с дополнительными трудностями.

При использовании шагового двигателя минимальный угол вращения ограничен величиной единичного шага. Однако неравномерность вращения платформы может быть снижена выбором конструкции поворотного стола. Шаговый двигатель обеспечивает простоту управлении скоростью и направлением вращения, а угол его поворота может контролироваться с помощью специальной схемы управления, без каких-либо дополнительных устройств.

Функциональная схема узла управления электрическим двигателем привода поворотной платформы приведена на рис. 1, принципиальная схема – на рис. 2. Моделирование последней было проведено в среде программы-симулятора электронных устройств *Proteus VSM.*

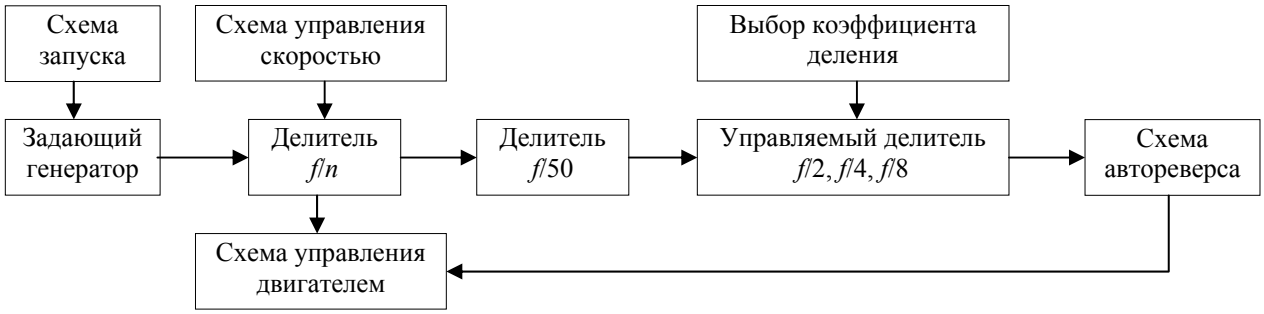


Рис. 1. Функциональная схема управления электрическим двигателем привода поворотной платформы

Схема работает следующим образом. Задающий генератор с кварцевой стабилизацией частот вырабатывает последовательность импульсов, поступающих на делитель частоты *f*/*n*. Изменение коэффициента деления делителя позволяет изменять частоту сигнала, поступающего на схему управления шаговым двигателем и, тем самым, управлять скоростью его вращения. Остальная часть схемы обеспечивает режим автореверса двигателя. Поскольку у шагового двигателя угол поворота вала напрямую связан с количеством поступивших импульсов, можно обеспечить контроль угла путем подсчета импульсов.

Для распространенных типов шаговых двигателей характерно значение шага 1,8º. При этом в случае шагового режима полному обороту вала 360º соответствует 360º/1,8º = = 200 импульсов, половине оборота – 100 импульсов, четверти оборота – 50 импульсов. Делитель *f*/50 обеспечивает отсчет 50 импульсов, соответствующих повороту на 90º. Дополнительно изменить число отсчитываемых импульсов позволяет управляемый делитель, включенный после делителя *f*/50. Схема автореверса после отсчета заданного числа импульсов изменяет направление вращения двигателя за счет переключения фаз сигналов на обмотках.

Модель печатной платы схемы управления двигателем размерами 170 х 80 мм представлена на рис. 3.

На рис. 4. показан общий вид лабораторного стенда с поворотной платформой.

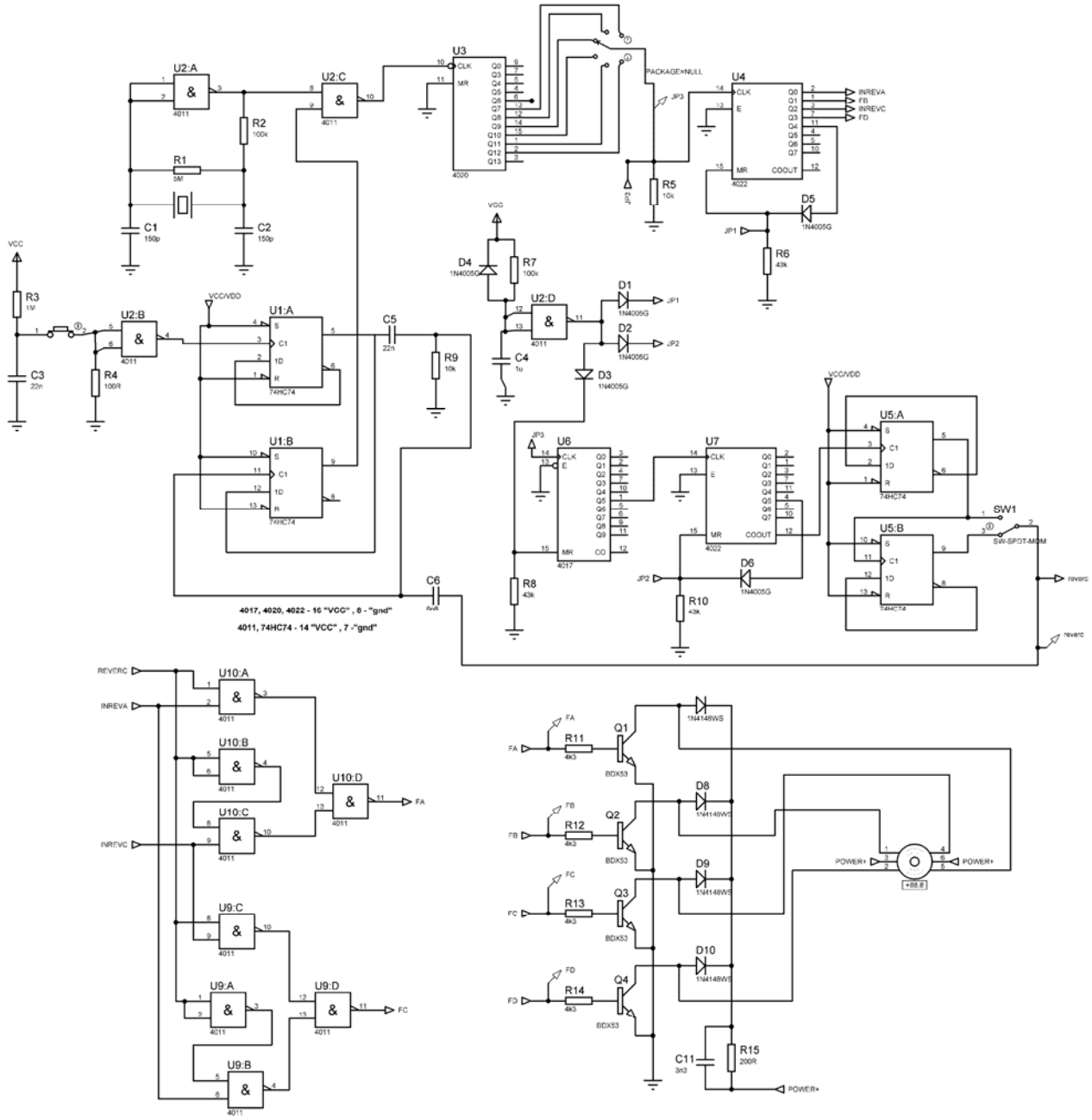


Рис. 2. Принципиальная схема управления электрическим двигателем привода поворотной платформы

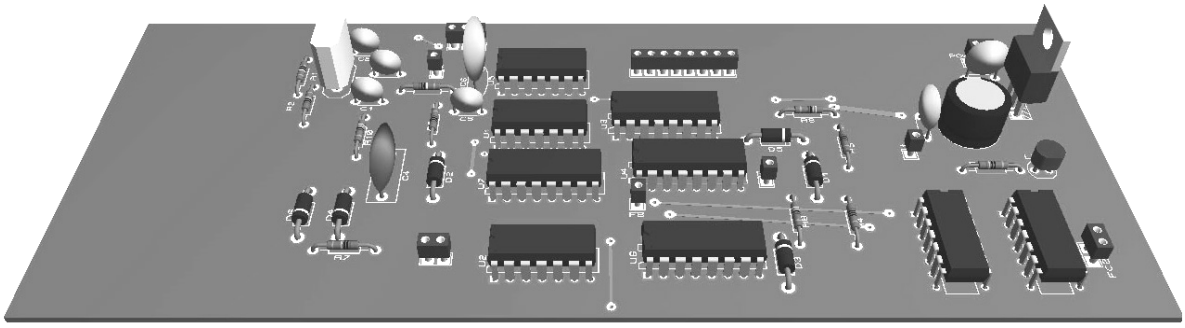


Рис. 3. Модель печатной платы



Рис. 4. Конструкция поворотной платформы

Предварительные испытания показали, что характеристики привода удовлетворяют сформулированным в задании на разработку требованиям. В дальнейшем планируется расширить функциональные возможности лабораторного стенда за счет дополнительных режимов работы, обеспечиваемых микроконтроллера AVR.

Список литературы

1. Гошев, А. В. Аппаратура и методики измерения характеристик миниатюрных датчиков угловых скоростей / А. В. Гошев, А. Ю. Мосягин, А. А. Левицкий // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2011. – С. 481–483.

МОДЕЛЬ ТРЕХМЕРНОГО ЛАТЕРАЛЬНОГО РАЗРАСТАНИЯ МНОГОСЛОЙНОГО ЗАРОДЫША

В. И. Томилин, Н. П. Томилина, Ю. И. Вечерко

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ,
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail:vtomilin@sfu-kras.ru

Наибольший интерес из элементов термодинамической теории гетерогенного зародышеобразования представляет модель многослойного зародыша в форме цилиндра, прямоугольного параллелепипеда и гексагональной призмы. Интерес к данному типу зародышеобразования объясняется тем, что в его основе лежит механизм полимолекулярной адсорбции, предложенный Браунауэром, Эммитом и Теллером (теория БЭТ), а также учитывается латеральный вклад в процесс роста зародыша.

При анализе процессов зародышеобразования на поверхности подложек необходимо учитывать силы межатомного взаимодействия как с подложкой, так и в объеме первичной фазы. Если взаимодействие между частицами зародыша и подложки сильнее, чем внутри питающей (маточной) фазы, то гетерогенная кристаллизация энергетически более выгодна по сравнению с гомогенной, поскольку при этом достигается уменьшение свободной энергии Гиббса. Следовательно, гетерогенное зародышеобразование происходит тогда, когда свободная энергия Гиббса гетерогенной системы меньше, чем энергия Гиббса гомогенной системы.

Рассмотрим модель многослойного зародыша, изображенного на рис. 1, в основании которого может быть диск, квадрат или гексагон с соответственно различным значением фактора формы α и β, учитывающими геометрические размеры фигур. Здесь высота зародыша h определяется числом слоев l ($h = al$, $l = 1, 2, ...$).

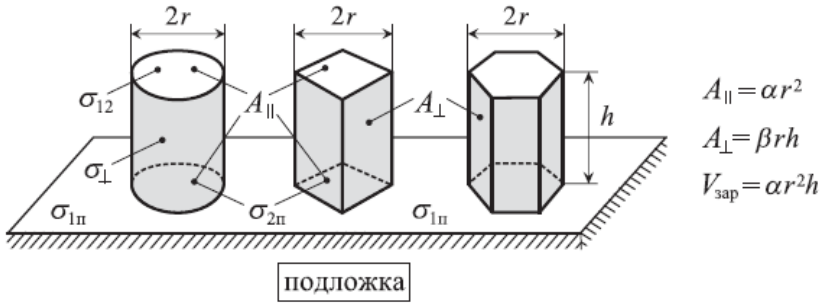


Рис. 1. Многослойные зародыши в форме цилиндра, прямоугольного параллелепипеда и гексагональной призмы высотой h с характерным размером $2r$ поперечного сечения. Величина a, связанная с боковой площадью и объемом зародыша, равна моноатомной высоте

В результате такого роста зародыша его свободная энергия состоит из:

1) *объемной энергии* ΔG_v, вызванной пересыщением Δg_v в системе;

2) *поверхностной энергии* $\Delta G_{s\|}$, связанной с верхней и нижней гранями зародыша;

3) *поверхностной энергии* $\Delta G_{s\perp}$, связанной с боковой поверхностью зародыша;

Суммируя значения энергий, указанных выше, получаем выражение для *изобарного потенциала образования многослойного зародыша*:

$$\Delta G(r,h) = -\alpha\Delta g_v r^2 h + \alpha\Delta\sigma r^2 + \beta\sigma_\perp rh, \tag{1}$$

где σ – поверхностное натяжение; h – высота зародыша.

Вычислив значение частных производных функции (1) и приравняв к нулю первую частную производную получим значение характерного радиуса зародыша для высоты h, при которой вычислена производная

$$r_h = \frac{\beta}{2\alpha}\,\frac{\sigma_\perp h}{\Delta g_v h - \Delta\sigma}. \tag{2}$$

Нетрудно видеть, что при $h = a$ формула (2) приводит к выражению для критического радиуса r_2^* двумерного монослойного зародыша, то есть $r_a = r_2^*$

Для нахождения критической высоты зародыша приравняем вторую частную производную для функции (1) и приравняем к нулю:

$$h^* = \frac{2\Delta\sigma}{\Delta g_v}. \tag{3}$$

Подставляя $h = h^*$ в формулу (2), получим характерный размер критического зародыша

$$r^* = \frac{\beta}{\alpha}\,\frac{\sigma_\perp}{\Delta g_v}. \tag{4}$$

Подставляя выражения (3) и (4) в формулу (1) получим *работу образования критического зародыша*

$$\Delta G^* \equiv \Delta G(r^*,h^*) = \frac{\beta^2}{\alpha}\left[\frac{\sigma_\perp}{\Delta g_v}\right]^2 \Delta\sigma. \tag{5}$$

Анализируя полученные выражения легко убедиться в том, что работа образования критического зародыша равна поверхностной энергии образования многослойного зародыша, связанной с верхней и нижней гранями зародыша. Исходя из этого, активационный барьер зародышеобразования ΔG^* определяется для критического зародыша только вкладом его верхнего и нижнего оснований ($\Delta G_{s//}(r^*, h^*)$), а вклад боковой поверхности полностью скомпенсирован объемным пересыщением.

Для анализа разрастания *закритического зародыша* введем нормированные размеры ($\bar{h} = h / h^* \geq 1$ и $\bar{r} = r / r^* \geq 1$) и запишем изобарный потенциал образования многослойного зародыша в следующем виде:

$$\Delta G(\bar{r}, \bar{h}) = \Delta G^* \left[\bar{r} - 2\bar{r}\bar{h} + 2\bar{h} \right] \bar{r}. \tag{6}$$

В процессе разрастания закритического зародыша отношение его высоты к характерному поперечному размеру определяется соотношением:

$$\frac{h}{r} = H \frac{\bar{h}}{\bar{r}}, \tag{7}$$

где величина H равна отношению высоты к поперечному размеру критического зародыша.

Если размеры критического зародыша таковы, что $r^* << h^*$ или $H >> 1$ то имеет место *одномерное (вертикальное) разрастание* зародыша (рис. 2, *в*), при котором сохраняется изначальный критический поперечный размер, то есть:

$$r = r^* = \text{const} \text{ или } \bar{r} = 1. \tag{8}$$

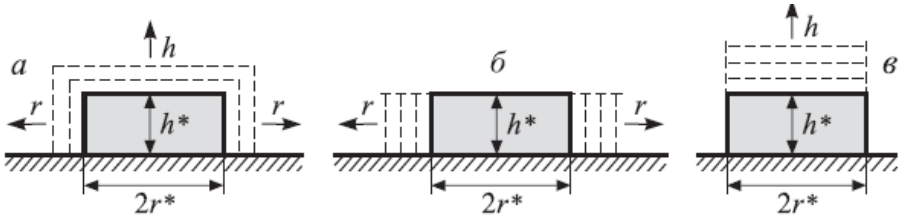


Рис. 2. Варианты разрастания закритического зародыша: *а* – трехмерное (объемное) разрастание; *б* – двухмерное (латеральное) разрастание, *в* – одномерное (вертикальное) разрастание

Условие одномерного разрастания зародыша реализуется при условии, когда избыточная поверхностная энергия, запасенная в верхних и нижних гранях зародыша, параллельных плоскости подложки, во много раз больше поверхностной энергии зародыша, запасенной в стороне зародыша, перпендикулярной плоскости подложки. Следовательно, в этом случае энергетически невыгодно латеральное разрастание. Подстановка равенства (8) в выражение для изобарного потенциала образования многослойного зародыша (6) дает свободную энергию *одномерно* разрастающегося вертикального зародыша (отмечаемого индексом 3):

$$\Delta G_1(\bar{h}) = \Delta G^* = \text{const}. \tag{9}$$

Когда размеры критического зародыша таковы, что его критическая высота намного меньше критического радиуса или величина H меньше единицы и по мере разрастания зародыша сохраняется изначальная критическая высота:

$$\bar{h} = h^* = \text{const} \text{ или } h = 1, \tag{10}$$

то зародыш растет по *латеральному (двумерному)* принципу (рис. 2, *б*).

Подставляя равенство (10) в равенство (6), получим выражение для нахождения свободной энергии двумерного зародыша (отмечаемого индексом 2):

$$\Delta G_2(r) = \Delta G^*(2-\bar{r})\bar{r}. \tag{11}$$

Согласно определению H, условие (10) реализуется тогда, когда величина поверхностной энергии, запасенной в перпендикулярной грани зародыша больше величины поверхностной энергии, запасенной в верхних и нижних гранях зародыша. Отсюда следует, что энергетически не выгодно вертикальное (по нормали к подложке) разрастание зародыша с увеличением его боковой поверхности, обладающей большим поверхностным натяжением.

Трехмерное (объемное) разрастание зародыша (рис. 2, *а*) имеет место, когда сохраняется изначальная форма критического зародыша, задаваемая отношением критического радиуса к критической высоте, то есть:

$$\frac{h}{r} = \frac{h^*}{r^*} = H\frac{\bar{h}}{\bar{r}}, \tag{12}$$

из которого следует, что:

$$\bar{h} = \bar{r}. \tag{13}$$

Подставляя (13) в равенство (6) получаем значение свободной энергии трехмерного зародыша (отмечаемого индексом 3):

$$\Delta G_3(\bar{r}) = \Delta G^*(3-2\bar{r})\bar{r}^2. \tag{14}$$

Для сравнения трех рассмотренных выше вариантов разрастания зародыша для них на рис. 3 приведен изобарный потенциал зародышеобразования в нормированном виде как функция характерного нормированного размера зародыша. Кривые построены для трехмерного, двумерного и одномерного роста зародыша. Штрих-пунктирная вертикальная линия соответствует критическому зародышу, слева от которой располагаются докритические зародыши, а справа – закритические зародыши.

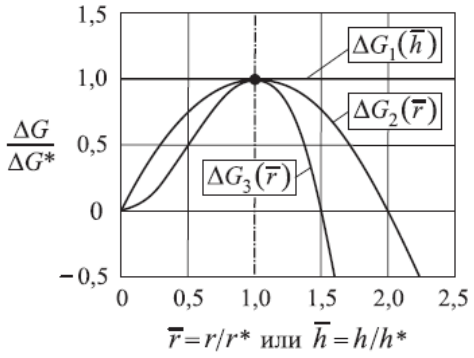


Рис. 3. Зависимость нормированной свободной энергии зародышеобразования от характерного нормированного размера зародыша для различных вариантов разрастания

Как видно из рис. 3, трехмерное зародышеобразование возможно лишь при строгом соотношении между поверхностными натяжениями параллельных и перпендикулярных стенок зародыша, что и определяет форму зародыша ($h / r = H$). Трехмерное и двухмерное зародышеобразование происходит путем преодоления термоактивационного барьера высотой ΔG^*, в результате чего начинается и развивается спонтанный рост закритического зародыша.

В отличие от этого, для одномерного роста, как показывает прямая линия $\Delta G_1(h)$ на рис. 3, нет необходимости в преодолении потенциального барьера ΔG^*, необходимо лишь удерживать зародыш на вершине этого барьера. Такая ситуация может реализоваться, во-первых, по механизму полимолекулярной адсорбции БЭТ при низкой поверхностной диффузии, когда падающие из газовой фазы молекулы впрямую питают вертикально растущую грань кристалла. Во-вторых, близкая ситуация возникает при росте так называемых *вискеров* (от англ. *whisker*).

Если при вертикальном росте диффузия по поверхности подложки должна быть пренебрежимо малой, то латеральное разрастание зародыша, наоборот, эффективно развивается за счет диффузионного присоединения адатомов к движущейся ступени.

Рассмотренные варианты разрастания критического зародыша представляют собой частные модельные случаи. Понятно, что в реальных условиях должны наблюдаться отклонения от этих предельных моделей. В первую очередь, это касается модели одномерного разрастания. Такое состояние является метастабильным. Действительно, достаточно латерального присоединения нескольких атомов к периферии вертикально растущего зародыша, чтобы обеспечить его скатывание с вершины потенциального барьера ΔG^* и переход к комбинированному (вертикально-латеральному) разрастанию.

Список литературы

1. Карнаухов, А.П. Адсорбция. Текстура дисперсных и пористых материалов / А.П. Карнаухов. – Новосибирск : Наука, 1999. – 470 с.

2. Дерягин, Б.В. Смачивающие пленки / Б.В. Дерягин, В.М. Чураев, В.М. Муллер. – М. : Наука, 1984. – 157 с.

3. Дерягин, Б.В. Поверхностные силы / Б.В. Дерягин, В.М. Чураев, В.М. Муллер. – М. : Наука, 1985. – 398 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ОПТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ВИДИМОГО ДИАПАЗОНА НА ПРОЦЕСС ФОРМИРОВАНИЯ ПОРИСТОЙ СТРУКТУРЫ НА КРЕМНИИ

Ф. Ф. Меркушев, М. Ю. Раилко,
О. В. Семенова, А. Я. Корец (научные руководители)

Сибирский федеральный университет
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: mailto:olga-kipr@yandex.ru

Представлены результаты экспериментальных исследований процесса электрохимической обработки монокристаллического кремния. Изучено влияние оптического излучения видимого диапазона на процесс формирования пористых структур на кремнии. Проведенный анализ экспериментальных данных подтвердил гипотезу о влиянии длины волны оптического излучения видимого диапазона на процесс формирования и морфологию пористых структур на кремнии. Оптические свойства пористого кремния в процессе его получения дают основание полагать, что излучение различных диапазонов спектра может быть использовано для управления процессом формирования пористой структуры.

Несмотря на то, что пористый кремний (ПК) известен несколько десятилетий, существует ряд трудностей, как в получении пористых слоев с воспроизводимыми структурными и электрофизическими параметрами, так и в тестировании подобных структур. Большинство физико-химических характеристик ПК тесно связаны с особенностями морфологии его пористой структуры. Морфологический аспект комплекса проблем, связанных с ПК, к настоящему времени не достаточно хорошо изучен [1]. В частности, несмотря на наличие работ, изучающих проблемы получения ПК и управления его свойствами, тем не менее, к настоящему времени отсутствует единая общая теория порообразования в кремнии и других полупроводниках [1].

На настоящее время процесс получения ПК – электрохимическое анодирование – является в большей степени хаотичным из-за отсутствия теоретического понимания механизма формирования пор. На сегодняшний день существует несколько моделей такого механизма, и ни одна из них не может полностью объяснить всю сложность данного процесса. Естественно, это затрудняет использование пористых кремниевых структур в промышленном производстве.

Дальнейшее изучение электронных и атомных процессов в этом материале представляет несомненный интерес как с научной, так и с прикладной точек зрения. Это обусловлено возможностью создавать слои с различными размерами наноструктур, легко изменять состав внешнего слоя кремниевого скелета, тем самым модифицируя характер указанных процессов. В настоящее время находит практическое применение и такое свойство пористого кремния, как чувствительность его электронных свойств к окружающей среде. Появляется принципиальная возможность создания сенсоров на различные молекулы. Указанные приборы могут быть использованы в экологии, медицине и т. д.

Из проведенного анализа литературных источников [1–5] следует, что процесс формирования пористой структуры на кремнии является многофакторным. Одним из факторов, влияющим на протекание электрохимических реакций в процессе обработки кремния является воздействие электромагнитного излучения. Возможно, что электромагнитные волны различной длины могут оказать различное влияние на процесс формирования и соответственно на морфологию пористой структуры на кремнии.

Целью работы является исследование влияния оптического излучения видимого диапазона на процесс формирования пористой структуры на кремнии. В связи с этим возникли следующие задачи, которые необходимо было решить в ходе этих исследований: получить пористые структуры на кремнии при воздействии различных длин волн оптического излучения видимого диапазона; исследовать морфологию пористой структуры; исследовать влияние оптического излучения видимого диапазона на процесс формирования пористой структуры. Объектами исследования являются процесс формирования пористого кремния во время электрохимической обработки и полученные образцы пористого кремния.

Для создания пористых структур на кремнии применяется достаточно простая экономичная технология с использованием электрохимического анодирования. Значения параметров технологического режима и концентрация электролита были выбраны исходя из предыдущих исследований [6].

Формирование пористых структур проводилось в электрохимической ячейке при определенном технологическом режиме (U = 10 В, j = 100мА/см^2, t = 30 мин, HF:H2O = = 1:1) и воздействии излучения определенной длины волны видимого диапазона: 450, 510 и 680 нм. В экспериментальной работе электрохимическая обработка образцов кремния проводилась в водных растворах плавиковой кислоты. Ввиду малой растворимости в данном электролите для катода использовали никелевую пластину. В работе использовался источник питания марки ТЕС 5060–1, имеющий диапазоны рабочих напряжения и тока соответственно (0,1-100) В, (0,01-5) А. В качестве исходных пластин применялись кремниевые подложки-пластины монокристаллического кремния марки КЭФ-10 (100). Перед процессом получения пористого кремния образцы обезжиривались. Для обезжиривания использовали раствор NH_4OH : H_2O_2 : H_2O в соотношении 1 : 1 : 4. Образцы кипятились в полученном растворе при температуре 70-90 °С в течение 15 минут, затем осуществлялась промывка в дистиллированной воде и сушка под светом лампы на воздухе. Исследования полученных образцов до и после процесса электрохимической обработки проводились на оптическом микроскопе МИИ-4.

В результате исследований выявлено, что электрохимическая обработка п-типа кремния без дополнительного излучения приводит к формированию макропор и каналов, неравномерных как по размерности, так и по расположению вдоль поверхности структуры (рис. 1).

При синем свете (λ = 450 нм) поры получаются тонкие, наиболее упорядоченные и максимально сопоставимы с идеальной упорядоченной структурой ПК. Из рис. 2 видно, что полученные слои пористого кремния отличаются высокой однородностью и равномерностью расположения пор по всей поверхности подложки, а также достаточно высокой плотностью пористой структуры.

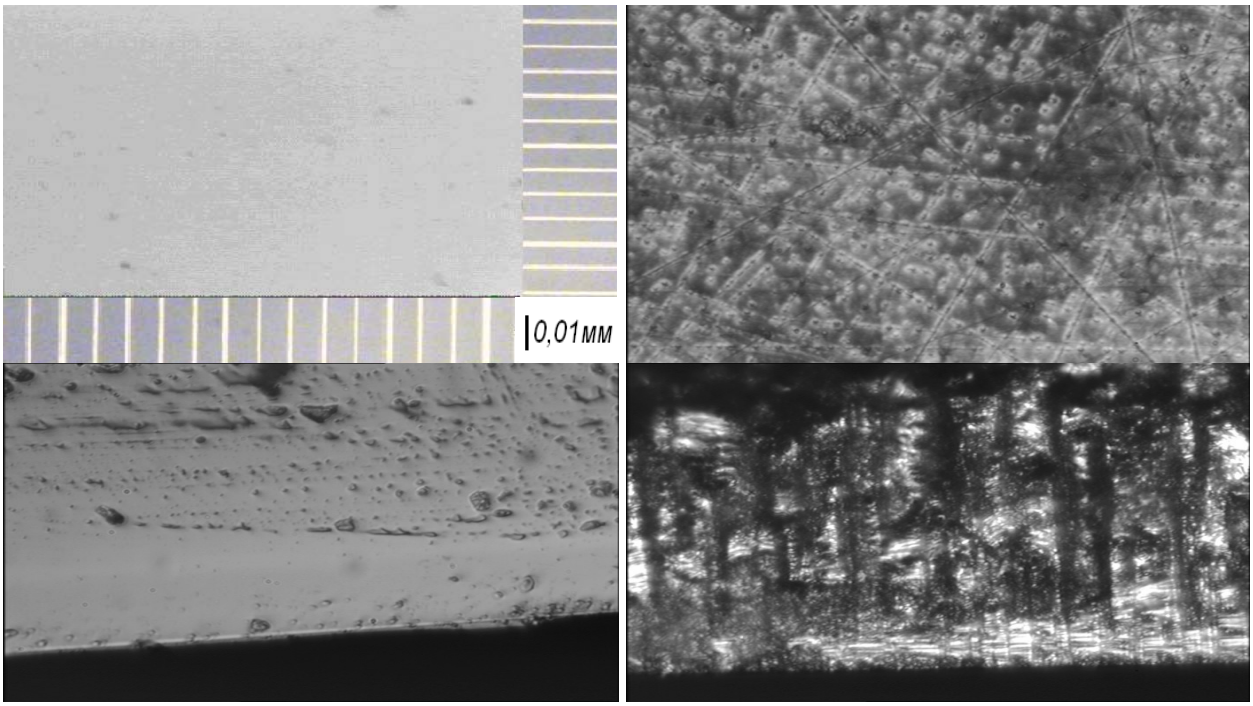


Рис. 1. Поверхность и скол монокристаллического кремния до и после электрохимической обработки без дополнительного освещения

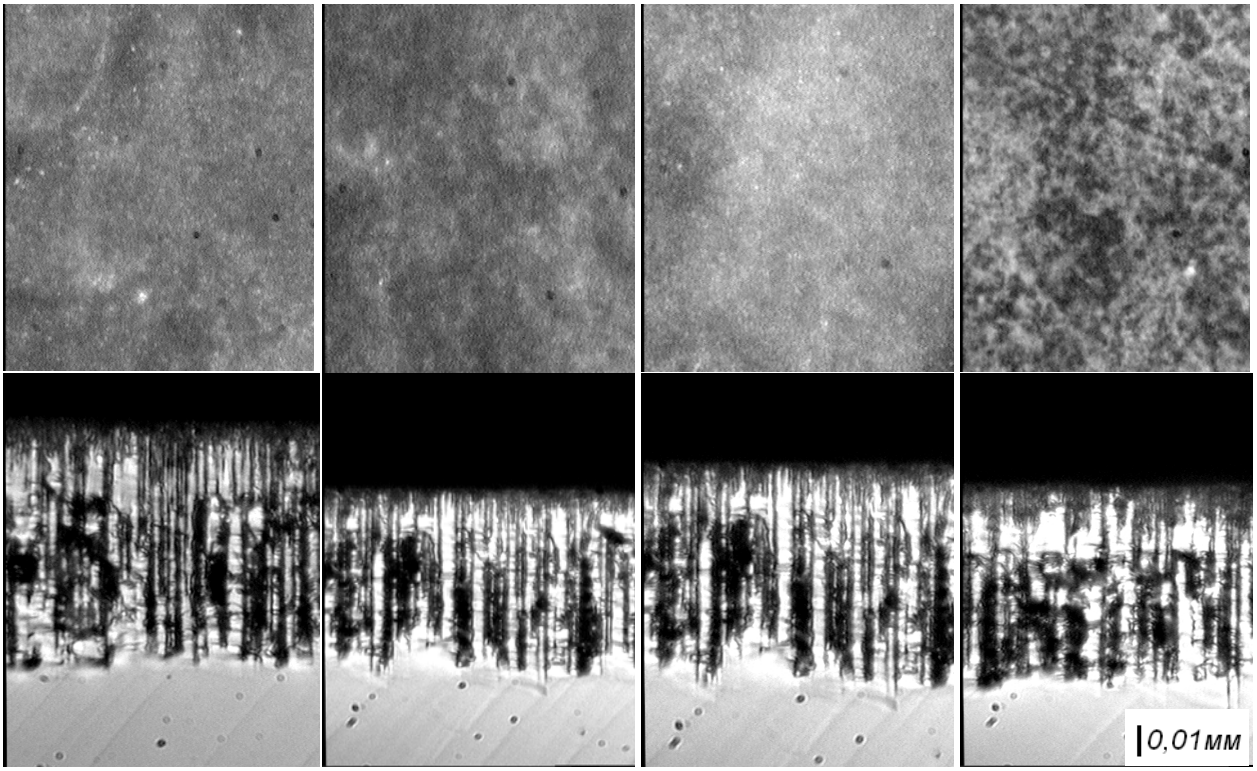


Рис. 2. Микрофотографии поверхности и скола образца (λ = 450 нм) анодированного при воздействии синего излучения

При воздействии зеленого и красного света происходит растравливание поверхности и формирование фигур травления, что характерно для режима селективного травления (рис. 3–4). При красном свете толщина пористого слоя образцов минимальна, часто наблюдается растравливание поверхности ПК либо получаются конусообразные макропоры.

Предполагается, что воздействие синего освещения способствует одновременно увеличению плотности и уменьшению размерности пор, что способствует увеличению площади поверхности пористых структур. Такие структуры эффективно могут использоваться для создания чувствительных элементов в датчиках для измерения концентрации газовых сред, так как на характеристики сенсора в большей степени оказывает влияние свойства и площадь поверхности чувствительного элемента.

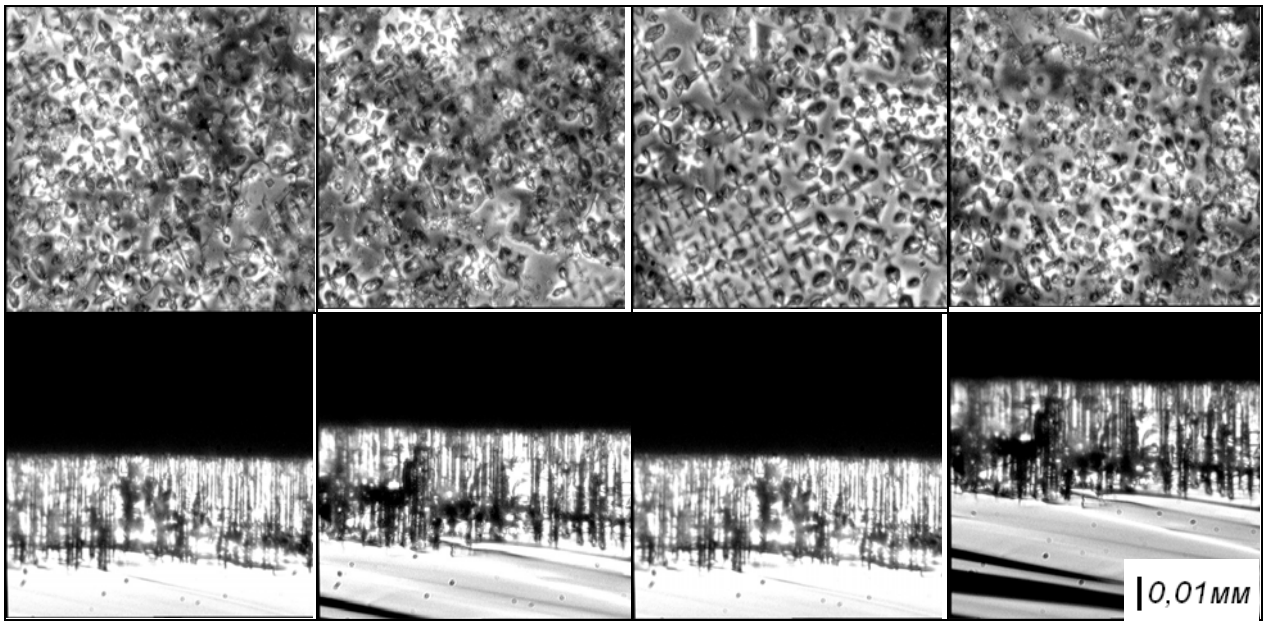


Рис. 3. Микрофотографии поверхности и скола образца (λ = 510 нм) анодированного при воздействии зеленого излучения

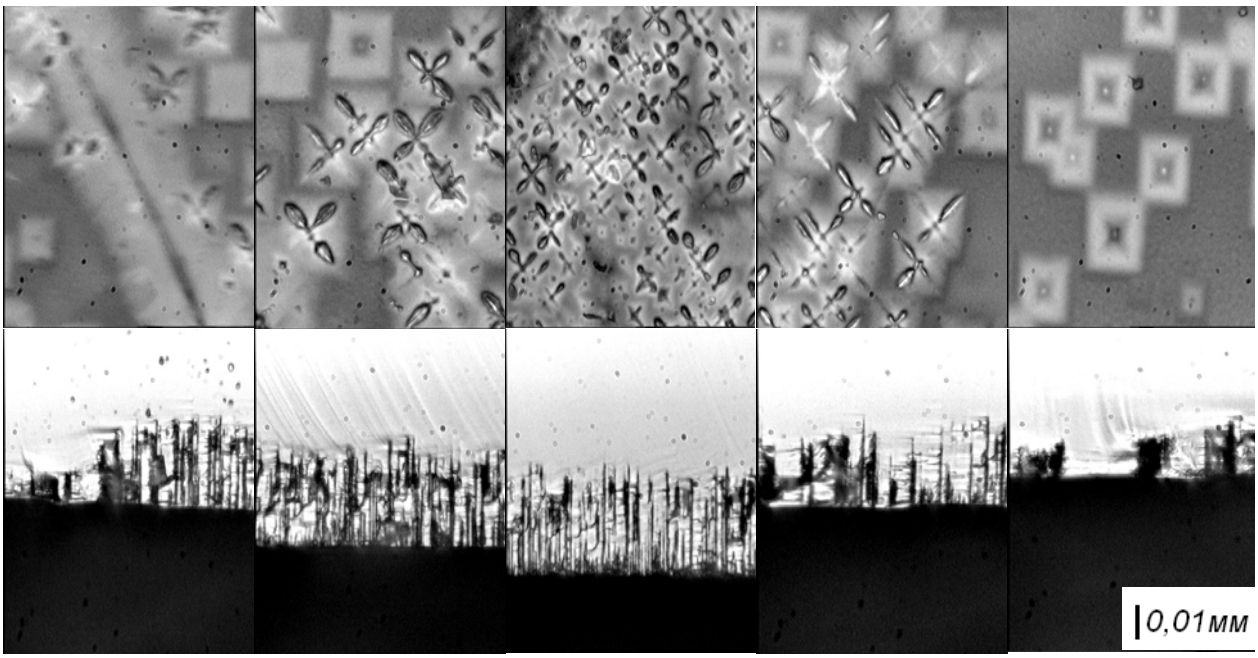


Рис. 4. Микрофотографии поверхности и скола образца (λ = 680 нм) анодированного при воздействии красного излучения

При красном освещении возможна термическая активация поверхности, что увеличивает скорость фронта травления вдоль поверхности по отношению к скорости фронта травления вглубь образца ПК, тем самым изменяя его структуру.

Таким образом, экспериментальные результаты подтвердили гипотезу о влиянии длины волны оптического излучения на процесс формирования и морфологию пористого кремния. Чем больше энергия излучения видимого спектра, тем меньше размерность, выше плотность и равномерность распределения пор.

На основании полученных результатов следует, что воздействие оптического излучения видимого диапазона влияет на процесс формирования пористой структуры.

Морфология и свойства пористого кремния полученного электрохимической обработкой зависят не только от электрических свойств электролита, длительности обработки и приложенного тока и напряжения, но и от длины волны оптического диапазона.

Оптические свойства пористого кремния в процессе его получения дают основание полагать, что излучение различных диапазонов спектра может быть использовано для управления процессом формирования пористой структуры. Это открывает путь к управлению структурой и свойствами пористого кремния.

Результаты экспериментальной работы характеризует пористый кремний как гибкий функциональный материал, дающий большие возможности оптимизации его свойств при разработке микроэлектронных сенсоров и микроустройств.

Список литературы

1. Анциферов, В. Н. Пористые вещества как новый класс материалов / В. Н. Анциферов // Перспективные материалы. – 2000. – № 5. – С. 5.

2. Винке, А. Л. Нестационарные процессы при порообразовании в кремнии n-типа / А. Л. Винке // Электрохимия. – 1993. – № 8. – С. 96.

3. Бушуев, В. А. Структура пленок пористого кремния по данным рентгеновской рефлектометрии / В. А. Бушуев // Перспективные материалы. – 2000. – № 4. – С. 25.

4. Гаврилов, С. А. Изменение механизма формирования слоев пористого кремния при анодной поляризации / С. А. Гаврилов // Электрохимия. – 1997. – № 9 – С. 165.

5. Баранов, И. Л. Использование оптических устройств на основе пористого кремния / И. Л. Баранов // Электрохимия. – 1999. – № 3. – С. 65.

6. Разработка пористых структур на кремнии / Е.А. Сакун, А.В. Полюшкевич, П.А. Харлашин и др. / Journal of Siberian Federal University. Engineering & Technologies 4 (2010 3) 430-443.

Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ»

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ КАНАЛОВ СВЯЗИ И РАЗЛИЧИЯ В ТРАКТОВКЕ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО ПРЕДНАЗНАЧЕНИЯ ИХ СОСТАВЛЯЮЩИХ

К. А. Батенков, Д. А. Рыболовлев

Академия ФСО России
302034, Орёл, ул. Приборостроительная, 35
E-mail: pustur@yandex.ru

Рассмотрены основные принципиальные различия в терминологии, использующейся при описании моделей систем передачи информации и каналов связи как в отечественной, так и зарубежной литературе. В рамках принятой трактовки предложено характеризовать цифровой канал связи пятью преобразованиями одного пространства в некоторое другое, обладающими разнотипными свойствами.

Терминология, использующаяся при описании моделей систем передачи информации и каналов связи как в отечественной, так и зарубежной литературе, имеет некоторые различия. Так, при трактовке операций кодирования и декодирования канала существует определенная однозначность – большинство авторов их рассматривают как процедуры отображения кодовых комбинаций [1] в другие комбинации или же элементов сообщения в символы канала [2–4] (схемы II–IV рис. 1). В целом декодирование определяется как вторая решающая схема [2, 3] (схема IV рис. 1).

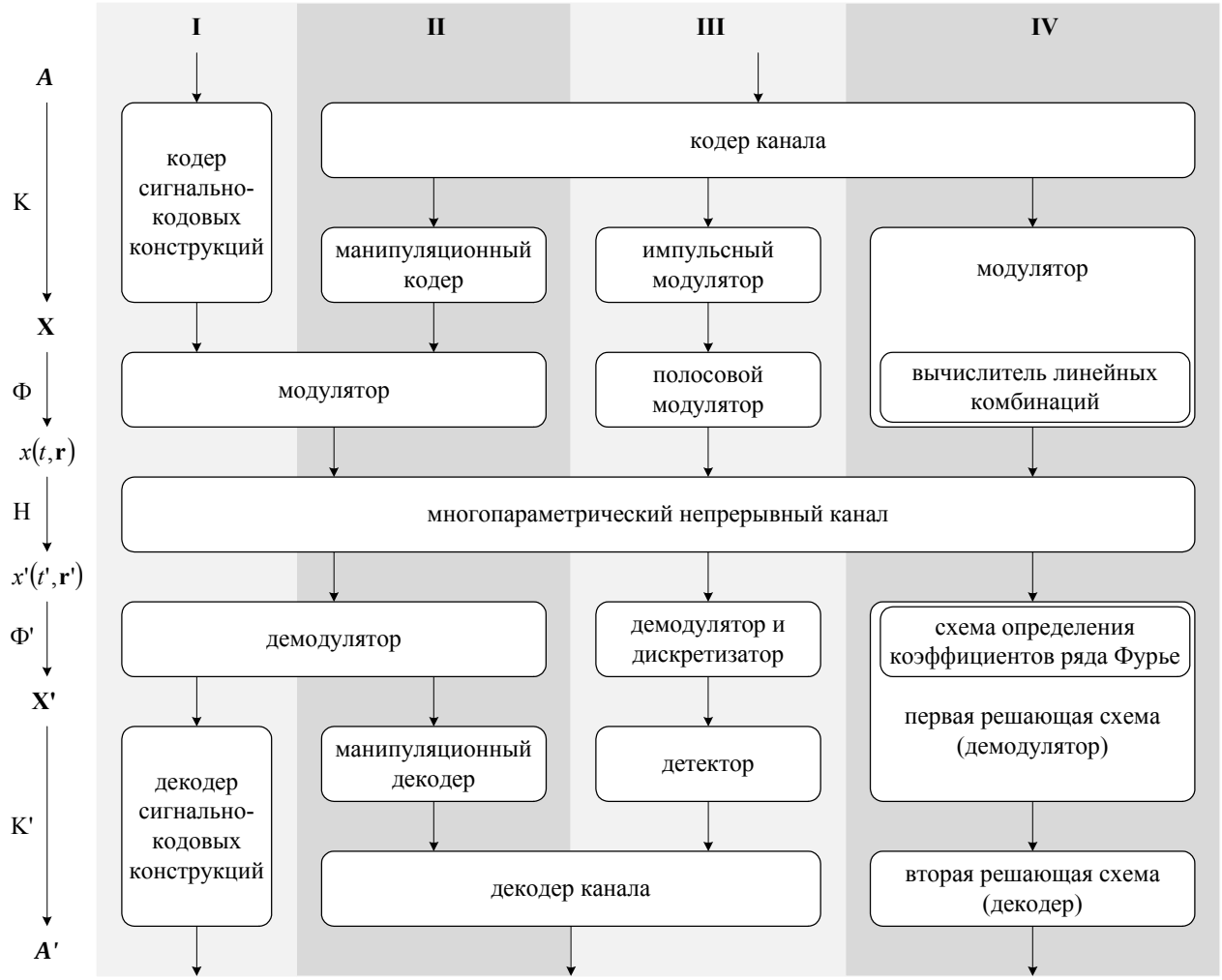


Рис. 1. Обобщенные структурные схемы цифрового канала связи

Основные отличия касаются именно значения процедур модуляции и демодуляции. В [1–6] они рассматриваются как отображения кодовых комбинаций в сигналы, предназначенные для передачи по непрерывному каналу, и обратно. То есть в данном случае модулятор (схема IV рис. 1) соответствует блокам манипуляционного кодера и модулятора на рисунке 1 (схема II), а демодулятор – блокам манипуляционного декодера и демодулятора. Кроме того, модулятор в ряде работ разбивается на два блока: импульсный и полосовой модуляторы, а демодулятор выполняет три операции: детектирование, дискретизацию и демодуляцию [4] (схема III рис. 1). Их целесообразно сопоставить со структурой обобщенной системы связи (схема II рис. 1) следующим образом. Импульсный и полосовой модуляторы (схема III рис. 1) выполняют функции сходные соответственно с манипуляционным кодером и модулятором (схема II рис. 1), так как первый синтезирует видеосигнал, а второй – радиоимпульсы. Демодуляция и дискретизация (схема III рис. 1), по сути, выполняют процедуру восстановления видеоимпульса из принимаемого ридиосигнала, что соответствует операциям демодулятора (схема II рис. 1). Детектирование (схема III рис. 1) заключается в принятии решения относительно переданной кодовой комбинации [1, 4] и равноценно процессу манипуляционного декодирования (схема II рис. 1).

Демодулятор в целом рассматривается как первая решающая схема [2, 3] (схема IV рис. 1) и соответствует блокам демодулятора и манипуляционного декодера рис. 1 (схема II). Однако в подобном демодуляторе предполагается вычисление скалярных произведений принятого сигнала и опорных колебаний, представляющееся в виде последовательного соединения в общем случае матричных перемножителей, интеграторов (или согласованных фильтров) и вычитающих устройств [5, 7]. Данные блоки, задаваемые как схемы определения коэффициентов ряда Фурье [2, 3] (схема IV рис. 1), выполняют функции, эквивалентные процедурам демодулятора обобщенной структуры системы связи (схема II рис. 1). В тоже время фиксированность его структуры предполагает задание определенной структуры модулятора (схема II рис. 1). Так, в составе модулятора [4, 5, 7] (схема IV рис. 1) выделяют блок, функция которого заключается в модулировании (изменении) некоторого параметра одного или нескольких несущих колебаний. Данный блок, в большинстве случаев реализующийся как вычислитель линейных комбинаций несущих сигналов и модулирующей последовательности [3], и выполняет процедуры, соответствующие модулятору обобщенной структуры системы связи (схема II рис. 1). При этом в качестве таких несущих используются заданные гармонические колебания. Однако в общем случае их форма может быть отличной от гармонической, что приводит к необходимости изменения и структуры демодулятора (схема II рис. 1), или замене устройств вычисления скалярных произведений (схема IV рис. 1). Именно поэтому в обобщенной схеме системы связи целесообразно выделять в качестве отдельных блоков модулятор и демодулятор, реализующих соответственно отображения Ф и Ф'.

Подобное расчленение устройств приема и передачи на функциональные узлы описано в [8], где модулятор представляется в виде набора вычислителей линейных комбинаций точек сигнального созвездия и несущих и сумматора. В результате, по сути, данный блок является амплитудным модулятором, где в качестве опорных колебаний используется произвольный непересекающийся ортогональный ряд функций времени. Демодулятор же выполняет обратную операцию, а именно вычисляет проекции принимаемого сигнала на каждую из базисных функций модулятора и реализуется по схеме, идентичной устройству вычисления скалярных произведений (схема IV рис. 1).

Манипуляционное кодирование и декодирования представляются отображениями кодовых комбинаций в канальные символы и обратно. Данные операции рассматриваются как присвоение точкам используемого ансамбля сигналов определенных битов, образующихся на выходе кодера канала.

Подобное представление процессов преобразования информации в системе передачи является наиболее предпочтительным, поскольку позволяет трактовать отображения точек сигнального созвездия в пространственно-временной сигнал и обратно в самом об-

щем виде, причем не обязательно как линейную процедуру, без привязки к классу используемых базисных функций (несущих).

Тенденция повышения количества и качества передаваемой информации приводит к необходимости постоянного совершенствования методов кодирования и модуляции в условиях ограниченного ресурса каналов связи. Одним из перспективных направлений является применение многопозиционных сигналов и мощных помехоустойчивых кодов [10]. При этом достижение близких к предельным показателям эффективности возможно на основе совместного согласования параметров канального и манипуляционного кодека (схема II рис. 1) с учетом статистических свойств канала.

Следует отметить, что в литературе часто употребляют термин согласование кодека и модема [1, 4, 10–12]. Однако авторы при этом подразумевают, что кодек выполняет функции кодирования и декодирования канала (схемы II–IV рис. 1), а модем – отображения кодовых комбинаций в канальные символы и обратно, то есть соответствует манипуляционному кодеку (схема II рис. 1) или импульсному модулятору с детектором (схема III рис. 1). Вопросы же, касающиеся синтеза непосредственно модулятора и демодулятора (схемы I и II рис. 1) в данных исследованиях рассматриваются в рамках других проблем, например при разработке эквалайзеров [1], низкочастотной модуляции и демодуляции [4], квантовании выхода согласованных фильтров или корреляторов [12] и т. п.

В результате канальное и манипуляционное кодирование рассматривается как единый процесс формирования координат точек сигнального созвездия $\mathbf{X}$ [1] или канальных символов [8], а канальное и манипуляционное декодирование – как процесс оптимального в целом приема их искаженных реализаций $\mathbf{X}'$. Таким образом, на передаче используется единый блок кодер сигнально-кодовых конструкций, а на приеме – декодер (схема I рис. 1), реализующие отображения (K и K') последовательности унифицированных символов $\boldsymbol{A}$ определенного алфавита в векторы $\mathbf{X}$ и искаженных канальных символов $\mathbf{X}'$ в последовательность $\boldsymbol{A}'$. При этом кодек сигнально-кодовых конструкций является устройством для канала дискретного времени [8, 9].

Математическая модель цифрового канала связи (рис. 1) формально представляется выражением:

$$\boldsymbol{A} \xrightarrow{\text{K}} \mathbf{X} \xrightarrow{\Phi} x(t,\mathbf{r}) \xrightarrow{\text{H}} x'(t',\mathbf{r}') \xrightarrow{\Phi'} \mathbf{X} \xrightarrow{\text{K}'} \boldsymbol{A}'. \qquad (1)$$

Задача же, стоящая перед разработчиками такого канала, – это приближение множества решений $\boldsymbol{A}'$ к множеству символов $\boldsymbol{A}$ в смысле заданного критерия [6], например по минимуму вероятности несоответствия последовательностей на выходе кодера источника $\boldsymbol{A}$ и входе декодера источника $\boldsymbol{A}'$.

В такой постановке цифровой канал связи характеризуется пятью преобразованиями одного пространства в некоторое другое, причем как отмечалось ранее свойства этих пространств оказываются различными. Следует также еще раз подчеркнуть, что цифровой канал содержит в себе непрерывный канал и канал дискретного времени, математические модели которых являются усечением модели цифрового канала (1) и имеют следующий вид – модель непрерывного канала:

$$x(t,\mathbf{r}) \xrightarrow{\text{H}} x'(t',\mathbf{r}'), \qquad (2)$$

а модель канала дискретного времени:

$$\mathbf{X} \xrightarrow{\Phi} x(t,\mathbf{r}) \xrightarrow{\text{H}} x'(t',\mathbf{r}') \xrightarrow{\Phi'} \mathbf{X}. \qquad (3)$$

Следовательно, операторы K и K' задают преобразование канала дискретного времени в цифровой канал, Ф и Ф' – непрерывного в канал дискретного времени. Кроме того, данные операторы, по сути, выполняют функции согласования непрерывного многопара-

метрического канала связи с источником и получателем информации (в данном случае кодером и декодером источника).

Так, операторы модуляции Ф и демодуляции Ф' преобразуют пространство Евклида в пространство Гильберта и обратно, а значит, осуществляют переход от бесконечномерного пространства к конечномерному, что соответствует процедуре декомпозиции непрерывного канала в набор дискретных каналов (измерений) [13, 14], каждый их которых характеризуется непрерывными алфавитами сигналов на входе и выходе. В результате модем осуществляет согласование по измерениям путем декомпозиции (в общем случае совместной) пространственной, частотной и временной составляющих ресурса непрерывного канала связи.

Операторы кодирования К и декодирования К' осуществляют преобразования пространства Хэмминга в пространство Евклида и обратно, а значит позволяют на передаче наполнять ансамбль сигналов последовательностями источника, а на приеме выделять из ансамбля кодовые комбинации для декодера источника путем декомпозиции энергетической составляющей канального ресурса. Следовательно кодек сигнально-кодовых конструкций позволяет представить непрерывный алфавит дискретного канала конечным числом элементов, соизмеримым с объемом алфавита кодера источника.

Таким образом, при синтезе моделей каналов связи целесообразно рассматривать функции, выполняемые определенными составляющими как некоторые преобразования одного пространства сигналов в некоторое другое. При этом выбор этих преобразований должен осуществлять в целом на основе одного общего критерия эффективности.

Список литературы

1. Прокис, Дж. Цифровая связь / Дж. Прокис ; пер. с англ. под ред. Д. Д. Кловского. – М. : Радио и связь, 2000. – 800 с.

2. Финк, Л.М. Теория передачи дискретных сообщений / Л.М. Финк. – М. : Советское радио, 1970. – 533 с.

3. Теория электрической связи : учебник для ВУЗов / под ред. Д. Д. Кловского – М. : Радио и связь, 1999. – 432 с.

4. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр. – Изд. 2-е испр. ; пер. с англ. – М. : Вильямс, 2003.– 1104 с.

5. Кловский, Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам [Текст] / Д.Д. Кловский. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1982. – 304 с.

6. Туркин, А.И. Рекуррентный прием сложных сигналов: на основе метода погружения и решения непрерывных экстремальных задач [Текст] / А.И. Туркин. – М. : Радио и связь, 1988. – 247 с.

7. Кловский, Д.Д. Обработка пространственно-временных сигналов (в каналах передачи информации) [Текст] / Д.Д. Кловский, В.А. Сойфер. – М. : Связь, 1976. – 207 с.

8. Витерби, А.Д. Принципы цифровой связи и кодирования / А.Д. Витерби, Дж. К. Омура. – М. : Радио и связь, 1982. – 536 с.

9. Зяблов, В.В. Высокоскоростная передача сообщений в реальных каналах / В.В. Зяблов, Д.Л. Коробков, С.Л. Портной. – М. : Радио и связь, 1991. – 288 с.

10. Григорьев, В.А. Передача сообщений / В.А. Григорьев, С.В. Григорьев. – СПб. : ВУС, 2002. – 224 с.

11. Теория электрической связи: учеб. пособие / К.К. Васильев, В.А. Глушков, А.В. Дормидонтов, А.Г. Нестеренко ; под общ. ред. К.К. Васильева. – Ульяновск : УлГТУ, 2008. – 452 с.

12. Григорьев, В.А. Сигнально-кодовые конструкции / В.А. Григорьев, С.В. Григорьев ; под общ. ред. В.А. Григорьева. – СПб. : ВАС, 1997. – 148 с.

13. Возенкрафт, Дж. М. Теоретические основы техники связи / Дж. М. Возенкрафт, И.М. Джекобс ; пер. с англ. под ред. Р.Л. Добрушина. – М. : Мир, 1969. – 640 с.

14. Cioffi J. M. Advanced Digital Communication. Class reader EE379C, Stanford University, 2005. Class web page http://www.stanford.edu/class/ee379c/.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ В ПАКЕТНЫХ СЕТЯХ

Р. С. Васильченко, Д. Ю. Пономарев (научный руководитель)

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: DPonomarev@sfu-kras.ru

Бурный рост предоставляемых услуг в сетях с пакетной коммутацией, в т.ч. и Интернет, привело к повышению требований к качеству обслуживания информационных потоков в таких сетях. Однако, топологии сетей, гетерогенность трафика, динамические структуры приводят к усложнению задачи обеспечения заданного уровня качества обслуживания. В данной работе рассматривается метод определения среднего времени задержки в сети, основанный на тензорном анализе сетей.

Рост потребностей современного общества в информационных услугах приводит к созданию, как новых услуг, так и новых технологий для их предоставления, а, следовательно, и к усложнению процессов обработки информации в инфокоммуникационных сетях. Кроме того, конвергенция и интеграция технологий, требования к гибкости изменения структуры сети, ее надежности: все это необходимо учитывать при определении основных параметров качества обслуживания (QoS) [1]. При этом на сетевом уровне основой для построения современных инфокоммуникаций является протокол IP, а на канальном различные технологии сетей передачи данных, в т.ч. и Ethernet. При этом возникает несколько проблем, из которых можно выделить задачу определения оптимального распределения трафика с учетом непредсказуемости качественных показателей обработки информации в сети Интернет [1,2]. Однако, изменяющаяся структура сети, многовариантность маршрутов передачи информационных потоков, динамическое распределение ресурсов узлов, гетерогенность потоков и т.д., все это усложняет задачу распределения трафика в сети. Учитывая современный подход к построению моделей обработки информационных потоков, связанный с выделением плоскостей управления, приложений и опорной сети; требуется обеспечить решение задачи обеспечения заданного уровня QoS на каждом уровне модели [1,2]. Кроме того, моделирование процесса обслуживания запросов абонентов условно можно разделить на три этапа: этап запроса услуги, этап предоставления услуги, этап завершения предоставления услуги. Следовательно, можно выделить несколько различных сетевых структур, которые в совокупности будут определять общую модель обработки информационных и сигнальных потоков в исследуемой сети.

Основными составляющими инфокоммуникационной сети являются (рис. 1): *UE – user equipment* (пользовательское оборудование), *Router* – маршрутизатор. При обработке потоков данных поддержка *QoS* обеспечивалась на уровне имеющихся возможностей, но с ростом аудио и видео трафика роль качества обслуживания резко возросла [1, 2], так как эти потоки чувствительны к временным задержкам, возникающими при их обработке.

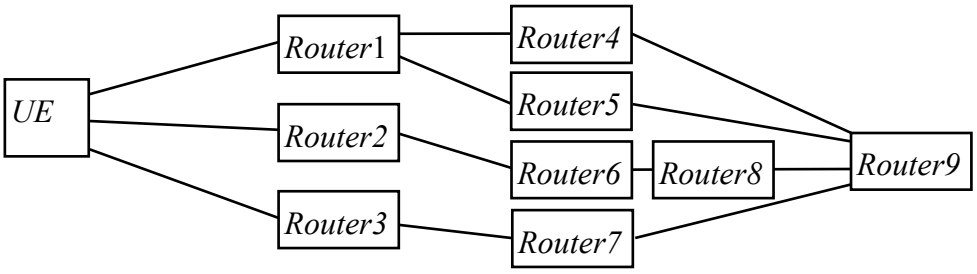


Рис. 1. Структурная схема сети

Временная задержка в сетях с пакетной коммутацией определяется двумя составляющими: временем ожидания начала обслуживания, т.е. нахождением в очереди, и временем обслуживания, зависящим от пропускной способности интерфейса. При этом общее

время задержки для речевой информации в соответствии с рекомендацией *ITU Y*.1541 не должно превышать 150 мс. Для обеспечения заданного уровня качества обслуживания и снижения среднего времени задержки необходимо распределить пользовательский трафик по маршрутам передачи таким образом, чтобы обеспечить минимальное среднее время задержки пакетов на всем тракте передачи информации. С этой целью предлагается использование узлового метода тензорного анализа с целью оценки среднего времени задержки.

В качестве модели сети будем рассматривать сеть, состоящую из систем массового обслуживания (СМО), каждая из которых является моделью обработки пакетов на соответствующем уровне. Рассматривая процесс взаимодействия узлов, любому устройству сети можно сопоставить часть сети массового обслуживания, каждая система которой будет моделировать отдельный физический интерфейс устройства передачи информации (входной/выходной интерфейс). Полученные при расчете значения показателей необходимо использовать для получения значений оценок качества обслуживания *QoS*. Для каждого маршрута можно записать следующие выражения [3]: $p_{\text{потерь}} = 1 - \sum_{i=1}^{m} \left(1 - p_{\text{потерь},i}\right)$; $T_{\text{задержки}} = \sum_{i=1}^{m} T_{\text{задержки},i}$, где m определяется общим числом систем, составляющих маршрут передачи.

В данной работе использован тензорный подход к задаче определения параметров качества обслуживания [3]. Для этого используется система линейных алгебраических уравнений:

$$\overline{A}^T \overline{\lambda}' = \left(\overline{A}^T \overline{\mu}' \overline{A}\right) \overline{\rho} \qquad (1)$$

где $\overline{\lambda}'$ – вектор интенсивностей потоков пакетов в ветвях; $\overline{\rho}$ – вектор узловых загрузок СМО; $\overline{\mu}'$ – квадратная матрица, диагональные элементы выражают интенсивности обслуживания пакетов, $\overline{A}$ – матрица перехода между сетями. Решая уравнение (1) относительно $\overline{\rho}$, определяем загрузки исходной сети, а далее находим значения загрузок в ветвях при заданных значениях вероятностей поступления вызовов в отдельные системы массового обслуживания. При проектировании или эксплуатации сети, согласно приведенным выше теоретическим выкладкам можно распределять потоки между маршрутизаторами таким образом, чтобы каждый информационный поток получил требуемое качество обслуживания.

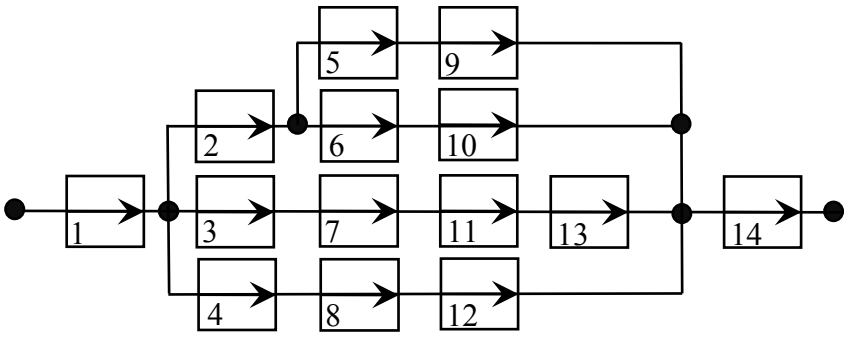


Рис. 2. Модель исследуемой сети

В качестве иллюстрации применения предлагаемого метода к расчету среднего времени задержки проведем исследование сети, структурная схема которой представлена на рис. 1. Пользователи подключаются к маршрутизаторам *Router*1-*Router*3. Управляя распределением трафика между этими маршрутизаторами, можно обеспечить требуемые значения среднего времени задержки, как одного из показателей качества обслуживания в ис-

следуемой сети связи. Моделью исследуемой сети является сеть массового обслуживания, состоящая из одноканальных СМО (рис. 2). СМО1 определяется процессом обслуживания информационных потоков в *UE*, а СМО13 обработкой информации в *Router8*. Для любых маршрутов время задержки, вносимое этими системами, будет одинаковым, поэтому учет временных характеристик этих узлов можно производить на заключительном этапе расчета. Маршрутизатор *Router1* представлен в виде трех СМО: СМО2, как модель входного интерфейса; СМО5 и СМО6, как модели выходных интерфейсов. В связи с тем, что задержка во внутреннем коммутаторе намного меньше задержек в интерфейсах, в составе моделей этот коммутатор отсутствует. Кроме того, необходимо учитывать и задержку на распространение сигнала в радиоканале. Процессы обслуживания потоков в маршрутизаторах *Router2*-*Router7* моделируют СМО9-СМО12.

Данную модель преобразуем к узловому виду: в местах образования контуров производим «размыкание» связей между СМО9-СМО12. Находим соответствие между загрузками в исходной и примитивной сети, определяем матрицу перехода A согласно [3] (ввиду большой размерности здесь не приводится). Так как трафик поступает в сеть только через СМО1, то все интенсивности поступления пакетов в остальные СМО могут быть определены через λ_1. С этой целью в уравнение вводятся коэффициенты p_i, которые определяют долю трафика поступающего на i СМО. При этом, исходя из структуры модели сети: $p_2 + p_3 + p_4 = 1$, $p_5 + p_6 = 1$ и $\lambda_9+\lambda_{10}+\lambda_{11}+\lambda_{12} = \lambda_1 = \lambda_{13}$. Таким образом, с учетом того, что сумма интенсивностей поступления в узле равна нулю, левая часть уравнения (1) преобразуется к виду:

$$\begin{pmatrix} \lambda_1-\lambda_2-\lambda_3-\lambda_4 \\ \lambda_2-\lambda_5-\lambda_6 \\ \lambda_3-\lambda_7 \\ \lambda_4-\lambda_8 \\ \lambda_5-\lambda_9 \\ \lambda_6-\lambda_{10} \\ \lambda_7-\lambda_{11} \\ \lambda_8-\lambda_{12} \\ \lambda_9 \\ \lambda_{10} \\ \lambda_{11} \\ \lambda_{12} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \lambda_5 \\ \lambda_6 \\ \lambda_7 \\ \lambda_8 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ p_5\lambda_2 \\ p_6\lambda_2 \\ \lambda_3 \\ \lambda_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ p_5p_2\lambda_1 \\ p_6p_2\lambda_1 \\ p_3\lambda_1 \\ p_4\lambda_1 \end{pmatrix} = \lambda_1 \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ p_5p_2 \\ p_6p_2 \\ p_3 \\ p_4 \end{pmatrix} \qquad (2)$$

Используя вектор управления, содержащий вероятности разделения нагрузки по узлам $\begin{pmatrix} p_2 & p_3 & p_4 & p_5 & p_6 \end{pmatrix}$ можно управлять распределением трафика по узлам сети с целью обеспечения определенного значения среднего времени задержки либо по заданному маршруту, либо по всей сети в целом при установленном значении интенсивности информационных потоков. При этом, исходя из уравнения (2) и $p_5 + p_6 = 1$, достаточно использовать вероятности p_2, p_3, p_5. Например, при входном значении λ_1 равном 90 условных единиц, интенсивности обслуживания в каждой системе равной 150 условных единиц (кроме СМО10, для которой примем интенсивность обслуживания равную 300 для повышения наглядности метода) и использовании в качестве модели системы массового обслуживания вида *M*/*M*/1 можно изменяя значения выбранных коэффициентов из p_2, p_3 и p_5

определить изменение времени задержки по сети как $T = \sum_{i=1}^{13} \frac{1/\mu_i}{1-\rho_i}$, где ρ_i определяется из решения уравнения (2) относительно $\overline{\rho}$ и нахождения коэффициентов использования узлов в сети ($\overline{\rho}_{\text{узлов}} = \overline{A}\overline{\rho}$). Результаты расчетов представлены на рис. 3 (для $p_4 = 0.2$ и $p_5 = 0.3$, как наиболее показательные значения).

Из полученных результатов можно сделать вывод о том, что минимальное среднее время задержки (при $p_4 = 0.2$ и $p_5 = 0.3$) достигается при $p_3 \approx 0.2$, т.е. необходимо произвести распределение пользовательского трафика по маршрутизаторам таким образом, чтобы 60 % трафика поступало на *Router*1 при условии, что 20 % трафика проходит через *Router*2 и 20 % трафика обслуживается *Router*3.

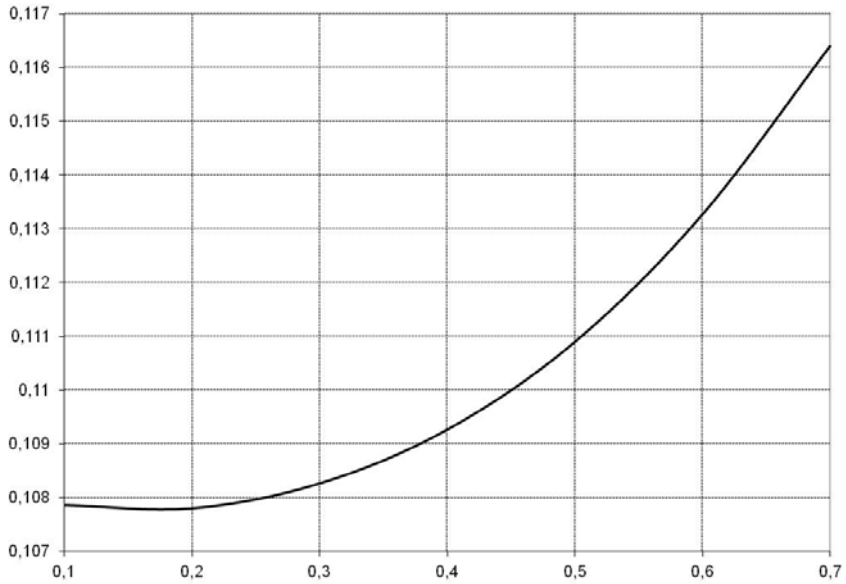


Рис. 3. Изменение времени задержки в сети в зависимости от значений p_3

В заключение необходимо отметить, что в связи с тем, что в современных инфокоммуникационных сетях необходимо управлять большим количеством устройств и проводить обработку множества информационных потоков с заданным качеством обслуживания для каждого типа потока, решение задачи управления эффективным использованием ресурсов сети значительно усложняется. Тензорный метод анализа сетей, как обладающий возможностями по учету процессно-структурного взаимодействия и гибкости применения, позволяет достаточно просто формализовать проектные процедуры для решения данной задачи, уменьшить задержки при динамическом управлении инфокоммуникационными системами и обеспечить хорошую масштабируемость сети, как при внедрении новых услуг, так и при изменении структуры и внедрении новых технологий инфокоммуникационной сети.

Список литературы

1. Яновский, Г.Г. Качество обслуживания в IP сетях / Г.Г. Яновский // Вестник связи. – 2008. – № 1. – С. 65–74.

2. Braun, T. End-to-End Quality of Service Over Heterogeneous Networks / T. Braun, M. Diaz, J. Gabeiras, T. Staub. – Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2008.

3. Пономарев, Д.Ю. Исследование характеристик пакетных сетей узловым методом тензорного анализа / Д.Ю. Пономарев // Программные продукты и системы. – 2009. – № 4. – С. 65–69.

ПРОГРАММНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СТРУКТУРНОЙ НАДЕЖНОСТИ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ

С. Г. Шарнин, В. И. Закиров

Институт инженерной физики и радиоэлектроники СФУ
660074, Красноярск, ул. Киренского, 26
E-mail: sharnin-r55-5@yandex.ru

Надежность и качество предоставления услуг связи являются основополагающими характеристиками любой сети связи. В данной статье представлено программное средство для исследования надежности и оптимизации структуры инфокоммуникационных сетей. В результате можно выявить наиболее слабые элементы сети, требующие дополнительного резервирования, вычислить значения кратности их резервирования, что позволит получить наиболее оптимальную структуру сети.

В настоящее время темпы и перспективы развития систем телекоммуникации идут быстрыми темпами. Сегодня происходит революционный процесс объединения программного обеспечения, компьютеров и средств связи в единую систему, которая позволит соединить людей друг с другом где угодно и когда угодно.

Локальные и глобальные сети, средства телекоммуникации затрагивают все сферы нашей жизни – как деловой, так и личной, и именно поэтому на первый план выдвигаются проблемы обеспечения бесперебойности работы, безопасности данных и их защита от несанкционированного доступа. Высокий уровень конкуренции заставляет операторов все больше заботиться о качестве обслуживания (Quality of Service, QoS), требования к которому постоянно возрастают. Для поддержания надежности сетей связи требуется их анализ и исследование на надежность, и дальнейшая оптимизация не только на физическом уровне, но и на остальных уровнях модели взаимодействия открытых систем.

Надежность работы системы связи – это способность системы связи выполнять заданные функции по передаче информации с установленной нормами достоверностью в течение длительного времени.

Для количественной оценки надежности применяются количественные показатели оценки отдельных ее свойств: безотказности, долговечности, ремонтопригодности и сохраняемости, а также комплексные показатели, характеризующие готовность и эффективность использования технических объектов.

Сетевая надежность содержит ряд аспектов, касающихся проектирования и анализа сетей, которые зависят от случайных отказов их компонентов. На примере сравнительно простых и в то же время обобщенных сетевых моделей можно рассматривать большинство сетевых сбоев, которые возникают на практике.

Сеть связи можно представить в виде графа, элементами которого являются вершины и ребра графа. Вершины представляют собой узлы связи (коммутаторы и маршрутизаторы), а ребра – линии связи (электрический, оптический кабель или беспроводной канал связи).

Для представления сети связи и исследования структурной надежности было разработано программное средство на языке C++ в среде Borland C++ Builder. Программное средство представляет из себя приложение Windows. Это приложение выполняет функции построения сети, оптимизации методами теории графов (построение покрывающего дерева) и резервирование методом наискорейшего спуска. Расчет надежности ведется методом прямого перебора простых цепей и полного перебора всех состояний. Алгоритм работы программного средства представлен на рис. 1.

Приложение состоит из модуля открытия проекта, сохранения проекта, сохранения параметров сети, модуля оптимизации, модуля расчета надежности и модуля графического построения сети.

Программное средство рассчитывает вероятность связности для двухполюсной и многополюсной сети, вероятность безотказной работы. А также вычисляет все возможные маршруты между заданными узлами сети, либо к одному выбранному узлу.

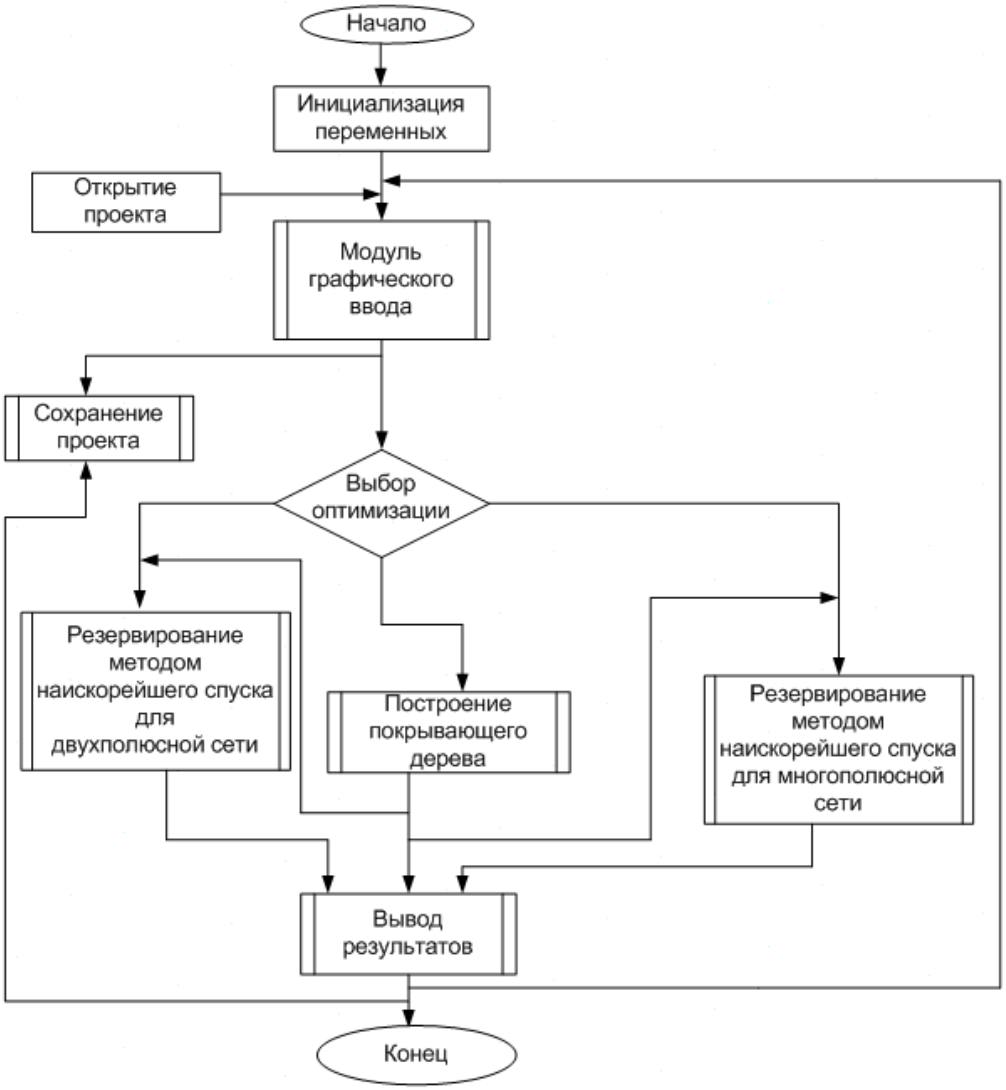


Рис. 1. Алгоритм работы программного средства

Результатом работы программы является множество целых чисел, означающих кратность резервирования отдельных элементов сети. Для повышения надежности сети требуется обеспечить резервирование определенных элементов сети, согласно полученным результатам. При относительно небольших расстояниях линии связи являются более надежными, чем узлы связи и уже при двойном резервировании достигают вероятности безотказной работы свыше 0,99999.

$$P_{\text{у}}(t) = e^{-\frac{1}{MTBF}\cdot t}, \qquad (1)$$

где MTBF – время наработки на отказ, час; t – время работы, час.

Согласно (1), при времени работы оборудования равным значению времени наработки на отказ, вероятность безотказной работы оборудования приблизительно 0,37, что

говорит о том, что оборудование с вероятностью 37 % может выйти из строя еще до конца заявленной производителем наработки на отказ. Хотя на практике аппаратная часть систем связи зачастую раньше устаревает морально, чем выходит из строя, отказы все же происходят. Причинами таких отказов могут быть: человеческий фактор, нарушение правил эксплуатации оборудования, отключение источника электропитания, ошибки в программном обеспечении и т.д.

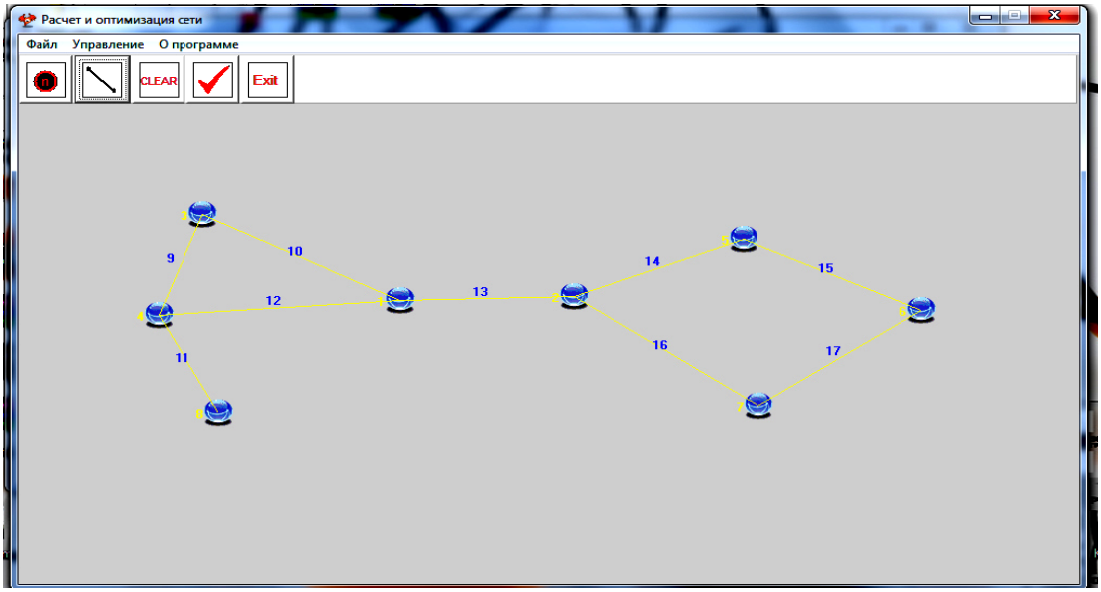


Рис. 2. Графический интерфейс программного средства

С помощью этого обеспечения можно задать требуемую математическую модель и оптимизировать ее методом построения связного дерева и методом резервирования наискорейшим спуском. Графический интерфейс достаточно прост в использовании и не требует сложных действий со стороны пользователя. При оптимизации, в первую очередь учитывается наиболее надежные и с минимальной ценой маршруты и элементы, и оценивается обеспечиваемая при этом вероятность связности. Также учитывается то, что элемент, требующий резервирования, должен удовлетворять условию того, что он должен обеспечивать наибольшее приращение надежности при резервировании и быть более дешевым. Данный алгоритм оптимизации, расчета вероятности связности и вероятности безотказной работы сети допускает разделения выполнения программного кода на несколько потоков, которые могут выполняться параллельно, что может является направлением дальнейшего развития данного программного средства с целью повышения его эффективности на современных многопроцессорных компьютерах.

Список литературы

1. Филин, Б. П. Методы анализа структурной надежности сетей связи [Текст] / Б. П. Филин. – М. : Радио и связь, 1988. – 208 с.

2. Олифер, В. Г. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы [Текст]. 2-е изд. / В. Г. Олифер. – СПб. : Питер, 2003. – 864 с.

3. Майника, Э. Алгоритмы оптимизации на сетях и графах [Текст] : пер. с англ. / Э. Майника. – М. : Мир, 1981. – 323 с.

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОТЕРЬ В ЦИФРОВЫХ ЛИНИЯХ СВЯЗИ ПРИ МНОГОЛУЧЕВОМ РАСПРОСТРАНЕНИИ РАДИОВОЛН

А. Ю. Богомазов, Е. М. Терещенко

ГОУ ВПО «Юго-Западный государственный университет»
305040, г. Курск, ул. 50 лет Октября, 94
E-mail: o-nill@bk.ru

Предложен подход к оценке эквивалентных энергетических потерь при приеме сигналов цифровых линий связи при многолучевом распространении радиоволн. Проанализирована степень влияния на них количества парциальных лучей, одновременно приходящих в точку приема.

Интенсивное развитие телекоммуникационных систем и, в частности, высокоскоростных цифровых систем связи (ЦСС), использующих сигналы с шириной спектра, соизмеримого с полосой когерентности канала, приводят к необходимости учета вредного влияния многолучевого распространения радиоволн. Это явление особенно сильно проявляется в условиях плотной городской застройки, обуславливающей множество переотраженных лучей, одновременно приходящих в точку приема с основным лучом [1, 2]. При этом на входе приемной антенны возникает явление множественной интерференции, приводящей к существенному искажению спектра принятого сигнала, что в свою очередь, приводит к энергетическим потерям и повышению вероятности ошибки на символ на выходе демодулирующей системы комплекса приема сигналов цифровых линий связи. В связи с этим, весьма актуальной является задача оценки уровня таких энергетических потерь в зависимости от изменяющихся условий приема. В дальнейшем будем использовать понятие эквивалентных энергетических потерь (ЭЭП), которые определим таким дополнительным увеличением отношения сигнал/шум на входе приемной системы (антенна), которое бы обеспечило прежний уровень вероятности ошибки на символ в отсутствии многолучевости.

Представим сигнал S(t) на входе приемной антенны в фиксированный момент времени t = const при многолучевом распространении радиоволн в виде суммы векторов $S_1(t)$ $S_2(t)$… $S_N(t)$, где N – количество лучей. При этом выражение для сигнала на выходе антенны будет иметь вид [3]

$$S\left(t\right)=\sum_{i=1}^{N}\lambda_i\, e^{i\omega\left(t+\tau_i\right)}e^{i\nu\left(t+\tau_i\right)}, \qquad (1)$$

где λ_i – амплитуда сигнала *i*-го луча; τ_i – временная задержка i-го луча по отношению к основному; ω – круговая частота сигнала; $\nu(t)$ – информационная составляющая сигнала, обусловленная его модуляцией.

Преобразуем выражение (1) в комплексный вид:

$$S\left(t\right)=\sum_{i=1}^{N}\lambda_i\cos\omega\left(t+\Delta t_i\right)+i\sum_{i=1}^{N}\lambda_i\sin\omega\left(t+\Delta t_i\right). \qquad (2)$$

Графическое представление многолучевого сигнала (2) на комплексной плоскости приведено на рис. 1.

Условно выберем в качестве направления базисного вектора оси абсцисс направление вектора с максимальной амплитудой S_1. Тогда мгновенное значение фазовой погрешности суммарного сигнала или фазового шума $\varphi_ш$, вызванного многолучевым распространением радиоволн в момент времени t = 0, определим как аргумент выражения (2):

$$\varphi_i = arctg\left[\left(\sum_{i=1}^{N} \lambda_i \sin \omega \Delta t_i\right) \Big/ \left(\sum_{i=1}^{N} \lambda_i \cos \omega \Delta t_i\right) \right]. \quad (3)$$

Дисперсия мгновенного значения фазового шума σ^2 определяется как средняя мощность фазовой погрешности на интервале длительности периода несущей частоты сигнала

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} arctg^2 \left[\left(\sum_{i=1}^{N} \lambda_i \sin \omega \Delta t_i\right) \Big/ \left(\sum_{i=1}^{N} \lambda_i \cos \omega \Delta t_i\right) \right]. \quad (4)$$

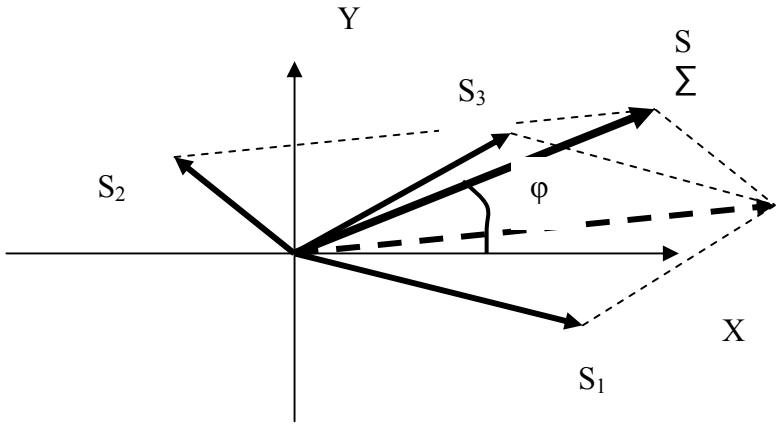


Рис. 1. Представление многолучевого сигнала на фазовой плоскости

В силу априорной неопределенности параметров канала распространения радиоволн при его многолучевости фаза, определяемая выражением (3) является случайной функцией амплитуд парциальных лучей и их временных задержек. Для определения закона распределения величины φ проведено статистического моделирование выражения (3) при условии равномерного распределения $\omega\Delta t_i$ на интервале [0, π] и при различных соотношениях между λ_i и их количествах. На рис. 2 приведены гистограммы распределения фазового шума результирующего сигнала на выходе антенной системы.

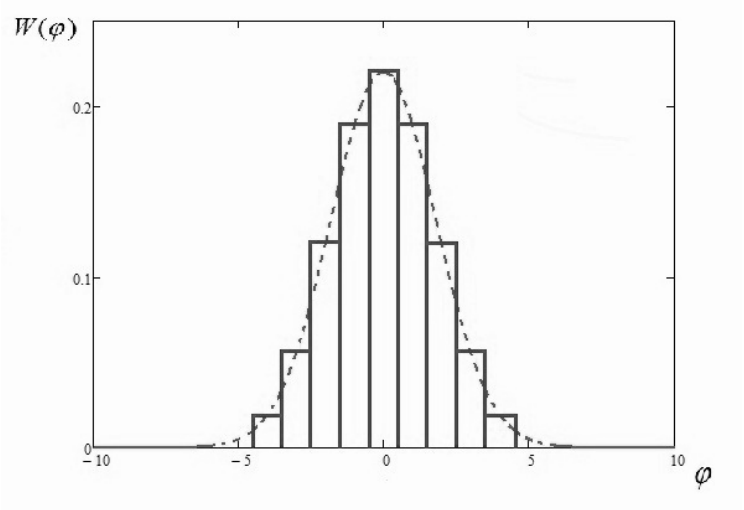


Рис. 2

Оценка результатов по критерию Пирсона показала, что полученные гистограммы с доверительной вероятностью 0,95 совпадают с нормальным законом распределения [4].

$$W(\varphi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\varphi^2 /2\sigma^2} \tag{5}$$

где σ^2 – дисперсия фазового шума сигнала, подверженному влиянию многолучевости.

При выводе ЭЭП воспользуемся известным представлением плотности вероятности фазы суммарного процесса гармонического сигнала и гауссовского шума [1, 4]:

$$W(\varphi) = (2\pi)^{-1/2} \cdot |g| \cdot \exp(-\frac{g^2\varphi^2}{2}) \tag{6}$$

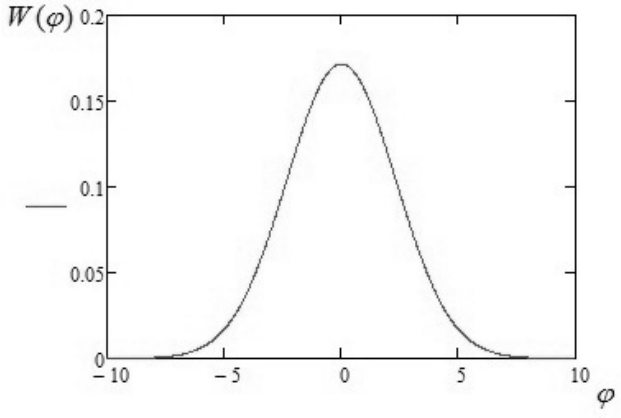


Рис. 3

Анализ графических зависимостей (5) и (6) следует, что определенному значению дисперсии фазового шума σ^2 в выражении (5) соответствует определенное значение отношения сигнал/шум g в выражении (6) при этом ход кривых с достаточной для практики точностью можно считать идентичными. Учитывая практическую идентичность распределений (5) и (6) установим зависимость отношения сигнал/ шум g от дисперсии фазового шума σ^2. Для этого приравняем выражение (5) к (6):

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\varphi^2/2\sigma^2} = (2\pi)^{-1/2} \cdot g \cdot \exp(-\frac{g^2\varphi^2}{2}). \tag{7}$$

Решив уравнение (7) относительно g при φ = const получим

$$g = \frac{1}{(2\pi)^{-1/2} \cdot \sqrt{2\pi\sigma^2}}. \tag{8}$$

Выражение (8) позволяет рассчитать эквивалентное отношение сигнал/шум при наличии в точке приема нескольких парциальных лучей.

Значение ЭЭП вследствие многолучевости определим как

$$\Delta g = \frac{g_0}{1 + g_m}, \tag{9}$$

где g_0 – максимальное значение отношения сигнал/шум на выходе конкретного типа антенны в отсутствии многолучевости. В качестве верхнего предела принимается максимальное значение коэффициента направленного действия при согласованной поляризации; g_m –

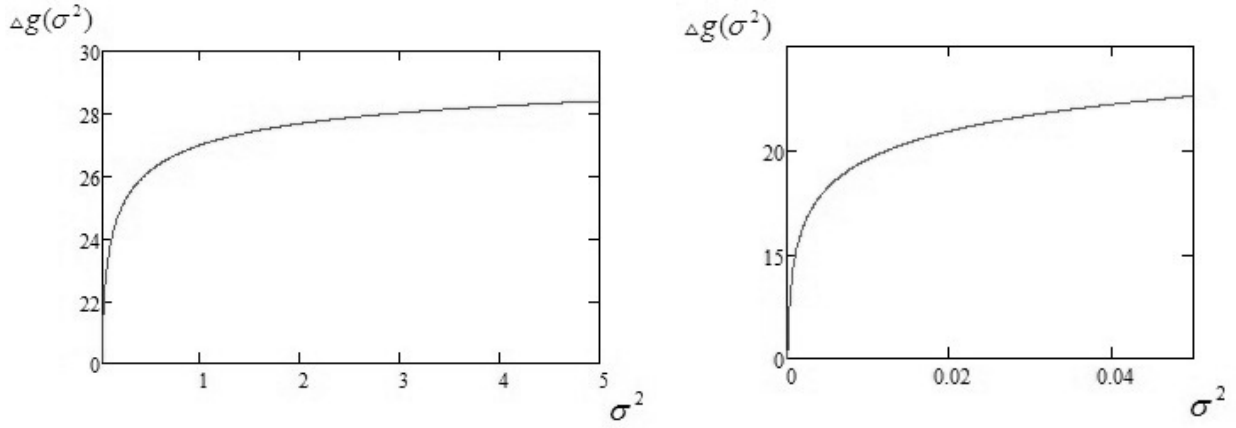
эквивалентное отношение сигнал/шум на выходе конкретного типа антенны при наличии многолучевости.

Из выражений (8) и (9) следует, что

$$\triangle g = g_0 - 10\lg(1+\frac{1}{(2\pi)^{-1/2}\cdot\sqrt{2\pi\sigma^2}}). \qquad (10)$$

Выражение (1) представляет сбой математическую модель ЭЭП в АФУ при наличии многолучевого распространения радиоволн.

На рис. 4 представлена графическая зависимость ЭЭП от уровня дисперсии фазового шума, обусловленного многолучевым распространением радиоволн при средней частоте сигнала f = 1 ГГц, $\lambda_1 = 1, \lambda_2 = 0,6, \lambda_3 = 0,3, \lambda_4 = 0,1$, и фиксированных временах задержки лучей рассчитанная на основе выражений (10) и (4). Анализ приведенной зависимости показывает, что ЭЭп имеют наибольшую скорость роста при дисперсии фазового шума от 0 до 0,5 радиан. В дальнейшем скорость роста снижается, что обусловлено ростом взаимной компенсации фаз парциальных лучей.



а *б*

Рис. 4

Выводы:

1. Построена математическая модель эквивалентных энергетических потерь на выходе приемной антенны в условиях многолучевого распространения радиоволн.

2. Показано, что ЭЭП определяются количеством парциальных лучей и соотношением их амплитуд.

3. Полученные аналитические выражения позволяют прогнозировать уровень эквивалентных энергетических потерь в конкретных условиях эксплуатации приемных систем цифровых линий связи.

Список литературы

1. Снежко, В.К. Полевые (мобильные) радиорелейные станции / В.К. Снежко // Мобильные системы. – Май, 2006. – С. 46–48.

2. M. Hata, Empirical formula for propagation loss in land mobile radio service, IEEE Trans. on Vehicular Techno., vol. 29, pp. 317–325, 1980.

3. Величко, В.В. Передача данных в сетях мобильной связи третьего поколения / В.В. Величко. – М. : Радио и связь, 2005. – 331 с.

4. Тихонов, В.И. Статистический анализ радиотехнических устройств и систем : учеб. пособие для вузов / В.И. Тихонов, В.Н. Харисов. – М. : Радио и связь, 1991. – 608 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СЕТИ СВЯЗИ ДЛЯ МАЛОЭТАЖНОГО ПОСЕЛКА

К. С. Кундукпаев, Е. С. Щитов, И. В. Никонов (научный руководитель)

Омский государственный технический университет
644050, Омск, пр. Мира, д. 11
E-mail:info@omgtu.ru

Рассмотрены моделирование беспроводной сети связи для малоэтажного поселка с применением существующих и дополнительно разработанных программных средств. В дальнейшем результаты моделирования реализованы в виде практической сети связи.

Моделирование, а затем и практическая реализация сети связи выполнены для городского поселка на окраине города Омска. При планировании сетей WiMAX зона покрытия определяется на основе статистических и детерминированных методов, которые учитывают параметры, описывающие географический район развёртывания сети. Статистические методы прогноза, основанные на выборке результатов измерений реальных сигналов, длительное время являлись основными и не потеряли своей актуальности до настоящего времени. При применении таких методов покрытия базовых станций моделируются кругом, радиус которого соответствует заданному проценту зон с качественной связью на его границе, либо определяется граница зоны покрытия как совокупность точек удалений ЭППР от базовых станций по азимутальным углам до достижения в них показателями качества связи своих предельных значений. Существуют несколько способов прогноза зоны покрытия радиосети.

а) Метод прогноза зон покрытия на основе статистической модели напряженности поля сигнала. Основой метода прогнозирования распространения радиоволн является построение кривых напряженности поля рассчитанных на основе определения коэффициента затухания электромагнитного поля в пространстве с учетом диаграммы направленности антенны для трех типов застройки: городская, пригород, открытая местность. Достоинством данного метода является быстрота расчета. Недостатком метода является низкая точность расчета, так как не учитывается характер застройки.

б) Метод прогноза зон покрытия на основе дифракционной модели распространения радиоволн (дифракция на клиньях, дифракция на параболах и дифракция на цилиндрах). Достоинство метода – высокая точность расчета за счет использования топографического профиля трассы, однако необходимы большие вычислительные ресурсы.

в) Метод предсказания на основе двух лучевой модели распространения радиоволн. Для расчетов применяется трехмерная модель местности. Метод обладает наибольшей точностью расчета среди всех методов в настоящий момент, но требует наибольших в сравнении с другими методами вычислительных ресурсов [1].

Из компромиссных соображений при моделировании применялась методика расчета зоны покрытия на основе дифракционной модели. Данная методика расчета зоны покрытия основывается на детерминированной модели напряженности поля, учитывающей дифракционные потери от одного или двух клиновидных препятствий на местности [2]. Учитывая местность, на которой расположен поселок, расположение малоэтажных и многоэтажных зданий, разработана структурная схема расположения базовой и приемных станций, с расположением базовой станции в центре поселка.

Для проектирования сети WiMAX была применена система автоматического проектирования RPLS «ONEGA». Эта система позволяет проводить моделирование различных систем связи, оптимизировать параметры систем связи и др. «Профиль» моделируемой радиотрассы между передающей и приемными антеннами приведен на рис. 1.

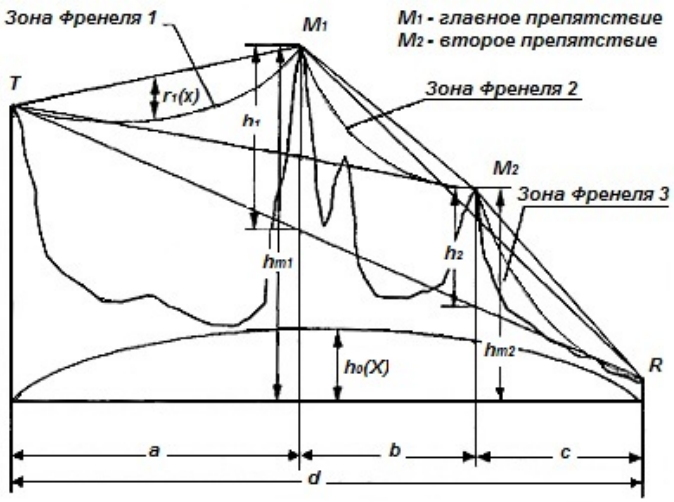


Рис. 1. Профиль радиотрассы с двумя препятствиями

Величина $h_0(x)$ на рис. 2, необходимая для моделирования (при расчетном радиусе Земли, равном 4/3 реального радиуса), определяется следующим образом:

$$h_0(x) = \frac{x(d-x)}{17 \cdot 10^6}. \tag{1}$$

Высоты h_1 и h_2, а также зоны Френеля от $r_1(x)$ до $r_2(x)$ определяются выражениями

$$h_1 = h_{M_1} - \left(h_T + \frac{h_R - h_T}{a+b+c} a \right); \tag{2}$$

$$h_2 = h_{M_2} - \left(h_T + \frac{h_R - h_T}{a+b+c} (a+b) \right); \tag{3}$$

$$r_1(x) = -\sqrt{x \frac{(a-x)\lambda}{a}} = -1{,}73 \cdot 10^4 \sqrt{\frac{x(a-x)}{fa}}, \tag{4}$$

где λ – длина волны.

Для расчета с использованием программы автоматического проектирования, на первом этапе расчета, введены следующие ограничения:

а) на трассе – не более двух клиновидных препятствий;

б) первая зона Френеля на участках T и M_1, M_1 и M_2, M_2 и R не перекрывается;

в) максимальная ширина препятствия (M_1 и M_2) не превышает $d/20$.

В этом случае дифракционные потери, вызванные одним препятствием, рассчитываются по формуле:

$$a_M = 6{,}4 + 20 \lg\left(\sqrt{\nu^2 + 1} + \nu \right), \text{ [дБ]}. \tag{5}$$

Если в расчетах величина a_M превышало 40 дБ, то в дальнейших расчетах использовалось значение 40 дБ. В выражении (5) величина ν определяется выражением

$$\nu = h \sqrt{\frac{2}{\lambda}\left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)} = 8.16 \cdot 10^{-5} \cdot h \sqrt{f\left(\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right)}, \tag{6}$$

где параметры h, a и b обозначены на рис. 2.

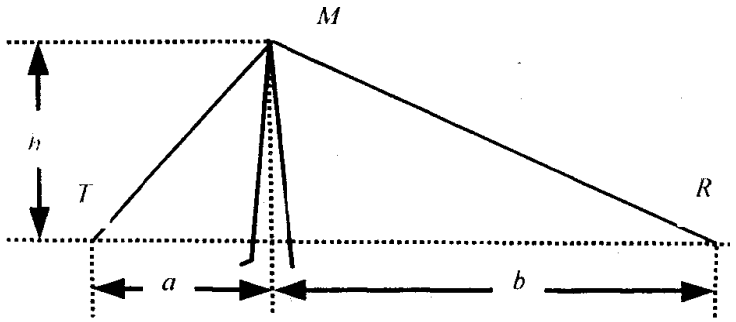


Рис. 2. Расчет дифракционных потерь для трассы с одним клиновидным препятствием

Если ν < –l, то в дальнейших расчетах принимается значение ν = –1. Высота *h* рассчитывается по формуле:

$$h = h_M - \left(h_T + \frac{h_R - h_T}{a+b} a\right).. \qquad (7)$$

При этом *h* может иметь отрицательное значение (ниже линии прямой видимости от T до R).

Дифракционные потери, вызванные двумя препятствиями (рис. 3), рассчитываются по следующей методике.

Определяется основное (главное) препятствие:

если $h_1\sqrt{(a+b)c} \geq h_2\sqrt{(a+b)a}$, то M_1 – главное препятствие;

если $h_1\sqrt{(a+b)c} \prec h_2\sqrt{(a+b)a}$, то M_2 – главное препятствие.

Дифракционные потери a_{M_1} главного препятствия рассчитываются так же, как и для одиночного препятствия. Дифракционные потери a_{M_2} вторичного препятствия вычисляются так, как если бы радиолиния шла от основного препятствия через вторичное препятствие к соответствующей радиостанции.

На рис. 3 M_1 обозначает основное препятствие, а M_2 – вторичное. Для определения ν_{M_1} в соответствии с формулой (6) необходимо использовать значения $a,(b+c)$ и h_1. Для расчета ν_{M_2} следует применять b, c и h_2', где $h_2' = h_2 - h_1\frac{c}{b+c}$.

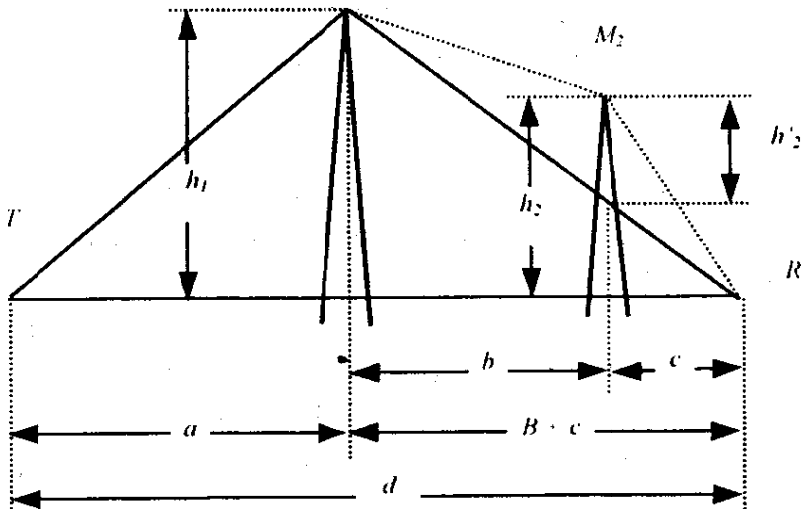


Рис. 3. Расчет дифракционных потерь для трассы с двумя клиновидными препятствиями

Напряженность поля в точке приема рассчитывается по формуле

$$E = E_{сп} - a_{M_1} - a_{M_2}, \quad (8)$$

где $E_{сп}$ – напряженность поля свободного пространства; a_{M_1} и a_{M_2} – дифракционные потери на первом и втором препятствии соответственно.

Дальнейшее моделирование было ориентировано на реальную систему Breeze MAX 3500, выпускаемую компанией Alvarion, которую планировалось развернуть на данной территории. Для линии связи между базовой станцией и центром управления была выбрана уже существующая оптоволоконная линия связи.

Модель радио покрытия строилась по следующим исходным данным:

- по цифровой карте района проектирования;
- месту расположения базовых станций;
- «шагу расчета» и направлению расчета;
- ограничению дальности расчета поля и помех;
- частотному диапазону;
- техническим характеристикам оборудования.

В ходе моделирования произведен выбор азимутов секторов, а также высоты подвеса и углов наклона антенн, после чего выполнен окончательный корректировочный расчет напряженности поля для заданного района. По исходным данным также построена карта границ секторов базовой станции.

Проведенное моделирование позволило в дальнейшем успешно спроектировать практическую сеть связи, что подтвердило достоинства программного комплекса. Некоторые дополнительные проверочные и корректировочные расчеты, где не требовалась высокая точность, были выполнены с использованием разработанных программ.

Список литературы

1. Шахнович, И.В. Современные технологии беспроводной связи / И.В. Шахнович. – М. : Техносфера, 2006. – 288 с.

2. Шмалько, А.В. Цифровые сети связи: основы планирования и построения / А.В. Шмалько. – М. : Эко-Трендз, 2007. – 262 с.

ВЛИЯНИЕ НЕИДЕАЛЬНОСТИ АЧХ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОТЕРИ В БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

И. Г. Бабанин, Е. М. Терещенко

ГОУ ВПО «Юго-Западный государственный университет»
Российская Федерация, г. Курск, ул. 50-лет Октября, 94
E-mail: babanin_ivan@bk.ru; tereko@mail.ru

Получена зависимость эквивалентных энергетических потерь, возникающих в полосовых фильтрах радиоприемных устройств, от неидеальности их амплитудно-частотных характеристик. Показано, что прием сигналов с КАМ повышенной кратности модуляции при одних и тех же неидеальностях АЧХ сопровождается большими эквивалентными энергетическими потерями.

Радиоприемные устройства систем телекоммуникаций включают в свой состав значительное количество полосовых фильтров. При этом неидеальность (неравномерность) амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) этих фильтров приводит к эквивалентным энергетическим потерям (ЭЭП) при приеме сигналов с различными видами модуляции [1].

Под ЭЭП будем подразумевать необходимое увеличение отношения сигнал/шум на входе неидеальной системы, которое бы привело к такой же вероятности ошибки на символ при использовании идеальной системы.

Установление зависимости ЭЭП от неидеальности АЧХ, возникающих в полосовых фильтрах, целесообразно провести на основе модели, состоящей из исследуемого полосового фильтра, фильтра-прототипа с АЧХ максимально приближенной к идеальной и демодулятора. Демодулятор в такой модели принимает решение принятой аддитивной смеси сигнала и шума о принадлежности к той или иной области амплитудно-фазовой плоскости. Приращение вероятности ошибки на символ по выходу демодулятора исследуемого фильтра по сравнению с вариантом применения фильтра-прототипа характеризует возникающие ЭЭП.

На основании вышеприведенной модели для установления однозначности между неидеальностью АЧХ полосового фильтра и ЭЭП принята двухэтапная процедура. На первом этапе должны определяться вероятности ошибки на символ в зависимости от неидеальности АЧХ применяемых полосовых фильтров. На втором этапе при фиксированных вероятностях ошибок определяются ЭЭП для сигналов с различными кратностями модуляции.

Рассмотрим первый этап процедуры. Известно из работы [2], что условная вероятность безошибочного приема сигнала для одной сигнальной точки в амплитудно- фазовой плоскости выражается через функцию Крампа:

$$\Phi(\mathrm{h}) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^{\mathrm{h}} \exp\left(\frac{-\mathrm{t}^2}{2}\right) dt, \qquad (1)$$

где h – порог принятия решения.

Условная вероятность безошибочного приема для различных сигнальных точек будет неодинакова [2]. В табл. 1 представлены условные вероятности безошибочного приема с условием того, что используются статистически независимые сигнальных точки одного из четырех квадрантов амплитудно-фазовой плоскости, меняющейся в зависимости от кратности модуляции, где $q_1 = U_1^2/\sigma^2$; σ^2 – дисперсия шума; U_1 – минимальное амплитудное значение сигнального вектора; L – количество уровней.

Таблица 1

Количество сигнальных точек с соответствующими им условными вероятностями безошибочного приема для КАМ-сигналов с прямоугольной конфигурацией созвездия (КАМ-16, КАМ-64, КАМ-256, КАМ-1024, КАМ-4096)

Условная вероятность безошибочного приема	Количество точек
$P_{БП}(q_1) = 0.25 \times (1 + \Phi(\sqrt{q_1}))^2$	4
$P_{БП}(q_1) = 0.5 \times (1 + \Phi(\sqrt{q_1}) \times \Phi(\sqrt{q_1})$	$4 \times (\sqrt{\frac{L}{4}} - 2)$
$P_{БП}(q_1) = (\Phi(\sqrt{q_1}))^2$	$(\sqrt{\frac{L}{4}} - 2)^2$

Априорная вероятность попадания сигнального вектора в заданную сигнальную точку, расположенной в амплитудно-фазовой плоскости определяется как

$$P_a = \frac{1}{L}. \qquad (2)$$

На основе данных табл. 1 и (2) определим условную вероятность безошибочного приема на символ для одного из четырех квадрантов амплитудно-фазовой плоскости:

$$P_{БП}(q_1)= P_a\times 4\times(4\times 0.25\times(1+\Phi(\sqrt{q_1}))^2+4\times(\sqrt{\frac{L}{4}}-2)\times 0.5\times(1+\Phi(\sqrt{q_1}))\times\Phi(\sqrt{q_1})+(\sqrt{\frac{L}{4}}-2)^2\times(\Phi(\sqrt{q_1}))^2)=$$
$$=\frac{4}{L}\times(4\times 0.25\times(1+\Phi(\sqrt{q_1}))^2+4\times(\sqrt{\frac{L}{4}}-2)\times 0.5\times(1+\Phi(\sqrt{q_1}))\times\Phi(\sqrt{q_1})+(\sqrt{\frac{L}{4}}-2)^2\times(\Phi(\sqrt{q_1}))^2) \quad (3)$$

В целях универсального математического представления преобразуем выражение (3). Для этого необходимо усреднить отношения сигнал/шум сигнальных точек по всем возможным реализациям.

Установим зависимость между средним и минимальным отношениями сигнал/шум. С этой целью, без нарушения общности рассуждений, положим, что минимальное расстояние между сигнальными точками равно единице. При этом среднее значение сигнал/шум будет иметь вид:

$$g=\sum_{m=1}^{\sqrt{\frac{L}{4}}}\sum_{n=1}^{\sqrt{\frac{L}{4}}}(\frac{U_{mn}}{\sqrt{2}})^2\times q_1\times\frac{4}{L}=q_1\times\frac{4}{L}\times\sum_{m=1}^{\sqrt{\frac{L}{4}}}\sum_{n=1}^{\sqrt{\frac{L}{4}}}\frac{(\sqrt{(1+(n-1)\times 2)^2+(1+(m-1)\times 2)^2})^2}{(\sqrt{2})^2} \quad (4)$$

где U_{mn} – амплитудное напряжение сигнального вектора, соответствующего номерам уровней в демодуляторе по синфазному и квадратурному каналам (m, n).

С учетом вышеизложенного выражения (3) примет вид:

$$P_{БП}(g)=\frac{4}{L}\times(4\times 0.25\times(1+\Phi(\sqrt{f(g)}))^2+4\times(\sqrt{\frac{L}{4}}-2)\times 0.5\times(1+\Phi(\sqrt{f(g)}))\times$$
$$\Phi(\sqrt{f(g)})+(\sqrt{\frac{L}{4}}-2)^2\times(\Phi(\sqrt{f(g)}))^2), \quad (5)$$

где f(g) – функция минимального отношения сигнал/шум от среднего отношения сигнал/шум.

Вероятность ошибки на символ будет иметь вид:

$$P_{osh}=1-P_{БП}. \quad (6)$$

Рассмотрим физическую сущность явления возникновения энергетических потерь в полосовом фильтре из-за неравномерности АЧХ и установим взаимосвязь степени искажений с эквивалентными энергетическими потерями (ЭЭП). В идеальном случае полосовые фильтры, селектирующие сигналы с КАМ, должны представлять фильтры, согласованные с элементарными посылками сигналов с КАМ. Проведем оценку степени влияния рассогласования АЧХ реального полосового фильтра со спектром элементарной модулированной посылки. Рассмотрим случай гармонических искажений АЧХ в полосе пропускания, которым характеризуются фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ):

$$A(\omega)=a_0+a_1\cos(\omega t), \quad (7)$$

где a_1; ω – амплитуда, циклическая частота гармонических искажений АЧХ соответственно; a_0 – передаточная характеристика идеального фильтра в полосе пропускания ($a_0>a_1$).

С учетом выше описанного в [3] показано, что проигрыш в отношении сигнал/шум по мощности из-за взаимной несогласованности сигнала и фильтра составляет [3]:

$$G=1+\frac{a_{1^2}}{2a_{0^2}}. \quad (8)$$

Выражение (8) определяет энергетический проигрыш при приеме сигналов с КАМ полосовым фильтром с искаженной АЧХ. Физическое влияние этого проигрыша на демодуляцию сигналов с КАМ равносильно уменьшению отношения сигнал/шум на величину «G», а, следовательно, и увеличению вероятности ошибки на символ.

Очевидно, что при условии одинаковости линейных размеров амплитудно-фазового пространства для приема сигналов КАМ с различной кратностью модуляции средние отношения сигнал/шум для сигналов с различной кратностью модуляции будут различны. При этом зависимость между пиковыми и минимальными отношением сигнал/шум для различных кратностей модуляции будет выражаться следующим образом:

$$q_{pik} = (2(\sqrt{\frac{L}{4}} - 1) + 1)q_1. \quad (9)$$

Определим величину снижения отношения сигнал/шум для пикового и минимального значений при заданной величине неравномерности АЧХ (с учетом того факта, что пиковые значения при всех кратностях модуляции остается одними и теми же):

$$q_{sh} = q_{pik} - \frac{q_{pik}}{G} = q_1((2(\sqrt{\frac{L}{4}} - 1) + 1) - \frac{2(\sqrt{\frac{L}{4}} - 1) + 1}{G}). \quad (10)$$

Для восстановления первоначального отношения сигнал/шум на входе решающей схемы демодулятора, уменьшенного за счет влияния неравномерности АЧХ на величину q_{sh}, необходимо дополнительно увеличить отношение сигнал/шум на входе полосового фильтра на такую же величину q_{sh}:

$$q_{new} = q_1 + q_{sh} = q_1(1 + ((2(\sqrt{\frac{L}{4}} - 1) + 1) - \frac{2(\sqrt{\frac{L}{4}} - 1) + 1}{G})). \quad (11)$$

С учетом этого выражения и выражения (4) величина уменьшения среднего отношения сигнала /шум за счет влияния неидеальности АЧХ составит:

$$gA = 1 + ((2(\sqrt{\frac{L}{4}} - 1) + 1) - \frac{2(\sqrt{\frac{L}{4}} - 1) + 1}{G}). \quad (12)$$

Используя результаты (12) определим аналитическую зависимость вероятности ошибки символа при демодуляции сигналов с КАМ при заданной величине неидеальности АЧХ как

$$P_{osh}(g) = 1 - \frac{4}{L} \times (4 \times 0.25 \times (1 + \Phi(\sqrt{\frac{f(g)}{gA}}))^2 + 4 \times (\sqrt{\frac{L}{4}} - 2) \times 0.5 \times$$

$$\times (1 + \Phi(\sqrt{\frac{f(g)}{gA}})) \times \Phi(\sqrt{\frac{f(g)}{gA}}) + (\sqrt{\frac{L}{4}} - 2)^2 \times (\Phi(\sqrt{\frac{f(g)}{gA}}))^2). \quad (13)$$

На рис. 1–4 представлены графические зависимости вероятности ошибки на символ от среднего отношения сигнал/шум для сигналов с КАМ при заданных неидеальностях АЧХ полосовых фильтров: 0; 0,5; 1; 2; 3 дБ, рассчитанные на основе выражения (13).

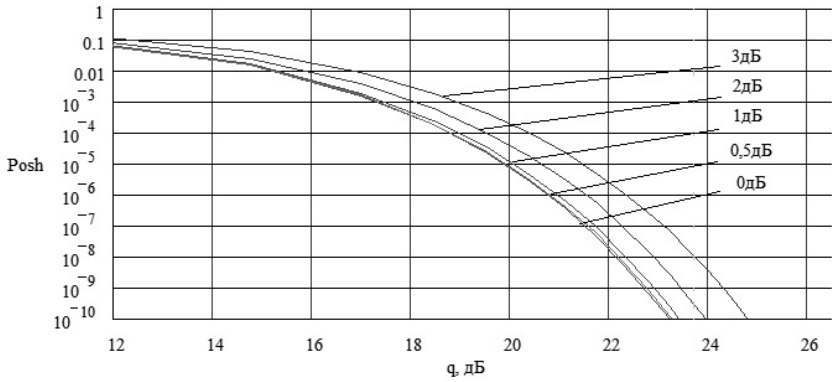


Рис. 1. Зависимость вероятности ошибки на символ от среднего отношения сигнал/шум для КАМ-16 при заданных неидеальностях АЧХ

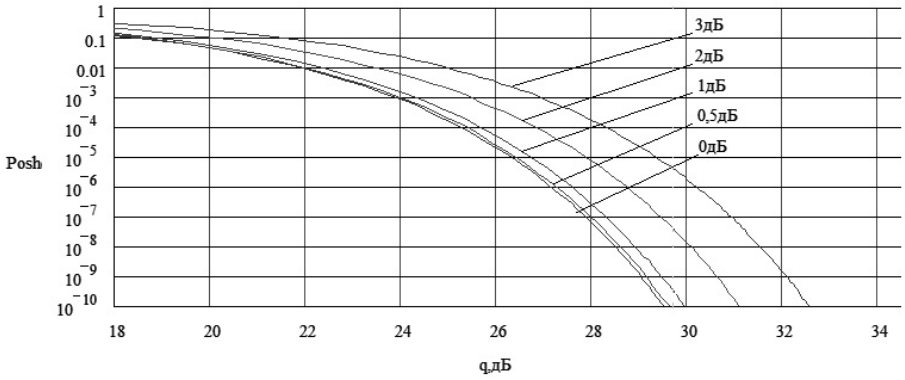


Рис. 2. Зависимость вероятности ошибки на символ от среднего отношения сигнал/шум для КАМ-64 при заданных неидеальностях АЧХ

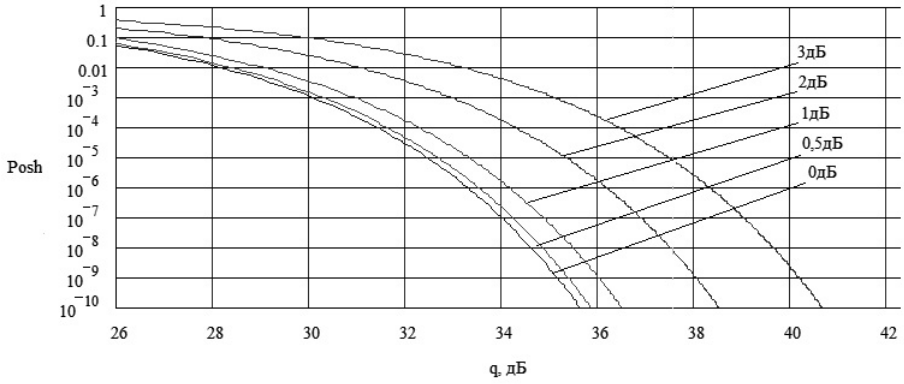


Рис. 3. Зависимость вероятности ошибки на символ от среднего отношения сигнал/шум для КАМ-256 при заданных неидеальностях АЧХ

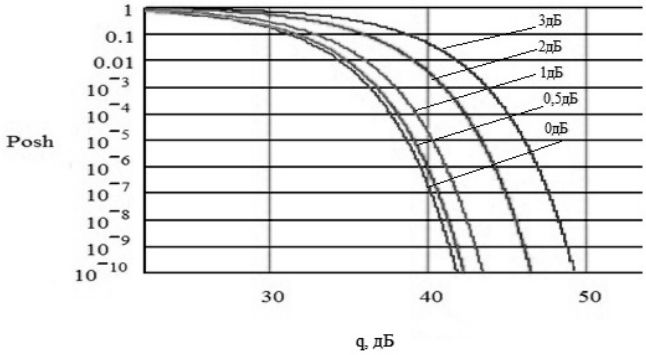


Рис. 4. Зависимость вероятности ошибки на символ от среднего отношения сигнал/шум для КАМ-1024 при заданных неидеальностях АЧХ

Второй этап процедуры определения эквивалентных энергетических потерь от неидеальности АЧХ выполняется путем оценки дополнительного увеличения отношения сигнал/шум при фиксированной вероятности ошибки на символ при по парном сравнении двух графиков: первого при идеальной АЧХ и второго, при заданной неидеальности АЧХ.

Формально ЭЭП рассчитываются по формуле:

$$ЭЭП = q(X, L) – q(0, L), дБ \mid P_{osh} = const, \quad (14)$$

где q – отношение сигнал/шум [дБ]; L – кратность модуляции; X – неидеальность АЧХ [дБ].

Оцененные таким образом по графикам ЭЭП, возникающие в полосовых фильтрах из-за неидеальности АЧХ (δ=3дБ) при приеме КАМ-16, КАМ-64, КАМ-256, КАМ-1024, при $P_{osh} = 10^{-6}$, соответственно равны 0,8; 3,1; 5,2; 7 дБ.

Вывод: 1. Выведены зависимости эквивалентных энергетических потерь в полосовых фильтрах радиоприемных устройств от неидеальности (неравномерности) их АЧХ при приеме сигналов различной позиционности с квадратурной амплитудной модуляцией.

2. Полученная математическая зависимость позволяет предъявить требования к предельным значениям неидеальности АЧХ полосовых фильтров при создании систем связи на основе сигналов с КАМ.

Список литературы

1. Томаси, У. Электронные системы связи / У. Томаси. – М. : Техносфера, 2007. – 1360 с.

2. Алехин, В.А. Помехоустойчивость сигналов с квадратурной амплитудной модуляцией / В.А. Алехин, В.В. Шеболков // Изв. ЮФУ. Технические науки. – 2009. – Т. 90. – № 1. – С. 7–14.

3. Лезин, Ю.С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов / Ю.С. Лезин. – М. : Советское радио, 1969. – 448 с.

ОПТИМАЛЬНАЯ ДЕМОДУЛЯЦИЯ N-OFDM СИГНАЛОВ В БАЗИСЕ ХАРТЛИ ПУТЕМ ОЦЕНКИ ПРИНЯТЫХ АМПЛИТУД МЕТОДОМ КОШИ

В. В. Майстренко, В. А. Майстренко (научный руководитель)

Омский государственный технический университет
Омск, проспект Мира, 11
E-mail: vvm2004ok@mail.ru

Предложен способ оптимальной демодуляции сигналов N-OFDM сформированных посредством преобразования Хартли, путем оценки амплитуд принимаемых сигналов, с использованием метода Коши. Метод Коши сравнивается по точности с известным методом оценки амплитуд для N-OFDM, методом наименьших квадратов. В докладе приводятся экспериментальные данные по точности двух методов, которые были получены авторами путем моделирования в MATLAB.

Оптимальную демодуляцию сигналов в приведенном способе передачи данных на базе функций Хартли, как это отражено в работах [1–3, 6], будем пока рассматривать с ограничением на то, что в канале связи при передаче цифрового сигнала присутствует только аддитивный гауссовский шум, имеющий нормальный закон распределения. Сигнал, прошедший через канал с АБГШ, описываемый вектором отсчётов напряжения $N_{Ш}$, в матричной форме можно записать в следующем виде:

$$\Theta = W_{qam} \cdot A^{c,s} + N_{Ш}, \quad (1)$$

или в развернутом виде:

$$\Theta = \begin{bmatrix} cas_{11}^{c} cas_{11}^{s} cas_{12}^{c} cas_{12}^{s} \ldots cas_{1N}^{c} cas_{1N}^{s} \\ cas_{21}^{c} cas_{21}^{s} cas_{22}^{c} cas_{22}^{s} \ldots cas_{2N}^{c} cas_{2N}^{s} \\ \vdots \\ cas_{L1}^{c} cas_{L1}^{s} cas_{L2}^{c} cas_{L2}^{s} \ldots cas_{LN}^{c} cas_{LN}^{s} \end{bmatrix} * \left[a_1^c a_1^s a_2^c a_2^s \ldots a_N^c a_N^s \right]^T + \left[n_1 n_2 \ldots n_L \right]^T,$$

где $N_{Ш} = \left[n_1 n_2 \ldots n_L \right]^T$ – вектор отсчетов напряжений шума; W_{qam} – сигнальная матрица; $A^{c,s}$ – амплитуды четной и нечетной квадратурных составляющих QAM-сигнала; $cas_{LN}{}^{C}(\omega t) = \cos(\omega t) + \sin(\omega t)$ – четная функция Хартли; $cas_{LN}{}^{S}(\omega t) = \cos(\omega t) - \sin(\omega t)$ – нечетная функция Хартли; L – количество отсчетов QAM-сигнала; N – количество частот в групповом сигнале.

Демодуляция сигналов в данном способе осуществляется путем решения системы уравнений (1). Критерием оптимальности демодуляции является оценивание амплитуд сигналов по одному из методов оценки неизвестного параметра. С учетом сказанного, задача оценки амплитуд сигналов будет сведена к минимизации следующего функционала:

$$X = \min \sum_{l=1}^{L} \left\{ \Theta - \sum_{n=1}^{N} [a_N^c cas_{lN}^c + a_N^s cas_{lN}^s] \right\}^2. \qquad (2)$$

Таким образом, оценку амплитуд сигналов принятого вектора амплитуд можно получить, решая систему уравнений вида:

$$\frac{\partial X}{\partial a_N^c} = 0; \; \frac{\partial X}{\partial a_N^s} = 0. \qquad (3)$$

Решение системы уравнений (3) возможно при использовании метода Крамера, как это показано в [1], метода наименьших квадратов [2, 4] и модификации метода Коши [5, 6]. Метод Крамера дает достаточно громоздкий алгоритм решения и не оптимален для вычислительных устройств. Метод наименьших квадратов более компактен, но дает недостаточно точные оценки амплитуд сигналов принятого вектора, что сильно сказывается на точности оценки принимаемых амплитуд. Как известно, если матрица X (система уравнений) задана с ошибками, то оценка $\vec{a}$, вычисляемая в соответствии с методом наименьших квадратов, оказывается смещенной и не является эффективной. Данное обстоятельство обуславливает необходимость искать и использовать другие методы решения рассматриваемой задачи оценивания вектора $\vec{a}$**.** Наиболее оптимальный алгоритм решения системы уравнений вида (3) относительно более точной оценки неизвестных амплитуд дает метод Коши.

Авторами данного доклада была разработана математическая модель оптимального демодулятора N-OFDM сигналов на базе преобразования Хартли [7], модель выполнена в программной среде MATLAB. Сравнивались два метода оценки амплитуд по точности, метод Коши и метод наименьших квадратов. Процесс демодуляции методом наименьших квадратов описан в работах [2], оценка принятых амплитуд вычисляется по формуле (4):

$$\vec{A} = \left\{ Wqam^T Wqam \right\}^{-1} Wqam^T \vec{\Theta} \qquad (4)$$

Оценка амплитуд по методу Коши выполняется по следующему алгоритму.

Пусть задана система уравнений следующего вида:

$$x_{N1} \cdot a_1 + x_{N2} \cdot a_2 + ... x_{NL} \cdot a_N = \Theta_N . \quad (5)$$

Предположим, что число неизвестных значений амплитуд сигналов a_N меньше числа уравнений L (т.е. N < L). Величины в правых частях этих уравнений получены в результате приема смеси сигнала и АБГШ и поэтому отягчены шумами из канала связи. При этих условиях требуется найти то приближенное решение (аппроксимацию) $\vec{a}$ системы уравнений (5), на которое эти шумы имели бы возможно малое влияние (или такое, чтобы наибольшая из ошибок неизвестных a_N имела бы минимальное значение).

Будем говорить, что система уравнений (5) «подготовлена по неизвестной a_1», если все коэффициенты x_{NL} в ней положительны. Иными словами, меняем знаки всех коэффициентов и свободных членов тех уравнений, в которых $x_{NL} < 0$, если такие уравнения имеются. Суммирование уравнений (после их подготовки) обозначается по Коши символом Σ и образует так называемое суммовое уравнение. Таким образом, можно записать следующую систему уравнений в упрощенном виде:

$$a_1 \cdot \Sigma x_1 + a_2 \cdot \Sigma x_2 + ... + a_N \cdot \Sigma x_n = \Sigma\Theta . \quad (6)$$

Делением суммового уравнения (6) на коэффициент Zx_1 получим то уравнение, которое на заключительном этапе послужит для определения неизвестной амплитуды a_1. Такое уравнение называется элиминационным и имеет вид:

$$a_1 + a_2 \cdot \frac{\Sigma x_2}{\Sigma x_1} + ... + a_N \cdot \frac{\Sigma x_n}{\Sigma x_1} = \frac{\Sigma\Theta}{Zx_1} . \quad (7)$$

Особенно следует подчеркнуть, что сумма Σx_1 составлена только из положительных слагаемых. Таким образом, получили, возможно, «сильный» коэффициент при a_1, и следовательно достигли наилучших условий для определения неизвестного значения a_1.

Далее по алгоритму следует умножить уравнение (7) последовательно на положительные коэффициенты $x_{11}x_{21}x_{31...}$ и так как они «подготовлены», то получаем n уравнений вида

$$x_{n1} \cdot a_1 + x_{n1} \cdot a_2 \cdot \frac{\Sigma x_2}{\Sigma x_1} + ... + x_{n1} \cdot a_n \cdot \frac{\Sigma x_n}{\Sigma x_1} = x_{n1} \cdot \frac{\Sigma\Theta}{\Sigma x_1} . \quad (8)$$

Если вычесть систему уравнений (8) из заданной системы уравнений (6), то неизвестное значение a_1 будет исключено. Таким образом, число уравнений остается таким же, каким оно было в исходной системе (6), но число неизвестных уменьшилось на 1. Такую же последовательность действий необходимо проделать со всеми неизвестными значениями. Отметим то, что на последнем этапе необходимо поменять знаки в обеих частях тех уравнений, в которых $x_{NT}^{(n-1)} < 0$ и затем образуем суммовое уравнение $a_n \cdot \Sigma x_n^{(n-1)} = \Sigma\Theta^{(n-1)}$ и делением его обеих частей на положительный коэффициент $\Sigma x_n^{(n-1)}$ получим равенство:

$$a_n = \frac{\Sigma\Theta^{(n-1)}}{\Sigma x_n^{(n-1)}} \quad (9)$$

Равенство (9) определяет неизвестное значение a_n.

Исследование точности методов проводилось при следующих условиях. Запишем математическое выражение для QAM-сигнала в его классическом понимании:

$$U(t) = a^c * \cos(\omega t) + a^s * \sin(\omega t), \quad (10)$$

где a^c, a^s – амплитуды четной и нечетной квадратурных составляющих; $\omega = 2\pi f$ – циклическая частота сигнала. Перепишем формулу (10) для базиса функций Хартли, исходя из того, что функция Хартли имеет вид:

$$cas(\theta) = \cos(\theta) + \sin(\theta) \quad (11)$$

Введем понятие четной и нечетной функции Хартли:

$$cas(\theta) = \cos(\theta) + \sin(\theta);\ cas(-\theta) = \cos(\theta) - \sin(\theta) \quad (12)$$

Перепишем формулу (10) в базисе функций Хартли:

$$U(t) = a^c * cas(\omega t) + a^s * cas(-\omega t) \quad (13)$$

Таблица

Номер реализации шума	МК демодуляция Принятый вектор амплитуд	Погрешность вычисления оценки, norm(A-a11)	МНК демодуляция Принятый вектор амплитуд	Погрешность вычисления оценки, norm(A-a11)	С/Ш, дБ
АБГШ количество выборок 1024 F1 = 100 Гц, F2 = 110 Гц, Fch = 10 Гц – разнос между поднесущими в канале					
1	3.5963 1.0561 -5.8736 -1.2159	2.2757	3.1694 0.0626 -2.6641 -1.6151	**2.5251**	15
2	4.0671 1.3846 -4.0802 -2.0809	0.6295	4.1378 0.7370 -3.7538 -2.1481	1.3025	20
3	3.9443 1.9224 -4.0154 -2.0334	0.1024	3.8857 1.8408 -3.9705 -2.0080	0.1983	25
4	4.0773 1.9437 -4.0313 -1.9965	0.1007	4.1587 1.8846 -4.0036 -1.9938	0.1964	30
5	3.9961 1.9926 -3.9970 -2.0039	0.0097	3.9920 1.9848 -3.9891 -1.9965	0.0206	35
6	4.0017 2.0027 -3.9971 -1.9993	0.0044	4.0036 2.0056 -4.0072 -1.9854	0.0176	40
Без шума	4.0000 2.0000 -4.0000 -2.0000	8.0059e-015	4.0000 2.0000 -4.0000 -2.0000	1.0600e-010	-

Для эксперимента был выбран двухчастотный сигнал с частотами 100 Гц и 110 Гц. Для случая двухчастотного сигнала в формуле (1) N = 2 – что обозначает двухчастотный сигнал и L = 1024 – количество отсчетов четной и нечетной квадратурных составляющих сигнала QAM. Для передачи был выбран вектор амплитуд [4, 2, –4, –2]. Исследование точности методов демодуляции проводились при одинаковых условиях, т.е. при одинаковых отсчетах аддитивного гауссовского шума для обоих методов демодуляции. Отношение «сигнал/шум» выбрано в диапазоне от 15дБ до 40дБ с шагом 5 дБ. Программно были сформированы 7 реализаций шума по 1024 выборки. Результаты моделирования сведены в табл.

Из табл. видно, что оптимальная демодуляция методом наименьших квадратов выполненная по формуле (4) имеет погрешность оценки принятых амплитуд практически в два раза большую, чем демодуляция по методу Коши описанному выше. В работе [2] была предложена демодуляция методом наименьших квадратов, после проведенного вычислительного эксперимента можно сделать вывод о том, что демодуляция методом Коши является прямой альтернативой метода наименьших квадратов.

Такой подход позволяет наиболее эффективно использовать частотный диапазон за счет более качественного частотного уплотнения несущих сигналов, экономит вычислительные ресурсы процессоров обработки сигналов (ориентировочно на 25 %). Анализ только амплитуд передаваемых сигналов с использованием метода Коши позволяет добиться наиболее точных оценок амплитуд. Использование кодирования и разнесенного приема и применение описанного выше способа демодуляции позволят проектировать современные многоканальные системы связи с высоким быстродействием, относительно небольшой стоимости. Рассмотренный в докладе способ демодуляции информации может быть полезен в разработке проектов по модернизации станций радиорелейной, тропосферной, космической связи, а так же для передачи географических координат движущихся объектов в шумовом канале без замираний. Авторы статьи будут продолжать свои исследования в этой области.

Список литературы

1. Слюсар, В.И. Метод неортогональной частотной дискретной модуляции для узкополосных каналов связи / В.И. Слюсар, В.Г. Смоляр // Радиоэлектроника. – 2004. – Вып. 4. – С. 53–59.

2. Слюсар, В.И. Метод неортогональной частотной дискретной модуляции на основе преобразования Хартли с квадратурной амплитудной модуляцией частотных несущих / В.И. Слюсар, В.Г. Смоляр // Системы обработки информации. – 2008. – Вып. 2. – С. 102–104.

3. Слюсар, В.И. Исследование возможностей частотного уплотнения сигналов N-OFDM на основе базисных функций Хартли / В.И. Слюсар, В.Г. Смоляр, Ю.В. Уткин // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2006. – Вып. 6. – С. 215–218.

4. Шор, Я.Б. Статистические методы анализа и контроля качества и надежности / Я.Б. Шор. – М. : Госэнергоиздат, 1962. – 552 с.

5. Светлаков, А.А. Традиционное и нетрадиционное оценивание неизвестных величин : учеб. пособие / А.А. Светлаков. – Томск : ТУСУР, 2007. – 522 с.

6. Майстренко, В.В. Способ передачи данных в коротковолновом канале связи с неортогональной N-OFDM модуляцией сигналов на основе преобразования Хартли с квадратурной амплитудной модуляцией отдельных несущих / В.В. Майстренко // Сб. докл. конф. «RLNC 2010». – 2011. – Воронеж : НПФ «САКВОЕЕ» ООО. – С. 903–914.

7. Брейсуэлл, Р. Преобразование Хартли. Теория и приложения : [пер. с англ.] / под ред. И.С. Рыжака. – М. : Мир 1990. – 175 с.

Секция «СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (АНГЛИЙСКИЙ ЯЗЫК)»

SEARCH AMBIGUITY RESOLUTION ALGORITHM IMPROVEMENT IN INTERFEROMETRIC MEASURINGS OF SATELLITE RADIO NAVIGATION SYSTEM SIGNALS

K. Kostyrev, A. Aleshechkin (scientific adviser), S. Polikarpova (adviser)

Siberian Federal University, Russia, Krasnoyarsk
660074, Krasnoyarsk , Kirenskogo st., 26
E-mail: kkostyrev@mail.ru

The paper outlines the methods and principles of object orientation determination by interferometric measuring of Satellite Radio Navigation System signals. The search method of ambiguity resolution with single phase and phase differences was studied. Initial satellite constellation selection and oversearch algorithms are described. Proposed algorithms were established to improve the search ambiguity resolution algorithm performance.

Phase ambiguity resolution problem arises during object angular orientation determination process by interferometric method with the signals of Satellite Radio Navigation Systems (SRNS). The problem is caused by the fact that distance between interferometer antennas exceeds the receiving signal wavelength.

The problem can be solved by applying the search method which takes advantage of phase ambiguity integer property. It refers to one-stage method group providing object angular data determination directly with interferometric phase measurings. It's important that ambiguity resolution errors appear as a result of random error in phase shift measurings. Hence, correct ambiguity resolution probability is the all-important parameter.

The search method is based on the selection of whole-cycle ambiguities in phase shift measurings for the initial constellation of two or more spacecrafts (SC). In this way an array of angular orientation possible values is specified. Obtained angular orientation values are checked and screened by calculating phase shift ambiguities for SCs that are not included in the initial constellation. True object angular orientation is defined through maximum likelihood function.

The number of possible ambiguities combinations for one SC is in direct ratio of the distance between the antennas to the received signal wavelength thus large amount of computations becomes one of the search method weaknesses. Possible ambiguity values calculation for initial constellation reduces time costs for information processing. Also using phase shift differences (L1-L2, L1-L3, L2-L3) we greatly decrease the number of possible ambiguity combinations.

An important step in the presented method is the choice of the initial constellation of all available SCs, which provides the maximum probability of correct ambiguity resolution task.

Because of phase shift measuring errors, it is likely to miss the true value of angular orientation during ambiguity calculation for the initial constellation. An ambiguity oversearch operation for SCs that are not included in the initial constellation is used to overcome this drawback.

During the study the search method algorithms both for separate frequencies (L1, L2, L3) and for frequency differences (L1-L2, L1-L3, L2-L3) were formed. Established software calculates signal phase shifts, determines ambiguities for variable initial and full SCs constellations, computes optimal object angular orientation values and correct ambiguity resolution probability, provides azimuth, elevation and base-length determination errors.

The developed are shown to be useful for object orientation determination. It was concluded that proposed algorithms improve well-known search method characteristics especially correct ambiguity resolution probability is increased. Moreover, use of wavelengths derived from phase shifts differences calculating at different frequencies leads to considerable reduction in computation time due to the smaller number of ambiguity combinations. But for all that correct ambiguity resolution probability is decreased in comparison with separate frequency search method.

DEVELOPED AND RESEARCH REFLECTARRAY FOR WIRELESS DATA NETWORKS

Y. A. Litinskaya, Y. P. Salomatov, V. G. Andyuseva

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo st. 26
E-mail: IlanaLitinska@mail.ru

Currently, wireless data networks based on VSAT (Very Small Aperture Terminal) – technology are increasingly distributing in Russia. In VSAT stations 2.5 meters parabolic mirrors with are commonly used as the antenna systems. Reflectarray is more effective than a reflector antenna, as it can be realized in the form of collapsible and foldable structures. Reflectarrays have a flat shape which simplifies transportation and assembly of structures. However, the reflectarrays have one major drawback – a narrow bandwidth.

VSAT is a duplex system. There are two frequency bands, reception band (11 - 12.5 GHz) and a separate frequency band for transmission (14–14.5 GHz). Total bandwidth is more than 30 %. At the same time the polarization of transmission and reception bands are orthogonal. Consequently, the reflectarray can be constructed to operate in independent frequency bands at each polarization.

For reflectarray with two phase configurations in different frequency bands the unit cell based on two rectangular microstrip elements placed one above another can be used.

Using two-layer cell construction allows to extend phase adjustment range significantly.We reduced the Q factor by increasing substrate thickness and thus cell size reduced to 0.5 λ at the upper boundary of low frequency range. The phase adjustment range was over 360°.

Thus, to construct a two-frequency array based on this element type it is necessary to calculate the matrix of reflection phase values for two variable cell parameters (rectangular element). Otherwise significant phase errors in the reflectarray surface are unavoidable.

Experimental reduced prototype is produced on the basis maltese-cross element. Measured characteristics are showed that experimental and calculation data very good agreement.

Investigations have shown the possibility to create effective dual-band reflectarrays with polarization decoupling. Such antennas type has flat shape, low cost and weight. Reflectarray with different phase adjustment in two orthogonal planes can be realized on presented two-layer cell configuration. Relectarrays for VSAT systems can be constructed on the base of this research work. The main difficulty is the inability to accurately calculate beam divergence, consequently, the inability to accurately match maximum radiation directions in the synthesis stage without fabrication and experimental research.

SYNCHRONIZATION OF COMMUNICATION SYSTEMS BY USING GLOBAL NAVIGATION SATELLITE SYSTEMS

N. M. Boev, A. V. Grebennikov (scientific adviser), S. V. Polikarpova (adviser)

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of Siberian Federal University
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo st., 26
E-mail: nik88@inbox.ru

The questions of synchronization of digital communication systems by using global navigation satellite systems (GNSS) are considered. The system of synchronization is presented and described. The authors have analyzed the potential benefits of using such type of synchronization system.

There are several of synchronization loops in any modern digital communication system: carrier, symbol, frame synchronization loop and others. Every loop requires time for synchronization with received signal and reduces the useful data rate. One of the ways to decrease the cost of

synchronization is using GNSS (GLONASS, GPS, Galileo). Proposed system of synchronization by using GNSS is shown on the figure 1.

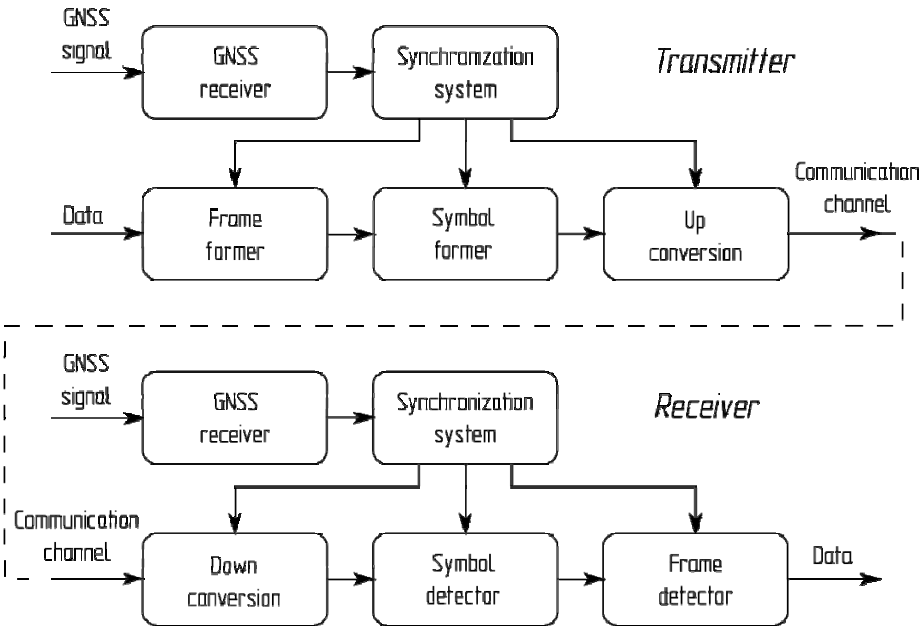


Figure 1 – Block diagram of synchronized by GNSS communication system

Synchronization by using GNSS allows to simplify the structure of receiver and to reduce the cost of receiver synchronization. Such system operation is not dependent on the signal/noise ratio at the receiver input. Calculations show that if the synchronization error of time scales of two GNSS receivers is less then ±10 ns then losses will be about 3 dB for 80 ns symbol period and probability of symbol error 10^{-5} (modulation type is QAM16). Increasing the symbol period to 160 ns decreases losses to 1 dB for the same probability of error, but decreasing the symbol period to 40 ns increases losses to 7 dB. Integration of communication and navigation systems allows to change the parameters of synchronization loops adaptively for more rapidly transition in capture mode; to using world timeline for synchronous changes of main characteristics of communication system (modulation, channel coding, encryption).

APPLICATION OF GRAPHICS PROCESSING UNIT HARDWARE FEATURES FOR DIGITAL SIGNAL PROCESSING

P. V. Sharshavin, S. V. Polikarpova (adviser)

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of Siberian Federal University
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo st., 26
E-mail: sharshavin@mail.ru

The idea of digital signal processing (DSP) on graphics processing unit (GPU) implementation are presented. The general purpose graphics processing unit (GPGPU) technology is described, some realizations of this technology are considered.

The most of computer DSP applications use calculation on a central processing unit (CPU) because it is a general purpose device and it can process any data. However this universalism is a disadvantage. Performance of complex data structure processing is lower than other calculation devices, such as digital signal processor and FPGA. The examples of complex data structures can be multidimensional arrays of real and complex numbers. Therefore in modern computer this processing is implemented by GPU for video and images, and by sound card for audio. The advantages of GPU in comparison with CPU for complex data structures are listed below:

- Multi-core architecture of shader computing blocks can accelerate multi-thread and parallel processing. The number of shader cores is over than 1000 at the present time.
- High-speed wide-digits memory bus – DRR3 and GDDR5 technologies are able to provide up to 4 GHz double data rate and up to 512 number of digits.
- Hardware support of some specific-purpose instructions, such as fast Fourier transform (FFT) and convolution.

The methods of DSP and digital image processing are closely same. Thus, more suitable hardware resource for DSP is GPU than CPU. This is because the main DSP procedures is not iterative, and can be easy parallelized. Furthermore, convolution is one of main DSP procedures. FFT is also important for spectrum analysis and synthesis applications of DSP.

Today, the new technology of GPU application is coming. It is called general purpose GPU (GPGPU), and it allows to process any data on shader computing blocks in GPU. There are some of realizations of this technology. Two of these are most popular. These are NVidia CUDA and OpenCL. NVidia CUDA is proprietary implementation of GPGPU on NVidia GPUs. It used for scientific calculation by MATLAB and any products. But it can be used only on NVidia GPUs. In opposite to CUDA OpenCL is an open standard for parallel computing in GPU as well as CPU. It has realization for most of computing device manufactures, e. g. AMD, NVidia, Intel, etc.

The GPGPU application allows to increase performance of such DSP ways as GNSS signal primary and secondary processing in real time and postprocessing as well as wireless systems signal processing.

TIME INTERVAL AND FREQUENCY ESTIMATION EFFICIENCY IMPROVEMENT

V. Shatrov, A. Bekker,
V. Patyukov (research supervisor), V. Andyuseva (advisor)

e-mail: vitalys@sibmail.com

Time-frequency assessing efficiency questions of signals used in radio-electronic measurement systems are considered.

One of the most important task of radio engineering that exists without reference to a method, applied equipment and time is measurement accuracy. This is limitless characteristic (tend to zero) and the largest part of radio electronic system service quality depends on summary accuracy of the system.

Present-day global navigation system as well as many others is based on time interval measurement with high accuracy. The consumer's finite data which directly depends on radio electronic measurement could be upgraded.

Analysis of classical time interval measurement shows that fluctuation energy is

$$\sigma^2 = (\sigma^2_{1B} + \sigma^2_{2E} - 2R_1\sigma_{1B}\sigma_{2E})/2n, \quad (1)$$

where σ^2_B, σ^2_E – mean square root error of the beginning and ending interval, R_1 – normalized correlation function of measurement fluctuation, n – quantity of dimensions. It is difficult to evaluate such correlation function which is usually equated with zero. But the error will be much smaller if that function could be found. The problem is that the correlation function is different in each measurement. In [1] is shown that time interval dimension accuracy could be increased by a factor of 10 without dimensions quantity growth. Also (1) might have another form with greater negative summand if multiplier estimation algorithm is used.

In various problems of radar, as well as in information-measuring systems, it is also important to obtain certain estimates of the frequency-time parameters of noisy signals.

The estimations based on maximum ambiguity function method have large potential, but its realization results in complex, multichannel devices. Therefore, devices with simplified working algorithms get a wide proliferation in practice and its efficiency increase is the main goal of researching.

Random frequency fluctuations intensity finally determines signal time-and-frequency parameters estimation errors. An increasing signal processing efficiency is achieved by a filtration during time-and-frequency signals estimation parameters and depends on both speed change of random process and filter characteristics (averaging circuit).

High precision estimations of time-and-frequency parameters of signals with small signal/noise relation can be received using wavelet-filtration of an additive mix [2].

Obviously, it is difficult problem not only to find an estimation of signal time-and-frequency parameters but also to find out signal in considered conditions using known methods. Wavelet-filtration of noisy signal allows increasing processing efficiency. It is essential to reduce fluctuations, to exclude spikes and to receive time-and-frequency estimations parameters with high accuracy and noise immunity. Pay attention that it is difficult task to choose a proper wavelet like a proper correlation function in the first observed method.

Discussed methods for time-frequency signal parameters estimation improve the effectiveness of various navigation, location and control measurement systems.

References

1. Patent № 2414736. Time interval estimation digital method / V. Patyukov, E. Patyukov / 20.03.11. № 8.

2. V. Patyukov. Estimates of the expectations the derivatives of random processes. Math. Universities Instrumentation, 2004. T. 47, N 1. P. 9−12.

AIRCRAFT LANDING SYSTEM ON THE PSEUDOLITE SIGNAL

I. V. Nigruca, S. V. Polikarpova (Adviser), A. V. Grebennikov (Scientific adviser)

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of Siberian Federal University
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo st., 26
E-mail: ALmodey@rambler.ru

The method is based on the use of local radio-navigation system to provide aircraft landing. It allows to solve topogeodesic issues even in conditions of active opposition.

Application of Global Navigation Satellite System (GNSS) GLONASS and GPS for aircraft landing is limited by several factors:

- a sufficiently high inaccuracy of aircraft positioning and speed (from 1-2 m to 6-10 m);
- low noise immunity of navigation equipment operating by GLONASS and GPS signal.

Pseudolite (PL) application in the landing system allows to solve the accuracy problem of navigation solution and to enhance noise immunity in the conditions of active opposition.

Compared with GNSS, inaccuracy of navigation definitions on PL signal was reduced to 0.05-0.1 m. It was achieved by the lack ionosphere, troposphere and ephemeris inaccuracy.

The system of aircraft landing based on PL consisted of a corrective control station (CCS) and PL is shown on the figure 1. CSS must provide verification signal emitted by the PL and PL time synchronization.

Positioning definition by PL signal is based on the measurement of pseudorange. Equation systems of pseudorange are nonlinear. The solution of the equation is solving the equivalent problem of finding the extremum of the function. But since all of PL are located in one plane, solution of a system gets convergence problem associated with the influence of the PL geometry. In this case, the choice of method is one of the important task of information processing in the system of landing aircraft.

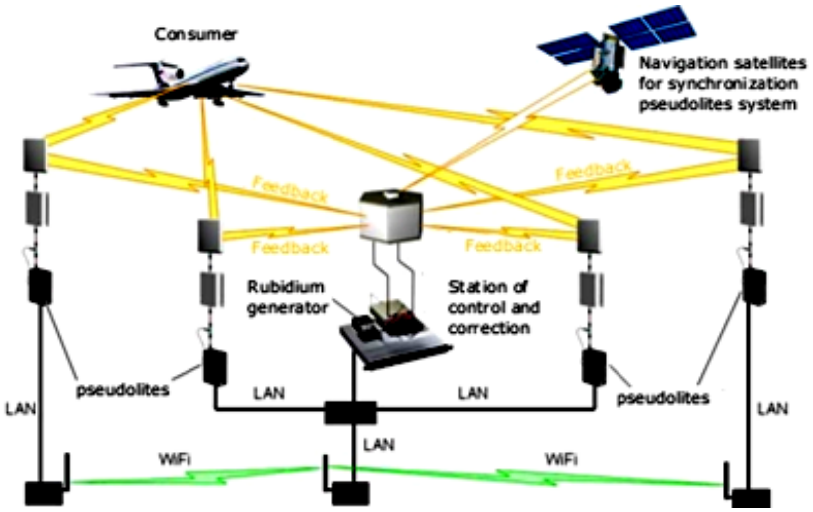


Figure 1 – Structure of aircraft landing

The purpose of the development is not only to provide aircraft landing on the runway, as well as to use this system on the non-equipped runways, helipads, aircraft carriers. The accuracy, versatility and portability of that system ensures aircraft safety at the site of deployment.

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF WIRELESS TRANSCEIVER FOR SMALL UNMANNED AERIAL VEHICLES

U. A. Lebedev, N. M. Boev, S. V. Polikarpova (adviser)

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of Siberian Federal University
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo st., 26
E-mail: nik88@inbox.ru

The paper presents the main features of digital communication systems creation for unmanned aerial vehicles (UAVs) with takeoff mass less than 5 kg. Design and implementation of wireless transceiver for small UAVs are presented.

Current small unmanned aerial vehicles development level claims new requirements to onboard communication equipment such as lesser weight and dimensions. Moreover, there is a power consumption limitations related with mounting of electric engine on unmanned aerial vehicles of this class. Due to these restrictions there is necessity in advanced communication implementation that transmits telemetry and command data as well as data of payload.

Proposed communication system block diagram is shown on the figure 1.

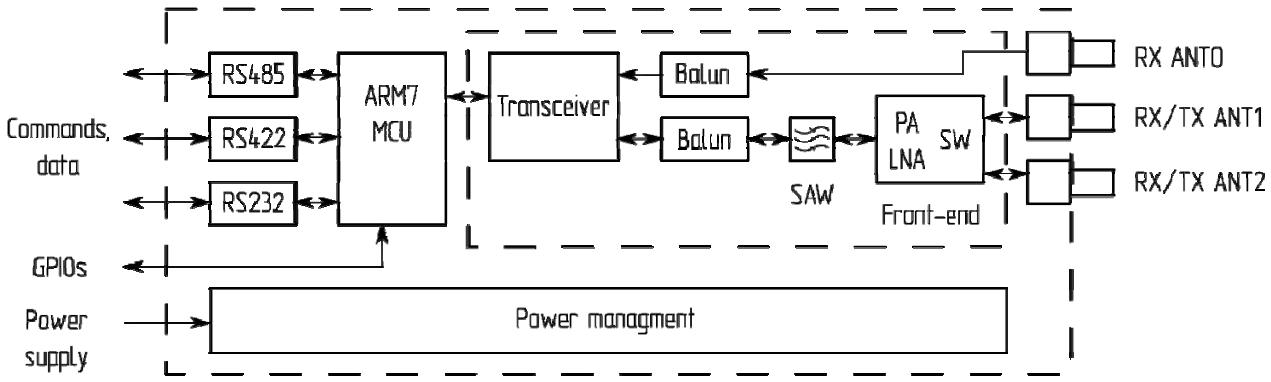


Figure 1 – Block diagram of wireless transceiver RM-02

RM-02 has three serial interfaces for transmitting commands and data: RS232, RS422 and RS485. Differential signaling of RS422 and RS485 can transmit data at rates up to 16 Mbit/s. All of these interfaces are isolated. Power management system consists of TRACO isolated DC/DC converter and LDO regulators. Transceiver control system is based on powerful MCU SAM7. It manages the radio system, command and data interfaces, GPIOs. Channel coding and encryption can be realized on the MCU. The output power of transceiver is up to 24 dBm. Types of modulation: MSK, GMSK, FSK, GFSK. Channel data transfer rate is up to 2 Mbit/s.

This device has three antenna ports. The main signal can be switched between ANT1 and ANT2 by MCU. It allows to use two antenna types: first omnidirectional antenna and second directional antenna. When the distance between UAV and ground control unit (GCU) is small the MCU selects omnidirectional antenna, otherwise it selects high gain antenna. The ANT0 port can be used for connecting additional receiving antenna.

The RM-02 digital communication system was designed by Student Design Bureau of Siberian Federal University. The work was supported by the Krasnoyarsk Region Science and Technology Support Fund.

RESEACH OF TUNABLE FERRITE MICROWAVE PHASE SHIFTER

A. V. Stefanyuk, scientific advisers A. V. Izotov, B. A. Belyaev, adviser S. V. Polikarpova

Institute of Engineering Physics and Radioelectronics of Siberian Federal University
660074, Krasnoyarsk, Kirenskogo st., 26
E-mail: stef2n@mail.ru

Necessity to control microwave oscillation phase leads to the development of different types of ferrite phase shifters with an effect exhibited in transmission lines with magnetized ferrites. Tuning is realized on operating magnetic field which change ferrite's magnetic permeability. This fact leads to electric length change of phase shifter and therefore to amplitude and phase characteristics shift in frequency (see figure 1). At the same time there is frequency range of device where real loss of transmitted signal are saved at the minimal and almost constant level while signal phase considerably changes.

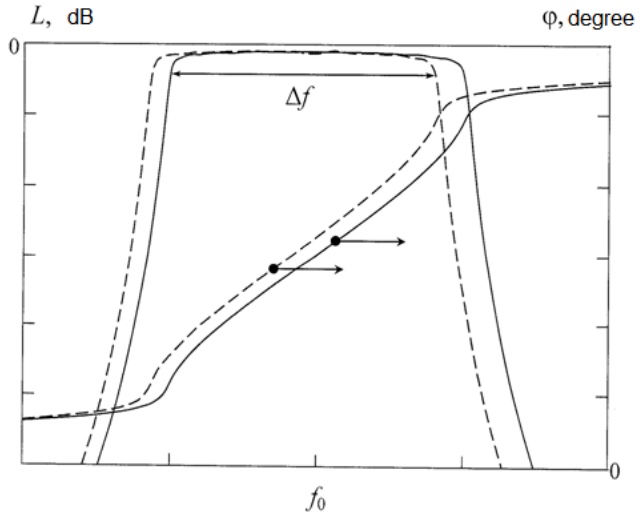


Figure 1 – Effect change of magnetized field on device's amplitude and phase property

Advantage of this phase shifter is diminutiveness to numbers of square centimeter. At the same time magnitude phase shift is above tens degree in wide frequency range.

СПИСОК АВТОРОВ

Абросимов А. А. 287
Агарышев А. И 368
Акулов С. А. 219
Алдонин Г. М. 255
Алдонин Г. М. 258
Алексеева Н. А. 333
Алешечкин А. М. 33, 114, 148, 157, 170, 178, 201
Альтман Е. А. 119
Андреев А. Г. 107
Андреев Н. Н. 29
Анисимов В. Г. 69
Анисимов Д. И. 41
Артюх А. С. 291
Артюхова М. А. 233
Атласова В. В. 289
Афанасьев А. А. 162
Ахметшин А. С. 205
Ашхотов О. Г. 380, 494
Ашхотова И. Б. 494
Бабак Л. И. 313, 323
Бабанин И. Г. 528
Балашов Ю. С. 418, 433
Банзаргашиева М. А. 26
Батенков К. А. 510
Беев Е. Е. 373
Беккер А. Н. 175
Белоглазова И. А. 459
Беляев Б.А. 360
Богомазов А. Ю. 521
Боев Н. М. 57
Бондаренко В. В. 197
Бондаренко В. Н. 193
Бульбик Я. И. 373, 383, 447, 459
Буранов Е. Ю. 101
Бурмитских А. В. 376, 437
Бучнев Н. С. 380
Валиханов М. М. 111, 188
Васильченко Р. С. 514
Васюков В. Н. 197
Великсар М. П. 383
Веретельников К. Н. 148
Ветров Ю. В. 134
Вечерко Ю. И. 501
Владимиров В. М. 104
Волошенко Е. В. 255, 258
Вольхин А. И. 303
Вольхин Д. И. 308
Воробьев А. Н. 71
Ворокова М. Р. 380
Вострецов А. Г. 91
Гаврилов А. С. 74
Гайсин А. А. 277
Гапеев Ф. Н. 44
Гарайс Д. В. 323
Гардымова А. П. 376
Гатилов М. Б. 60
Герасимов Н. И. 364
Глинченко А. С. 166
Гомзикова Т. А. 352
Горбунов Д. Е. 386
Горчаковский А. А. 80
Горяинов А. Е. 313
Готовко В. И. 277
Гребенников А. В. 152
Григорьева И. В. 23
Громыко А. И. 253, 261
Грузман И. С. 23, 26
Гуляев В. И. 303
Гундарева М. В. 91
Давыденко А. С. 134
Данилов В. С. 303
Данильченко Н. В. 404
Девятков Г. Н. 308
Дергачев Г. В. 104
Дмитриев С. Н. 498
Добуш И. М. 313
Донской Д. В. 48
Дорофеев П. М. 101
Дорошенко Р. Ю. 219
Доценко О. А. 394
Дранишников А. С. 333, 355
Дрокин Н. А. 337
Дубинин С. С. 291
Дунаевский Г. Е. 341
Дыдаева Н. Н. 114
Дьячков В. Н. 65
Евстратько В. В. 77
Елизаров Д. А. 119
Емельянов Е. В. 341
Ермолаев М. В. 157
Ерохин А. А. 345
Ефименко А. С. 88
Ефимов А. Н. 37
Жаднов В. В. 230, 236
Жданов В. В. 466
Журавлев В. А. 451
Загидулин Р. В. 264
Загидулин Т.Р. 264
Закиров В. И. 518
Земсков И. Н. 145
Зограф Ф. Г. 469, 478
Зотов В. Е. 274
Зотов Л. Г. 44
Кабакова Т. С. 391
Калентьев А. А. 323
Карлов А. Е. 291
Кожурин А. Н. 401
Коловский Ю. В. 430
Коннов В. Г. 124, 130
Копылов А. Ф. 333, 355
Копылова Н. А. 333, 355
Корец А. Я. 505
Костин А. В. 223
Костырев К. Ю. 201
Кочеткова О. А. 394
Кошиев К. Н. 494

Красиков М. А. 397, 427
Краснов Т. В. 193
Крум А. Е. 401
Крымшокалова Д. А. 494
Кузнецов П. Н. 101
Кузьмин Е. В. 205, 209
Кузьминская О. И. 255
Куклин А. С. 29
Куклин В. Л. 368
Кулешов Г. Е. 318
Куликов И. Е. 53
Кулыгин В. Н. 230
Кундукпаев К. С. 525
Курносов А. С. 188
Левицкий А. А. 498
Лейченко Ю. Д. 269
Леньшин А. В. 71
Леховицкий Д. И. 3
Лозовой И. А. 490
Лопатин А. С. 488
Лукьянов К. В. 48, 53, 60
Лысак А. Б. 249
Люлякин А. П. 348
Ляйком Е. А. 401
Майстренко В. А. 533
Майстренко В. В. 533
Макаренко Г. К. 33
Макаров М. Ю. 490
Макеев С. Н. 404
Маклаков Р. А. 364
Мараескул Д. И. 170
Маринушкин П. С. 498
Марков А. М. 139
Масленников А. Н. 337
Маслов М. А. 271
Меркушев Ф. Ф. 505
Мехтиев А. Д. 287
Мишуров А. В. 98
Моргун В. Н. 258
Морозеев И. В. 269
Муратов И. М. 494
Мурзин Е. Н. 478
Мурзин И. Н. 483
Мушта А. И. 227, 386, 413, 442, 453, 473
Наумов А. С. 139
Нефёдов И. Е. 253
Никитин Л. Н. 485
Никитин А. С. 469
Никитин Л. Н. 488
Никонов И. В. 407, 525
Никонова Г. С. 407
Новиков С. С. 294
Панько В. С. 289, 345
Панько С. П. 19, 77, 80, 83, 98
Патронов К. С. 249
Патрушева Т. Н. 397, 421, 427
Патюков В. Г. 41, 175, 182
Пиганов М. Н. 223
Погудин Д. И. 258
Подорожняк С. А. 411
Поздняков А. С. 291
Полесский С. Н. 233, 244
Пономарев Д. Ю. 514
Попов А. С. 166
Попова М. В. 413, 473
Потылицын В. С. 16
Пятнов М. В. 299
Разинкин В. П. 287
Раилко М. Ю. 505
Романов А. Г. 282
Романов А. П. 178
Русанов А. В. 418
Рыболовлев Д. А. 510
Рыженков А. В. 421
Рымов А. И. 65, 145
Рычков Е. Н. 95
Савельев В. П. 185
Саломатов Ю. П. 277
Сарафанов А. В. 483
Семенова О. В. 505
Сенченко Я. И. 209
Сидорова М. С. 69
Силантьев А. А. 182
Смагин К. Б. 227
Снежко Н. Ю. 397, 427
Соколов Д. В. 240
Солдатов А. В. 397, 427
Соловьёв П. Н. 360
Спивак А. М. 430
Степанова Е. А. 421
Степачева А. В. 313
Столяров Т. И. 373
Суслопаров М. Н. 85
Сусляев В. И. 318, 391
Сухотин В. В. 88, 95
Тараненко А. Ю. 107
Тарасевич А. А. 383
Тарасов В. С. 433
Тен В. П. 261
Терещенко Е. М. 521, 528
Тимофеев И. В. 299
Тимофеева А. А. 240
Тихменев А. Н. 236
Тихомиров Н. М. 74
Томилин В. И. 437, 501
Томилина Н. П. 437, 501
Трегубов С. И. 469, 478, 483
Трубачев А. А. 348
Турецкий А. В. 490
Устинов В. И. 411
Усюкевич А. А. 294
Федотов А. А. 213
Федотов М. Г. 85
Филоненко В. В. 37
Форманчук В. Е. 485
Харин Д. Г. 418
Харитонов С. А. 271
Худолей Р. Н. 83
Цыганов П. А. 466
Червань Д. А. 185

Черепанов В. В. 255
Черных Е. В. 459
Чони Ю. И. 282, 329
Чукавов Е. А. 462
Шайдуров Г. Я. 11, 16, 85
Шаран В. Б. 427
Шарнин С. Г. 518
Шаршавин П. В. 152
Шатров В. А. 175
Шевченко И. Н. 19
Шелованова Г. Н. 411
Шеракажуков М. В. 447
Шестаков А. С. 451
Шеховцов Д. В. 453
Шкондин Ю. А. 442
Штро П. В. 107
Шуваев В. А. 490
Щитов Е. С. 525
Юдин В. И. 274
Юзова В. А. 401
Юнусов Н. Н. 329
Юрченко В. И. 348

Aleshechkin A. 538
Andyuseva V. G. 539, 541
Bekker A. 541
Belyaev B. A. 544
Boev N. M. 539, 543
Grebennikov A. V. 539, 542
Izotov A. V. 544
Kostyrev K. 538
Lebedev U. A. 543
Litinskaya Y. A. 539
Nigruca I. V. 542
Patyukov V. 541
Polikarpova S. V. 538, 539, 540, 542, 543, 544
Salomatov Y. P. 539
Sharshavin P. V. 540
Shatrov V. 541
Stefanyuk A. V. 544

СОДЕРЖАНИЕ

К тридцатилетию харьковских разработок, исследований и испытаний адаптивных решетчатых фильтров
Леховицкий Д. И. 3
Проблемы излучения и обработки сейсмических сигналов при поиске месторождений нефти и газа в условиях Восточной Сибири и арктического бассейна
Шайдуров Г. Я. 11

Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ»

Анализ воздействия импульсной помехи на параметр вызванной поляризации для метода на основе ЕЭМПЗ
Потылицын В. С., Шайдуров Г. Я. 16
Формирование отраженного сигнала от металлической пластины при зондировании подповерхностного пространства
Шевченко И. Н., Панько С. П. 19
Реализация и исследование алгоритма анализа анизотропных текстур с двумя доминирующими направлениями на основе градиентного структурного тензора
Григорьева И. В., Грузман И. С. 23
Алгоритм обнаружения периодических текстур
Банзаргашиева М. А., Грузман И. С. 26
Аэростатные комплексы дальнего радиолокационного обнаружения
Куклин А. С., Андреев Н. Н. 29
Алгоритм координатной привязки тепловизионных снимков
Макаренко Г. К., Алешечкин А. М. 33
Оценка возможности создания авиационной бортовой РЛС с режимом многоцелевого обзора
Ефимов А. Н., Филоненко В. В. 37
Высокоточные измерители частотно-временных параметров сигнала
Анисимов Д. И., Патюков В. Г. 41
Распределенная DC-AC система электроснабжения автономных объектов на основе структур с переключаемыми конденсаторами
Зотов Л. Г., Гапеев Ф. Н. 44
Анализ алгоритмов распознавания объектов по радиолокационным изображениям, получаемым посредством РСА воздушного базирования
Донской Д. В., Лукьянов К. В. 48
Анализ решения задачи предварительного отбора информативных признаков при параметрическом распознавании пространственно-распределенных объектов в РСА
Куликов И. Е., Лукьянов К. В. 53
Разработка системы связи комплексов беспилотных летательных аппаратов
Боев Н. М. 57
Учет влияния искажающих факторов при формировании радиолокационных изображений морских объектов в решении задачи распознавания
Гатилов М. Б., Лукьянов К. В. 60
Применение радиолокационных сигналов с многофазным кодированием для повышения скрытности работы РЛС
Дьячков В. Н., Рымов А. И. 65
Электронный измеритель габаритов объектов
Сидорова М. С., Анисимов В. Г. 69
Широкополосный синтезатор частот с угловой модуляцией
Воробьев А. Н., Леньшин А. В. 71

Синтезатор частот для радиосвязной аппаратуры управления воздушным движением
Гаврилов А. С., Тихомиров Н. М. 74
Автоматизированное управление портативными измерительными приборами
В. В. Евстратько, С. П. Панько 77
Обработка электрокардиосигналов
Горчаковский А. А., Панько С. П. 80
Определение координат источника легочных звуков
Худолей Р. Н., Панько С. П. 83
Математическая модель отклоняющей системы для оптоэлектронного сканирующего устройства
Суслопаров М. Н., Федотов М. Г., Шайдуров Г. Я. 85
Мониторинг смещения гидротехнического сооружения с использованием фазового метода измерения дальности
Ефименко А. С., Сухотин В. В. 88
Исследование алгоритмов обнаружения сигналов неизвестной формы на основе критериев согласия
Вострецов А. Г., Гундарева М. В. 91
Оценка смещения объекта с помощью анализа корреляционной функции
Рычков Е. Н., Сухотин В. В. 95
Использование информационных ресурсов системами мониторинга
Мишуров А. В., Панько С. П. 98
Особенности формирования сигналов управления в моноимпульсных головках самонаведения
Буранов Е. Ю., Дорофеев П. М., Кузнецов П. Н. 101

Секция «УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ И НАВИГАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ»

Синхронизация пространственно-разнесенных часов по сигналам спутниковых радионавигационных систем
Дергачев Г. В., Владимиров В. М. 104
Измеритель среднеквадратического отклонения флуктуации разности фаз синхронизирующих сигналов для навигационной аппаратуры
Тараненко А. Ю., Штро П. В., Андреев А. Г. 107
Разработка алгоритма поиска псевдослучайных последовательностей с хорошими авто- и взаимно-корреляционными свойствами
Валиханов М. М. 111
Моделирование цифрового фазометра в программе SIMULINK
Дыдаева Н. Н., Алешечкин А. М. 114
Определение параметров гармоник однотональных сигналов
Елизаров Д. А., Альтман Е. А. 119
Методы подавления узкополосных помех в спутниковых радионавигационных системах
Коннов В. Г. 124
Применение фильтров решетчатой структуры для режекции узкополосных помех
Коннов В. Г. 130
Анализ влияния канального шума на определение пространственной ориентации объекта при использовании спутниковых навигационных систем
Ветров Ю. В., Давыденко А. С. 134
Методика определения достоверности оценки координат источника радиоизлучения при его пеленговании с летно-подъемного средства
Марков А. М., Наумов А. С. 139

Применение узкополосной доплеровской фильтрации для формирования обострённого луча диаграммы направленности антенны
Земсков И. Н., Рымов А. И. 145
Исследование переборного метода для разрешения фазовой неоднозначности при оценке радионавигационных параметров в РНС «Крабик»
Веретельников К. Н., Алешечкин А. М. 148
Исследование метода постобработки сигналов спутниковых радионавигационных систем с повышением частоты дискретизации
Шаршавин П. В., Гребенников А. В. 152
Формирование шкал времени с известным взаимным расхождением
Ермолаев М. В., Алешечкин А. М. 157
Влияние конечного порядка АР-модели синтезирующей системы на результаты обработки речевых данных
Афанасьев А. А. 162
Погрешности временных оценок амплитуды сигналов в микроконтроллерном измерителе с весовой обработкой
Попов А. С., Глинченко А. С. 166
Система метрологического обеспечения космического комплекса ГЛОНАСС
Мараескул Д. И., Алешечкин А. М. 170
Оценка длительности временных интервалов
Беккер А. Н., Шатров В. А., Патюков В. Г. 175
Повышение точности синхронизации опорных станций наземной радионавигационной системы
Романов А. П., Алешечкин А. М. 178
Вейвлет фильтрация сигналов
Силантьев А. А., Патюков В. Г. 182
Повышение точности оценки местоположения воздушного судна при многоуровневой организации обмена данными
Савельев В. П., Червань Д. А. 185
Разработка алгоритма построения локальной карты полного электронного содержания по сигналам СРНС ГЛОНАСС
Курносов А. С., Валиханов М. М. 188
Цифровой корреляционный приемник шумоподобного сигнала с автокомпенсатором структурной помехи
Краснов Т. В., Бондаренко В. Н. 193
Архитектура программно-аппаратного комплекса автоматизированного обнаружения лесных пожаров
Бондаренко В. В., Васюков В. Н. 197
Улучшение характеристик переборных алгоритмов разрешения неоднозначности при интерферометрических измерениях по сигналам СРНС
Костырев К. Ю., Алешечкин А. М. 201
Синтез и исследование согласованного фильтра шумоподобного *MSK*-сигнала на основе *FIR*-структуры
Ахметшин А. С., Кузьмин Е. В. 205
Экспериментальное исследование эффективности подавления структурной помехи в приёмном канале сигналов морской радионавигационной системы
Сенченко Я. И., Кузьмин Е. В. 209

Секция «ПРИБОРОСТРОЕНИЕ»

Диагностическая система контроля эластичности артериальных сосудов на основе анализа параметров сердечного ритма
Федотов А. А. 213

Использование методики импульсной импедансометрии в приборах оценки степени жизнеспособности клеточных суспензий
Дорошенко Р. Ю., Акулов С. А. 219
Резонансные явления в электромагнитных экранах и методы борьбы с ними
Костин А. В., Пиганов М. Н. 223
Компьютерное исследование резисторного каскада усиления в САПР OrCAD
Смагин К. Б., Мушта А. И. 227
Проблема интеграции существующих систем расчета надежности в единое информационное пространство
Кулыгин В. Н., Жаднов В. В. 230
Повышение точности прогнозирования радиационной стойкости при расчетной оценке
Артюхова М. А., Полесский С. Н. 233
Применение языка описания отказов реконфигурируемых электронных средств для моделирования систем «Объект-ЗИП»
Тихменев А. Н., Жаднов В. В. 236
Проблема построения системы передачи данных в комплексах бортового оборудования летательных аппаратов
Тимофеева А. А., Соколов Д. В. 240
Комплексная модель надежности программных и технических средств на этапах жизненного цикла
Полесский С. Н. 244
Архитектура устройства идентификации личности по колебаниям пишущего пера
Лысак А. Б., Патронов К. С. 249
Измерение составляющих комплексного сопротивления электролизера
Нефёдов И. Е., Громыко А. И. 253
Спектральный и Вейвлет анализ структуры электрокардиосигнала
Кузьминская О. И., Алдонин Г. М., Черепанов В. В., Волошенко Е. В. 255
Оценка метрологического качества неинвазивного мониторинга систолического артериального давления
Погудин Д. И., Алдонин Г. М., Волошенко Е. В., Моргун В. Н. 258
Прибор для измерения величины тока в узлах электролизных ванн
Тен В. П., Громыко А. И. 261
Индикатор механического напряжения металла стальных шпилек и болтов ИН-01
Загидулин Т.Р., Загидулин Р. В. 264
Разработка системы компьютерного тестирования для контроля знаний студентов
Морозеев И. В., Лейченко Ю. Д. 269
Стохастическая ШИМ в системе генерирования электрической энергии на базе инверторов напряжения
Маслов М. А., Харитонов С. А. 271

Секция «СВЧ-ТЕХНОЛОГИИ, АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА»

Экспериментальное исследование сдвоенной антенны Бойера с фазированием тока по периметру
Зотов В. Е., Юдин В. И. 274
Эффективный алгоритм вычисления напряженности электрического поля прямолинейного проводника, расположенного в двухслойном пространстве
Гайсин А. А., Готовко В. И., Саломатов Ю. П. 277
Использование кратных отражений для повышения точности измерения качества плоских рефлекторов
Романов А. Г., Чони Ю. И. 282
Широкополосный СВЧ коммутатор
Абросимов А. А., Разинкин В. П., Мехтиев А. Д. 287

Разработка демонстрационных материалов по дисциплине «Электродинамика и распространение радиоволн» в CST Microwave Studio
Атласова В. В., Панько В. С. 289
Активная фазированная антенная решетка АК ДРЛО
Поздняков А. С., Дубинин С. С., Карлов А. Е., Артюх А. С. 291
Регулярная и хаотическая динамика в системе двух связанных СВЧ автогенераторов
Усюкевич А. А., Новиков С. С. 294
Аномальное отражение в холестерическом жидком кристалле со сбоем фазы
Пятнов М. В., Тимофеев И. В. 299
Тепловой анализ конструкции СВЧ полевого транзистора КМИС
Вольхин А. И., Гуляев В. И., Данилов В. С. 303
Метод синтеза широкополосных симметрирующих устройств на связанных линиях передачи
Вольхин Д. И., Девятков Г. Н. 308
Программный модуль для экстракции моделей пассивных компонентов СВЧ монолитных интегральных схем на основе среды INDESYS-MS
Горяинов А. Е., Степачева А. В., Добуш И. М., Бабак Л. И. 313
Исследование электромагнитного отклика от слоя композиционного материала на основе гексаферрита и углеродных наноструктур
Кулешов Г. Е., Сусляев В. И. 318
Проектирование монолитного малошумящего усилителя диапазона 2–10 ГГц с использованием программы структурно-параметрического синтеза
Гарайс Д. В., Калентьев А. А., Бабак Л. И. 323
Согласование апертурной антенны, излучающей в среду с изменяющимися параметрами
Юнусов Н. Н., Чони Ю. И. 329
Учет явления токовой неустойчивости при моделировании ВАХ MESFET-транзисторов на GaAs
Дранишников А. С., Копылова Н. А., Копылов А. Ф., Алексеева Н. А. 333
Метод импедансной спектроскопии в исследовании электрофизических свойств жидких кристаллов
Масленников А. Н., Дрокин Н. А. 337
К вопросу о взаимодействии квазиоптического пучка с многослойной средой
Емельянов Е. В., Дунаевский Г. Е. 341
Исследование влияния количества сегментов при вычислении характеристик логопериодической антенны в среде NEC
Ерохин А. А., Панько В. С. 345
Активные автодинные КВЧ датчики для контроля различных объектов и технологических процессов
Люлякин А. П., Трубачев А. А., Юрченко В. И. 348
Расчет и проектирование диплексера диапазона СВЧ с применением технологии LTCC
Гомзикова Т. А. 352
Применение метода треугольников Гаусса к численному моделированию вольтамперных характеристик СВЧ полупроводниковых приборов типа MESFET
Дранишников А. С., Копылова Н. А., Копылов А. Ф. 355
Исследование влияния температуры подложки на основные характеристики осажденных в вакууме тонких магнитных пленок различного состава
Соловьёв П. Н., Беляев Б.А. 360
Обеспечение электромагнитной совместимости за счет минимизации рассеянной мощности сложного излучателя
Маклаков Р. А., Герасимов Н. И. 364

Экспериментальная оценка точности прогнозирования напряжённостей поля радиоволн для систем УКВ-радиосвязи и телевидения
Куклин В. Л., Агарышев А. И 368

Секция «МИКРОЭЛЕКТРОНИКА, НАНОФОТОНИКА И МИКРОСИСТЕМНАЯ ТЕХНИКА»

Электронные средства оценки уровня кавитации в жидкой технологической среде
Беев Е. Е., Столяров Т. И., Бульбик Я. И. 373
Исследование морфологических свойств пленок жидкокристаллических композитов
Бурмитских А. В., Гардымова А. П. 376
Параметры ближнего порядка для поверхности жидких растворов индий-олово
Бучнев Н. С., Ворокова М. Р., Ашхотов О. Г. 380
Вычислительные оценки неоднородности магнитного поля в осесимметрической системе двух круговых намагничивающих контуров
Великсар М. П., Тарасевич А. А., Бульбик Я. И. 383
Программа расчета коэффициентов цифрового интерполирующего КИХ-фильтра ЦАП
Горбунов Д. Е., Мушта А. И. 386
Исследование концентрационных зависимостей магнитной и диэлектрической проницаемостей композиционных материалов
Кабакова Т. С., Сусляев В. И. 391
Концентрационные зависимости диэлектрической проницаемости нанопорошков стронциевых гексаферритов
Кочеткова О. А., Доценко О. А. 394
Гибкие солнечные элементы
Красиков М. А., Солдатов А. В., Снежко Н. Ю., Патрушева Т. Н. 397
Создание трехслойной пористой кремниевой структуры для монолитных микротопливных элементов
Ляйком Е. А., Кожурин А. Н., Крум А. Е., Юзова В. А. 401
Мультипроцессорные системы с программируемой структурой для решения задач цифровой обработки сигналов
Макеев С. Н., Данильченко Н. В. 404
Анализ характеристик генераторов на поверхностных акустических волнах
Никонова Г. С., Никонов И. В. 407
Перспективы применения анизотропных полупроводниковых сред для создания термоэлектрического элемента
Подорожняк С. А., Устинов В. И., Шелованова Г. Н. 411
Моделирование Verilog-программ в САПР Active-HDL
Попова М. В., Мушта А. И. 413
Метод проектирования аналоговых схем с низким напряжением питания
Русанов А. В., Харин Д. Г., Балашов Ю. С. 418
Конструкционное усовершенствование структуры фотоанода, сенсибилизированного красителем фотоэлектрохимического элемента
Рыженков А. В., Степанова Е. А., Патрушева Т. Н. 421
Прозрачные проводящие пленки
Солдатов А. В., Снежко Н. Ю., Красиков М. А., Шаран В. Б., Патрушева Т. Н. ... 427
Проектирование устройства светомаркировки
Спивак А. М., Коловский Ю. В. 430
Новый интенсивный подход в рамках создания программного обеспечения микроконтроллеров при проектировании интеллектуальных сенсорных сетей
Тарасов В. С., Балашов Ю. С. 433

Латеральное взаимодействие при нелокализованной монослойной адсорбции
Томилин В. И., Томилина Н. П., Бурмитских А. В. 437
Тестовое окружение RTL-модели микроконтроллера
Шкондин Ю. А., Мушта А. И. 442
Особенности идентификации электрофизических и микроструктурных параметров высокотемпературных электрокерамик
Шеракажуков М. В., Бульбик Я. И. 447
Спектры ферромагнитного резонанса в гексаферритах системы $SR(CO_XTI_X)FE_{12-2X}O_{19}$, полученных методом СВС
Шестаков А. С., Журавлев В. А. 451
Методика вычисления потенциальных значений преобразованных гармонических компонент на МОП-транзисторе в субмикронном технологическом базисе
Шеховцов Д. В., Мушта А. И. 453
Математическое моделирование электродинамических сил в осесимметричной системе двух кривых контуров с током
Черных Е. В., Белоглазова И. А., Бульбик Я. И. 459

Секция «КОНСТРУИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ»

Исследование геометрических параметров заметаемых объемов, получаемых движениями руки человека-оператора на рабочем месте мобильного комплекса связи
Чукавов Е. А. 462
Информационный портал для специалистов в области надежности радиоэлектронных средств
Цыганов П. А., Жданов В. В. 466
Возможности программного пакета КОМПАС для автоматизации проектирования объемного электрического монтажа
Никитин А. С., Трегубов С. И., Зограф Ф. Г. 469
Информационные технологии компьютерного анализа трехразрядного параллельного вычитателя В САПР CADENCE SPB / OrCAD V.16.3
Попова М. В., Мушта А. И. 473
Применение автоматизированного проектирования объемного монтажа
Мурзин Е. Н., Зограф Ф. Г., Трегубов С. И. 478
Особенности присвоения децимальных характеристик при внедрении CALS-технологий
Мурзин И. Н., Трегубов С. И., Сарафанов А. В. 483
Устройство дистанционного мониторинга подвижных объектов
Форманчук В. Е., Никитин Л. Н. 485
Анализатор электромагнитных полей
Лопатин А. С., Никитин Л. Н. 488
Методы тестирования надежности паяных соединений SMD
Лозовой И. А., Макаров М. Ю., Турецкий А. В., Шуваев В. А. 490
Электронно-стимулированная адсорбция углерода на поверхности олова
Кошиев К. Н., Муратов И. М., Крымшокалова Д. А., Ашхотова И. Б., Ашхотов О. Г. 494
Проектирование привода поворотной платформы
Дмитриев С. Н., Маринушкин П. С., Левицкий А. А. 498
Модель трехмерного латерального разрастания многослойного зародыша
Томилин В. И., Томилина Н. П., Вечерко Ю. И. 501
Исследование влияния оптического излучения видимого диапазона на процесс формирования пористой структуры на кремнии
Меркушев Ф. Ф., Раилко М. Ю., Семенова О. В., Корец А. Я. 505

Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ»

Математические модели каналов связи и различия в трактовке функционального предназначения их составляющих
Батенков К. А., Рыболовлев Д. А. 510
Исследование времени задержки в пакетных сетях
Васильченко Р. С., Пономарев Д. Ю. 514
Программное исследование структурной надежности инфокоммуникационных сетей
Шарнин С. Г., Закиров В. И. 518
Методика оценки эквивалентных энергетических потерь в цифровых линиях связи при многолучевом распространении радиоволн
Богомазов А. Ю., Терещенко Е. М. 521
Моделирование сети связи для малоэтажного поселка
Кундукпаев К. С., Щитов Е. С., Никонов И. В. 525
Влияние неидеальности АЧХ полосовых фильтров на эквивалентные энергетические потери в быстродействующих системах связи
Бабанин И. Г., Терещенко Е. М. 528
Оптимальная демодуляция N-OFDM сигналов в базисе Хартли путем оценки принятых амплитуд методом Коши
Майстренко В. В., Майстренко В. А. 533

Секция «СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (АНГЛИЙСКИЙ ЯЗЫК)»

Search Ambiguity Resolution Algorithm Improvement In Interferometric Measurings Of Satellite Radio Navigation System Signals
Kostyrev K., Aleshechkin A., Polikarpova S. 538
Developed And Research Reflectarray For Wireless Data Networks
Litinskaya Y. A., Salomatov Y. P., Andyuseva V. G. 539
Synchronization Of Communication Systems By Using Global Navigation Satellite Systems
Boev N. M., Grebennikov A. V., Polikarpova S. V. 539
Application Of Graphics Processing Unit Hardware Features For Digital Signal Processing
Sharshavin P. V., Polikarpova S. V. 540
Time Interval And Frequency Estimation Efficiency Improvement
Shatrov V., Bekker A., Patyukov V., Andyuseva V. 541
Aircraft Landing System On The Pseudolite Signal
Nigruca I. V., Polikarpova S. V., Grebennikov A. V. 542
Design And Implementation Of Wireless Transceiver For Small Unmanned Aerial Vehicles
Lebedev U. A., Boev N. M., Polikarpova S. V. 543
Reseach Of Tunable Ferrite Microwave Phase Shifter
Stefanyuk A. V., Izotov A. V., Belyaev B. A., Polikarpova S. V. 544

Список авторов 541

Научное издание

СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Сборник научных трудов

Научный редактор Г. Я. Шайдуров

Подготовлено к публикации РИО БИК СФУ
Компьютерная верстка: *Т. М. Бовкун*

Подписано в печать 10.04.2012. Печать плоская. Формат 60x84/16.
Бумага офсетная. Усл. печ. л. 34,5. Тираж 500 экз. Заказ 7068

Редакционно-издательский отдел
Библиотечно-издательского комплекса
Сибирского федерального университета
660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79
Тел/факс (391)206-21-49, e-mail: rio.bik@mail.ru

Отпечатано в ООО «Поток»
660077, г. Красноярск, ул. Молокова, 68