

ISSN 1818-0442

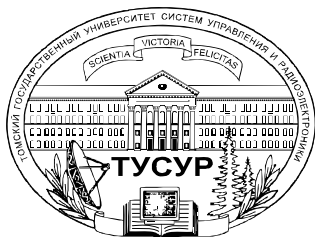
Доклады ТУСУРа. №3 (37), 2015

# ДОКЛАДЫ

Томского государственного университета  
систем управления и радиоэлектроники

3(37) • 2015





Министерство образования и науки Российской Федерации

**ДОКЛАДЫ  
ТОМСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА  
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**

**3 (37) • сентябрь 2015**

Периодический научный журнал

Выходит 4 раза в год

Основан в 1997 г.

**ISSN 1818-0442**

**Гл. редактор:**

А.А. Шелупанов, д.т.н., проф.

**Зам. гл. редактора:**

А.В. Кобзев, д.т.н., проф.

Р.В. Мещеряков, д.т.н., проф.

Ю.А. Шурыгин, д.т.н., проф.

**Редакционный совет:**

М.П. Батура, д.т.н., проф. (Минск)

Б.А. Беляев, д.т.н., проф.  
(Красноярск)

Л.А. Боков, к.ф.-м.н., проф.

А.Г. Буймов, д.т.н., проф.

С.А. Гаврилов, д.т.н., проф. (Москва)

Ю.П. Ехлаков, д.т.н., проф.

В.М. Исаев, д.т.н. (Мытищи)

А.М. Кориков, д.т.н., проф.

Ю.Н. Кульнин, академик РАН

(Владивосток)

В.Ш. Меликян, чл.-корр. НАН

Республики Армения (Ереван)

Е.М. Окс, д.т.н., проф.

И.Н. Пустынский, д.т.н., проф.

В.К. Сарьян, академик НАН

Республики Армения (Москва)

В.В. Шайдуров, чл.-корр. РАН

(Красноярск)

С.М. Шандаров, д.ф.-м.н., проф.

Г.С. Шарьгин, д.т.н., проф.

**Ответственный секретарь:**

В.Н. Масленников, к.т.н., доцент

**Адрес редакции:**

634050, г. Томск,  
пр. Ленина, 40, ТУСУР,  
тел. (382-2) 51-22-43

Свидетельство  
о регистрации МНС РФ  
1027000867068  
от 13 октября 2004 г.

Подписной индекс 20648  
в каталоге Агентства  
«Роспечать»: газеты и журналы

**Издательство**

**Томского государственного  
университета систем управления  
и радиоэлектроники**  
634050, Томск, пр. Ленина, 40,  
тел. (382-2) 51-21-21

Оригинал-макет выпуска подготовлен  
и отпечатан тираж ИП В.М. Бочкаревой  
Техн. редактор В.М. Бочкарева  
Корректор В.Г. Лихачева

Подписано в печать 25.09.2015.

Формат 60×84 1/8.

Усл. печ. л. 11,5

Тираж 500. Заказ 18.

**Содержание**

**ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА,  
РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ**

<b>Захаров Ф.Н., Акулиничев Ю.П.</b> Расчёт параметров электромагнитного поля, рассеянного морской поверхностью при малых углах скольжения.....	5
<b>Мионов М.В., Ворошилин Е.П., Шарьгин Г.С., Мещеряков А.А.</b> Анализ и экспериментальная проверка метода оценки разности времени прихода неизвестных радиосигналов в условиях многолучевого распространения радиоволн.....	12
<b>Порубов Г.Г., Денисов В.П.</b> Методика расчёта антенных структур многобазовых фазовых пеленгаторов.....	25
<b>Вершинин А.С., Майков Д.Ю., Ушарова Д.Н., Аникин А.С.</b> Экспериментальная оценка статистических характеристик узкополосных радиопомех диапазона 433 МГц в городских условиях.....	33
<b>Оскирко В.О., Семенов В.Д., Павлов А.П.</b> Исследование формирователя биполярных импульсов для питания магнетронных распылительных систем.....	39
<b>Савин А.А.</b> Выбор длины линии для разделения эффективных параметров векторного анализатора цепей во временной области.....	46
<b>Олисовец А.Ю., Туев В.И., Шкарупо С.П.</b> Устройство питания светодиодной лампы с уменьшенным значением эмиссии помех.....	51
<b>Солдаткин В.С., Ряполова Ю.В., Афонин К.Н., Олисовец А.Ю., Туев В.И.</b> Анализ срока службы светодиодных излучающих элементов.....	55
<b>Якушевич Г.Н.</b> Проектирование транзисторных широкополосных усилителей с двухполосниками параллельной и последовательной обратной связи.....	62
<b>Бабак Л.И., Калентьев А.А., Добуш И.М.</b> Автоматизированный синтез СВЧ-транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма и использования идеальных трансформаторов импеданса.....	67
<b>Сахаров Ю.В., Троян П.Е., Жидик Ю.С.</b> Исследование механизмов электропроводности пленок оксида индия, легированного оловом.....	85

**УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА  
И ИНФОРМАТИКА**

<b>Дашевский В.П., Бизин М.М.</b> Обзор возможностей бортовых вычислителей на основе SMARC-модулей для робототехнических комплексов.....	91
--	----

<b>Цапко Г.П., Мартынов Я.А.</b>	
Единая информационная среда создания и сопровождения бортового программного обеспечения спутников навигации и связи.....	97
<b>Михальков Ф.Д.</b>	
Влияние искажений изображения на работу детектора Харриса с предварительным выделением особых точек.....	103
<b>Пономарев О.Г., Шарабайко М.П., Тё Д.Ю.</b>	
Критерий для быстрого выбора размера блока пространственного предсказания в системе видеокодирования HEVC.....	106
<b>Ехлаков Ю.П., Бараксанов Д.Н.</b>	
Многокритериальная задача поддержки принятия решений при выборе вариантов поставки на целевые рынки линейки программных продуктов.....	114
<b>Носов А.В., Суровцев Р.С., Газизов Т.Р., Заблоцкий А.М.</b>	
Меандровая линия задержки из двух витков, защищающая от сверхкоротких импульсов.....	120
<b>Белоусов А.О., Газизов Т.Р., Заблоцкий А.М.</b>	
Многопроводная микрополосковая линия как модальный фильтр для защиты от сверхкоротких импульсов.....	124
<b>Газизов Т.Р., Орлов П.Е., Заблоцкий А.М., Буичкин Е.Н.</b>	
Новый способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием.....	129
<b>Суровцев Р.С., Куксенко С.П., Газизов Т.Р.</b>	
Многokратное решение системы линейных алгебраических уравнений с помощью блочного LU-разложения для вычисления емкостной матрицы системы проводников и диэлектриков при изменении ее параметров.....	132
<b>Казанцев В.П., Хорошев Н.И.</b>	
Адаптивные экстраполяторы нулевого порядка с переменным тактом квантования в адаптивных информационно-управляющих системах.....	139
<b>Задорин А.С., Махорин Д.А.</b>	
Матричное описание трансформации квантовых состояний одиночных фотонов в последовательности разбалансированных интерферометров Маха–Цендера.....	145
<b>Качанов Б.О., Кулабухов В.С., Туктарёв Н.А., Гришин Д.В.</b>	
Адаптивный алгоритм вычислителя гиросвертикали беспилотного летательного аппарата.....	150

## ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

<b>Горбунов Р.Л., Посконный Г.И.</b>	
Упрощенная модель для анализа гармонических искажений в понижающем преобразователе переменного напряжения.....	159
<b>Брованов С.В., Гришанов Е.В., Дыбко М.А.</b>	
Полупроводниковый преобразователь с подавлением синфазного тока утечки для систем генерирования электрической энергии на базе фотоэлектрических модулей.....	170

## СООБЩЕНИЯ

<b>Лежнин Е.В., Ахунов Р.Р., Куксенко С.П.</b>	
Алгоритм ILU(0)-разложения с использованием OpenMP.....	181
Требования.....	184

**ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА,  
РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ**

УДК 537.874.31

Ф.Н. Захаров, Ю.П. Акулиничев

## Расчёт параметров электромагнитного поля, рассеянного морской поверхностью при малых углах скольжения

Рассматривается задача расчёта параметров электромагнитного поля, распространяющегося над взволнованной морской поверхностью. Для модели волнения Пирсона–Московица найдены статистические характеристики искусственного поля коэффициента преломления, возникающего при конформном отображении криволинейной системы координат над неровной поверхностью моря в декартовую систему координат над плоской поверхностью. Путем многократного моделирования реализаций такого поля и численного решения параболического уравнения было оценено среднее значение комплексного коэффициента зеркального отражения от морской поверхности в зависимости от угла скольжения.

**Ключевые слова:** параболическое уравнение, численные методы, метод конформного отображения, коэффициент преломления, коэффициент отражения.

Реальная морская поверхность всегда в той или иной степени неровная, в силу чего отражение от такой поверхности сопровождается явлениями, которые отсутствуют в случае идеально гладких границ раздела. Степень «гладкости» определяется в первую очередь соотношением между длиной волны и геометрическими параметрами неровностей.

Характер рассеяния определяется многими факторами. Кроме размеров неровностей и длины волны падающего излучения, играют роль размеры рассеивающей площади, способ её облучения, а также поляризация первичной волны, отражающие и преломляющие свойства воды и т.д. В зависимости от соотношения между различными параметрами применяют те или иные приближённые методы расчёта рассеянного поля [1, 2]. Два наиболее простых и часто применяемых метода – это метод малых возмущений [3, 4] и метод Кирхгофа [1, 2, 5]. Метод малых возмущений пригоден для описания поверхностей с малыми неровностями и углами наклона в единицы градусов. Взволнованная морская поверхность не всегда удовлетворяет данному требованию. Приближение Кирхгофа применимо для поверхности с радиусами кривизны, значительно превышающими длину волны [2], и даёт хорошие результаты при достаточно больших углах скольжения радиоволны. При малых углах скольжения необходимо учитывать затенения отдельных участков морской поверхности. Существует также метод поверхностных интегральных уравнений [6, 7]. Однако данный метод применим больше для решения задачи дифракции на небольших диэлектрических телах простой формы, а при расчёте поля над импедансными телами он даёт значительные ошибки [8].

Перспективным способом учёта рельефа подстилающей поверхности, свободным от перечисленных недостатков, является метод конформного отображения [9] криволинейной системы координат, согласованной с неровной морской поверхностью, в декартову систему координат над плоской поверхностью. Учёт якобиана такого преобразования в уравнении Гельмгольца приводит к введению искусственного поля коэффициента преломления тропосферы [10]. В этом случае характеристики поля можно вычислить, используя хорошо освоенные сеточные методы численного решения параболического уравнения (ПУ), в частности, эффективный метод, основанный на быстром преобразовании Фурье [11]. Недостаток предлагаемого подхода в том, что конформное отображение существует лишь для двумерного ПУ.

Параболическое уравнение выводится из уравнения Гельмгольца в предположении, что энергия радиоволны, рассеянная в обратном направлении, мала. Оно имеет вид

$$2ik \frac{\partial u(x,z)}{\partial x} + \frac{\partial^2 u(x,z)}{\partial z^2} + k^2 (n^2(x,z) - 1) u(x,z) = 0, \quad (1)$$

где  $u(x,z) = E(x,z) \exp(-i\omega z)$  – комплексная огибающая монохроматического поля  $E(x,z)$  частоты  $\omega$ , распространяющегося преимущественно в направлении оси  $Ox$ ,  $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число,  $\lambda$  – длина радиоволны,  $n(x,z)$  – коэффициент преломления среды распространения.

Основным методом численного решения ПУ является сеточный метод, который предполагает, что область расчёта покрывается прямоугольной сеткой с ячейками размером  $\Delta x \cdot \Delta z$ , а значения напряжённости поля вычисляются в каждом узле этой сетки. Процедура численного решения ПУ заключается в следующем. На первом этапе задаются значения отсчётов начального поля в узлах сетки при  $x=0$  и затем, шаг за шагом удаляясь от источника, находят значения поля  $u_{n,m} = u(n\Delta x, m\Delta z)$  во всех узлах сетки [11]. Неоднородности среды задаются в виде пространственного распределения коэффициента преломления на каждом шаге сетки по дальности и учитываются при помощи метода расщепления [11].

**Эквивалентный коэффициент преломления тропосферы.** Нерегулярность и хаотичность морской поверхности дают основание рассматривать такое волнение как случайный вероятностный процесс и использовать для его описания спектральный метод. В основе спектрального метода лежит представление о волновом процессе как суперпозиции достаточно большого числа волн малой амплитуды [12]

$$\xi(x,t) = \sum_{i=1}^{\infty} a_i \cos(k_i x + \omega_i t + \varphi_i), \quad (2)$$

где  $\omega_i = \sqrt{k_i g}$  – частота  $i$ -й гармоники с амплитудой  $a_i$ ;  $k_i = 2\pi\lambda_i^{-1}$  – волновое число или пространственная частота;  $\lambda_i$  – длина волны  $i$ -й гармоники;  $g = 9,8 \text{ м/с}^2$  – ускорение силы тяжести;  $\varphi_i$  – начальная фаза  $i$ -й гармоники, распределённая равномерно на интервале  $[0, 2\pi]$ . Следует отметить, что в связи с особенностью получения экспериментальных данных модель (2) хорошо описывает характер морской поверхности лишь в направлении, соответствующем направлению движения морской волны, поэтому и направление трассы распространения радиоволн (РРВ) должно быть таким же. Это существенное ограничение, но, к сожалению, более полной модели пока не существует.

Основываясь на теории случайных процессов, выражение (2) можно представить в виде

$$\xi(x) = \sum_{i=1}^{\infty} \left[ a_i^C \cos(k_i x) + a_i^S \sin(k_i x) \right], \quad (3)$$

где  $a_i^C$  и  $a_i^S$  – взаимно некоррелированные нормальные случайные величины с нулевыми математическими ожиданиями и с равными при одинаковых индексах  $i$  дисперсиями. В выражении (3) опущена зависимость амплитуды от времени, т.е. рассматривается зависимость только от пространственной координаты.

Для осуществления метода конформного отображения запишем якобиан преобразования, основываясь на методике, предложенной в [9]:

$$J(x,z) = 1 + 2 \sum_{i=1}^{\infty} \left[ a_i^C k_i \cdot \exp(-k_i z) \cdot \cos(k_i x) + a_i^S k_i \cdot \exp(-k_i z) \cdot \sin(k_i x) \right]. \quad (4)$$

Используя якобиан (4), были получены выражения для эквивалентного коэффициента преломления тропосферы

$$n(x,z) = 1 + 2N(x,z)10^{-6} = 1 - 2 \sum_{i=1}^M k_i \cdot \exp(-k_i z) \cdot \left[ a_i^C \cos(k_i x) + a_i^S \sin(k_i x) \right] \quad (5)$$

и его пространственной корреляционной функции [13]

$$R(\Delta x, z_1, z_2) = \langle n(x_1, z_1) \cdot n(x_2, z_2) \rangle - \langle n(x_1, z_1) \rangle \cdot \langle n(x_2, z_2) \rangle = 4 \sum_{i=1}^M \sigma_i^2 k_i^2 \cdot \exp[-k_i(z_1 + z_2)] \cos[k_i \Delta x], \quad (6)$$

где  $\Delta x = x_1 - x_2$ ,  $M$  – количество учитываемых гармоник морского волнения,  $z_1$  и  $z_2$  – координаты по высоте,  $k_i = 2\pi/\lambda_i$  – волновое число, соответствующее морскому волнению с длиной волны  $\lambda_i$ ,  $\sigma_i^2$  – дисперсия  $i$ -й гармоники морского волнения,  $N(x,z)$  – индекс преломления. Выражения (4) и (5) справедливы при выполнении условия [9]  $t(1-t)^{-1} \ll 1$ , где  $t = \sum_i a_i k_i$ .

Для того чтобы использовать выражение (6) при расчёте среднего поля, необходимо определить дисперсию каждой гармонической составляющей  $\sigma_i^2$ . Для этого можно воспользоваться энергетическим спектром морского волнения. В качестве типичного частотного спектра реального полно-

стью развитого морского волнения наибольшее распространение получил спектр Пирсона–Московица [12, 14]:

$$S(\omega) = a_p \cdot g^2 \cdot \omega^{-5} \cdot \exp\left[-1,25\left(\frac{\omega_p}{\omega}\right)^4\right], \quad (7)$$

где  $a_p = 8,1 \cdot 10^{-3}$  – параметр, определяющий форму высокочастотной ниспадающей ветви спектра;  $\omega_p = 0,9g / W_{10}$  – частота, соответствующая максимуму спектральной плотности морского волнения при заданной скорости ветра;  $W_{10}$  – скорость ветра на высоте 10 м над уровнем моря. На рис. 1 приведена форма спектра морского волнения, рассчитанная по формуле (7) для двух значений скорости ветра.

Таким образом, дисперсия  $i$ -й гармонической составляющей равна  $\sigma_i^2 = S(\omega_i) \cdot \Delta\omega$ , где  $\Delta\omega$  – шаг дискретизации спектра морского волнения:

$$\Delta\omega = \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{M}, \quad (8)$$

где  $\omega_{\min}$ ,  $\omega_{\max}$  – минимальная и максимальная частоты, в пределах которых сосредоточено 95% энергии морского волнения. В работе [14] указано, что  $\omega_{\min} = 0,2\omega_p$ ,  $\omega_{\max} = 2,5\omega_p$ .

Так как в формуле (6) используется значение пространственной частоты  $k$ , а не циклической частоты  $\omega$ , то удобнее перейти к представлению спектра в области пространственных частот:

$$S_k(k) = \frac{a_p}{\sqrt{g}} \cdot k^{-5/2} \cdot \exp\left[-1,25\frac{k_p^2}{k^2}\right], \quad (9)$$

$$\sigma_i^2 = S_k(k_i) \cdot \sqrt{g} (\sqrt{k_i} - \sqrt{k_{i-1}}), \quad (10)$$

где  $k_i = \omega_i^2 / g$  – пространственная частота  $i$ -й гармоники,  $k_p = \omega_p^2 / g$  – пространственная частота, соответствующая максимуму спектральной плотности морского волнения,  $\sqrt{g} (\sqrt{k_i} - \sqrt{k_{i-1}}) = \Delta\omega$ . Тогда корреляционная функция эквивалентного коэффициента преломления будет иметь вид:

$$R_{eq}(\Delta x, z_1, z_2) = 4 \sum_{i=1}^M k_i^2 \cdot S(\sqrt{k_i g}) \cdot \sqrt{g} (\sqrt{k_i} - \sqrt{k_{i-1}}) \cdot \exp[-k_i(z_1 + z_2)] \cdot \cos[k_i \Delta x]. \quad (11)$$

На рис. 2 приведен пример зависимости коэффициента корреляции от величины разнесения точек по горизонтали  $\Delta x$  на разных высотах над уровнем моря для скорости ветра 10 м/с.

Из рис. 2 видно, что у поверхности моря эквивалентный коэффициент преломления имеет низкую корреляцию вследствие сильного влияния морского волнения. По мере увеличения высоты над уровнем моря интервал корреляции

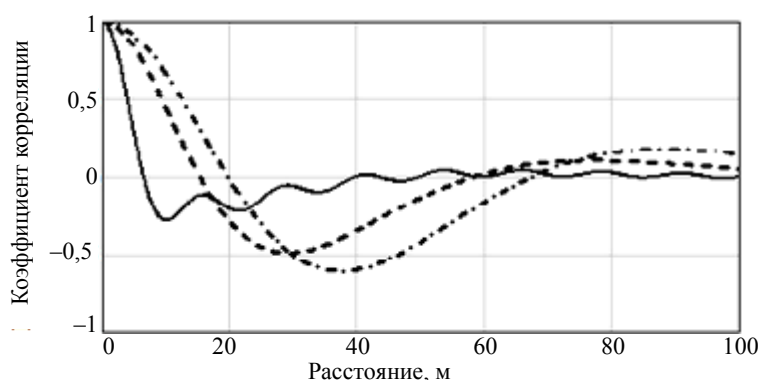


Рис. 2. Нормированная корреляционная функция эквивалентного коэффициента преломления при скорости ветра 10 м/с

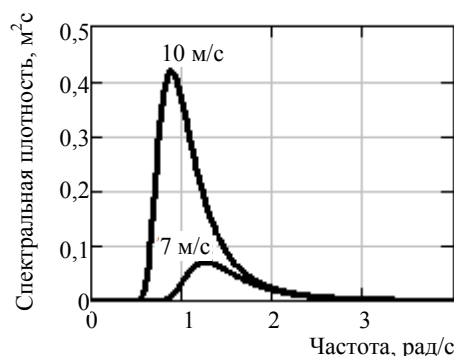


Рис. 1. Форма энергетического частотного спектра морского волнения для значений скорости ветра 7 и 10 м/с

будет уменьшаться при увеличении скорости ветра и увеличении высоты над уровнем моря. Данный вывод подтверждается рис. 3 и 4, на первом изображены нормированные спектры эквивалентного коэффициента преломления на высоте 10 и 20 м над уровнем моря при скорости ветра 10 м/с, а на втором – зависимость ширины спектральной плотности от скорости ветра (сплошные линии).

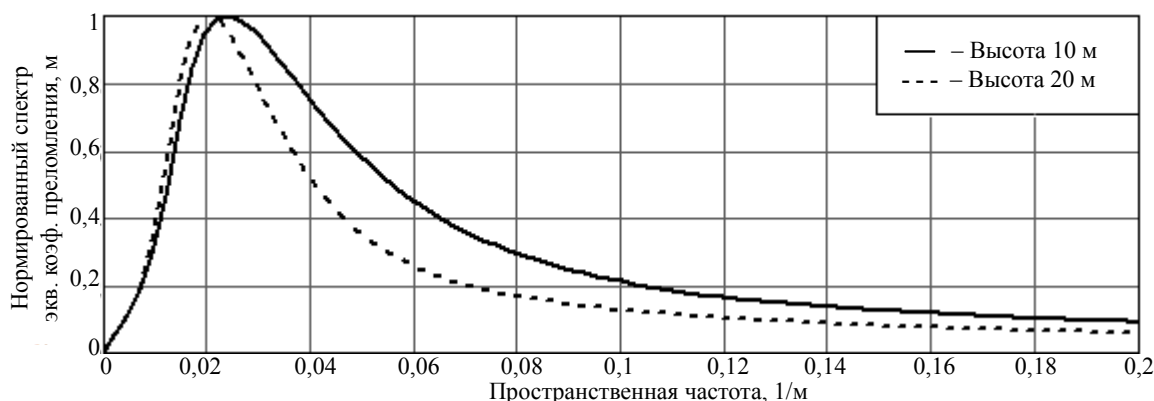


Рис. 3. Нормированная спектральная плотность мощности эквивалентного коэффициента преломления

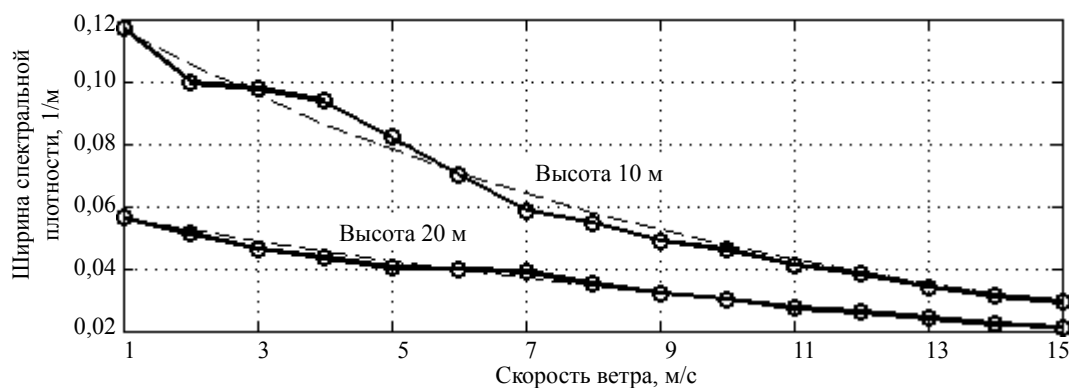


Рис. 4. Зависимость ширины спектральной плотности от скорости ветра

Зависимости на рис. 4 были аппроксимированы экспоненциальной функцией, вида  $\Delta S(W_{10}) = A \exp(-bW_{10})$  (штриховые линии), где параметры  $A$  и  $b$  определялись при помощи метода наименьших квадратов. Их значения представлены в таблице.

Значения параметров экспоненциальной функции аппроксимации

Параметр	Высота над уровнем моря	
	10 м	20 м
$A, \text{ м}^{-1}$	0,065	0,030
$b, \text{ с/м}$	0,1	0,07

Для сопоставления значений эквивалентного коэффициента преломления и коэффициента преломления тропосферы на рис. 5 представлены высотные профили СКО эквивалентного индекса преломления для трёх значений скорости ветра.

Используя данные результаты, можно оценить высоту, на которой ещё нужно учитывать этот эквивалентный индекс преломления в сравнении, например, с турбулентными флуктуациями индекса преломления тропосферы. Из рис. 5 видно, что до высоты 200–300 м влияние морского волнения превышает влияние неоднородностей тропосферы (СКО эквивалентного индекса преломления больше нескольких  $N$ -ед.). Таким образом, минимальная высота области численного расчёта над морем при использовании сеточного метода решения ПУ должна быть не менее 200–300 м, вследствие влияния морского волнения на процесс РРВ.

Полученные результаты согласуются с выводами работы [10], в которой показано, что в нижних слоях тропосферы влияние неровностей подстилающей поверхности на характеристики поля существенно превышает влияние неоднородностей индекса преломления тропосферы.



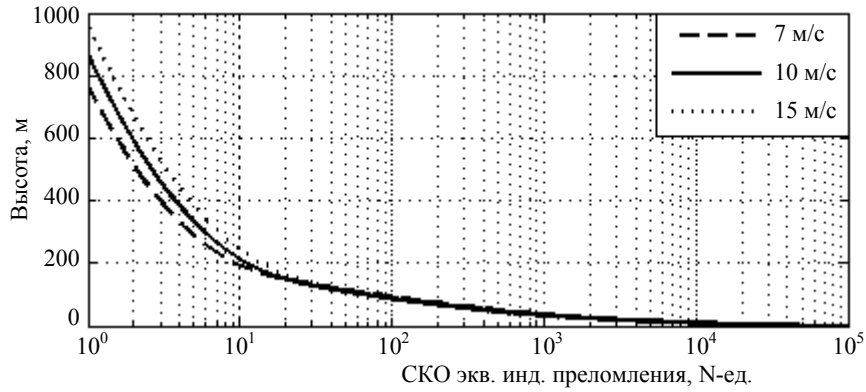


Рис. 5. Высотные профили СКО эквивалентного индекса преломления

**Коэффициент отражения от взволнованной морской поверхности.** Метод конформного отображения фактически позволяет мысленно распрямить поверхность моря и таким образом формально избавиться от проблемы учета затенений при сколь угодно малых углах скольжения. На поверхности моря используется граничное условие Дирихле. Поэтому оказалось возможным провести оценку значений модуля и фазы среднего коэффициента отражения плоской радиоволны горизонтальной поляризации от морской поверхности при численном решении ПУ. Для получения средних значений использовался метод статистических испытаний. Основная идея метода заключается в многократном расчёте случайного поля над случайно-неровной поверхностью и последующей статистической обработке совокупности реализаций. Для моделирования морского волнения использовался алгоритм, описанный в работе [14].

Так как рассеяние радиоволн зависит от соотношения высоты морских волн и длины радиоволны  $\lambda$ , то вместо скорости ветра  $W_{10}$  будем рассматривать нормированную скорость ветра:

$$v = \frac{W_{10}}{\lambda} \tag{12}$$

Пример оценки модуля коэффициента отражения радиоволны от взволнованной морской поверхности при значениях нормированной скорости ветра  $v$  19,8; 28,3 и 42,5  $\text{с}^{-1}$  (что при частоте 850 МГц соответствует скорости ветра 7, 10 и 15 м/с) представлен на рис. 6. Для сравнения приведены значения коэффициента отражения, рассчитанные по известной формуле [15]

$$R_s = R \cdot \exp \left[ -8 \left( \frac{\pi \sigma}{\lambda} \sin(\gamma) \right)^2 \right], \tag{13}$$

где  $R$  – коэффициент отражения от гладкой поверхности;  $\sigma$  – СКО высоты морских волн;  $\gamma$  – угол скольжения. Она не учитывает наличие затенений и поэтому применима лишь при больших углах скольжения.

На рис. 6 представлены также результаты аппроксимации экспериментальных кривых функцией вида  $\exp[-bv^2 \sin^2(\gamma)]$ . Параметр  $b$  зависит от скорости ветра и равняется 0,60; 0,74 и 2,18 для  $v$ , равного 19,8; 28,3 и 42,5  $\text{с}^{-1}$ , соответственно.

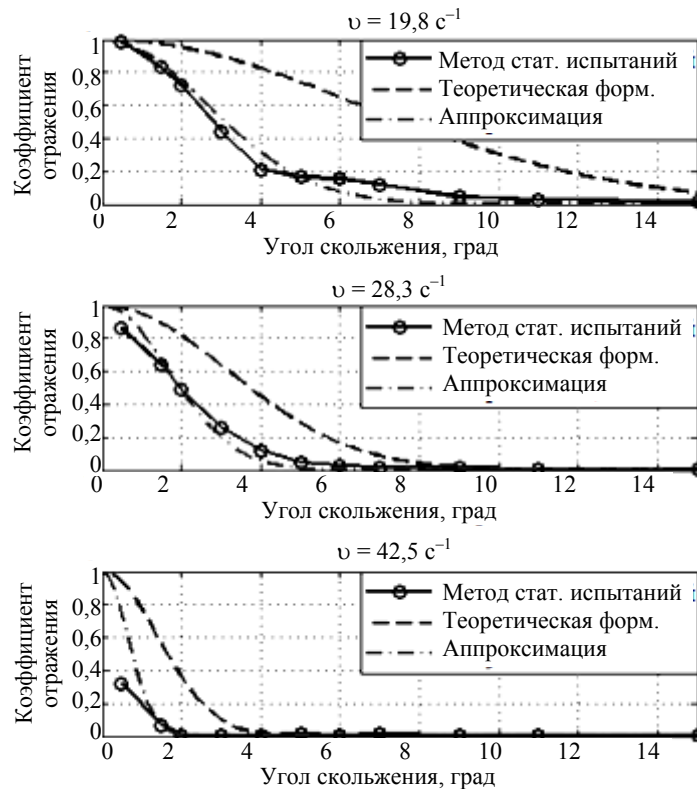


Рис. 6. Модуль коэффициента отражения от взволнованной морской поверхности

На рис. 7 представлена зависимость фазы коэффициента отражения от угла скольжения. Для трёх рассмотренных случаев фаза нарастает от  $-\pi$  до  $\pi$ . Из полученных результатов можно сделать вывод о том, что высота воображаемой плоскости, от которой происходит зеркальное отражение, с увеличением угла скольжения уменьшается. Другими словами, при малых углах скольжения радиоволна отражается от гребней морских волн, и средняя плоскость отражения совпадает по уровню с этими гребнями, при увеличении угла скольжения отражение происходит уже и от наклонных участков морских волн, поэтому средний уровень плоскости отражения уменьшается, а дополнительный набег фазы увеличивается.

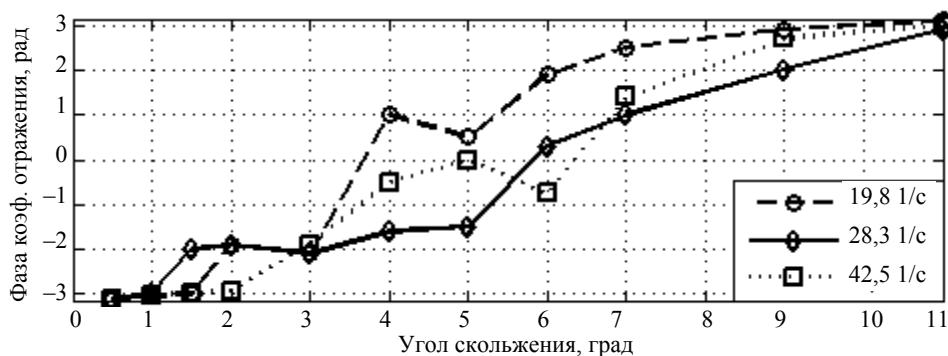


Рис. 7. Фаза коэффициента отражения от взволнованной морской поверхности для трёх значений нормированной скорости ветра

**Заключение.** Используя метод конформного отображения, была проведена трансформация задачи расчёта параметров электромагнитного поля, распространяющегося в однородной тропосфере над взволнованной морской поверхностью, в задачу расчёта параметров поля над плоской поверхностью, но в неоднородной тропосфере. Определены характеристики поля эквивалентного коэффициента преломления тропосферы, появляющегося при такой трансформации. Выявлено, что необходимо учитывать наличие этого поля до высот не менее 200–300 м, при этом наблюдается экспоненциальная зависимость ширины спектральной плотности от скорости ветра.

Эти данные использованы для численного решения ПУ методом быстрого преобразования Фурье с расщеплением. Используя метод статистических испытаний, были оценены модуль и фаза коэффициента зеркального отражения плоской волны от неровной морской поверхности при малых углах скольжения, когда наличие затенений исключает использование простых методов расчета. Определен характер зависимости модуля и фазы коэффициента зеркального отражения от скорости ветра. Значения модуля коэффициента зеркального отражения оказались существенно меньше единицы и даже меньше того, что дает формула (13), за счёт того, что в предлагаемом методе автоматически происходит учёт затенений отдельных участков подстилающей поверхности. Тем не менее при приближении угла скольжения плоской волны к нулю коэффициент зеркального отражения стремится к единице, что соответствует общеизвестным представлениям о том, что отражение плоской радиоволны в зеркальном направлении происходит от гребней волн.

#### Литература

1. Рытов С.М. Введение в статистическую радиофизику. – Ч. II. Случайные поля / С.М. Рытов, Ю.А. Кравцов, В.И. Татарский. – М.: Наука, 1978. – 464 с.
2. Исимару А. Распространение и рассеяние волн в случайно-неоднородных средах: в 2 т. – Т. 2. – М.: Мир, 1981. – 320 с.
3. Fuks I.M. Wave diffraction by a rough boundary of an arbitrary plane-layered medium // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2001. – Vol. 49, № 4. – P. 630–639.
4. Брюховецкий А. С. О методе малых возмущений в теории рассеяния волн статистически неровной поверхностью // Радиофизика и радиоастрономия. – 2006. – Т. 11, № 3. – С. 254–263.
5. Басс Ф.Г. Рассеяние волн на статистически неровной поверхности / Ф.Г. Басс, И.М. Фукс. – М.: Наука, 1972. – 424 с.
6. Vasil'ev E.N. The integral equation method in the problem of electromagnetic waves diffraction by complex bodies / E.N. Vasil'ev, V.V. Solodukhov, A.I. Fedorenko // Electromagnetics. – 1991. – Vol. 11, № 2. – P. 161–182.

7. Комаров А.А. Дифракция плоской электромагнитной волны на диэлектрической ступеньке / А.А. Комаров, В.А. Пермяков // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2013. – № 8. – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/aug13/7/text.pdf>, свободный (дата обращения: 23.08.2015).
8. Комаров А.А. Применение методов поверхностных интегральных уравнений и параболического уравнения к анализу распространения радиоволн вдоль земной поверхности сложного профиля / А.А. Комаров, М.С. Михайлов, В.А. Пермяков // IV Всероссийские Армандовские чтения: Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред [Электронный ресурс]. – Муром: Изд.-полиграф. центр МИ ВлГУ, 2014. – Режим доступа: [http://www.mivlgu.ru/conf/armand2014/rmdzs-2014/pdf/S2\\_13.pdf](http://www.mivlgu.ru/conf/armand2014/rmdzs-2014/pdf/S2_13.pdf), свободный (дата обращения: 23.08.2015).
9. Новиков А.В. Конформное отображение как метод учёта неровностей подстилающей поверхности с малой крутизной при численном решении параболического уравнения / А.В. Новиков, Ю.П. Акулиничев // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 1(23). – С. 55–59.
10. Новиков А.В. Сравнительная оценка влияния неоднородностей тропосферы и неровностей земной поверхности на характеристики электромагнитного поля / А.В. Новиков, Ю.П. Акулиничев // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 1(23). – С. 60–64.
11. Levy M. Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation. – London: The Institution of Electrical Engineers, 2000. – 336 p.
12. Бородай И.К. Мореходность судов / И.К. Бородай, Ю.А. Нецветаев. – Л.: Судостроение, 1982. – 288 с.
13. Захаров Ф.Н. Корреляционная функция эквивалентного индекса преломления над морской поверхностью // Матер. 51-й Междунар. науч. студ. конф. «Студент и научно-технический прогресс»: Математика. – Новосибирск: Новосиб. гос. ун-т, 2013. – 250 с.
14. Федосов А.Н. Моделирование волнения морской поверхности для решения прикладных задач / А.Н. Федосов, И.Л. Филимонов // Збірник наукових праць Академії військово-морських сил імені П.С. Нахімова. – 2010. – Вып. 3. – С. 46–55.
15. Dockery G.D. An improved impedance-boundary algorithm for Fourier split-step solutions of the parabolic wave equation / G.D. Dockery, J.R. Kuttler // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1996. – Vol. 44, № 12. – P. 1592–1599.

---

**Захаров Фёдор Николаевич**

Мл. науч. сотрудник НИИ радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-38-89

Эл. почта: [fzakharov89@gmail.com](mailto:fzakharov89@gmail.com)**Акулиничев Юрий Павлович**

Д-р техн. наук, профессор каф. радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-36-70

Эл. почта: [aup@rts.rk.tusur.ru](mailto:aup@rts.rk.tusur.ru)

Zakharov F.N., Akulinichev Yu.P.

**Calculation of parameters of electromagnetic field scattered by sea surface at small grazing angle**

The goal of the paper is calculation the parameters of electromagnetic field, propagating over rough sea surface. Statistical characteristics of the field of artificial refractive index, arising from the conformal mapping of curvilinear coordinate system over an uneven sea surface in a Cartesian coordinate system over a flat surface, were calculated for the Pierson-Moskowitz sea wave spectrum. The average value of complex coefficient of mirror reflection from the sea surface depending on the grazing angle was estimated by repeated simulation of realizations of such a field and the numerical solution of the parabolic equation.

**Keywords:** parabolic equation, numerical methods, conformal mapping method, refractive index, reflectance.

УДК 621.396.969.3

М.В. Миронов, Е.П. Ворошилин, Г.С. Шарыгин, А.А. Мещеряков

## Анализ и экспериментальная проверка метода оценки разности времени прихода неизвестных радиосигналов в условиях многолучевого распространения радиоволн

Произведен анализ и статистическое моделирование нового метода оценки разности времени прихода для сигналов, прошедших многолучевой канал распространения. Предложен метод выбора порогового уровня для оценки длительности импульсной характеристики. Получены точностные характеристики метода по результатам моделирования. Приводятся результаты обработки экспериментальных данных, полученных при регистрации сигналов наземного источника радиоизлучения трёхсантиметрового диапазона.

**Ключевые слова:** оценка разности времени прихода, корреляционная обработка, пороговый уровень, длительность отклика канала распространения радиоволн, статистические характеристики, экспериментальные исследования.

Наземные радиолокационные системы различного назначения находят сегодня всё большее применение. Вместе с ними совершенствуются и системы радиомониторинга, большинство из которых – пассивные радиолокационные станции, задачи которых заключаются в обнаружении источника радиоизлучения (ИРИ) и определении параметров его излучения и координат [1–4]. Многие системы радиомониторинга состоят из нескольких разнесенных в пространстве приемных пунктов.

Задача оценки координат ИРИ в многопозиционных системах решается с применением разностно-дальномерного метода (РДМ), который использует измерения разностей времени прихода (ВП) сигнала в несколько приемных пунктов (ПП), находящихся на некотором расстоянии друг от друга.

**Постановка задачи.** В статье рассмотрен случай, характерный для системы радиомониторинга – об излученном сигнале неизвестно ничего, кроме его длительности и ширины спектра. Тогда максимальной неопределенностью обладает сигнал, отсчеты которого являются независимыми комплексными гауссовскими случайными величинами с нулевым математическим ожиданием и заданной дисперсией. Широко используемой моделью канала распространения радиоволн (РРВ) является линейный фильтр с аддитивным шумом, который представляют линейной электрической цепью с изменяющимися параметрами (канал РРВ не остается постоянным) [5].

В литературе [6] показано, что оптимальная (максимально правдоподобная) оценка разности времени прихода сигналов в два ПП определяется положением максимума огибающей взаимной корреляционной функции (ВКФ) этих сигналов. Системы радиомониторинга с пространственным разнесением позиций оказываются в ситуации, когда большая часть приемных пунктов системы принимает сигналы по боковым лепесткам ДН источника радиоизлучения, которые маскируются сигналами, отраженными от элементов рельефа, расположенных в главном лепестке. Эксперименты показывают [7], что, как правило, на трассе имеются отдельные местные предметы или локальные элементы рельефа, отражения от которых существенно превышают общий фон сигналов, отраженных от земной поверхности. В этом случае мощность отраженных сигналов из области главного лепестка, как правило, больше мощности прямого сигнала, принятого по боковому лепестку, и огибающая корреляционной функции сигналов, прошедших многолучевой канал, имеет несколько пиков, причем максимальный из них не соответствует истинной разности времени прихода [8]. Таким образом, метод максимума правдоподобия не является оптимальным, а многолучевость приводит к искажениям сигналов, смещению оценок и значительному снижению точности.

Вопросы оптимальных оценок параметров сигналов, принимаемых на фоне белого гауссовского шума, довольно широко представлены в литературе. Методы оценки параметров сигнала при частичной или полной априорной неопределенности представлены не так широко. Среди них можно выделить субоптимальный метод [9], позволяющий реализовать максимально правдоподобный алгоритм на практике, но требующий больших вычислительных затрат; метод разреженности векторов принятых сигналов [10]; метод, учитывающий геометрическое расположение ИРИ и отражателей [11].

Рассмотренные нами методы оценки разности ВП можно условно разделить на три класса: класс 1 – методы, предполагающие знание корреляционной матрицы принятого сигнала; класс 2 – пороговые методы (выделяющие прямой сигнал на фоне отраженных по признаку минимального времени распространения); класс 3 – методы, основанные на анализе мгновенных оценок импульсной характеристики канала РРВ.

Для методов класса 1 требование знания корреляционных матриц принятого сигнала не может быть обеспечено в пассивных радиолокационных системах, поскольку принимаемый сигнал не известен. Пороговые методы (класс 2) не обладают высокой точностью и хорошо работают только в случае простых импульсных сигналов без внутримпульсной модуляции. Разработанный нами метод оценки разности ВП можно отнести к классу 3, поскольку он основан на оценке длительности отклика канала РРВ.

**Метод оценки разности времени прихода сигналов.** Каждый приемный пункт, в зависимости от ориентации антенны ИРИ, может облучаться либо главным лепестком диаграммы направленно-сти антенны, либо боковым. Отраженные сигналы, принятые в разных пунктах, могут быть обусловлены разными отражателями, расположенными на трассе РРВ. От этих факторов зависят форма и длительность отклика канала РРВ в каждом приемном пункте.

В предлагаемом методе длительность отклика канала РРВ в каждом ПП оценивается по длительности огибающей автокорреляционной функции (АКФ) входного сигнала. Идеи, использованные при разработке метода, изложены в работах [12, 13]. Рассмотрим случай, когда излученный сигнал обладает достаточно широкой полосой по сравнению с величиной  $1/\Delta t$ , где  $\Delta t$  – интервал времени между отдельными отраженными сигналами. Предположим также, что, как было указано при постановке задачи, основные отражения происходят от локальных местных предметов. При объяснении сути метода для наглядности рассмотрим случай, когда отклик канала РРВ состоит из нескольких дельта-импульсов.

На рис. 1 представлен один из возможных вариантов реализации отклика канала РРВ с четырьмя отсчетами, соответствующими прямому (на рис. 1 обозначен цифрой 0) и трем отраженным сигналам (обозначены цифрами 1–3), причем уровень прямого сигнала меньше уровня некоторых отраженных. В этом случае принимаемые сигналы запишем в виде

$$s_1(t) = s(t-t_{01}) + s(t-t_{11}) + s(t-t_{21}) + s(t-t_{31}) = \sum_{m=0}^M s(t-t_{m1}), \quad (1)$$

где  $t_{m1}$  – время прихода каждого  $m$ -го сигнала в первый приемный пункт;  $M$  – количество отраженных сигналов в первом пункте.

Выражение для АКФ первого сигнала имеет вид

$$R_1(\tau) = \int s_1(t)s_1(t-\tau)dt = \int \sum_{m=0}^M s(t-t_{m1}) \sum_{m=0}^M s(t-t_{m1}-\tau)dt = \int s(t-t_{01})s(t-t_{01}-\tau)dt + \int s(t-t_{01})s(t-t_{11}-\tau)dt + \dots + \int s(t-t_{11})s(t-t_{21}-\tau)dt + \dots + \int s(t-t_{M1})s(t-t_{M1}-\tau)dt. \quad (2)$$

На рис. 2 представлены нормированная огибающая АКФ принятого сигнала и пороговое значение, по которому определяется её длительность. Расстояния между отсчетами АКФ соответствуют различным комбинациям взаимных задержек между прямым и отраженными сигналами (на рис. 2 обозначены как  $r_{10}$ ,  $r_{20}$ ,  $r_{30}$ ) и комбинациям взаимных задержек между отраженными сигналами (на рис. 2 обозначены как  $r_{21}$ ,  $r_{31}$ ,  $r_{32}$ ).

Отклик канала РРВ имеет конечную длительность, которая определяется задержкой между прямым и последним отраженным сигналами, превысившими пороговое значение. Поскольку последний отсчет огибающей АКФ соответствует корреляции между прямым и последним отраженным сигналом, то длительность отклика канала РРВ будет равна длительности огибающей АКФ (обозначим ее как  $D1$ ):

$$D1 = t_{M1} - t_{01} = \arg \max(rM0) = \arg \max\left(\int s(t-t_{01})s(t-t_{M1}-\tau)dt\right), \quad (3)$$

Аналогично определяется длительность отклика канала РРВ во втором пункте (обозначим ее как  $D2$ ). Затем вычисляется взаимная корреляционная функция принятых сигналов и определяется длительность ее огибающей по временной задержке между первым и последним отсчетами, превысившими порог (обозначим их как  $V1$  и  $V2$  соответственно). На рис. 3 приведена огибающая ВКФ второго сигнала с первым.

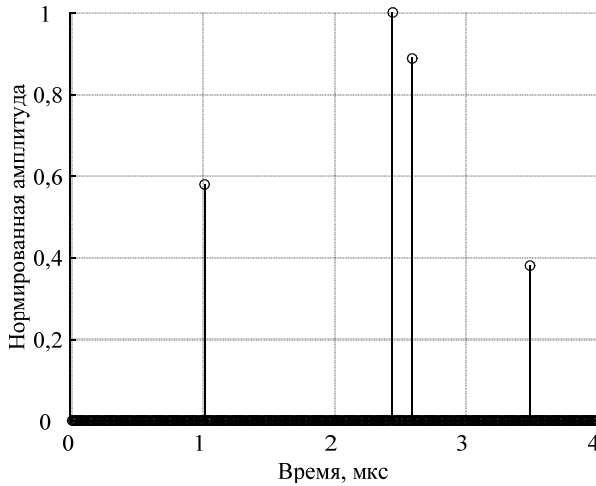


Рис. 1. Вариант реализации отклика канала РРВ

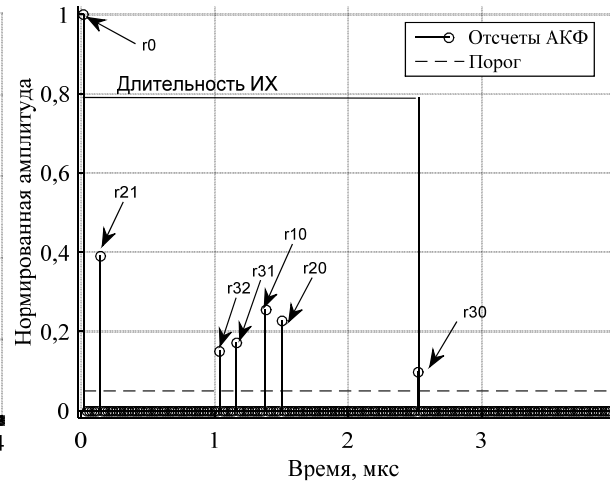
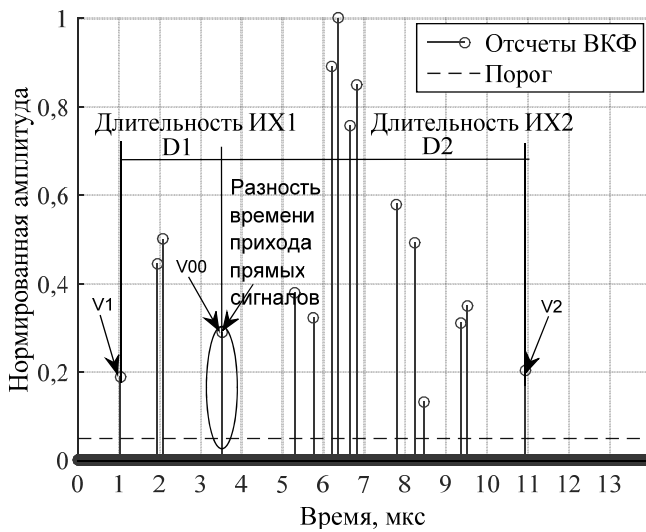


Рис. 2. Нормированная огибающая АКФ принятого сигнала

По аналогии с выражением (2) запишем выражение для взаимной корреляционной функции:

$$R_{21}(\tau) = \int s_2(t)s_1(t-\tau)dt = \int \sum_{n=0}^N s(t-t_{n2}) \sum_{m=0}^M s(t-t_{m1}-\tau)dt = \int s(t-t_{02})s(t-t_{01}-\tau)dt + \int s(t-t_{02})s(t-t_{11}-\tau)dt + \dots + \int s(t-t_{12})s(t-t_{21}-\tau)dt + \dots + \int s(t-t_{22})s(t-t_{31}-\tau)dt + \dots + \int s(t-t_{N2})s(t-t_{01}-\tau)dt + \int s(t-t_{02})s(t-t_{M1}-\tau)dt. \quad (4)$$



где  $t_{n2}$  – время прихода каждого  $n$ -го сигнала во второй приемный пункт;  $N$  – количество отраженных сигналов во втором пункте.

Рис. 3. Нормированная огибающая ВКФ двух сигналов и определение разности ВП прямых сигналов

Расстояния между отсчетами огибающей ВКФ соответствуют различным комбинациям взаимных задержек между прямыми и отраженными сигналами в двух пунктах. Предположим, что сигнал во втором пункте задержан по времени относительно первого, тогда первый отсчет огибающей ВКФ (обозначим его как  $V1$ ) соответствует задержке между прямым сигналом во втором пункте и последним отраженным сигналом в первом пункте:

$$V1 = t_{02} - t_{M1} = \arg \max(\int s(t-t_{02})s(t-t_{M1}-\tau)dt). \quad (5)$$

Второй отсчет огибающей ВКФ соответствует задержке между прямым сигналом во втором пункте и предпоследним отраженным сигналом в первом пункте и т.д. Воспользуемся выражением (3) и отсчет огибающей ВКФ, соответствующий искомой разности времени прихода прямых сигналов, выразим через длительность огибающей АКФ в первом канале и  $V1$ :

$$\Delta\tau = V1 + D1 = t_{02} - t_{M1} + (t_{M1} - t_{01}) = t_{02} - t_{01}. \quad (6)$$

Таким же образом можно показать, что последний отсчет огибающей ВКФ (обозначим его как  $V2$ ) соответствует максимальной задержке между прямым сигналом в первом пункте и последним отраженным сигналом во втором пункте:

$$V2 = t_{N2} - t_{01} = \arg \max(\int s(t-t_{N2})s(t-t_{01}-\tau)dt). \quad (7)$$

А отсчет огибающей ВКФ, соответствующий искомой разности времени прихода прямых сигналов, можно выразить через  $V$  и длительность огибающей АКФ во втором канале:

$$\Delta\tau = V^2 - D^2 = t_{N2} - t_{01} - (t_{N2} - t_{02}) = t_{02} - t_{01}. \quad (8)$$

Стоит отметить, что длительность огибающей ВКФ равна сумме длительностей огибающих АКФ в двух приемных пунктах (при условии правильного определения порога и обнаружения всех отсчетов отклика канала РРВ). При правильном определении длительностей огибающих АКФ двух сигналов оценки разности времени прихода  $\Delta\tau$ , полученные по выражениям (6) и (8), будут одинаковыми. В общем случае длительность огибающей АКФ в каждом пункте будет определяться с погрешностью, поэтому будут получены две оценки разности времени прихода ( $\Delta\tau_1$  и  $\Delta\tau_2$ ), которые можно усреднить и получить искомую оценку:

$$\Delta\hat{\tau} = (\Delta\tau_1 + \Delta\tau_2) / 2. \quad (9)$$

Если бы разность времени прихода сигналов оценивалась по положению максимума огибающей ВКФ двух сигналов, то была бы допущена погрешность, равная в данном случае 2,83 мкс (задержка между истинным отсчетом, соответствующим разности времени прихода, и максимальным пиком огибающей ВКФ). Таким образом, разработанный метод позволяет оценить разность времени прямых сигналов при полной или частичной априорной неопределенности принятых сигналов и повысить точность по сравнению с корреляционным методом. Точность оценки  $\Delta\tau$  будет определяться точностью оценки длительности огибающей АКФ в каждом канале, которая зависит от выбора порогового значения.

**Метод выбора порогового уровня для оценки длительности импульсной характеристики.** Метод выбора порога основан на оценке уровня шума в автокорреляционной и взаимной корреляционной функциях. Принятый сигнал в каждом из приемных пунктов наблюдается на фоне шума:

$$y(t) = s(t) + n(t), \quad (10)$$

где  $s(t)$  – сигнал, прошедший канал распространения;  $n(t)$  – шумовой процесс, обусловленный приемной аппаратурой.

Рассмотрим автокорреляционную функцию принятого сигнала в первом пункте, которую запишем в следующем виде:

$$\begin{aligned} R_1(\tau) &= \int y_1(t) y_1(t-\tau) dt = \int (s_1(t) + n_1(t))(s_1(t-\tau) + n_1(t-\tau)) dt = \\ &= \int s_1(t) s_1(t-\tau) dt + \int n_1(t) s_1(t-\tau) dt + \int s_1(t) n_1(t-\tau) dt + \int n_1(t) n_1(t-\tau) dt. \end{aligned} \quad (11)$$

Если рассматривать корреляционную функцию в виде сигнала, наблюдаемого на фоне шума, то первое слагаемое в выражении (11) соответствует сигнальной (полезной) составляющей (обозначена как  $s_{\text{АКФ}}(\tau)$ ):

$$s_{\text{АКФ}}(\tau) = \int s_1(t) s_1(t-\tau) dt. \quad (12)$$

Остальные три слагаемых образуют шумовую составляющую ( $n_{\text{АКФ}}(\tau)$ ):

$$n_{\text{АКФ}}(\tau) = \int n_1(t) s_1(t-\tau) dt + \int s_1(t) n_1(t-\tau) dt + \int n_1(t) n_1(t-\tau) dt. \quad (13)$$

Причем, как видно из выражения (13), в вычислении корреляционных функций участвуют сигналы на выходе канала  $s(t)$ , т.е. сигналы без шума. Для обработки доступны лишь сигналы  $y(t)$ , поэтому выразим искомые величины через них:

$$k(\tau) = \int y_1(t) s_1(t-\tau) dt = \int (s_1(t) + n_1(t)) n_1(t-\tau) dt = \int s_1(t) n_1(t-\tau) dt + \int n_1(t) n_1(t-\tau) dt. \quad (14)$$

Тогда шумовую составляющую можно выразить следующим образом:

$$n_{\text{АКФ}}(\tau) = 2 \cdot k(\tau) - \int n_1(t) n_1(t-\tau) dt. \quad (15)$$

Шумы приемника  $n(t)$  можно оценить во время, когда точно известно об отсутствии полезного сигнала на входе. Далее рассчитывается распределение величины шумовой составляющей  $n_{\text{АКФ}}(\tau)$  и определяется максимальное значение, по которому выставляется порог. Пример расчета порогового уровня по данной методике приведен на рис. 4.

Аналогичным образом вычисляются сигнальная и шумовая составляющие для взаимной корреляционной функции. Результат расчета порогового уровня для огибающей взаимной корреляционной функции и отсчет ВКФ, соответствующий истинной разности времени прихода сигналов, приведены на рис. 5.

**Статистические характеристики погрешности оценки разности времени прихода сигналов.** Современные ИРИ излучают как простые импульсные сигналы, так и сигналы с внутрим-

пульсной модуляцией (ЛЧМ или ФКМ). Диапазоны изменений параметров сигнала, для которых было проведено моделирование, заданы в табл. 1.

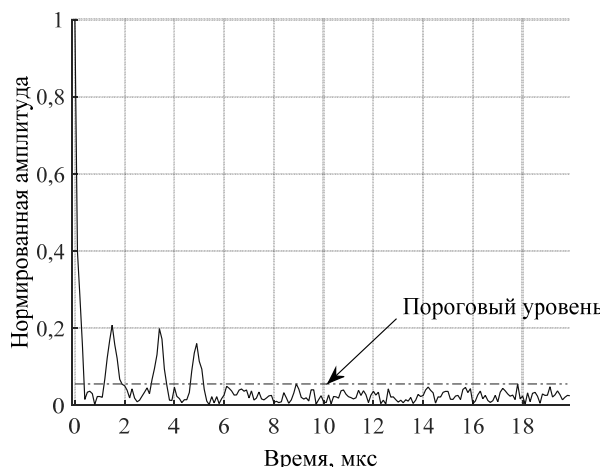


Рис. 4. Пороговый уровень для определения длительности автокорреляционной функции принятого сигнала

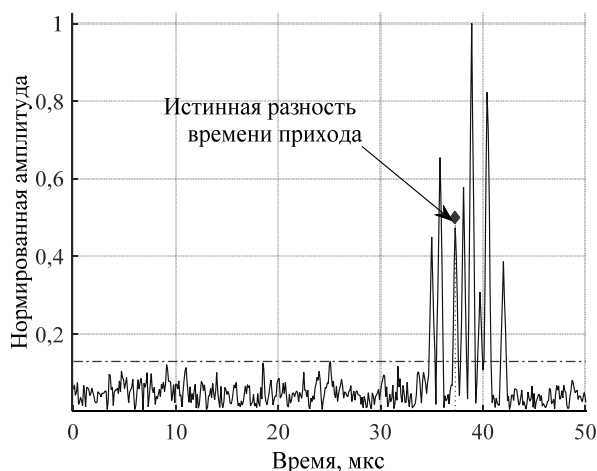


Рис. 5. Пороговый уровень для определения длительности взаимной корреляционной функции принятых сигналов

Таблица 1

Параметры сигналов

Модель сигнала	Длительность сигнала, нс	Ширина спектра сигнала, МГц
Радиоимпульсный	100	10
Радиоимпульсный	250	4
Радиоимпульсный	500	2
Радиоимпульсный	1000	1
Модулированный	1000	2,5
Модулированный	1000	5
Модулированный	1000	7,5
Модулированный	1000	10
Модулированный	1000	15

Как было показано выше, длительность огибающей АКФ определяется по ее последнему отсчету, который соответствует корреляции прямого и последнего отраженного сигналов. Поэтому точность оценки разности времени прихода будет зависеть от величины этого отсчета огибающей АКФ, которая определяется соотношением мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого. При моделировании для каждого типа сигнала были заданы следующие параметры канала РРВ:

- отношение сигнал/шум изменяется в диапазоне 0...14 дБ;
- отношение мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого изменяется в диапазоне минус 4...8 дБ;
- отношение мощности всех отраженных сигналов к мощности прямого изменяется в диапазоне 3...10 дБ;
- разброс отраженных сигналов по задержке находится в диапазоне 0...2 мкс.

На рис. 6 и 7 приведены зависимости максимального порогового уровня для оценки длительности огибающих АКФ и ВКФ от длительности сигнала и ширины спектра сигнала в заданных диапазонах отношения сигнал/шум и отношения мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого. Под отношением сигнал/шум в статье понимается отношение мощности прямого сигнала к мощности шума.

На рис. 8 и 9 приведены результаты расчетов в виде среднего значения погрешности и СКО оценки разности времени прихода в зависимости от отношения сигнал/шум, полученные для модели радиоимпульсного сигнала длительностью 100 нс при отношении мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого, равном 4 дБ. На рис. 9 также приведены точностные характеристики классического корреляционного метода и потенциально достижимая точность оценки.



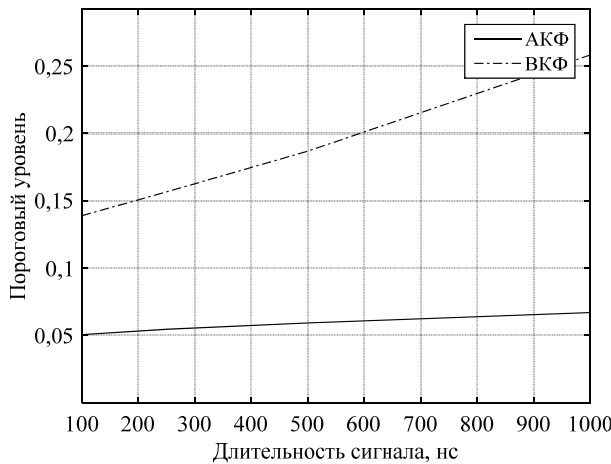


Рис. 6. Зависимость порога для оценки длительности огибающих АКФ и ВКФ от длительности сигнала

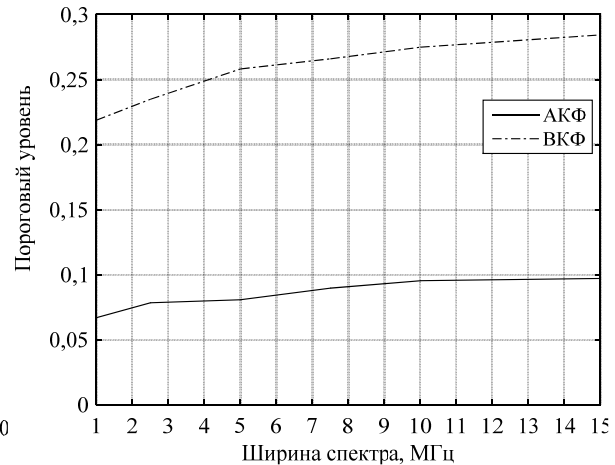


Рис. 7. Зависимость порога для оценки длительности огибающих АКФ и ВКФ от ширины спектра сигнала (длительность сигнала 1 мкс)

Известно, что потенциальная точность оценки времени прихода зависит от ширины спектра сигнала и отношения энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума. Ю.П. Акулиничевым на основании неравенства Рао–Крамера получено выражение для дисперсии оценки разности времени прихода сигналов в два приемных пункта:

$$\sigma_{\Delta t_{\text{tot}}} \geq \frac{T}{\pi q^2} \sqrt{\frac{3(q^2 + 1)}{2(T \cdot \Delta F)^3 - 6(T \cdot \Delta F)^2 + 4(T \cdot \Delta F)}}, \quad (16)$$

где  $T$  – длительность сигнала;  $\Delta F$  – ширина спектра сигнала;  $q^2$  – отношение сигнал/шум.

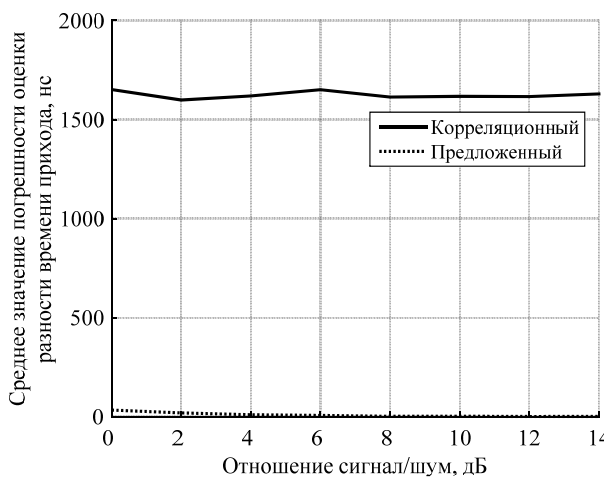


Рис. 8. Зависимость среднего значения погрешности оценки от отношения сигнал/шум (модель импульсного сигнала длительностью 100 нс)

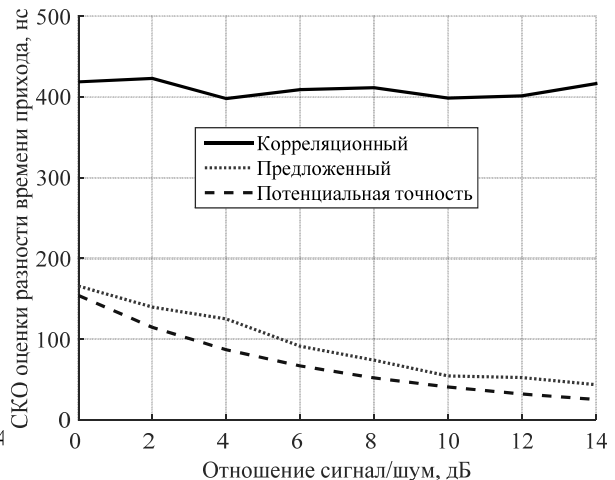


Рис. 9. Зависимость СКО оценки от отношения сигнал/шум (модель импульсного сигнала длительностью 100 нс)

Выражение (16) получено при условии гауссового характера принимаемых сигналов и определяет дисперсию оценки, обусловленную флуктуациями временного положения единственного максимума огибающей взаимно корреляционной функции. Поскольку предложенный авторами данной статьи метод позволяет среди нескольких максимумов огибающей взаимной корреляционной функции указать на максимум, соответствующий истинной разности времени прихода, то погрешность разработанного метода можно сравнивать с дисперсией, рассчитанной по выражению (16).

Аналогичные результаты, полученные для сигналов длительностью 250, 500 и 1000 нс для отношения мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого равном 4 дБ, приведены на рис. 10, 11 соответственно. Из представленных на рис. 10 зависимостей видно, что при увеличении длительности сигнала увеличивается смещение оценки разности времени прихода сигналов. С увеличением длительности сигнала ухудшается разрешающая способность по дальности и происхо-

дит расширение отсчетов огибающей корреляционной функции, таким образом, два близко расположенных отсчета могут объединиться в один, максимум которого будет смещен по времени относительно истинного значения.

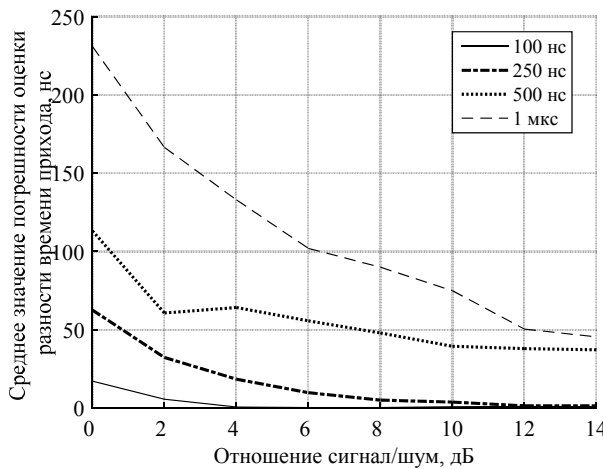


Рис. 10. Зависимость среднего значения погрешности оценки от отношения сигнал/шум для разных длительностей сигнала

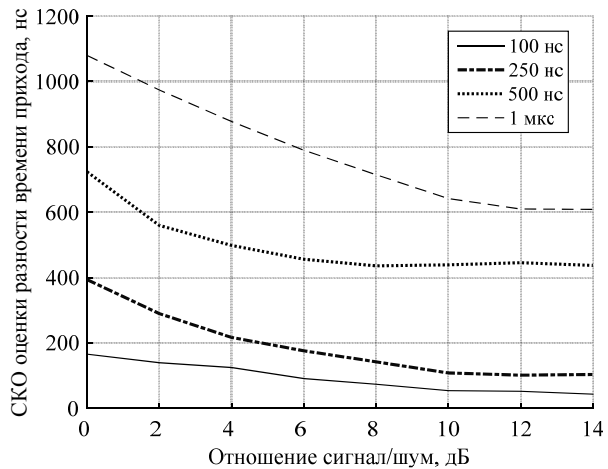


Рис. 11. Зависимость СКО оценки от отношения сигнал/шум для разных длительностей сигнала

Результаты расчетов для модели импульсного сигнала длительностью 100 нс, полученные в диапазоне отношений мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого при отношении сигнал/шум, равном 10 дБ, представлены на рис. 12 и 13.

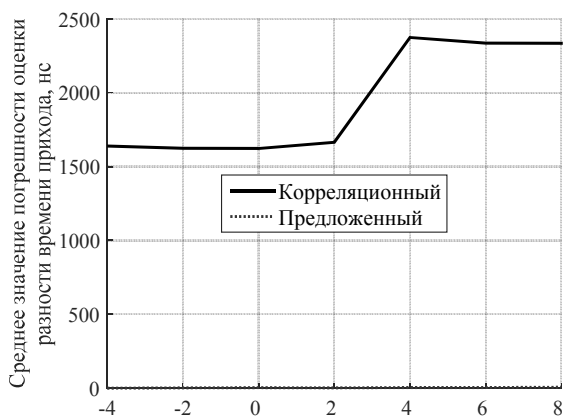


Рис. 12. Зависимость среднего значения погрешности оценки от отношения мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого

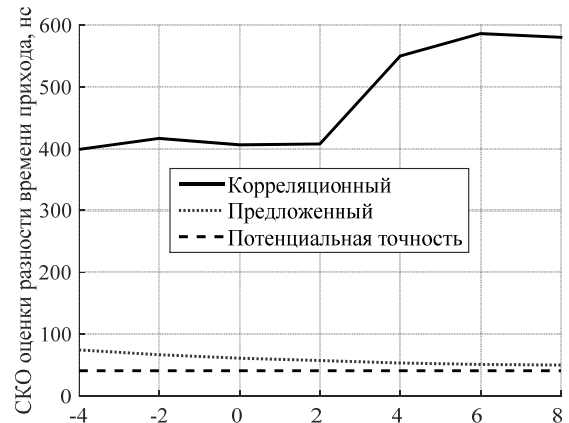


Рис. 13. Зависимость СКО оценки от отношения мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого

Из результатов расчета следует, что при определенном значении отношения мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого (2...4 дБ) происходит значительное увеличение погрешности оценки разности времени прихода корреляционным методом. Мощность последнего отраженного сигнала превышает мощности как прямого, так и других отраженных сигналов, поэтому максимальный отсчет огибающей взаимной корреляционной функции обусловлен именно последними отраженными сигналами в каждом канале, что приводит к увеличению погрешности. Предложенный метод оценки разности времени прихода лишен данного недостатка.

Результаты моделирования, полученные для сигналов длительностью 250, 500 и 1000 нс при отношении сигнал/шум, равном 10 дБ, приведены на рис. 14, 15 соответственно. Аналогичные результаты были получены для модели сигнала с внутримпульсной модуляцией и приведены на рис. 16–19. С увеличением ширины спектра сигнала повышается точность оценки разности времени прихода.

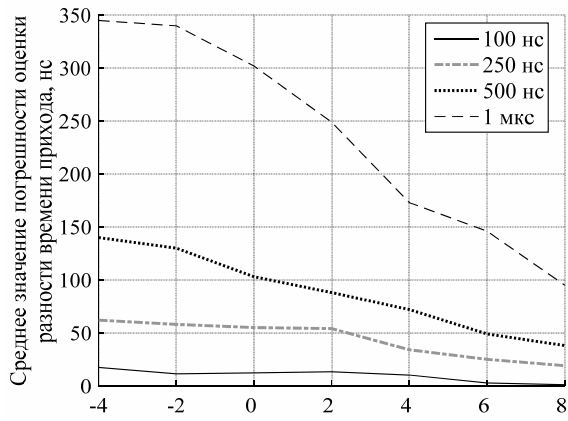


Рис. 14. Зависимость среднего значения погрешности оценки от отношения мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого для разных длительностей сигнала

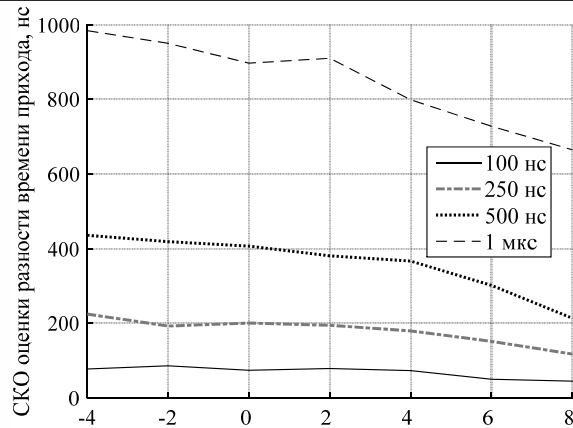


Рис. 15. Зависимость СКО оценки от отношения мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого для разных длительностей сигнала

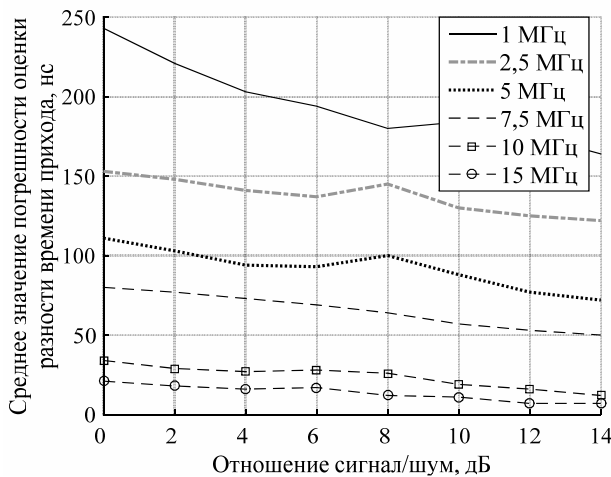


Рис. 16. Зависимость среднего значения погрешности оценки от отношения сигнал/шум для разных значений ширины спектра сигнала

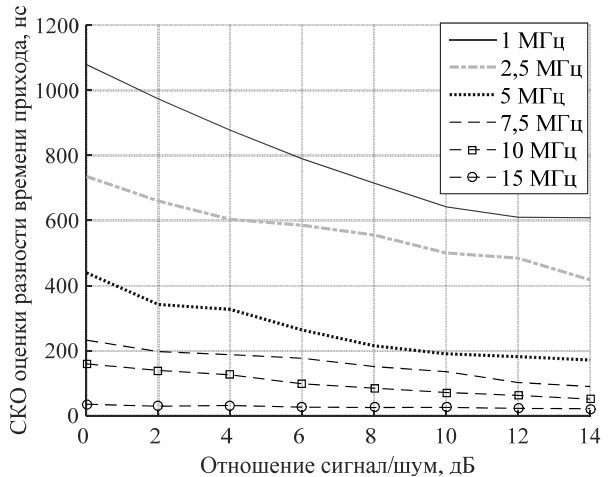


Рис. 17. Зависимость СКО оценки от отношения сигнал/шум для разных значений ширины спектра сигнала

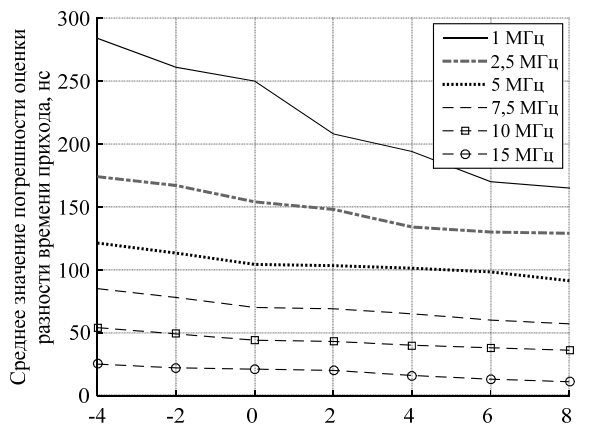


Рис. 18. Зависимость среднего значения погрешности оценки от мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого для разных значений ширины спектра сигнала

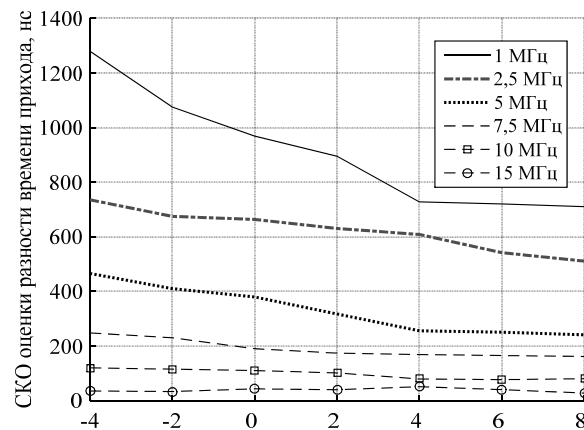


Рис. 19. Зависимость СКО оценки от отношения мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого для разных значений ширины спектра сигнала

**Описание аппаратуры для экспериментальных исследований.** Для проведения исследований, посвященных влиянию трассы РРВ на точность разностно-дальномерных и пеленгационных

систем, в НИИ радиотехнических систем ТУСУРа был создан цифровой радиотехнический приемно-измерительный комплекс. Аппаратура комплекса и методика проведения экспериментов непрерывно совершенствуются, что способствует увеличению качества экспериментальных материалов, поступающих в базу данных НИИ РТС ТУСУРа. Результаты экспериментов изложены в серии научно-технических отчетов, а также в публикациях участников этих исследований [7, 14].

Комплекс аппаратуры предназначен для излучения и приема радиоимпульсных сигналов на наземных трассах протяженностью 1...40 км. В данной работе использована часть комплекса, включающая мобильный передающий пункт и приемный пункт с двумя прямоугольными слабонаправленными рупорными антеннами, разнесенными на расстояние 90 см поперек трассы.

Сигналы с антенн подаются на вход многоканального приемного устройства с общим гетеродином и широкополосным аналоговым квадратурным демодулятором. Такая структура позволяет измерять как амплитуду, так и разность принимаемых сигналов.

Приемные тракты имеют высокую чувствительность и широкий динамический диапазон (100 дБ), который обеспечивается цифровой АРУ. Регулировка усиления приемного тракта производится двумя аттенуаторами в усилителе ПЧ, обеспечивающими диапазон регулирования 62 дБ, и ступенчатым аттенуатором в тракте СВЧ, снижающим усиление на 25 и 50 дБ. Управление аттенуаторами производится ЭВМ после оценки уровня принятого сигнала по данным очередного зарегистрированного кадра.

В качестве источника радиоизлучения использовалась РЛС РПК-1 с зеркально-параболической антенной, имеющей ширину диаграммы направленности около 2 град по уровню 3 дБ, излучающая на частоте 9600 МГц простой радиоимпульс длительностью 300 нс.

**Описание трасс РРВ, на которых проводились эксперименты.** Экспериментальные данные были получены на наземных трассах разной протяженности в период с августа по октябрь 2010 г. сотрудниками НИИ РТС ТУСУРа. Для каждого типа трасс были выбраны по две реализации, отличающиеся расположением передающего пункта.

Список и характеристики трасс, на которых были получены экспериментальные данные, представлены в табл. 2.

Таблица 2

**Список трасс, на которых проводились измерения**

Трасса	Протяженность, км
Барабинка 1 – Полигон	6,786
Барабинка 3 – Полигон	6,810
Кандинка 0 – Полигон	16,892
Кандинка 1 – Полигон	17,005
Смокотино 0 – Полигон	19,035
Смокотино 1 – Полигон	19,021
Смокотино 7 – Полигон	23,477
Смокотино 8 – Полигон	23,464

**Экспериментальная оценка повышения точности оценки разности времени прихода сигналов.** На рис. 20, 21 приведены примеры огибающей принимаемых сигналов при разных углах поворота антенны передатчика от направления на приемный пункт, полученные при проведении эксперимента. Из приведенных рисунков можно видеть, что уровень отраженного сигнала превышает уровень прямого, а в некоторых случаях прямой сигнал отсутствует.

На рис. 22, 23 приведены примеры вычисленных взаимно корреляционных функций двух сигналов и оценка разности времени прихода сигналов предложенным методом (штрих пунктирная линия). Оценка разности времени прихода классическим методом оценивается по максимуму ВКФ сигналов, что приводит к значительной погрешности.

Для каждой из исследуемых трасс были оценены разности времени прихода сигналов корреляционным и предложенным методами в зависимости от угла поворота диаграммы направленности антенны передатчика относительно направления на приемный пункт. На рис. 24 приведены погрешности оценки разности времени прихода относительно истинной величины для трассы «Кандинка 0 – Полигон». Также была рассчитана разность полученных погрешностей, которая приведена на рис. 25. Можно видеть, что для большинства выбранных реализаций разность погрешностей положительна, т.е. погрешность оценки разности времени прихода корреляционным методом превышает погрешность оценки предложенным методом.



Рис. 20. Пример первой реализации принимаемого сигнала

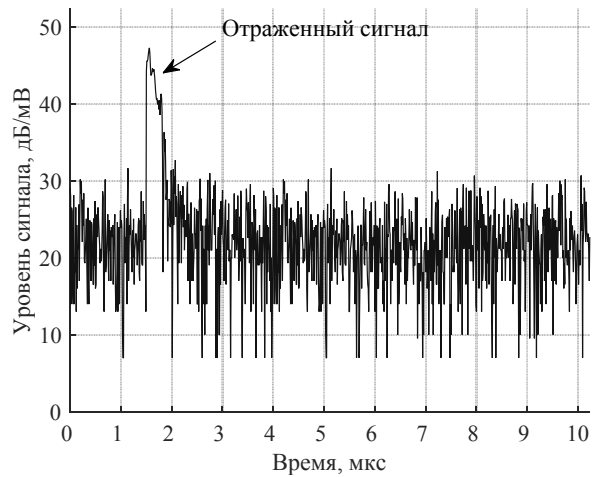


Рис. 21. Пример второй реализации принимаемого сигнала

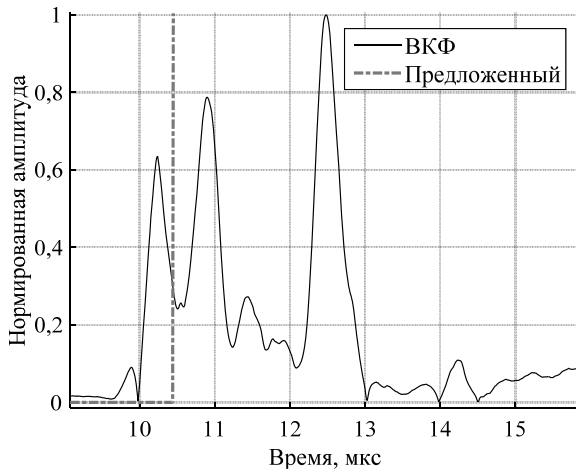


Рис. 22. Пример первой реализации ВКФ двух сигналов и оценка разности МП предложенным методом

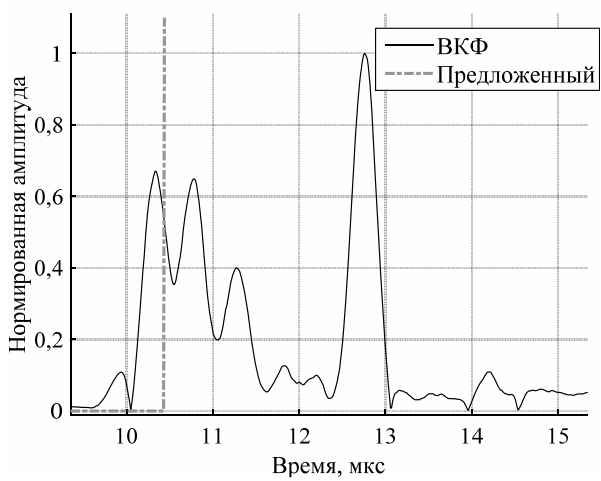


Рис. 23. Пример второй реализации ВКФ двух сигналов и оценка разности МП предложенным методом

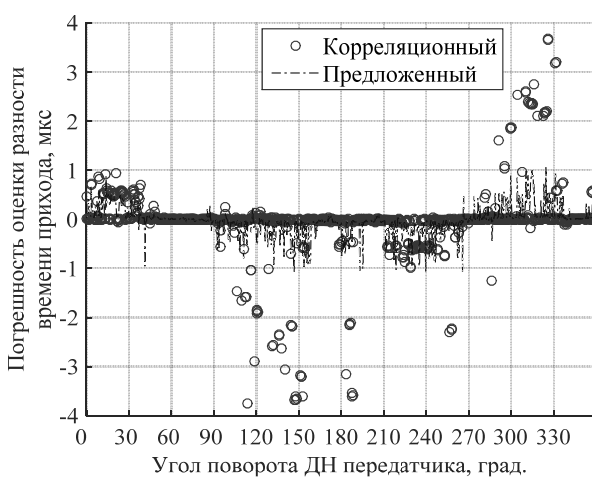


Рис. 24. Погрешность оценки разности времени прихода классическим и предложенным методами (трасса «Кандинка 0 – Полигон»)

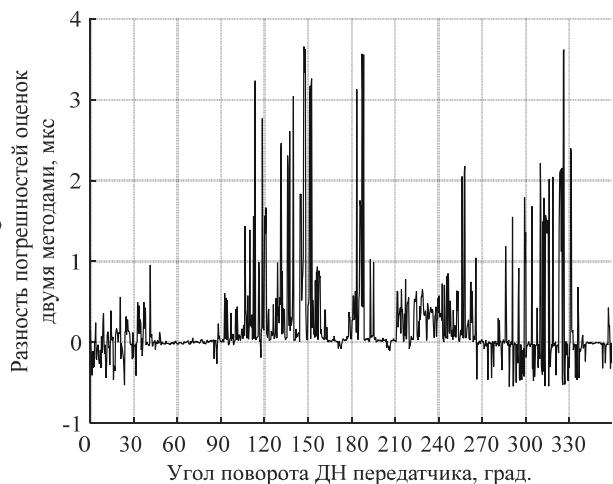


Рис. 25. Разность погрешностей оценки классическим и предложенным методами (трасса «Кандинка 0 – Полигон»)

В табл. 3 приведены значения математического ожидания и СКО погрешностей оценки разности времени прихода для всех исследуемых трасс для корреляционного и предложенного методов;

выигрыш в получаемой точности, а также процент измерений, для которых предложенный метод позволил увеличить точность оценки.

Таблица 3

**Количественные характеристики погрешностей оценки разности времени прихода**

Трасса	Мат. ожидание погрешности, мкс			СКО погрешности, мкс			Процент измерений, в которых наблюдается повышение точности оценки
	Корреляционный	Предложенный	Выигрыш	Корреляционный	Предложенный	Выигрыш	
Барабинка 1 – Полигон	0,08	0,03	2,7	0,61	0,28	2,2	72
Барабинка 3 – Полигон	0,03	0,02	1,5	0,65	0,22	2,9	70
Кандинка 0 – Полигон	0,05	0,03	1,7	0,72	0,28	2,6	64
Кандинка 1 – Полигон	0,02	0,01	2	0,74	0,24	3,1	63
Смокотино 0 – Полигон	0,17	0,03	5,7	1,31	0,21	6,2	82
Смокотино 1 – Полигон	0,14	0,02	7	1,42	0,25	5,7	83
Смокотино 7 – Полигон	0,26	0,03	8,7	2,45	0,16	15,3	89
Смокотино 8 – Полигон	0,14	0,05	2,8	2,56	0,23	11,1	88

Вследствие малости используемого разнесения приемных антенн принятые сигналы оказываются коррелированными и вычисленные погрешности оценки разности времени прихода являются приближенными, однако они демонстрируют работоспособность предложенного метода и возможность существенного уменьшения смещения и СКО оценки.

**Заключение**

1. Предложен метод оценки разности времени прихода, основанный на оценке длительности отклика канала РРВ, который позволяет производить оценку истинной разности времени прихода прямых сигналов по огибающей взаимной корреляционной функции.

2. Предложен метод расчета порогового уровня, необходимого для определения длительности огибающей корреляционной функции и оценки разности времени прихода сигналов. Получены зависимости пороговых уровней от длительности и ширины спектра сигнала в широком диапазоне вариаций параметров канала РРВ.

3. По результатам моделирования показано, что оценка разности времени прихода, полученная по временному положению максимума огибающей взаимной корреляционной функции, является смещенной и имеет большое СКО. Предложенный метод оценки искомой разности позволяет получать точности, близкие к потенциально достижимым.

4. При определенных значениях отношения мощности последнего отраженного сигнала к мощности прямого происходит значительное увеличение погрешности оценки разности времени прихода корреляционным методом, обусловленное тем, что последний отраженный сигнал становится самым мощным и превышает как прямой, так и все другие отраженные сигналы.

5. Путем имитационного моделирования получены статистические зависимости точности оценки разности времени прихода предложенным методом для различных значений длительности и ширины спектра сигналов в широком диапазоне вариаций параметров канала РРВ.

6. При малых углах поворота антенны передатчика относительно направления на приемный пункт предложенный и корреляционный методы обеспечивают одинаковую точность оценки разности времени прихода, поскольку уровень прямого сигнала выше уровня отраженных. При излучении сигнала по боковому или заднему лепестку ДН уровень принимаемых отраженных сигналов сравним или превышает уровень прямого сигнала, что приводит к смещению оценки разности времени прихода, вычисленной по положению максимума огибающей взаимной корреляционной функции. Разработанный метод обеспечивает более высокую точность оценки по сравнению с корреляционным методом, поскольку устраняет смещение полученной оценки.

7. При обработке экспериментальных данных применение предложенного метода оценки разности времени прихода позволило уменьшить математическое ожидание погрешности в 1,5...8,7 раза (в зависимости от трассы РРВ) и СКО оценки в 2,2...15,3 раза по сравнению с классическим корреляционным методом; увеличение точности оценки наблюдается в 63...89 процентах измерений на всех исследуемых трассах.

Работа выполнена в рамках НИР по госзаданию «Наука 2015».

*Литература*

1. Вознюк В.В. Космическая система радиотехнического мониторинга на основе группировки низкоорбитальных малогабаритных космических аппаратов / В.В. Вознюк, С.А. Зайцев // Изв. вузов. Приборостроение. – 2005. – Т. 48, № 6. – С. 26–31.
2. Фатеев В.Ф. Как повысить эффективность ПВО, СККП, СПРН и ПРО [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.vko.ru/oruzhie/kak-povysit-effektivnost-pvo-skkp-sprn-i-pro>, свободный (дата обращения: 10.10.2014).
3. Фатеев В.Ф. Большие возможности при малых размерах [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.vko.ru/oruzhie/bolshie-vozmozhnosti-pri-malyh-razmerah>, свободный (дата обращения: 10.10.2014).
4. Рембовский А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства / А.М. Рембовский, А.В. Ашихмин, В.А. Козьмин. – М.: Горячая линия-Телеком, 2006. – 492 с.
5. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 1983. – 536 с.
6. Амиантов И. Н. Избранные вопросы статистической теории связи. – М.: Сов. радио, 1971. – 416 с.
7. Анализ и прогнозирование искажений СВЧ-радиоволн и звуковых волн при их распространении в неоднородной тропосфере над неоднородной и неровной земной поверхностью: отчет о НИР / Ю.П. Акулиничев. – Томск: ТУСУР, 2010. – 254 с.
8. Влияние многолучевости на точность оценки разности моментов прихода сигналов на трассах «Земля – космический аппарат» / М.В. Миронов, А.А. Мещеряков, Г.С. Шарьгин, Н.А. Сулова, Е.В. Рогожников, В.В. Фирсов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – Томск: В-Спектр, 2014. – № 1(31). – С. 16–22.
9. Belanger S.P. An EM Algorithm for Multisensor TDOA/DD Estimation in a Multipath Propagation Environment // IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. – 1996. Vol. 6. P. 3117–3120.
10. Guan G. Estimation of Multipath Time Delays Based on Bi-Sparse Constraint / G. Guan, Ch. Zhangxin, W. Qun, H. Anmin, A. Fumiyuki // International Journal of the Physical Sciences. – 2011. - Vol. 6 (3). – P. 402–406.
11. Scheuing T., Yang B. Disambiguation of TDOA Estimates in Multi-Path Multi-Source Environments (DATEMM) // IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. – 2006. – P. 837–840.
12. Миронов М.В., Ворошилин Е.П. Алгоритм оценки разности времени прихода неизвестных радиосигналов в условиях многолучевого распространения радиоволн // Электронные информационные системы (Москва). – М.: Изд-во ЗАО «НТЦ ЭЛИНС», 2014. – № 3(3). – С. 95–106.
13. Пат. 2 518 015 РФ, МПК G 01 S 3/00. Способ повышения точности оценки разности моментов приема радиосигналов за счет использования особенностей канала распространения радиоволн / М.В. Миронов (РФ), Е.П. Ворошилин (РФ), Е.В. Рогожников (РФ), А.А. Гельцер (РФ). – № 2 012 142 060 / 07; заявл. 02.10.12; опубл. 10.06.14. Бюл. № 16. – 12 с.
14. Крутиков М.В. Измерительный комплекс для исследования пространственно-временных искажений радиосигналов трехсантиметрового диапазона на наземных трассах / М.Е. Ровкин, М.В. Крутиков, А.А. Мещеряков и др. // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2006. – № 6. – С. 7–12.

---

**Миронов Михаил Владимирович**

Инженер 1 категории отд. 017 Всероссийского НИИ радиотехники

Тел.: 8 (499) 267-36-24

Эл. почта: [mironov.mikhail.v@gmail.com](mailto:mironov.mikhail.v@gmail.com)

**Ворошилин Евгений Павлович**

Канд. техн. наук, начальник сектора отд. 017 Всероссийского НИИ радиотехники

Тел.: 8 (499) 267-36-24

Эл. почта: [voroshilin@mami.ru](mailto:voroshilin@mami.ru)

**Шарьгин Герман Сергеевич**

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-36-70

Эл. почта: gssh@mail.tomsknet.ru

**Мещеряков Александр Алексеевич**

Канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник НИИ радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-34-55

Эл. почта: msch@sibmail.com

Mironov M.V., Voroshilin E.P., Sharygin G.S., Mescheryakov A.A.

**Analysis and experimental verification of estimation method for time difference of unknown radio signals arrivals in a multipath propagation**

The analysis and statistical modeling of the estimation method for time difference for arrival of multipath signals are performed. The method of selecting the threshold level to estimate the width of channel pulse response is proposed. The precision characteristics of the proposed method are obtained by simulation. Results of the experimental data processing obtained by reception of signals of the terrestrial three-centimeter range radio source are described.

**Keywords:** time difference of arrival, correlation processing, threshold level, width of channel pulse response, statistical characteristics, experimental research.

---



УДК 621.317.08

Г.Г. Порубов, В.П. Денисов

## Методика расчёта антенных структур многобазовых фазовых пеленгаторов

Предлагается метод расчета баз многобазового фазового пеленгатора, обеспечивающий точное и однозначное измерение. Метод основан на анализе фазовых соотношений при переходе от самой большой базы к меньшим в каждом интервале однозначных измерений на большой базе. Метод не требует знания закона распределения вероятностей фазовых погрешностей.

**Ключевые слова:** пеленгатор, фазовый сдвиг, разрешение неоднозначности.

Проектирование многобазовых фазовых пеленгаторов (МФП) начинается с выбора структуры антенной решётки (АР), т.е. с выбора числа фазометрических баз, их относительных размеров и положения в АР, обеспечивающих выполнение заданных на пеленгатор технических требований.

В статье рассматриваются однокоординатные фазовые пеленгаторы, предназначенные для пеленгации в одной плоскости. Антенные системы таких пеленгаторов представляют собой линейные решётки.

Простых аналитических методов расчёта антенных структур фазовых пеленгаторов по заданным характеристикам точности пеленгования не существует. Существует численный метод оптимизации антенных систем пеленгаторов, основанный на полном переборе всех возможных положений антенных элементов при заданном их количестве и габаритном размере решётки [1]. Метод основан на использовании для устранения неоднозначности измерений принципа максимального правдоподобия, в предположении о нормальности распределения фазовых погрешностей. При этом логика выбора того или иного значения конкретной фазометрической базы (за исключением максимальной) не просматривается. В данной работе выбор фазометрических баз основан на анализе фазовых соотношений при переходе от большей базы к меньшей в каждом интервале однозначных измерений на большой базе.

Расчёт начинается с выбора наибольшей базы пеленгатора, которая полностью определяет точность пеленгования при построении пеленгатора по «методу уточнений» и в значительной степени при использовании метода максимального правдоподобия [2]. Обозначим наибольшую базу пеленгатора символом  $l_1$ , пусть  $l_1 \gg \lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны.

Полная разность фаз сигналов на базе  $l_1$

$$\Phi_1 = 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \sin \alpha = \varphi_1 + 2\pi k, \quad (1)$$

где  $\varphi_1$  – измеренная разность фаз в радианах  $\pi \leq \varphi_1 < \pi$ ;  $k$  – полное число периодов разности фаз на базе  $l_1$ , утраченное при измерениях;  $\alpha$  – угол прихода плоской волны, отсчитанный от нормали к антенной системе.

Устранение неоднозначности измерений на базе  $l_1$  заключается в отыскании  $k$  по результатам измерений на меньших базах.

Обозначим  $\frac{l_1}{\lambda} = n_{x1}$ ,  $\sin \alpha = v$ , а разность фаз будем измерять в рад/2 $\pi$ , так что  $0,5 \leq \varphi_1 < 0,5$ .

Формулу (1) перепишем в виде

$$\varphi_1 = n_{x1}v - k. \quad (2)$$

При изменении  $v = \sin \alpha$  в пределах от  $-1$  до  $1$  полная разность фаз на базе  $l_1$   $\varphi_1 + k$  изменяется в пределах от  $-\frac{l_1}{\lambda}$  до  $\frac{l_1}{\lambda}$ . В указанных пределах ось  $v$  можно разделить на интервалы длиной  $\frac{\lambda}{l_1}$ , в пределах которых разность фаз изменяется на  $2\pi$  радиан. Каждому из этих интервалов, называемых интервалами однозначного измерения на базе  $l_1$ , соответствует определенное значение  $k$ . На

рис. 1, а показана ось  $v$ , разбитая на интервалы однозначности в пределах  $|v| \leq 1$ . Принято, для примера,  $\frac{l_1}{\lambda} = 5$ . Вертикальными стрелками в каждом интервале однозначности показано рассчитанное по формуле (1) значение  $v$ , соответствующее некоторой разности фаз  $\varphi_1$  и определённому  $k$ .

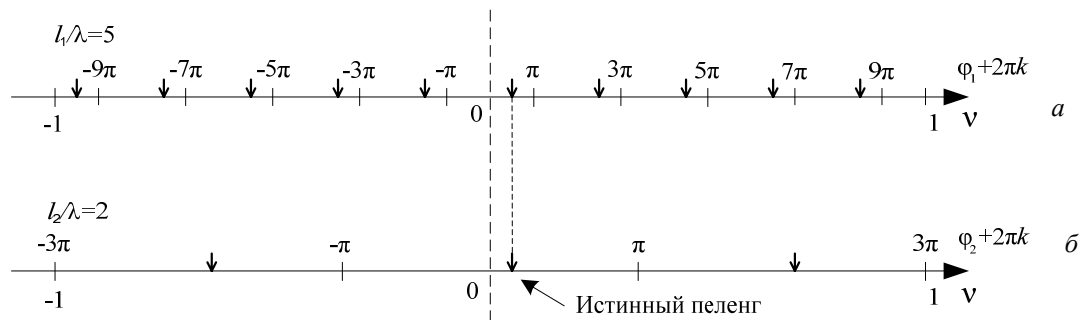


Рис. 1. Геометрическая интерпретация неоднозначных фазовых измерений

Допустим, мы хотим найти истинное значение  $v$ , используя измерение на другой базе  $l_2$ , также однозначной. На рис. 1, б показаны измеренные пеленги на оси  $v$ . Для построения принято  $\frac{l_2}{\lambda} = 2$ , считается, что погрешности фазовых измерений отсутствуют. Тогда в точке истинного пеленга отсчёты по двум шкалам совпадают, а в других интервалах однозначности они расходятся. Совпадение отсчётов является критерием истинности пеленга.

При наличии фазовых погрешностей результаты измерений пеленга на различных базах не совпадают ни в одной точке  $v$ . За результат измерений принимается тот отсчёт по базе  $l_1$ , где отсчёты по базам  $l_1$  и  $l_2$  наиболее близки.

При построении рис. 1 предполагалось, что относительные базы  $\frac{l_1}{\lambda}$ ,  $\frac{l_2}{\lambda}$  – взаимно простые целые числа. Из рис. 1 видно, что совокупность отсчётов разностей фаз по базам обладает периодичностью: если при некотором  $v$  результаты измерений равны  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ , то они точно повторяются в точках  $v \pm 1$ .

Данный результат легко проверить аналитически. Представим совокупность относительных баз вектор-столбцом  $\vec{n}_x$ :

$$\vec{n}_x = \begin{pmatrix} \vec{n}_{x1} \\ \vec{n}_{x2} \end{pmatrix},$$

а совокупность результатов измерений – вектором  $\vec{\varphi}$ :

$$\vec{\varphi} = \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \end{pmatrix}.$$

Тогда вектор полных разностей фаз

$$\vec{\Phi} = \vec{\varphi} + \vec{k} = \vec{n}_x v. \quad (3)$$

Если  $v$  изменяется на  $\pm 1$ , то вектор полных разностей фаз

$$\vec{\Phi} = \vec{n}_x (v \pm 1) = \vec{n}_x v \pm \vec{n}_x.$$

На каждой базе полная разность фаз изменилась на целое число периодов, поэтому измеренная разность фаз не изменилась ни на одной из баз.

Таким образом, если относительные базы  $\frac{l_i}{\lambda}$  – взаимно простые целые числа, интервал однозначного измерения величины  $v = \sin \alpha$  равен 1, что соответствует угловому сектору  $\pm 30^\circ$  относительно нормали к антенной системе. Фазовые соотношения на базах достаточно рассмотреть на указанном интервале.

При работе пеленгатора в диапазоне частот условие целочисленности относительных баз  $\frac{l_i}{\lambda}$  не выполняется. Предположим, что выполняется менее жёсткое условие – базы относятся между собой как взаимно простые целые числа, так что

$$\vec{n}_x \Delta v_{\text{одн}} = \vec{e}_x, \quad (4)$$

где  $\vec{e}_x$  – вектор взаимно простых целых чисел, а величина  $\Delta v_{\text{одн}}$  имеет смысл интервала однозначного пеленгования системой баз  $\vec{n}_x$ .

Действительно, подставляя в (3)

$$\vec{n}_x = \frac{1}{\Delta v_{\text{одн}}} \vec{e}_x,$$

имеем

$$\vec{\Phi} = \vec{e}_x v \frac{1}{\Delta v_{\text{одн}}}.$$

Пусть  $v$  изменится на  $\Delta v_{\text{одн}}$ . Тогда  $\vec{\Phi} = \vec{e}_x (v \pm \Delta v_{\text{одн}}) \frac{1}{\Delta v_{\text{одн}}} = \vec{e}_x v \frac{1}{\Delta v_{\text{одн}}} \pm \vec{e}_x$  – на каждой базе полная разность фаз изменилась на целое число периодов, так что измеряемые разности фаз  $\varphi_i$  остались прежними.

Таким образом, рассмотрение фазовых соотношений на интервале  $|\nu| < 0,5$  при целочисленных базах равносильно рассмотрению этих соотношений на интервале  $\Delta v_{\text{одн}}$ , если относительные базы  $n_{xi}$  не целочисленные, но относятся между собой как взаимно простые целые числа. Будем считать, что это условие выполняется, и рассматривать фазовые соотношения на интервале  $\Delta v_{\text{одн}}$ .

Принцип выбора базы  $l_2$  по базе  $l_1$  заключается в том, чтобы на оси  $v$  результаты измерений расходились достаточно сильно во всех интервалах однозначности базы  $l_1$ , кроме соответствующего истинному пеленгу. Для правильного устранения неоднозначности необходимо, чтобы эта разница была больше, чем возможные ошибки измерений.

Пусть истинный пеленг задается некоторой величиной  $v$ . В этой точке на базе  $l_2$  измеренная разность фаз

$$\varphi_2 = n_{x2} v - k, \quad (5)$$

где  $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, e_{x2}$ .

Если изменить пеленг на  $j$  интервалов однозначности на большой базе  $l_1$   $\Delta v_{\text{одн}1} = \frac{1}{n_{x1}}$ , то измеряемая разность фаз на базе  $l_2$  будет

$$\varphi_{2j} = n_{x2} \left( v + j \frac{1}{n_{x1}} \right) - (k + f) = n_{x2} v + j \frac{n_{x2}}{n_{x1}} - (k + f). \quad (6)$$

Разность  $\varphi_2$  (5) и  $\varphi_{2j}$  (6) характеризует величину отклонения измеренной разности фаз на базе  $l_2$  с направления  $v + j \Delta v_{\text{одн}1}$  относительно измеренной с направления  $v$

$$\Delta_{2j} = \varphi_{2j} - \varphi_2 = j \frac{n_{x2}}{n_{x1}} - f. \quad (7)$$

Величина  $\Delta_{2j}$  определяет вероятность исключения из возможных результатов измерения отсчёта пеленга, отстоящего от истинного на  $j$  интервалов однозначного измерения по большой базе  $l_1$ .

Задаваясь величиной  $\Delta_{2j}$ , найдём из (7) отношение баз

$$\frac{l_2}{l_1} = \frac{\Delta_{2j} + f}{j}, \quad (8)$$

где  $f = 0, 1, 2, \dots$  – целые числа;  $j$  – количество интервалов однозначного измерения по большой базе относительно истинного пеленга.

С другой стороны, при выбранном отношении баз  $\frac{l_2}{l_1}$  из (8) можно найти  $\Delta_{2j}$  для любого интервала однозначного измерения по базе  $l_1$

$$\Delta_{2j} = j \frac{l_2}{l_1} - f, \quad (9)$$

где  $j$  – номер интервала однозначности на базе  $l_1$ ; величина  $\Delta_{2j}$  выражена в рад/ $2\pi$ ;  $f = 0, 1, 2, \dots$  – целые числа.

Величина  $\Delta_{2j}$  не может быть больше  $180^\circ$ : на базе  $l_2$  соседние отсчёты отстоят друг от друга на  $360^\circ$  (см. рис. 1), поэтому если расстояние от разности фаз  $\varphi_{2j}$  до разности фаз  $\varphi_2$ , соответствующей истинному пеленгу, больше  $180^\circ$ , оно меньше  $180^\circ$  в соседнем интервале однозначности. В формуле (9) это соответствует изменению целого числа  $f$  на единицу.

В приводимых ниже примерах величина  $\Delta_{2j}$  принималась равной следующим значениям:

$$\left. \begin{aligned} \Delta_{2j} &= \frac{1}{2} 360^\circ = 180^\circ, \\ \Delta_{2j} &= \frac{3}{7} 360^\circ = 154,29^\circ, \\ \Delta_{2j} &= \frac{2}{5} 360^\circ = 144^\circ, \\ \Delta_{2j} &= \frac{1}{3} 360^\circ = 120^\circ. \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Минимальная величина  $\Delta_{2j}$  определяется погрешностями фазовых измерений. Если, к примеру, фазовые погрешности распределены нормально, имеют нулевые средние значения и дисперсии  $\sigma_\varphi^2$ , можно принять  $\Delta_{2j} = (4 \div 6) \sigma_\varphi$ .

Порядок действий при выборе баз следующий.

По базе  $l_1$ , определённой исходя из требуемой точности пеленгования, и принятой величине  $\Delta_{2j}$ , для первой зоны однозначности измерений на базе  $l_1$  ( $j=1$ ) по формуле (8) находится база  $l_2$ . Для других интервалов однозначного измерения на базе  $l_1$  (т.е. для других  $j$ ) находятся фактические значения  $\Delta_{2j}$ , которые определяются выбранной базой  $l_2$ . Находится минимальный номер интервала однозначного измерения  $j$  на базе  $l_1$ , для которого выбранная база  $l_2$  не обеспечивает желаемого значения  $\Delta_{2j}$ . Далее находится база  $l_3$  с помощью формулы, аналогичной (8). Запишем её в виде

$$\frac{l_3}{l_1} = \frac{\Delta_{3j} + f}{j}, \quad (11)$$

где  $j$  – номер интервала однозначного измерения на базе  $l_1$ , в котором база  $l_2$  не обеспечивает желаемой величины  $\Delta_{2j}$ ;  $\Delta_{3j}$  – отклонение измеренной разности фаз на базе  $l_3$  с направления  $\nu + j\Delta\nu_{\text{одн}}$  относительно измеренной с направления  $\nu$ . Интервалы  $\Delta_{2j}$ ,  $\Delta_{3j}$  не обязательно должны быть одинаковыми.

Далее по найденной базе  $l_3$  находятся величины  $\Delta_{3j}$  в других секторах однозначности базы  $l_1$ . Находится минимальный номер  $j$  сектора однозначности, в котором ни база  $l_2$ , ни база  $l_3$  не обеспечивают выбранных величин  $\Delta_{2j}$ ,  $\Delta_{3j}$ . Для этого сектора по изложенной методике находится дополнительная база  $l_4$ . Процесс выбора дополнительных баз продолжается, пока во всех секторах неоднозначности базы  $l_1$  не будет разности фаз  $\Delta_{ij}$ , равной принятой величине.

Достоинством изложенного метода выбора баз является то, что он не связан с видом закона распределения вероятностей случайных фазовых погрешностей. В частности, это могут быть паразитные фазовые сдвиги сигналов в приёмно-измерительных каналах пеленгатора, вызванные технологическими причинами. Предлагаемый метод не связан также и со структурной схемой подключения фазометров к элементам антенной решетки. Пользуясь терминологией, принятой в монографии

[2], можно сказать, что он в одинаковой степени применим к пеленгаторам с «параллельными базами», «опорной антенной», «последовательным включением фазометров» или иной схемой построения. Естественно, при выбранных базах характеристики точности пеленгатора будут существенно зависеть от структурной схемы подключения фазометров. Кроме того, они будут зависеть от закона распределения вероятностей фазовых погрешностей и способа обработки совокупности измеренных разностей фаз для получения точного и однозначного пеленга.

Результаты расчётов ряда структур антенных решёток фазовых пеленгаторов с числом баз от двух до пяти приведены в таблице, где они представлены соотношением баз.

В графах таблицы указаны величины  $\Delta_{ij}$ , для которых производились расчёты. Из таблицы видно, что существует целый ряд антенных структур, для которых  $\Delta_{ij}$  не больше заданных величин.

Среди них есть и структуры, совпадающие с оптимизированными по критерию максимально правдоподобного устранения неоднозначности фазовых измерений. Структуры ряда таких решеток приведены в монографии [1]. В указанной монографии оптимизация проведена в предположении, что фазовые погрешности на измерительных базах подчинены многомерному нормальному закону распределения с нулевым вектором средних значений, их источники содержатся в приемно-измерительных каналах.

Сравним между собой по вероятности правильного устранения неоднозначности два пеленгатора. Пусть один из них имеет антенную решетку, оптимизированную по критерию максимального правдоподобия, а другой имеет антенную решетку, найденную предложенным в статье методом, но не являющуюся оптимальной по указанному критерию. Предположим, что обработка совокупности результатов фазовых измерений выполняется в соответствии с принципом максимального правдоподобия и все необходимые для этого условия выполняются. Естественно, габаритные размеры антенных решеток и число их элементов должно быть одинаковым. Примем, что число элементов решетки  $N=4$ , а количество фазометрических баз  $n=N-1=3$ . Будем считать, что в первом случае (оптимизированная решетка) фазометры подключены к приемным трактам по схеме «с опорной антенной». Структурная схема такой системы приведена на рис. 2, а. Видно, что наибольшая база определяет размеры всей антенной системы.

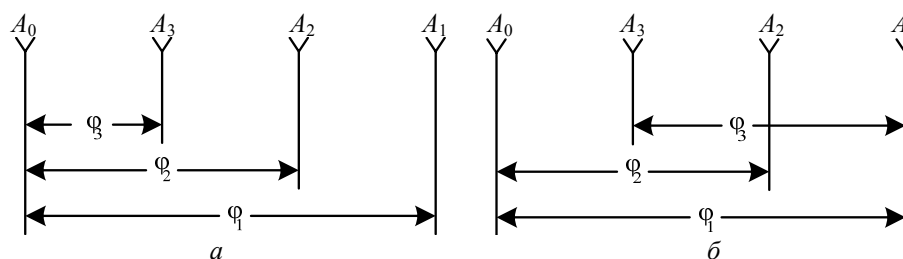


Рис. 2. Схема организации фазометрических баз на антенной решетке: а – пеленгатор с опорной антенной; б – «свернутая» схема организации баз

Среди приведенных в таблице трехбазовых пеленгаторов оптимальными по критерию максимального правдоподобия являются системы со структурами антенной системы, задаваемой целочисленными векторами  $\vec{e}_x = (6, 3, 2)^T$ ,  $\vec{e}_x = (6, 4, 1)^T$ ,  $\vec{e}_x = (9, 6, 4)^T$ . Примем для сравнения пеленгатор со структурой антенной системы  $\vec{e}_x = (9, 6, 4)^T$ . Для удобства читателя заметим, что на рис. 2, а изменена закономерность обозначений баз, принятая в монографиях [1, 2], которые являются основой для анализа: в монографиях индексом 1 обозначена наименьшая база, а остальные индексы увеличиваются в порядке увеличения размера баз; на рисунке, как это принято в статье, индексом 1 обозначена наибольшая база.

Будем считать, что во втором случае (структура решетки найдена изложенным в статье методом, но не является оптимальной по критерию максимального правдоподобия) фазометры подключены к приемно-измерительным трактам, как показано на рис. 2, б («свернутая» схема организации баз). В этой схеме, как и в предыдущей, большая база определяет габаритный размер антенной решетки, что необходимо для их сравнения. Примем для расчетов соотношение баз, показанное на рис. 2, б,  $\vec{e}_x = (9, 6, 4)^T$ . Такой вектор имеется в таблице, где он представлен соотношением баз.

## Структуры антенных решеток многобазовых пеленгаторов

Вариант	Число баз	Соотношение баз: $e_{x1}, e_{x2}, e_{x3}, e_{x4}, e_{x5}$				
		$e_{x1}$	$e_{x2}$	$e_{x3}$	$e_{x4}$	$e_{x5}$
1	2	2	1 (180°)			
2		3	1, 2 (120°)			
3	3	4	2 (180°)	1, 3 (180°)		
4		6	3 (180°)	1, 2, 4, 5 9 (120°)		
5		6	2, 4 (120°)	1, 3, 5 (180°)		
6		9	3, 6 (120°)	1, 2, 4, 5, 7, 8 (120°)		
7	4	8	4 (180°)	2, 6 (180°)	1, 3, 5, 7 (180°)	
8		12	6 (180°)	2, 4, 8, 10 (120°)	1, 3, 5, 7, 9, 11 (180°)	
9		12	4, 8 (120°)	2, 6, 10 (180°)	1, 3, 5, 7, 9, 11 (180°)	
10		12	6 (180°)	3, 9 (180°)	1, 2, 4, 5, 7, 8, 10, 11 (120°)	
11		18	9 (180°)	3, 6, 12, 15 (120°)	1, 2, 4, 5, 7, 8, 10, 11, 13, 14, 16, 17 (120°)	
12		18	6, 12 (120°)	3, 9, 15 (180°)	1, 2, 4, 5, 7, 8, 10, 11, 13, 14, 16, 17 (120°)	
13		18	6, 12 (120°)	2, 4, 8, 10, 14, 16 (120°)	1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17 (180°)	
14		27	9, 18 (120°)	3, 6, 12, 15, 21, 24 (120°)	1, 2, 4, 5, 7, 8, 10, 11, 13, 14, 16, 17, 19, 20, 22, 23, 25, 26 (120°)	
15	5	16	8 (180°)	4, 12 (180°)	2, 6, 10, 14 (180°)	1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15 (180°)
16	5	24	12 (180°)	4, 8, 16, 20 (120°)	2, 6, 10, 14, 18, 22 (180°)	1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23 (180°)
17		24	8, 16 (120°)	4, 12, 20 (180°)	2, 6, 10, 14, 18, 22 (180°)	1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23 (180°)
18		24	12 (180°)	6, 18 (180°)	2, 4, 8, 10, 14, 16, 20, 22 (120°)	1, 3, 5, 7, 9, 11, 13, 15, 17, 19, 21, 23 (180°)
19		24	12 (180°)	6, 18 (180°)	3, 9, 15, 21 (180°)	1, 2, 4, 5, 7, 8, 10, 11, 13, 14, 16, 17, 19, 20, 22, 23 (120°)
20	5	36	18 (180°)	6, 12, 24, 30 (120°)	3, 9, 15, 21, 27, 33 (180°)	1, 2, 4, 5, 7, 8, 10, 11, 13, 14, 16, 17, 19, 20, 22, 23, 25, 26, 28, 29, 31, 32, 34, 35 (120°)
21		36	12, 24 (120°)	6, 18, 30 (180°)	3, 9, 15, 21, 27, 33 (180°)	1, 2, 4, 5, 7, 8, 10, 11, 13, 14, 16, 17, 19, 20, 22, 23, 25, 26, 28, 29, 31, 32, 34, 35 (120°)
22		36	18 (180°)	9, 27 (180°)	3, 6, 12, 15, 21, 24, 30, 33 (120°)	1, 2, 4, 5, 7, 8, 10, 11, 13, 14, 16, 17, 19, 20, 22, 23, 25, 26, 28, 29, 31, 32, 34, 35 (120°)
23	4	7	3, 4 (154°)	2, 5 (154°)	1, 6 (154°)	
24	5	14	6, 8 (154°)	4, 10 (154°)	2, 12 (154°)	1, 3, 5, 7, 9, 11, 13 (180°)
25		21	9, 12 (154°)	6, 15 (154°)	3, 18 (154°)	1, 2, 4, 5, 7, 8, 10, 11, 13, 14, 16, 17, 19, 20 (120°)
26	3	5	2, 3 (144°)	1, 4 (144°)		
27	4	10	4, 6 (144°)	2, 8 (144°)	1, 3, 5, 7, 9 (180°)	

На схеме рис. 2, б имеет место полная система линейно независимых фазометрических баз. При выполнении этого условия вероятность правильного устранения неоднозначности  $P_0$  не зависит от того, как подключены фазометры к приемно-измерительным трактам, а зависит только от структуры решетки [2]. Перейдем к подключению фазометров по схеме «с опорной антенной» и получим вектор баз  $\vec{e}_x = (9, 6, 5)^T$ .

Методика расчетов вероятности  $P_0$  для пеленгаторов, реализующих метод максимального правдоподобия, приведена в монографии [2] и в трехбазовом случае сводится к вычислению двумерного нормального интеграла. На рис. 3 приведена рассчитанная по этой методике зависимость вероятности правильного устранения неоднозначности  $P_0$  от СКО фазовых погрешностей для оптимизированного пеленгатора со структурой антенной системы  $\vec{e}_x = (9, 6, 4)^T$ , а также со структурой  $\vec{e}_x = (9, 6, 5)^T$ , полученной на основании предложенного метода.

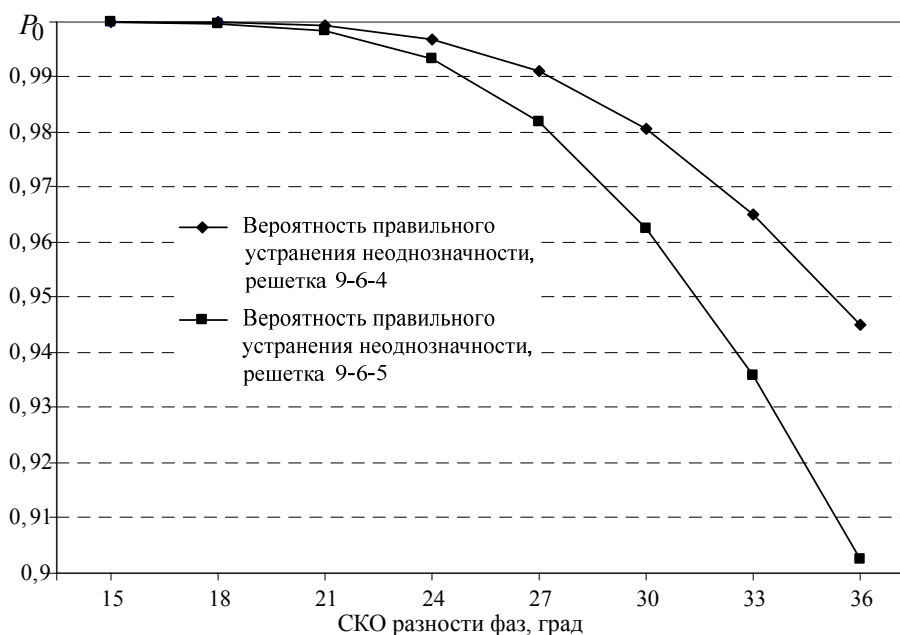


Рис. 3. Зависимость вероятности правильного устранения неоднозначности от СКО фазовых погрешностей

Как видно из графиков, при малых фазовых погрешностях (СКО не больше 20 град), вероятность  $P_0$  практически одинакова для сравниваемых структур, но становится существенно различной при дальнейшем увеличении СКО: при СКО, равном 36 град, разница достигает 0,05.

Сравнение результатов расчетов проведено для обработки совокупности измеренных разностей фаз в соответствии с принципом максимального правдоподобия. При использовании иного способа обработки, например, «суммирование косинусоид» [1], результаты сравнения будут несколько иными. Тем не менее, по мнению авторов, проведенное сравнение показывает привлекательность предложенного метода выбора фазометрических баз для проектировщиков фазовых пеленгаторов. Достоинством метода являются его простота и возможность применения к пеленгаторам с любым размером максимальной базы.

Идея метода принадлежит Г.Г. Порубову. В.П. Денисов по его просьбе подготовил представленные материалы к опубликованию в журнале. Нетрудно видеть, что метод применим не только к пеленгаторам, но и к другим видам многошкальных фазовых измерительных систем.

#### Литература

1. Белов В.И. Теория фазовых измерительных систем. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 1994. – 102 с.
2. Денисов В.П. Фазовые радиопеленгаторы / В.П. Денисов, Д.В. Дубинин. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 2002. – 252 с.

**Порубов Геннадий Гаврилович**

Инженер, ОАО «НИИАП», г. Новосибирск

Тел.: 8-961-871-47-25

Эл. почта: porub27@mail.ru

**Денисов Вадим Прокопьевич**

Д-р техн. наук, профессор каф. радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-36-70

Эл.почта: dvp15@sibmail.com

Porubov G.G., Denisov V.P.

**Method to calculate the structures of antenna arrays for multibase phase direction finders**

The paper considers the method that can be used to calculate the structures of antenna arrays for multibase phase direction finders. As the criterion for calculating the relative size of bases was taken the condition, that ensures obtaining of the specified amount of deviation of the expected value in the ambiguity areas of the maximum base-efficient sign is also presented. The paper gives the results of mathematical modeling of phase direction finders.

**Keywords:** direction finder, phase difference, ambiguity resolution.

---



УДК 621.391.825

А.С. Вершинин, Д.Ю. Майков, Д.Н. Ушарова, А.С. Аникин

## Экспериментальная оценка статистических характеристик узкополосных радиопомех диапазона 433 МГц в городских условиях

Приведены результаты экспериментальной оценки статистических характеристик мощности, вероятности наблюдения, количества и длительности радиопомех, принимаемых в условиях городской застройки от узкополосных источников излучения со слабонаправленными антеннами в диапазоне 433 МГц. Показано, что в диапазоне 430–435 МГц с вероятностью около 3% наблюдается шесть источников помех с максимальной мощностью минус 38 дБмВт.

**Ключевые слова:** радиопомеха, диапазон 433 МГц, мощность, вероятность, длительность, количество источников помех.

В настоящее время для решения задач народного хозяйства широкое распространение получили приёмопередающие устройства в нелицензируемом радиодиапазоне 433 МГц с максимальной разрешённой выходной мощностью передатчика 10 мВт [1–3]. Миниатюрные приёмопередатчики диапазона 433 МГц применяются для дистанционного мониторинга и управления объектами промышленности на урбанизированной территории, автоматизированного удалённого сбора данных от приборов учёта электроэнергии, температуры, для обмена данными в беспроводных радиосетях, в сигнализациях или системах охраны удалённых объектов, а также в пультах дистанционного управления электронными игрушками или радиомоделями [2–4]. Из-за сложной электромагнитной обстановки в диапазоне 433 МГц при проектировании радиосистем полезно иметь сведения о количестве и ожидаемом уровне мощности радиопомех для обеспечения надёжной передачи информации. Приём узкополосной помехи большой мощности (по сравнению с мощностью полезного сигнала) в полосе полезного сигнала приводит к перегрузке приёмного тракта, возрастанию битовой вероятности ошибки, и, возможно, к нарушению сеанса радиосвязи. Априорные сведения о статистических характеристиках узкополосных радиопомех позволяют на этапе проектирования систем передачи информации обоснованно выбрать методы помехоустойчивого кодирования, сетку и алгоритм смены частоты радиопередатчика.

В открытых источниках [5–12] крайне скудно представлена информация о статистических характеристиках узкополосных радиопомех диапазона 433 МГц и, как правило, отсутствует информация об используемом при измерении оборудовании, а экспериментальные результаты представлены в виде амплитудных спектров при настройке анализатора спектра в режиме однократного измерения или в режиме накопления [8]. Так, в работе [10] приводятся результаты экспериментальной оценки распределения вероятностей амплитуд для сигналов диапазона 433 МГц, принимаемых в полосе 30 кГц на территории сталелитейного завода, где основные источники радиопомех этого диапазона (дистанционно управляемые двери, промышленные роботы и краны) приводят к серьёзным авариям на производстве. Согласно приведённым результатам, мощность радиопомех диапазона 433 МГц достигает 40 дБм с вероятностью  $10^{-6}$  и 100 дБм с вероятностью около  $10^{-1}$ .

Другим источником радиопомех диапазона 433 МГц являются так называемые активные RFID-метки, используемые для радиочастотной дистанционной идентификации объектов. Такой тип идентификации активно внедряется зарубежными авиакомпаниями для контроля на борту воздушного судна процесса загрузки и выгрузки багажа, транспортировки иных грузов, а также бортовых приборов и деталей (например, спасательные жилеты, кресла и т.д.). В работе [12] представлены результаты экспериментальной оценки мощности излучения двух RFID-меток диапазона 433 МГц. Согласно выводам авторов, мощность излучения активных RFID-меток на основной частоте и на частоте гармоник превышает максимальный уровень излучения, установленный стандартом DO-160E.

В этих и многих других работах основной статистической характеристикой помехи является вероятность распределения амплитуд. Однако для проектирования беспроводных систем сбора дан-

ных нередко требуется знание временных характеристик радиопомех (например, средний интервал времени между помехами, средняя длительность помехи и т.д.). В связи с отсутствием в доступной литературе этих и других параметров радиопомех актуальной является задача экспериментальной оценки статистических характеристик узкополосных помех в радиодиапазоне 433 МГц. В качестве параметров радиопомех рассматриваются мощность, количество одновременно наблюдаемых источников помех и вероятность их наблюдения, средняя длительность (продолжительность) помехи, средний интервал времени между помехами.

**Цель статьи** – оценить статистические характеристики узкополосных радиопомех диапазона 433 МГц по результатам экспериментальных измерений в городских условиях.

**Оборудование и методика экспериментальной оценки.** Экспериментальные измерения проводились в различных жилых районах г. Томска в осенний период. Источниками помех являются радиосигналы от сторонних источников излучения в частотном диапазоне 433 МГц, нарушающих работу приёмного устройства радиосистемы передачи информации. В качестве сторонних источников излучения в диапазоне 433 МГц рассматривалось радиоэлектронное оборудование: автосигнализации, портативные радиостанции, пульта управления воротами и т.д. Для обеспечения репрезентативности выборки измерения проводились в различных районах г. Томска: от спального района до центральных проспектов с оживлённым движением. Наименование пунктов экспериментальных измерений и их местоположение указаны в табл. 1.

Таблица 1

Наименование и местоположение пунктов измерений

№	Наименование	Местоположение пунктов измерений в г. Томске
1	Пункт 1	Перекрёсток ул. Учебная – пр. Ленина
2	Пункт 2	Перекрёсток ул. Косарева – пр. Кирова
3	Пункт 3	Перекрёсток ул. Елизаровых – пр. Кирова
4	Пункт 4	Окрестность ул. 19-я Гвардейская дивизия и ул. Фёдора Лыткина

На выбранной позиции по ежесекундным круглосуточным измерениям за интервал времени с пятницы по воскресенье (трёхсуточные измерения) включительно определялись средняя, среднеквадратическая, полная и максимальная мощность принимаемых сигналов по результатам оценки спектральной плотности мощности.

Для проведения измерений использовались поверенные средства измерения и оборудование:

- анализатор спектра Agilent N9917A;
- антенна диапазона 433 МГц с коэффициентом усиления около 0,5 дБ и полосой 40 МГц;
- ноутбук с предустановленным программным обеспечением (ПО) для регистрации сигналов;
- сетевой фильтр;
- кабель Ethernet.

Измерения проводились с помощью программного обеспечения на ноутбуке, которое позволяло с определённым временным интервалом оценивать спектральную плотность мощности принятого антенной сигнала. Подключение ноутбука к анализатору спектра осуществлялось через патчкорд.

Установка оборудования осуществлялась в комнате жилого помещения на первом или втором этаже у оконного проёма.

Экспериментальная оценка мощности помех выполнялась по требованиям [13].

В качестве статистических характеристик радиопомех диапазона 433 МГц определялись:

- вероятность появления помех  $D(\Delta f)$ ;
- среднее значение мощности помех  $m_{P_{ro}}$  на частоте  $f$ ;
- среднеквадратическое значение  $\sigma_{P_{ro}}$  мощности помех на частоте  $f$ ;
- полная мощность помех  $P_{ro} = \sqrt{m_{P_{ro}}^2 + \sigma_{P_{ro}}^2}$ ;
- средняя длительность помех и средний интервал времени между излучениями помех.

Помимо этого, определялась максимальная мощность помех  $P_{ro, \text{макс}}$  за весь сеанс измерений.

Длительность помехи определялась по совокупности реализаций спектральной плотности мощности для каждого частотного подканала (или поддиапазона полосой 25 кГц), утверждённого ГРЧ для диапазона 433 МГц, и вычислялась как время присутствия сигнала радиопомехи в некотором частотном подканале.

Интервал времени между помехами определялся по совокупности реализаций спектральной плотности мощности как время отсутствия сигнала радиопомехи в некотором частотном подканале.

Так как интервал времени и длительность помехи являются случайными величинами, то определялись их средние значения. Средние длительность помехи и интервал времени между излучениями помех определялись по совокупности всех частотных подканалов, для которых были зафиксированы помеховые излучения.

Среднее и среднеквадратическое значения мощности помехи вычислялись по известным формулам теории вероятностей и математической статистики для несмещённой оценки случайной величины [2].

Математическое ожидание и среднеквадратическое значение мощности помехи вычислялись по известным формулам теории вероятностей для несмещённой оценки случайной величины [2].

Все вычисления выполнялись в полуавтоматическом режиме с помощью предустановленного программного обеспечения на ЭВМ. В качестве исходных данных для вычисления использовались массивы, содержащие отсчёты спектральной плотности мощности радиопомех в некотором частотном диапазоне и соответствующие этим отсчётам границы частотных подынтервалов быстрого преобразования Фурье. На одной позиции производилось не менее 256000 измерений спектральной плотности мощности.

Ниже для примера представлены результаты экспериментальных измерений для одного пункта. Для остальных пунктов результаты измерений приведены в сводную таблицу.

**Условия и результаты экспериментальных измерений для пункта № 1.** Оборудование для проведения экспериментальных измерений размещалось на первом этаже типового многоквартирного дома. Экспериментальные измерения получены по трёхсуточным измерениям (24–26.10.14), проводимым в диапазоне частот от 400 до 450 МГц с частотным разрешением 10 кГц. Интервал между измерениями составлял одну секунду, а точность измерения длительности помехи и интервала времени между излучениями помехи не хуже одной секунды. Приёмный пункт располагался в окрестности ул. Учебная и пр. Ленина г. Томска, на дистанции не менее 15 м от которого в условиях прямой видимости и дифракции располагались потенциальные источники помех диапазона 433 МГц (охранные системы, автосигнализации и т.д.).

Для определения факта наличия помехи пороговым методом оценивался уровень внутренних шумов анализатора спектра. Уровень спектральной плотности мощности в приёмном канале при указанном частотном разрешении в среднем составлял около минус 86,3 дБм. Обнаружение помехи на частоте  $f$  происходило в момент превышения спектральным отсчётом порога «три сигма», равного  $P_{п} = m_{pro} + 3 \cdot \sigma_{pro}$ .

Приведём некоторые результаты экспериментальных измерений. Результаты измерения частотной зависимости максимальной за трое суток мощности  $P_{ro, макс}$  помех представлены на рис. 1.

Количество источников помех  $N_{п}$ , одновременно (т.е. в реализации спектральной плотности) наблюдаемых в частотном диапазоне 400–450 МГц, по результатам трёхсуточных наблюдений представлено в виде гистограммы распределения на рис. 2. Количество источников помех определялось по количеству занятых частотных каналов (или поддиапазонов полосой 25 кГц), утверждённых нормативными документами для диапазона 433 МГц.

Результаты частотно-временного анализа помех в диапазоне 430–435 МГц, от-

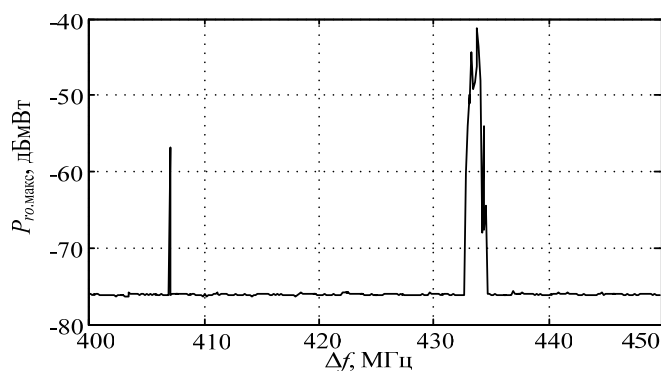


Рис. 1. Частотная зависимость максимальной (за трое суток) мощности  $P_{ro, макс}$  радиопомехи

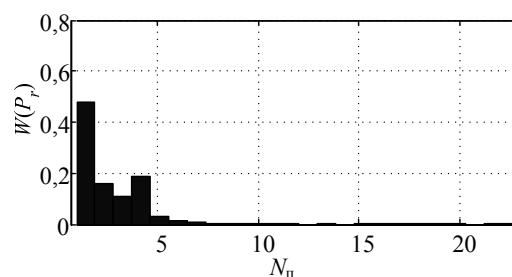


Рис. 2. Распределение количества одновременно наблюдаемых помех по результатам трёхсуточных наблюдений (частотный диапазон 400–450 МГц)

ражающие типовой характер активности и динамики изменения мощности помех, иллюстрируются рис. 3.

Рис. 3. Частотно-временное представление мощности помех в диапазоне 433–435 МГц

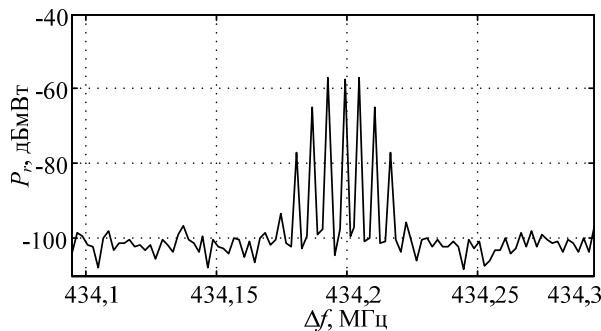
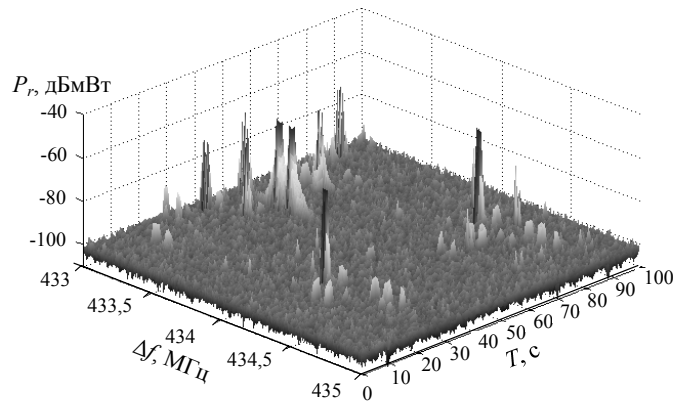


Рис. 4. Реализация спектрального представления сигнала источника помехи с амплитудной модуляцией, наблюдаемая в измерениях

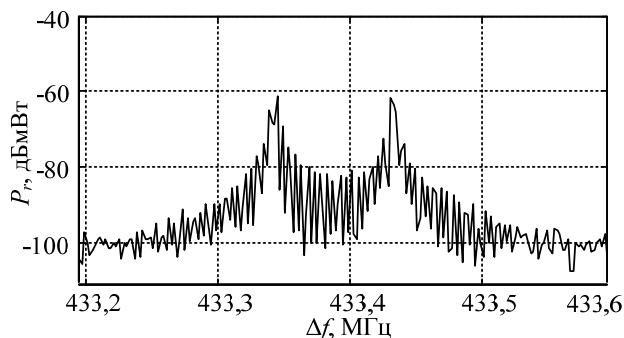


Рис. 5. Реализация спектрального представления сигнала источника помехи с двухчастотной частотной модуляцией, наблюдаемая в измерениях

Анализ полученных экспериментальных материалов показал, что многие источники помех многократно используют частотный ресурс с различной периодичностью, а подавляющее большинство наблюдаемых помех имеет в 30% случаев амплитудную многотональную модуляцию (рис. 4) или двухчастотную частотную манипуляцию в 60% случаев (рис. 5).

Представленные выше результаты по пункту № 1 сведены в табл. 2.

Результаты количественных оценок параметров помех были обобщены как для одного пункта (использовались суточные данные), так и для всех пунктов (использовались итоговые данные по каждому пункту). В качестве обобщённой характеристики каждого параметра использовалось среднее значение. Результаты обработки представлены в табл. 3. Полученные статистические оценки мощности радиопомех в диапазоне 433 МГц согласуются с единичными результатами измерений, полученными в г. Москве [8].

Таблица 2

Количественные характеристики радиопомех по результатам измерений в пункте № 1 (перекрёсток ул. Учебная – пр. Ленина г. Томска)

Параметр помехи	Значение
Вероятность наблюдения помехи $D$	От 6 до 9% от общего времени наблюдения
Вероятность наблюдать в частотном диапазоне 400 до 450 МГц одновременно:	
– одну помеху ( $N = 1$ )	83%
– две помехи ( $N = 2$ )	15%
– три помехи ( $N = 3$ )	1,5%
Интервал времени между помехами $\Delta T = \Delta T_{\text{ср}} \pm \Delta T_{\text{ск}}$	От $22 \pm 17$ с (для частот от 433 до 440 МГц) до $1,5 \pm 1,2$ ч (для частот от 405 до 407 МГц)
Минимально наблюдаемый интервал времени между помехами $\Delta T_{\text{мин}}$	От 2 до 8 с (в зависимости от частоты в диапазоне 400–450 МГц)
Длительность помехи $T = T_{\text{ср}} \pm T_{\text{ск}}$	$2 \pm 1$ с (в зависимости от частоты в диапазоне 400–450 МГц)

Продолжение табл. 2

Максимальная длительность помехи $T_{\text{макс}}$	От 1 до 9 с (в зависимости от частоты в диапазоне 400–450 МГц)
Тип модуляции	Амплитудная многотональная, двухуровневая частотная
Средняя мощность помех	–65 дБмВт
Флуктуации мощности помех	7,5–8 дБмВт
Полная мощность помех	–63 дБмВт
Максимальная мощность помех	–52 дБмВт

Таблица 3

**Статистические характеристики радиопомех диапазона 433 МГц в городских условиях (г. Томск)**

Средние за трое суток статистические характеристики радиопомехи по каждому пункту	Пункт №1	Пункт №2	Пункт №3	Пункт №4	Среднее
Вероятность наблюдения помехи $D$ , %	7	7,5	2,7	3,8	5,25
Наиболее вероятное количество $X$ одновременно наблюдаемых источников помех в частотном диапазоне 430 до 435 МГц	1	9	2	2	4
Ожидаемый интервал времени между помехами *, ч	0,01	2	1,6	0,7	1,08
Минимально наблюдаемый интервал времени между помехами *, с	2	2	1,0	1,0	1,5
Длительность помехи (средн. – макс.), с	2,2–9,0	1,3–6,0	1,2–10,0	1,2–22,3	1,7–15,3
Средняя мощность помех, дБмВт	–65,0	–61,2	–62,0	–65,6	–63,47
Флуктуации мощности помех, дБмВт	7,7	9,0	14,8	11,9	10,8
Полная мощность помех, дБмВт	–63,0	–60,5	–60,1	–64,5	–62,0
Максимальная мощность помех, дБмВт	–52,0	–40,5	–29,7	–36,7	–39,7

\* В диапазоне частот 430–440 МГц.

**Заключение.** Представленные результаты позволяют сделать следующие выводы. Статистическая обработка результатов экспериментальных измерений параметров радиопомех в четырёх пунктах города различной оживлённости показывает, что:

- вероятность наблюдать радиопомехи в частотном диапазоне 430–435 МГц составляет в среднем около 6%;
- с вероятностью около 3% возможно одновременно наблюдать в среднем 6 источников помех, максимальная мощность каждого из которых может достигать минус 38 дБмВт;
- помехи возникают с интервалом в среднем до 1,5 ч, минимально наблюдаемый интервал времени между помехами достигает в среднем 1,6 с;
- средняя длительность помехи составляет около 1,73 с, максимальная – 14 с.

Представленные результаты могут быть использованы на этапе системного проектирования радиомодемов в диапазоне 433 МГц.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки РФ по контракту № 02.G25.31.0107 от 14 августа 2014.

*Литература*

1. Государственная комиссия по радиочастотам [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.minsvyaz.ru/ru/activity/advisories/7/>, свободный (дата обращения: 18.02.2015).
2. Уайт Дж. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи: межсистемные помехи. – М.: Сов. радио, 1977. – 348 с.
3. Вишневский В.М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И.В. Шахнович. – М.: Техносфера, 2005. – 592 с.
4. Шахнович И.В. Современные технологии беспроводной связи. – М.: Техносфера, 2006. – 288 с.
5. Павлюк М. Комплексное решение компании «Миландр» для учета потребления энергоресурсов / М. Павлюк, Ю. Сахно, В. Малых // Электроника НТБ. – 2014. – № 2. – С. 78–81.
6. Использование диапазонов 433 и 868 МГц в системах промышленной телеметрии [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.russianelectronics.ru/leader-r/review/2187/doc/58633/>, свободный (дата обращения: 16.02.2015).

7. Набиев И.Н. Исследование электромагнитных излучений от электронных средств / И.И. Набиев, И.М. Шаяхметов // Матер. Междунар. науч.-техн. конф. «Перспективные информационные технологии». – Самара, 2014, 30 июня – 4 июля. Самара, 2014. – С. 220–222.
8. Использование радиопреуправления на 433 МГц в Москве [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://msooper.ucoz.net/news/ispolzovanie\\_radioupravlenija\\_na\\_433\\_mgc\\_v\\_moskve/2014-05-15-159](http://msooper.ucoz.net/news/ispolzovanie_radioupravlenija_na_433_mgc_v_moskve/2014-05-15-159), свободный (дата обращения: 16.02.2015).
9. Ångskog P. Sources of disturbances on wireless communication in industrial and factory environments / P. Ångskog, C. Karlsson, J.F. Coll, J.F. Chilo, P. Stenumgaard // IEE Electromagnetic Compatibility. – 2010. – P. 281–284.
10. Chilo J.F. APD measurements for characterization and evaluation of radio interference in steel mill / J.F. Chilo, C. Karlsson, P. Ångskog, P. Stenumgaard // IEEE EMC symposium. – 2009. – Vol. 2. – P. 625–628.
11. Coll J.F. Radio-frequency electromagnetic characterization in factory infrastructures / F. J. Coll, J. Chilo, B. Slimane // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2012. – Vol. 54, № 3. – P. 708–711.
12. Yonemoto N. RF emission measurement of 433 MHz RFID tags for EMI evaluation to onboard instruments of aircrafts / N. Yonemoto, K. Yonemoto, K. Yamada, T. Hirata // IEEE Electromagnetic Compatibility and Electromagnetic Ecology. – 2007. – P. 232 – 235.
13. ГОСТ 30805.16.2.2–2013 (CISPR 16-2-2:2005). Методы измерения параметров промышленных радиопомех и помехоустойчивости. Измерение мощности радиопомех [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.irtechnologies.ru/files/GOST%2030805.16.2.2-2013.pdf>, свободный (дата обращения: 07.11.2014).

---

**Вершинин Александр Сергеевич**

Канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник каф. телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР) ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 41-88-18  
Эл. почта: [as\\_vershinin@mail.ru](mailto:as_vershinin@mail.ru)

**Майков Денис Юрьевич**

Канд. техн. наук, программист каф. ТОР ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 41-88-18  
Эл. почта: [maykov\\_du@mail.ru](mailto:maykov_du@mail.ru)

**Ушарова Дарья Николаевна**

Главный конструктор Центра проектирования систем ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 41-88-18  
Эл. почта: [usdnwh@yandex.ru](mailto:usdnwh@yandex.ru)

**Аникин Алексей Сергеевич**

Канд. техн. наук, ассистент каф. радиотехнических систем ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 41-38-98  
Эл. почта: [rbk@sibmail.com](mailto:rbk@sibmail.com)

Vershinin A.S., Maykov D.U., Usharova D.N., Anikin A.S.

**Experimental evaluation of the statistical characteristics of narrowband interference band 433 MHz in urban areas**

The results of the experimental estimation the statistical characteristics of power capacity, the probability of observing, the number and duration of the interference. The interference is received in urban areas from the narrowband radiation sources with omnidirectional antennas in the range of 433 MHz. It was shown that in the band of 430–435 MHz six sources of interference with a maximum power –38 dBm occur with the probability about 3%.

**Keywords:** interference, range of 433 MHz, power, probability, duration, number of noise sources.

УДК 621.311.62

В.О. Оскирко, В.Д. Семенов, А.П. Павлов

## Исследование формирователя биполярных импульсов для питания магнетронных распылительных систем

Описан алгоритм управления транзисторами формирователя ассиметричных биполярных импульсов повышенной частоты для питания магнетронных распылительных систем (МРС), обеспечивающий регулировку частоты и длительности импульсов и предотвращающий переход схемы в небезопасный режим работы. Экспериментально показано, что источник питания (ИП) на основе формирователя ассиметричных импульсов повышенной частоты (ФБИ) позволяет повысить стабильность и скорость процессов реактивного магнетронного напыления покрытий сложного химического состава.

**Ключевые слова:** реактивное магнетронное распыление, биполярный источник питания.

Необходимость получения тонких пленок сложного состава стимулировала разработку технологий магнетронного распыления в среде реакционных газов. Такой способ получения покрытия называется реакционным или реактивным магнетронным распылением (РМР).

Образование покрытия при реактивном распылении происходит в результате осаждения продуктов химической реакции между химически-активным газом и распыленными атомами материала мишени магнетрона. Устойчивость процесса распыления во многом зависит от проводящих свойств самого покрытия, так как поверхность мишени на границе зоны распыления и за её пределами также покрывается продуктами химической реакции. Если продукты химической реакции обладают плохой проводимостью или являются диэлектриком, то процесс распыления становится неустойчивым, снижается скорость распыления, увеличивается частота возникновения электрических пробоев.

Одним из способов решения проблем РМР является применение импульсных источников питания повышенной частоты для питания магнетронных распылительных систем (МРС) [1–3]. Так для питания МРС используются разнообразные униполярные и биполярные источники питания (ИП) с частотой следования импульсов от 10 до 350 кГц.

В работе [4, 5] была предложена схема источника питания на основе формирователя биполярных импульсов (ФБИ). Упрощенная схема ФБИ и МРС изображена на рис. 1. Формирователь имеет топологию однотактного прямоходового мостового преобразователя (ОПМП, в зарубежной литературе – double-ended forward converter, two-switch forward converter) [6]. Формирование выходных биполярных импульсов осуществляется с помощью магнитосвязанных дросселей. В работе [4] подробно рассмотрен принцип действия формирователя. Целью настоящей работы являются исследование режимов работы ФБИ, в зависимости от характера изменения тока в дросселе  $L_1$ , создание алгоритма управления силовыми ключами, адаптированного под нелинейный характер МРС, а также исследование возможности предотвращения ФБИ дуговых пробоев, увеличения скорости осаждения покрытий и управления энергией горения дуги в процессах РМР.

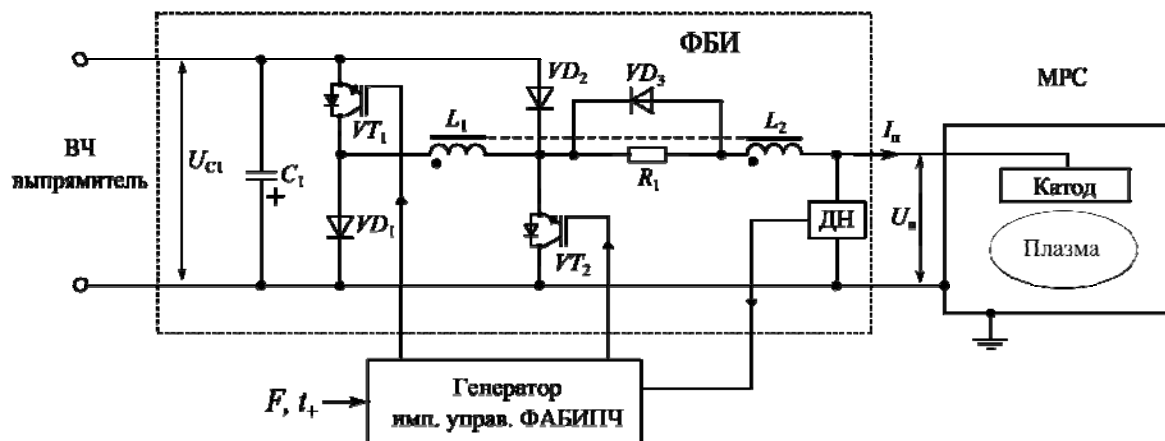


Рис. 1. Схема ФБИ

**Режимы работы ФБИ. Алгоритм управления транзисторами.** ФБИ работает в режиме непрерывного тока в дросселе  $L_1$ . На рис. 2 приведены эпюры импульсов управления транзисторами, а также импульсов тока и напряжения на различных участках цепи ФБИ в установившемся режиме, когда результирующее приращение тока в  $L_1$  равняется нулю.

При рассмотрении последовательности управления транзисторами ФБИ примем, что период формирования импульсов начинается в момент включения транзистора  $VT_2$ . Транзистор  $VT_2$  находится в открытом состоянии на интервале времени  $t_{VT2on}$ . Транзистор  $VT_1$  включается спустя время задержки  $t_{VT1delay}$  относительно начала периода. На интервале  $t_{VT1on}$  транзистор  $VT_1$  находится в открытом состоянии. Выключение  $VT_1$  происходит одновременно с  $VT_2$ .

Период формирования выходных импульсов можно разделить на два основных интервала: положительный импульс  $t_+$  и отрицательный импульс  $t_-$ . В свою очередь отрицательный импульс состоит из начального интервала  $t_{1-}$  и основного интервал  $t_{2-}$ . В процессе формирования выходных импульсов в дросселе  $L_1$  протекает непрерывный ток. В течение периода величина тока в  $L_1$  изменяется, как показано на эпюре (см. рис. 2).

В течение положительного импульса транзисторы  $VT_1$  и  $VT_2$  находятся в открытом состоянии, а к  $L_1$  прикладывается напряжение накопительной емкости  $U_{C1}$ . В результате в  $L_1$  увеличивается ток с постоянной скоростью:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{U_{C1}}{L_1}. \quad (1)$$

На начальном интервале отрицательного импульса, после того, как транзисторы  $VT_1$  и  $VT_2$  выключаются, формирование выходного отрицательного импульса осуществляется за счет энергии, запасенной в  $L_1$ . В течение заданного интервала ток в  $L_1$  спадает. Скорость уменьшения тока зависит от сопротивления нагрузки.

Поскольку в течение положительного импульса происходит снижение концентрации плазмы в разрядном, в течение времени  $t_{вп}$  происходит её восстановление. По мере восстановления концентрации растет проводимость нагрузки и увеличивается выходной ток формирователя. На выходе ФБИ формируется отрицательное напряжение увеличенной амплитуды, способствующее восстановлению плазмы:

$$U_{н-}^I = (1+k)U_{C1}. \quad (2)$$

Напряжение, формируемое дросселем  $L_1$ , ограничивается на уровне  $U_{C1}$ , при этом, часть тока, разогнанного в дросселе, протекает через обратный диод  $VD_2$  в накопительную емкость. Скорость спада тока во время восстановления концентрации плазмы может быть определена с помощью выражения (1).

После того, как выходной ток становится равным току дросселя  $L_1$ , напряжение на выходе ФБИ спадает до  $U_{н-}$ . Тогда, скорость дальнейшего уменьшения тока в  $L_1$  равняется:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{U_{н-}}{L_1(k+1)}, \quad (3)$$

где  $k = 0,3$  – отношение количества витков дросселя  $L_2$  к количеству витков дросселя  $L_1$ .

На рис. 2 показан частный случай, когда спад тока на интервале  $t_{1-}$  превышает его рост на интервале  $t_+$ . Разница компенсируется в течение основного интервала отрицательного импульса  $t_{2-}$ , поскольку к дросселю  $L_1$  прикладывается часть напряжения накопительной емкости  $C_1$ . Наиболее предпочтительный режим работы ФБИ обеспечивается в том случае, когда изменения тока на интервалах  $t_+$  и  $t_{1-}$  равны. В этом случае, на интервале  $t_{2-}$  к нагрузке прикладывается все напряжение накопительной емкости. Оба режима являются режимами нормальной работы ФБИ.

Если величина спада тока в  $L_1$  на интервале  $t_+$  превышает спад на интервале  $t_{1-}$ , схема переходит в режим неконтролируемого увеличения тока в дросселе, опасного для элементов ФБИ. Для предотвращения перехода в небезопасный режим необходимо выполнение следующего условия:

$$U_{L1,1} \leq U_{L1,2}t_{вп} + U_{L1,3}(t_{1-} - t_{вп}). \quad (4)$$

Введем дополнительный параметр  $d$ , устанавливающий зависимость между интервалами  $t_+$  и  $t_{1-}$ ,

$$t_{1-} = t_+ + d. \quad (5)$$

Учитывая, что  $U_{L1,3} \approx U_{C1}/(1+k)$ , выражение (4) преобразуется



$$U_{C1}t_+ \leq U_{C1}t_{\text{вп}} + \frac{U_{C1}(t_+ + d - t_{\text{вп}})}{(1+k)}, \quad (6)$$

$$d \geq k(t_+ - t_{\text{вп}}). \quad (7)$$

Максимальная длительность положительного импульса достигает 10 мкс, а время восстановления плазмы при использовании ФБИ составляет приблизительно 3 мкс [4]. Следовательно, для предотвращения перехода схемы в режим неконтролируемого увеличения тока в дросселе параметр  $d$  должен быть не менее 2 мкс. Поскольку увеличение параметра  $d$  влечет за собой снижение выходного напряжения на основном интервале отрицательного импульса и увеличения напряжения  $U_{L1,4}$ , прикладываемого к дросселю во время основного интервала отрицательного импульса, следует принять параметр  $d$ , равным граничному значению (2 мкс). Стоит отметить, что условие (7) справедливо в тех случаях, когда время восстановления плазмы  $t_{\text{вп}}$  меньше длительности начального интервала отрицательного импульса.

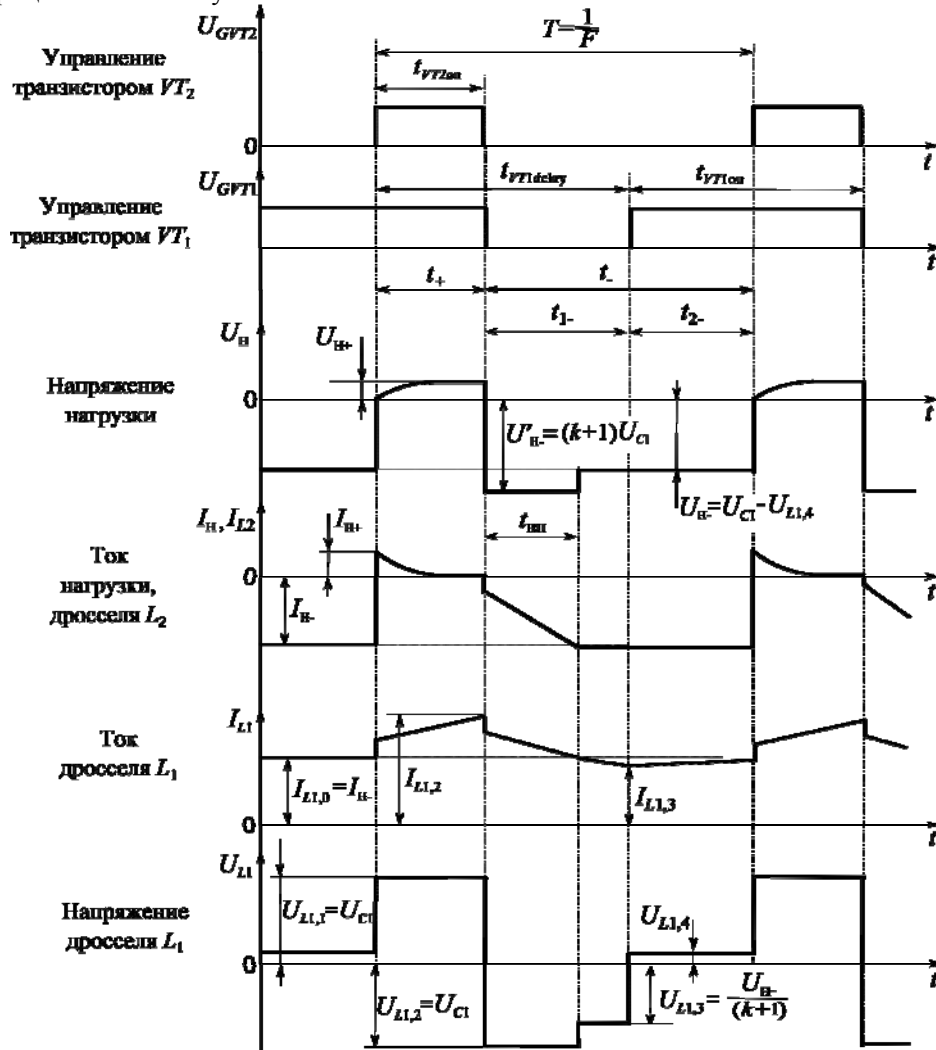


Рис. 2. Эюра импульсов управления транзисторами, тока и напряжения на выходе ФБИ и дросселе  $L_1$

Далее приведены выражения, устанавливающие связь между интервалами периода формирования выходных импульсов ( $t_+$ ,  $t_{1-}$ ,  $t_{2-}$ ), сигналами управления силовыми транзисторами ( $t_{VT1on}$ ,  $t_{VT2on}$ ,  $t_{VT1delay}$ ) и частотой формирования импульсов ( $F$ ), согласно разработанному алгоритму управления. Длительность основного интервала отрицательного импульса:

$$t_{2-} = 1/F - t_{1-} - t_+ = 1/F - 2t_+ - d. \quad (8)$$

Длительность импульса управления транзистора  $VT_1$  и задержка его включения, относительно момента включения транзистора  $VT_2$ :

$$t_{VT1on} = t_+ + t_{2-} = 1/F - t_+ - d, \quad (9)$$

$$t_{VT1delay} = t_+ + t_{1-} = 2t_+ + d. \quad (10)$$

Длительность импульса управления транзистора  $VT_2$ :

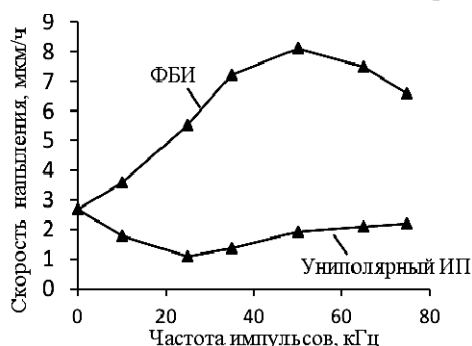
$$t_{VT2on} = t_+ \quad (11)$$

Разработанный алгоритм управления обеспечивает режим нормальной работы формирователя в диапазоне частоты формирования импульсов  $F = 1 \div 75$  кГц и длительности положительных импульсов  $t_+ = 3 \div 10$  мкс.

**Исследование возможности предотвращения дуговых пробоев и увеличения скорости осаждения покрытий в процессах реактивного магнетронного распыления.** Снижение скорости распыления в процессе РМР обусловлено образованием диэлектрической пленки на поверхности мишени магнетрона [7]. Дело в том, что образующееся химическое соединение обычно имеет значительно меньший коэффициент распыления, чем исходный материал [8]. Кроме того, накапливаемый на диэлектрике положительный заряд отталкивает ионы, бомбардирующие его поверхность, и снижает скорость распыления диэлектрических слоев. Применение биполярного импульсного питания, благодаря механизму перезарядки диэлектрических слоев, может позволить увеличить скорость распыления материала [3].

Исследование возможности увеличения скорости реактивного осаждения производилось на примере пленок YSZ (оксид циркония, стабилизированный иттрием). Кроме биполярного источника питания с ФБИ в экспериментах участвовал униполярный импульсный источник питания, описание которого приводится в работе [9].

Тонкие пленки YSZ электролита осаждались в реактивном режиме с использованием композитного  $Zr_{0,86}Y_{0,14}$  катода диаметром 100 мм. Напыление производилось в атмосфере кислорода и аргона при рабочем давлении 0,2 Па. Расход аргона и кислорода поддерживались постоянными (6 и 3,6 л/ч). Напыление пленок производилось в режиме постоянного тока и в импульсном режиме на частоте до 75 кГц, длительность паузы и длительность положительного импульса была фиксированной (4 мкс). Напыление покрытий осуществлялось при постоянной выходной мощности 2 кВт в течение 10 мин. Толщина пленок измерялась с помощью атомно-силового микроскопа Solver P47.



На рис. 3 приведен график зависимости скорости осаждения покрытия от частоты формирования импульсов в униполярном и биполярном режимах питания. Под нулевой частотой на графике подразумевается режим постоянного тока.

Рис. 3 Зависимость скорости осаждения покрытия от частоты формирования импульсов питания

В режиме постоянного тока скорость осаждения покрытий составила 2,7 мкм/час. При использовании униполярного импульсного ИП скорость снижалась относительно режима постоянного тока. Минимальная скорость составила 1,1 мкм/час при частоте 35 кГц.

При использовании ФБИ обеспечивалась более высокая скорость осаждения покрытий, чем в режиме постоянного тока. При увеличении частоты биполярных импульсов до 50 кГц, скорость осаждения увеличилась в 3 раза до 8,1 мкм/час. Однако дальнейшее повышение частоты импульсов до 75 кГц привело к снижению скорости до 6,6 мкм/час. Уменьшение скорости напыления на высокой частоте обусловлено увеличением влияния времени восстановления плазмы на эффективность отрицательного импульса [10].

Рост скорости напыления в биполярном режиме свидетельствует об установлении режима «предпочтительного распыления» (preferential sputtering) [3]. Во время положительного импульса с поверхности диэлектрических слоев снимается накопленный положительный заряд, препятствующий травлению диэлектрика, и осуществляется перезарядка до отрицательного потенциала, равного амплитуде выходных положительных импульсов напряжения ФБИ. За счет отрицательного заряда, образовавшегося на поверхности слоя диэлектрика, к началу отрицательного импульса катод магнетрона бомбардируют ионы с большей энергией. В результате чего увеличивается скорость распыления диэлектрика. Наличие максимума скорости осаждения при частоте 50 кГц свидетельствует об установлении наиболее благоприятных условий в процессах перезарядки слоев диэлектрика.

**Предотвращение дуговых пробоев в процессе реактивного магнетронного распыления.** Причиной образования дуговых пробоев в процессе реактивного магнетронного распыления явля-

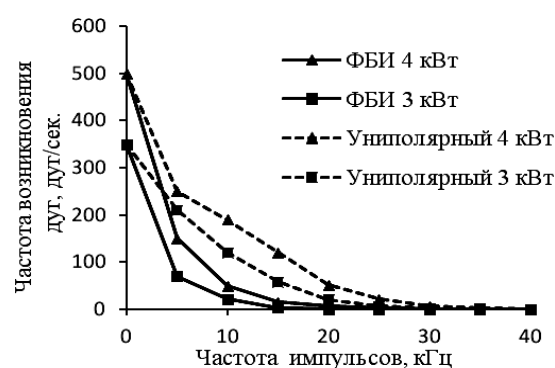
ется положительный заряд, накапливаемый на диэлектрике в процессе ионной бомбардировки поверхности мишени. Этот заряд создает сильное электрическое поле в диэлектрике. Когда напряженность поля в диэлектрике превышает пробивную напряженность, происходит микропробой слоя, перерастающий в дугу. Предотвращение образования микропробоев с помощью импульсных источников питания осуществляется при установлении равновесного состояния в процессах перезарядки диэлектрических слоев на поверхности мишени. То есть необходимо, чтобы заряд, накопленный в течение отрицательного импульса, успевал сниматься во время положительного импульса.

В работе [5] с помощью ФБИ удалось кардинально снизить частоту возникновения дуговых пробоев в процессе реактивного напыления YSZ пленок. В настоящей работе приведены результаты экспериментов по предотвращению дуговых пробоев в процессе напыления пленок SiO<sub>2</sub>.

Пленки SiO<sub>2</sub> осаждались в реактивном режиме с использованием композитного Si<sub>0,95</sub>Al<sub>0,05</sub> катода размером 600×100×6 мм. Напыление производилось в атмосфере кислорода и аргона при рабочем давлении 0,2 Па. Расход аргона и кислорода поддерживался постоянным (10 и 2 л/ч). Напыление пленок производилось в режиме постоянного тока и в импульсном режиме на частоте от 5 до 75 кГц, длительность паузы униполярных импульсов и длительность положительного импульса была постоянной (4 мкс). Напыление покрытий осуществлялось при постоянной выходной мощности 3 и 4 кВт. Для подсчета количества дуг использовались счетчики, встроенные в ИП. Время подсчета дуговых пробоев изменялось от 1 мин до 1 ч.

На рис. 4 приведены зависимости частоты возникновения дуг от частоты формирования импульсов ФБИ и униполярного импульсного источника питания при мощности магнетронного разряда 3 и 4 кВт.

Рис. 4. Зависимость частоты возникновения дуг от частоты формирования биполярных и униполярных импульсов питания



Как показано на графике, повышение частоты биполярных импульсов приводит к более быстрому сокращению частоты образования дуг по сравнению с униполярным импульсным питанием, что указывает на более высокую скорость компенсации зарядов на поверхности диэлектриков. Увеличение мощности магнетронного разряда в обоих случаях приводит к росту частоты возникновения дуг, поскольку увеличивается плотность ионного тока на мишени, и напряженность поля в диэлектрике быстрее достигает пробивного значения. Средняя частота образования дуг в биполярном режиме в 4 раз ниже, чем в униполярном режиме. При максимальной частоте формирования биполярных импульсов ФБИ (75 кГц) и средней мощности магнетронного разряда 4 кВт частота возникновения дуг снизилась до 0,015 дуг/сек., что в  $3 \times 10^4$  раз меньше, чем в режиме постоянного тока.

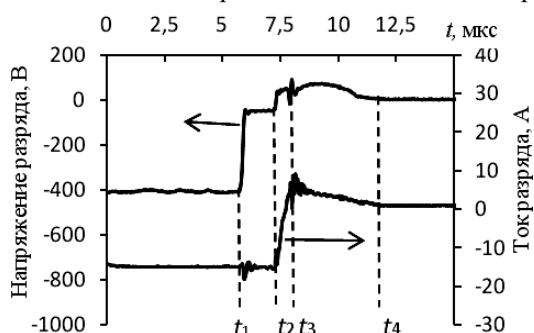
**Управление энергией горения дуги.** Использование ФБИ не может гарантировать исключение случайных дуг в процессе РМР. Образование дуговых пробоев отрицательно сказывается не только на стабильности процесса распыления, но и на качестве напыляемого покрытия. Во время горения дуги происходит выброс из горящего катодного пятна материала мишени в виде микрочастиц или микрокапель. Они оседают на подложке и образуют дефекты в растущей пленке [11, 12]. Образование микрокапель недопустимо для получения бездефектных покрытий.

Для предотвращения образования микрокапель необходимо ограничивать энергию горения дуги, которая зависит от времени существования и тока дугового разряда. Возникший дуговой разряд существует, пока его поддерживает ИП, поэтому качество напыляемого покрытия напрямую зависит от скорости реакции ИП. Для быстрого обнаружения и подавления дуг в генераторе импульсов управления ФБИ реализована система дугоподавления (СДП), детектирующая возникновение дуги по падению напряжения.

При работе с некоторыми материалами возникает необходимость увеличения энергии, передаваемой в дугу. Объясняется это тем, что дополнительная энергия, передаваемая в дугу, позволяет очистить поверхность мишени от островков диэлектрика, которые являются причиной часто образующихся микропробоев. Возможность регулирования энергии горения дуги позволяет устанавливать оптимальное значение для конкретного распыляемого материала и реактивного газа. Энергия, передаваемая ФБИ в дуговой разряд, определяется временем задержки реакции СДП после обнару-

жения дугового пробоя. Таким образом, энергией горения дуги можно управлять путем изменения времени задержки реакции СДП.

Эксперименты по определению минимального значения и диапазона регулирования энергии, передаваемой ФБИ в дуговой разряд, проводились при реактивном напылении  $\text{SiO}_2$  в режиме постоянного тока. Средняя мощность магнетронного разряда составляла 6 кВт. Длительность задержки реакции системы дугоподавления регулировалась в диапазоне от 0 до 50 мкс.



ки реакции системы дугоподавления регулировалась в диапазоне от 0 до 50 мкс.

На рис. 5 приведена осциллограмма выходного тока и напряжения ФБИ в случае возникновения дуги, при минимальной задержке реакции СДП (0 мкс).

Рис. 5. Осциллограмма выходного тока и напряжения ФБИ в случае возникновения дуги, при минимальной задержке реакции СДП

В момент времени  $t_1$  (см. рис. 5) возникает дуговой пробой, который детектируется по падению напряжения с помощью датчика напряжения (ДН), расположенного на выходе формирователя (см. рис. 1). Время реакции СДП и ФБИ на дуговой пробой составляет приблизительно 1,5 мкс. В момент времени  $t_2$  замыкаются транзисторы  $VT_2$  и  $VT_1$  (см. рис. 1). В результате с выхода ФБИ снимается отрицательное напряжение и начинается формирование положительного импульса, способствующего быстрому подавлению дугового разряда. Скорость изменения выходного тока на интервале  $t_2$ – $t_3$  определяется индуктивностью кабелей, соединяющих ФБИ с МРС. К моменту времени  $t_3$  выходной ток меняет полярность, и дуговой разряд гаснет. Далее, в течение интервала времени  $t_3$ – $t_4$  протекает положительный электронный ток, после чего транзистор  $VT_1$  закрывается и формируется

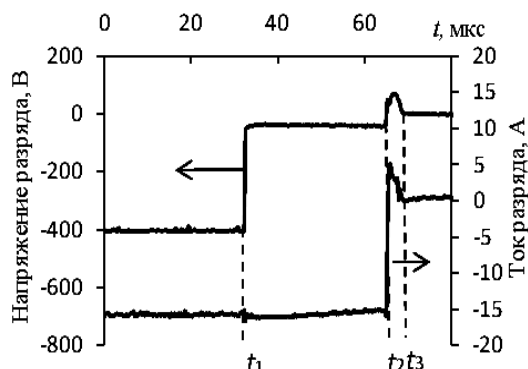


Рис. 6. Осциллограмма выходного тока и напряжения ФБИ в случае возникновения дуги, при задержке реакции СДП 50 мкс

длительная пауза, необходимая для остывания катодного пятна. Таким образом, минимальное время горения дуги составляет приблизительно 2 мкс. Энергия, передаваемая ФБИ в дуговой разряд, составляет приблизительно 1,2 мДж.

После обнаружения дугового пробоя в момент времени  $t_1$  СДП размыкает транзистор  $VT_1$ . За счет энергии, накопленной в  $L_1$ , на выходе ФБИ продолжает протекать отрицательный ток. Скорость уменьшения тока зависит от напряжения горения дуги и падения напряжения на диодах  $VD_1$  и  $VD_3$ . В момент времени  $t_2$  замыкаются транзисторы  $VT_1$  и  $VT_2$ , а на выходе ФБИ формируется положительный импульс, подавляющий дуговой разряд. Энергия горения дугового разряда в этом случае достигает 30 мДж. При изменении длительности задержки реакции СДП ФБИ от 0 до 50 мкс с шагом 1 мкс, энергия дугового разряда изменяется практически линейно от 1,2 до 30 мДж. Таким образом, СДП обеспечивает широкий диапазон и высокую точность регулирования энергии, передаваемой ИП в дуговой разряд.

**Заключение.** Предложенный в работе алгоритм управления транзисторами ФБИ предотвращает переход ФБИ из режима нормальной работы в режим неконтролируемого увеличения тока в дросселе и позволяет регулировать частоту и длительность биполярных импульсов.

Показано, что импульсное биполярное питание ФБИ позволяет увеличить скорость осаждения покрытий и снизить частоту возникновения дуг в процессе РМР, относительно униполярного импульсного питания и питания постоянного тока.

Путем регулирования задержки реакции системы дугоподавления ФБИ можно управлять энергией горения дуги, обеспечивая оптимальную величину для конкретного распыляемого материала и реактивного газа.

*Литература*

1. Kelly P., Arnell R. Magnetron sputtering: a review of recent developments and applications // P. Kelly, R. Arnell. – Vacuum. – Pergamon Press Ltd. – 2000. – 56(3). – P. 159–172.
2. Scholl R.A. Power systems for reactive sputtering of insulating films / Surf Coatings Technol. – Lausanne: Elsevier Science SA. – 1997. – 93(1). – P. 7–13.
3. Sellers J. Asymmetric bipolar pulsed DC: the enabling technology for reactive PVD / Surf Coatings Technol. – Lausanne: Elsevier Science SA. – 1998. – № 98(1–3). – P. 1245–1250.
4. Оскирко В.О. Модульный биполярный источник питания для мощных ионно-плазменных установок / В.О. Оскирко, Н.С. Сочугов, А.П. Павлов // ПТЭ. – М.: МАИК. – 2014. – № 5. – 85 с.
5. Oskirko V.O. Bipolar power supply for reactive magnetron sputtering / V.O. Oskirko, A.A. Soloviev, A.P. Pavlov, I.V. Ionov, N.S. Sochugov. – 12-th International Conference on Modification of Materials with Particle Beams and Plasma Flows. – Tomsk, Russia, September 21–26, 2014. – 229 p.
6. Петров С. Однотактный прямоходовый мостовой конвертер: области применения и развития схемотехники // Силовая электроника. – СПб.: Лань. – 2009. – №5. – 74 с.
7. Takamura K. Influence of oxygen flow ratio on the oxidation of Ti target and the formation process of TiO<sub>2</sub> films by reactive sputtering / K. Takamura, Y. Abe, K. Sasaki // Vacuum. – Pergamon Press Ltd. 2004. – № 74(3–4). – P. 397–401.
8. Depla D. Discharge voltage measurements during reactive sputtering of oxides / D. Depla, J. Haemers, R. De Gryse // Thin Solid Films. – Lausanne: Elsevier Science SA. – 2006. – № 515(2). – P. 468–471.
9. Сочугов Н.С. Источник питания для магнетронных распылительных систем / Н.С. Сочугов В.О. Оскирко, Р.Е. Спиринов // ПТЭ. – М.: МАИК. – 2013. – № 2. С. 62–68.
10. Musil J. Pulsed dc magnetron discharge for high-rate sputtering of thin films // J. Vac. Sci. Technol. – AVS Amer Inst Physics. – 2000. – Vol. 19, №2. – P. 420–424.
11. PVD-Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub>-coated cemented carbide cutting tools / M. Astrand, T.I. Selinder., F. Fietzke F., H. Klostermann // Surf Coatings Technol. – Lausanne: Elsevier Science SA. – 2004. – № 188–189(1–3). – P. 186–192.
12. A comparison of the characteristics of planar and cylindrical magnetrons operating in pulsed DC and AC modes / P.J. Kelly, G West, Y.N. Kok, J.W. Bradley, I Swindells, G.C.B Clarke // Surf Coatings Technol. – Lausanne: Elsevier Science SA. – 2007. – № 202(4–7). – P. 952–956.

**Оскирко Владимир Олегович**

Аспирант каф. промышленной электроники ТУСУРа,  
инженер ЛПЭ ИСЭ СО РАН, тех. дир. ООО «Прикладная электроника»  
Тел.: +7-923-422-11-00  
Эл. почта: oskirkovo@gmail.com

**Семенов Валерий Дмитриевич**

Канд. техн. наук, профессор, зам. зав. каф. промышленной электроники по научной работе  
Тел.: +7-913-821-22-92  
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

**Павлов Артем Павлович**

Ст. преподаватель каф. радиоэлектроники и защиты информации  
Инженер ИПЭ ИСЭ СО РАН, дир. ООО «Прикладная электроника»  
Тел.: +7-923-409-69-46  
Эл. почта: APELTom@yandex.ru

Oskirko V.O., Semenov V.D., Pavlov A.P.

**The bipolar asymmetric pulse former for magnetron sputtering systems**

The control algorithm for transistors of the bipolar asymmetric high frequency pulse former for magnetron sputtering systems is described. It allows to control frequency and pulse duration and prevent scheme operation in an unsafe mode. Experimentally shown that the use of a power supply based on the bipolar asymmetric pulse former increases film deposition rate and improves stability of reactive magnetron sputtering process.

**Keywords:** Reactive magnetron sputtering, bipolar power supply.

УДК 621.317.08

А.А. Савин

## Выбор длины линии для разделения эффективных параметров векторного анализатора цепей во временной области

Получено простое расчетное соотношение, позволяющее определить длину верификационной линии, которая необходима для достоверной верификации векторного анализатора цепей. Рассмотрены примеры расчета.

**Ключевые слова:** векторный анализатор цепей, верификация, линия передачи, диаграмма во временной области, боковой лепесток.

**Особенности верификации векторного анализатора цепей.** Точность измерений векторных анализаторов цепей (ВАЦ) характеризуется составляющими неисключенной систематической погрешности (эффективными параметрами). Основным методом установления точности измерений ВАЦ на подложке принято считать метод сравнения калибровок [1]. Этот метод предполагает наличие эталонного калибровочного набора. При выполнении измерений на подложке наиболее точной является калибровка multiline TRL [2]. В коаксиальном волноводе также принято использовать подобную калибровку. Для построения эталонного набора на основе калибровки из семейства TRL требуется множество прецизионных линий передачи различной длины. Между тем эффективные параметры могут быть определены при помощи всего одной линии. Это достигается за счет разделения и фильтрации во временной области [3–8]. В работе [3] рассмотрен метод совместной оценки эффективных параметров однопортового ВАЦ. Метод основан на специальной математической модели прибора. Эффективные параметры задаются набором комплексных отсчетов, которые используются для интерполяции частотных характеристик эффективных параметров во всех частотных точках измерений. Оценки неизвестных отсчетов формируются квазиоптимальным алгоритмом сигма-точечного фильтра Калмана. В качестве наблюдений используются измерения комплексного коэффициента отражения короткозамкнутой воздушной линии в рабочей полосе частот калиброванного ВАЦ. В результате эффективные параметры, составляющие математическую модель искажающего адаптера в плоскости порта ВАЦ, оказываются разделенными во временной области. Проведенные исследования показали, что разработанный метод способен формировать точные оценки эффективных параметров при уменьшении полосы частот [4], т.е. при снижении разрешения во временной области. Предложенный в [3] метод был расширен на случай верификации двухпортового ВАЦ в коаксиальном волноводе [5]. Для применения синтезированных алгоритмов в задаче верификации ВАЦ в копланарном волноводе (на пластине) была разработана специальная процедура адаптации к неизвестным параметрам верификационных стандартов. Верификационные пластины, как правило, не содержат короткозамкнутой линии, поэтому приходится использовать линию с открытым концом. Параметры открытого конца (режим холостого хода) не могут быть рассчитаны с приемлемой точностью. Алгоритм адаптации к неизвестным параметрам верификационных стандартов приведен в [6]. В дальнейшем для снижения вычислительных затрат был синтезирован упрощенный алгоритм верификации на основе метода наименьших квадратов [7]. Вычислительные затраты данного алгоритма соизмеримы с традиционным алгоритмом, который предполагает выделение каждого эффективного параметра с помощью окна во временной области. Сравнение оценок традиционного алгоритма с оценками алгоритма на основе фильтра Калмана приведено в [3]. В работе [8] показано, что при использовании линии большей длины формируются более точные оценки традиционным алгоритмом и выбрано оптимальное окно для выделения (фильтрации) эффективных параметров. Верификационная линия является эталоном волнового сопротивления. Очевидно, что чем больше длина линии, тем сложнее ее изготовить. По этой причине возникает задача определения минимально необходимого размера линии. Для решения данной задачи проведем анализ условий при верификации однопортового ВАЦ.

Систематическая погрешность измерений одного порта ВАЦ определяется одной составляющей высокого уровня (частотная неравномерность коэффициента передачи тракта отраженных сигналов) и двумя составляющими низкого уровня (эффективная направленность порта и согласование источника сигнала). Как уже было отмечено, верификационным стандартом для оценки эффективных параметров одного порта ВАЦ может быть линия передачи, работающая в режиме короткого замыкания (КЗ) или холостого хода (ХХ) на конце, который не подключен к прибору. Основным сигналом такого стандарта определен отражением от КЗ или ХХ и содержит информацию о составляющей высокого уровня. Как правило, амплитудный спектр частотной неравномерности близок к 0 дБ во всей полосе работы ВАЦ. В результате параметры низкого уровня должны быть различимы во временной области на фоне боковых лепестков, созданных основным сигналом. Уровень эффективной направленности и эффективного согласования порта в режиме источника для большинства современных калиброванных ВАЦ не превышает минус 30 дБ.

Боковые лепестки во временной области формируют высокочастотные составляющие в частотной области. Высокий уровень боковых лепестков основного сигнала в окрестности появления сигнала низкого уровня приведет к искажению оценок частотных характеристик эффективных параметров, особенно в области более высоких частот. Наиболее чувствительным к этим искажениям является традиционный алгоритм, для которого крайне важным является выбор формы оконной функции. Более того, в отличие от совместной обработки, при выделении окном снижается вклад собственных боковых лепестков в итоговую оценку. Чем дальше друг от друга во временной области располагаются информативные сигналы, тем ниже степень влияния боковых лепестков и тем дальше на оси частот проявляются артефакты [8].

Определим закон изменения уровня боковых лепестков от задержки сигнала (расстояния) и в зависимости от полосы работы ВАЦ. Это необходимо для выбора длины линии, минимальной и достаточной при верификации однопортового ВАЦ во временной области. Отметим, что при совместной верификации двух портов ВАЦ (линия подключается на проход к двум портам одновременно) присутствуют всего два информативных сигнала – направленность одного порта и согласование другого порта в режиме приемника, которые являются параметрами низкого уровня и в малой степени влияют друг на друга.

**Оценка уровня боковых лепестков диаграммы во временной области.** Допустим, что частотная характеристика неравномерности строго равна 1 в диапазоне частот от  $-\omega_m$  до  $+\omega_m$ , где  $\omega_m$  – максимальная рабочая частота ВАЦ. Тогда аналитическое представление сигнала во временной области можно определить с помощью обратного преобразования Фурье:

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{+\omega_m} \exp(j\omega t) d\omega = \frac{\sin(\omega_m t)}{\pi t} = 2f_m \frac{\sin(\omega_m t)}{\omega_m t}, \quad (1)$$

где  $t$  – время задержки сигнала;  $f_m$  – максимальная линейная частота ВАЦ. Уровень основного лепестка функции (1), т.е. при  $t \rightarrow 0$ , составляет  $2f_m$ . Функция синуса формирует формы основного и боковых лепестков. Уровень боковых лепестков определяется функцией  $1/\omega_m t$ . С учетом всех изложенных соображений уровень боковых лепестков диаграммы во временной области (1) по отношению к основному лепестку в логарифмическом масштабе можно записать в виде

$$S(t) = 20 \cdot \lg(1/2\pi f_m t). \quad (2)$$

Формулу (2) следует использовать при  $t > 1/(2f_m)$ .

Для примера на рис. 1 толстой линией (кривая 1) показаны результаты расчетов по (2). Тонкой линией (кривая 3) приведена экспериментальная диаграмма во временной области при верификации первого порта ВАЦ. Эксперимент выполнен при помощи ВАЦ E8364B производства компании Agilent Technologies. Условия измерений: воздушный коаксиальный волновод с диаметром поперечного сечения 3,5 мм (граничная частота около 34 ГГц); диапазон частот от 10 МГц до 32 ГГц с шагом 10 МГц ( $f_m = 32$  ГГц); тип калибровки – на три нагрузки с известными параметрами; полоса фильтра промежуточной частоты 1 кГц; длина верификационной линии 75 мм; длина нагрузки КЗ около 9 мм. Пунктирными линиями на рис. 1 показаны кривые зависимости уровня боковых лепестков, помещенные в окрестность удвоенной длины верификационного стандарта.

Пересчет времени задержки в расстояние выполнен по простой формуле:

$$r = t \cdot c / \sqrt{\epsilon}, \quad (3)$$

где  $c = 3 \cdot 10^8$  м/с – скорость света в вакууме;  $\epsilon$  – эффективная диэлектрическая проницаемость среды. При использовании воздушного коаксиального волновода  $\epsilon = 1$ . Необходимо отметить, что рас-

стояние до основного сигнала определяется двукратным прохождением сигнала через верификационный стандарт (в прямом и обратном направлениях).

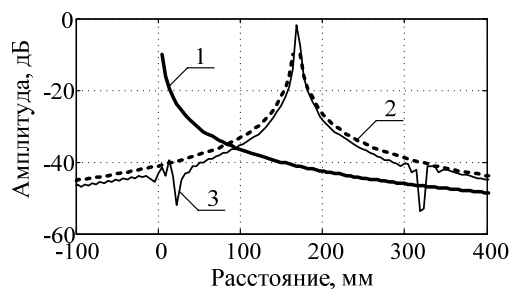


Рис. 1. Зависимость уровня боковых лепестков диаграммы во временной области от расстояния (кривая 1), уровень боковых при смещении на 168 мм (кривая 2) и экспериментальная диаграмма во временной области (кривая 3)

Таким образом, верификационная линия длиной 75 мм обеспечивает необходимый уровень боковых лепестков. Сравнение оценок эффективных параметров традиционного алгоритма фильтрации и метода на основе сигма-точечного фильтра Калмана приведено в [3]. Показано, что совместное оценивание дает лучшие результаты. Следует также отметить, что в состав верификационного набора производства Agilent Technologies для волновода с сечением 2,4 мм (граничная частота около 52 ГГц) включена линия длиной 50 мм. Расчеты по (2) показывают, что при полосе 50 ГГц на расстоянии 100 мм уровень боковых также около минус 40 дБ.

**Условие выбора длины линии для верификации на пластине.** Для тестирования полупроводниковых приборов могут использоваться различные измерительные системы, в том числе различные ВАЦ. Рассмотрим для примера три ВАЦ с диапазонами частот 40, 70 и 110 ГГц. На рис. 2 показана зависимость уровня боковых лепестков (2) от задержки сигнала при двукратном прохождении верификационной линии.

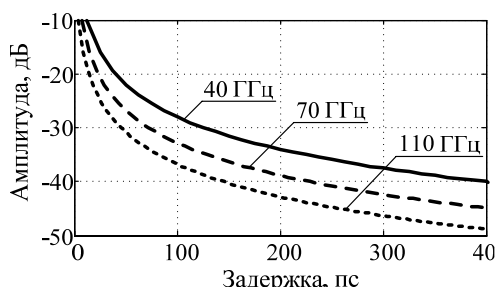


Рис. 2. Зависимость уровня боковых лепестков диаграммы во временной области от задержки сигнала для различной ширины диапазона частот ВАЦ

Значение минус 40 дБ достигается при задержке около 400 пс для диапазона частот до 40 ГГц; 228 пс — для диапазона до 70 ГГц и 145 пс для самого широкополосного прибора с диапазоном частот до 110 ГГц.

Найдем расчетную формулу для определения требуемой длины линии, необходимой для снижения уровня боковых лепестков в районе эффективных параметров низкого уровня до значения минус 40 дБ (0,01 в линейном масштабе). Для этого следует выражение в скобках (2) приравнять значению 0,01. Затем с помощью (3) выразить  $t$  через  $r$  и учесть, что расстояние  $r$  примерно соответствует двукратному прохождению сигнала по линии. В итоге длину верификационной линии  $l$  можно рассчитать по формуле

$$l = \frac{25c}{\pi f_m \sqrt{\epsilon}} \quad (4)$$

Проведем несколько характерных расчетов по (4). Результаты в зависимости от полосы частот ВАЦ и эффективной диэлектрической проницаемости среды представлены в таблице.

Длина верификационной линии

$\epsilon$ (материал)	1 (воздух), мм	5,1 ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ), мм	7,1 (GaAs), мм
Полоса ВАЦ, ГГц	32	<b>74,6</b>	33
	40	59,6	<b>26,4</b>
	50	<b>47,7</b>	21,1
	70	34,1	15,1
	110	21,7	<b>9,6</b>



Значения эффективной диэлектрической проницаемости оксида алюминия и арсенида галлия соответствуют реальным верификационным пластинам в копланарном волноводе. В работе [5] выполнен эксперимент на пластине из оксида алюминия в диапазоне частот до 40 ГГц. Получены вполне достоверные оценки эффективных параметров алгоритмом сигма-точечного фильтра Калмана при обработке измерений коэффициента отражения линии длиной 5,25 мм с открытым концом. При этом для реализации традиционного алгоритма требуется линия длиной 26,4 мм. Следующий эксперимент, рассмотренный в [6], показал, что оценки эффективных параметров при использовании разных линий практически совпадают. Эксперимент выполнен на пластине из арсенида галлия в диапазоне до 70 ГГц. Были использованы линии длиной 6,5 и 19,7 мм. Для традиционного алгоритма требуется линия длиной не менее 12,8 мм. В экспериментальной части работы [7] показаны результаты верификации ВАЦ в полосе частот до 110 ГГц с применением линии длиной 8,25 мм на пластине из оксида алюминия. Алгоритм совместной оценки на основе метода наименьших квадратов позволяет определить эффективные параметры даже при условии, что длина линии меньше необходимой (по данным табл. 1 требуется линия длиной 9,6 мм).

В завершение сделаем ряд важных замечаний. Эффективные параметры ВАЦ незначительно меняются с изменением частоты и поэтому во временной области имеют некоторую протяженность, что может привести к увеличению минимально необходимой длины линии. Расчеты по (4) дают нижнюю границу длины, которая требуется для использования традиционного алгоритма определения эффективных параметров во временной области. Однако алгоритмы совместной обработки позволяют получить достоверные оценки и при меньшей длине линии. Следует также отметить, что при переходе из частотной области во временную область могут быть использованы оконные функции, позволяющие снизить уровень боковых лепестков с одновременным расширением основного лепестка. Однако в этом случае выделение или подавление отдельных сигналов во временной области не приведет к правильному определению их частотных свойств. В современных ВАЦ приемы снижения боковых лепестков используются только для улучшения наглядности отображения параметров исследуемой цепи во временной области.

**Заключение.** В работе рассмотрены соображения по выбору длины верификационной линии. Формула (4) позволяет для заданной измерительной установки (полосы ВАЦ) определить необходимую для достоверной верификации длину линии. Формула получена при условии снижения боковых лепестков основного сигнала до минус 40 дБ, что позволяет точно оценить эффективные параметры низкого уровня. Приведены результаты расчета необходимой длины верификационной линии для воздушного волновода и копланарного волновода на полупроводниковой или диэлектрической подложке. Технология изготовления эталонной линии на пластине должна обеспечить качественное производство линии необходимой длины. Для верификации ВАЦ в диапазоне до 110 ГГц требуется линия длиной около 10 мм.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента РФ № МК-3107.2015.8.

#### *Литература*

1. Williams D.F. Comparison of on-wafer calibration / D.F. Williams, R.B. Marks, A. Davidson // Proceedings of the 38-th ARFTG Conference. – 1991. – P. 68–81.
2. Marks R.B. A multi-line method of network analyzer calibration // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1991. – Vol. 39, issue 7. – P. 1205–1215.
3. Savin A.A. A Novel Factor Verification Technique for One-Port Vector Network Analyzer // Proceedings of the 43rd European Microwave Conference. – Nuremberg, Germany, 2013. – P. 60–63.
4. Savin A.A. Residual Errors Determinations for Vector Network Analyzer at a Low Resolution in the Time Domain / A.A. Savin, V.G. Guba, B.D. Maxson // Proceedings of the 82-nd ARFTG Microwave Measurement Conference. – Columbus, USA, 2013. – P. 15–19.
5. Savin A.A. Estimation of Complex Residual Errors of Calibrated Two-Port Vector Network Analyzer / A.A. Savin, V.G. Guba, A. Rumiantsev, B.D. Maxson // Proceedings of the 83-rd ARFTG Microwave Measurement Conference. – Tampa, USA, 2014. – P. 1–4.
6. Savin A.A. Adaptive Estimation of Complex Calibration Residual Errors of Wafer-Level S-Parameters Measurement System / A.A. Savin, V.G. Guba, A. Rumiantsev, B.D. Maxon, D. Schubert, U. Arz // Proceedings of the 84th ARFTG Microwave Measurement Conference. – Boulder, USA, 2014. – P. 1–4.
7. Савин А.А. Линейная обработка верификационных измерений векторного анализатора цепей в составе зондовой станции // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 3(33). – С. 53–57.

8. Mubarak F., Rietveld G. Residual error analysis of a calibrated vector network analyzer // Proceedings of the 84th ARFTG Microwave Measurement Conference. – Boulder, USA, 2014. – P. 1–6.

---

**Савин Александр Александрович**

Канд. техн. наук, начальник научного управления ТУСУРа

Тел.: +7-952-806-20-96

Эл. почта: savin@tusur.ru

Savin A.A.

**Choice of the line length to separate residual errors of vector network analyzer in the time domain**

A simple calculation formula is obtained to determine the length of the verification line that is needed to verify the accuracy of a vector network analyzer. The examples of calculations are considered.

**Keywords:** vector network analyzer, verification, line, time domain diagram, side lobe.

---

УДК 621.391.832

А.Ю. Олисовец, В.И. Туев, С.П. Шкарупо

## Устройство питания светодиодной лампы с уменьшенным значением эмиссии помех

Установлено, что типовое техническое решение устройств питания светодиодных ламп характеризуется повышенным значением эмиссии гармоник. Предложено новое техническое решение устройства подключения светодиодного светового прибора в сеть переменного тока, экспериментальные исследования которого подтвердили его электромагнитную совместимость в части эмиссии гармоник.

**Ключевые слова:** Светодиод, устройство питания, эмиссия гармоник, ток, освещение, электромагнитная совместимость.

Традиционные источники света – лампы накаливания – до сих пор являются самыми распространёнными осветительными приборами бытового назначения, излучающими свет высокого качества. Как электропотребитель лампа накаливания, обеспечивая резистивный характер нагрузки, не даёт эмиссии гармоник и имеет единичное значение коэффициента мощности [1]. Основным недостатком ламп накаливания – малая величина световой отдачи, не превышающая значение 14 лм/Вт. В последнее десятилетие ведутся интенсивные исследования по применению твердотельных светоизлучающих диодов для целей освещения и достигнуты впечатляющие результаты в части световой отдачи, превышающей значение 120 лм/Вт. Однако вопросы электромагнитной совместимости светодиодных источников света решены неокончательно. В данной работе проведен анализ электромагнитной совместимости светодиодных источников света в части эмиссии гармоник.

Постановка задачи. Из анализа многочисленных литературных источников [1–4] следует, что устройства питания светодиодных ламп строятся в соответствии с электрической схемой, приведенной на рис. 1.

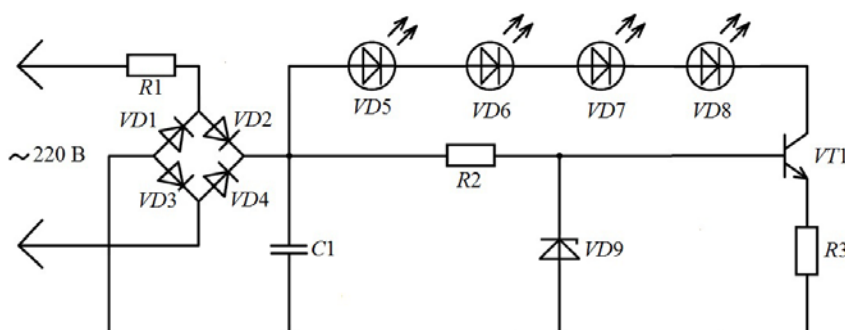


Рис. 1. Типовая электрическая схема устройств питания светодиодных ламп

Устройство содержит двухполупериодный выпрямитель на диодах  $VD1-VD4$ , на который подается напряжение электрической сети через гасящий резистор  $R1$ . С выхода выпрямителя пульсирующее напряжение подается на конденсатор  $C1$  и далее на параметрический стабилизатор тока светоизлучающих диодов (СИД)  $VD5, \dots, VD8$  как на рис. 1, либо на импульсный преобразователь в других устройствах [3].

Соотношение временных диаграмм напряжения электрической сети  $U(t)$  и формы потребляемого тока  $I(t)$  в типовой схеме устройств питания приведено на рис. 2.

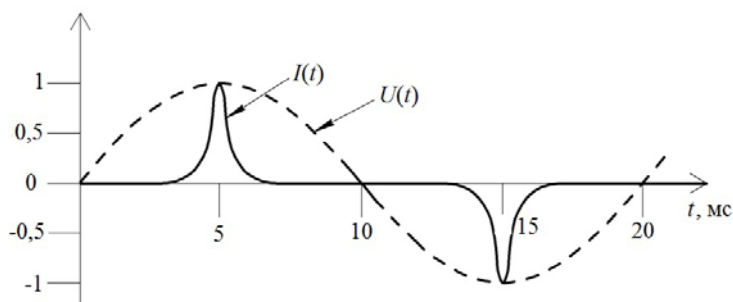


Рис. 2. Соотношение временных диаграмм напряжения электрической сети (пунктир) и формы потребляемого тока (сплошная линия) в типовой схеме устройств питания

Потребление тока происходит короткими импульсами синхронно по времени с максимальными значениями напряжения питающей сети. Энергия импульса тока тратится на восстановление заряда конденсатора  $C1$ , израсходованного на питание светодиодной части за половину периода питающего переменного напряжения. Несоответствие формы потребляемого тока форме питающего напряжения свидетельствует о нелинейном характере протекающих процессов и наличии эмиссии гармоник [5]. Предельные значения гармоник ограничены требованиями государственного стандарта [6].

Таким образом, целью работы является оценка эмиссии помех в типовом устройстве питания светодиодных ламп и разработка устройства со сниженным значением эмиссии помех при увеличенных значениях светового потока и коэффициента мощности (отношения активной части к значению полной потребляемой мощности [2]).

Для достижения цели необходимо решить следующие задачи:

1. Осуществить спектральный анализ потребляемого из электрической сети тока.
2. Разработать конструкцию устройства питания с уменьшенной эмиссией гармоник.

Последующие исследования проводятся при следующих допущениях и ограничениях, не влияющих на общность полученных выводов и заключений:

1. Безинерционность светодиодов на частотах питающей сети и ее гармоник.
2. Пропорциональность излучаемого светового потока протекающему через светодиод току.
3. Идентичность светодиодов в лампе.

### Спектральный анализ потребляемого тока в типовой схеме устройств питания

Спектральный анализ проведен разложением аппроксимирующей временную форму тока, которая представлена на рис. 2, функции в ряд Фурье:

$$I(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cdot \cos k\omega t + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \cdot \sin k\omega t, \quad (1)$$

где  $a_k, b_k$  – коэффициенты разложения в ряд Фурье;  $\omega$  – круговая частота питающей сети.

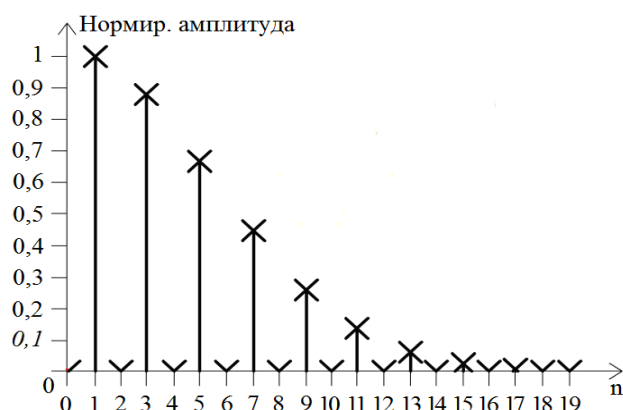


Рис. 3. Спектр тока, потребляемого от сети, в типовой схеме устройств питания

Функциональная схема устройства приведена на рис. 4, на котором обозначено: 1 – контроллер; 2, 3 – аналого-цифровые преобразователи (АЦП); 4 – диодный выпрямитель; 5.1, 5.2, ..., 5.n – управляемые ключи; 6.1, 6.2, ..., 6.n – СИД; 7 – первый резистор; 8, 9 – второй и третий резисторы.

Устройство, изображенное на рис. 4, работает следующим образом.

В выключенном состоянии ключи 5.1, ..., 5.n разомкнуты, что предотвращает выход СИД из строя при включении устройства. При включении устройства контроллер 1 с помощью АЦП 2 определяет момент перехода пульсирующего напряжения на выходе диодного выпрямителя 4 через ноль и подает логические сигналы на управляющие входы управляемых ключей 5.1, 5.2, ..., 5.n таким образом, чтобы управляемые ключи перешли в замкнутое состояние. К выходным клеммам диодного выпрямителя 4 оказывается подключена цепь из последовательно соединенных СИД 6.1, замкнутого ключа 5.n и резистора 7. Светится СИД 6.1. С увеличением значения напряжения на выходных клеммах диодного выпрямителя 4 возрастает значение тока, протекающего по цепи последовательно соединенных СИД 6.1 – замкнутый ключ 5.n – резистор 7. Ток в цепи контролируется контроллером 1 с помощью АЦП 3 по падению напряжения на резисторе 7. При достижении тока в цепи максимального значения для выбранного типа СИД контроллер 1 изменяет логический сигнал на управляющим входе управляемого ключа 5.1 таким образом, чтобы управляемый ключ 5.1 перешел в ра-

Вследствие симметричности формы тока относительно горизонтальной оси нулевая составляющая и четные гармоники в (1) имеют значения, равные нулю.

Спектральные составляющие тока, потребляемого от сети в типовой схеме устройств питания, рассчитанные в соответствии с (1) и нормированные относительно значения первой гармоники, приведены на рис. 3.

Типовое техническое решение устройств питания светодиодных ламп не удовлетворяет требованиям стандарта.

С целью устранения выявленного недостатка предложено новое техническое решение устройства питания [6].

замкнутое состояние. К выходным клеммам диодного выпрямителя 4 оказывается подключена цепь из последовательно соединенных СИД 6.1, 6.2, замкнутого ключа 5.n и резистора 7. Светятся СИД 6.1 и 6.2. При дальнейшем увеличении напряжения на выходных клеммах диодного выпрямителя 4 контроллер последовательно размыкает ключи 5.2; 5.3 и т.д., поочередно подключая светодиоды СИД 6.3; 6.4 и т.д. После достижения напряжения на выходных клеммах диодного выпрямителя 4 максимального мгновенного значения напряжения и, соответственно, тока, протекающего по цепи СИД 6.1; 6.2; ... 6.n-1, замкнутый ключ 5.n, резистор 7, напряжение и ток уменьшаются. При достижении тока в цепи, который равен минимальному значению тока для выбранного типа СИД контроллер 1 изменяет логический сигнал на управляющем входе управляемого ключа 5.n-1 таким образом, чтобы управляемый ключ 5.n-1 перешел в замкнутое состояние. При дальнейшем уменьшении напряжения на выходных клеммах диодного выпрямителя 4 контроллер последовательно замыкает ключи 5.n-2; 5.n-3 и т.д., поочередно выключая светодиоды СИД 6.n-2; 6.n-3 и т.д.

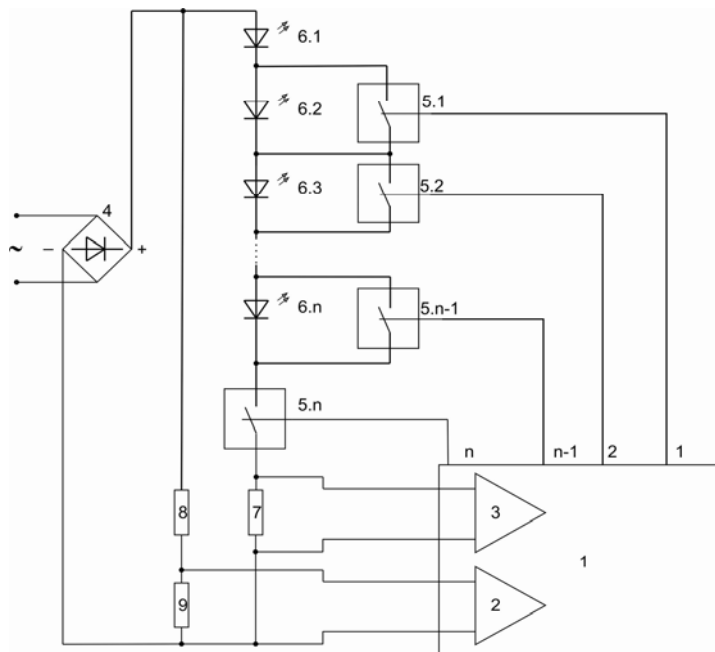


Рис. 4. Функциональная схема устройства питания светодиодной лампы

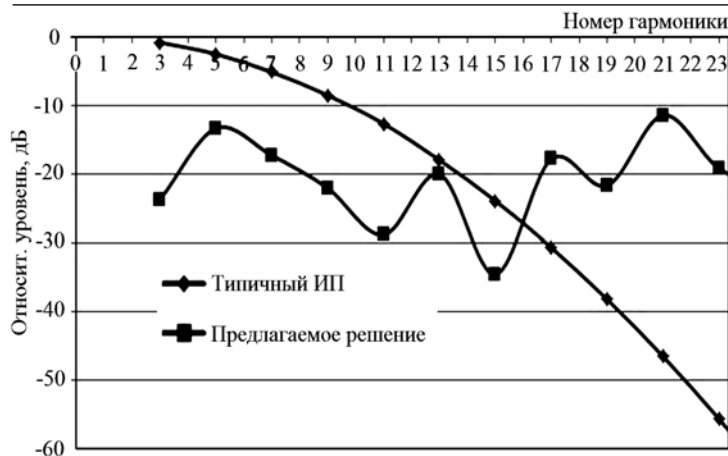
В результате за половину периода переменного питающего напряжения с максимальной яркостью светятся один, два, три, ...,  $n-1$ ,  $n$ ,  $n-1$ , ..., три, два один СИД, обеспечивая максимальное значение светового потока. Ток в цепи СИД меняется от минимального до максимального значения с частотой в  $4 \times n$  раз большей частоты питающего переменного напряжения.

По предлагаемой функциональной схеме (см. рис. 4) был изготовлен макет устройства, содержащий четыре последовательно соединенных СИД типа КИПД-152 [4], причем анод первого СИД подключен к положительной выходной клемме диодного выпрямителя, первый резистор, одним выводом соединенный с отрицательной выходной клеммой диодного выпрямителя, а входные клеммы диодного выпрямителя подключены к источнику переменного напряжения, четыре управляемых ключа, причем первый ключ подключен параллельно второму СИД, второй ключ подключен параллельно третьему СИД, третий ключ – параллельно четвертому СИД, первый вывод четвертого ключа подключен к катоду четвертого СИД, а второй вывод – ко второму выводу первого резистора, контроллер с процессором и двумя АЦП, дифференциальные входы первого из них подключены к первому резистору, дифференциальные входы второго АЦП подключены к третьему резистору делителя напряжения из второго и третьего резисторов, подключенного между положительной и отрицательной выходными клеммами двухполупериодного диодного выпрямителя, а четыре выхода процессора подключены соответственно к управляющим входам первого, второго, третьего и четвертого управляемых ключей.

Нормированные значения экспериментально измеренных значений гармонических составляющих тока приведены на рис. 5.

В результате сравнения полученных результатов со спектральными составляющими тока, потребляемого от сети в типовой схеме устройств питания, установлено, что предложенное устройство имеет на 12–23 дБ меньшее значение третьей, пятой, ..., одиннадцатой гармоник питающей сети. Превышение значений семнадцатой и более высоких гармоник в предложенном техническом решении относительно типовой схемы устройств питания может быть устранено применением фильтра нижних частот.

**Заключение.** Таким образом, в результате проведенных исследований установлено, что типовое техническое решение устройств питания светодиодных ламп характеризуется повышенным значением эмиссии гармоник.



Предложено новое техническое решение устройства подключения светодиодного светового прибора в сеть переменного тока, экспериментальные исследования которого подтвердили его электромагнитную совместимость в части эмиссии гармоник.

Рис. 5. Нормированные значения экспериментально измеренных значений гармонических составляющих тока

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках проекта RFMEFI57714X0061.

#### Литература

1. Махлин А. Особенности проектирования блока питания для светодиодных ламп // Полупроводниковая светотехника. – 2011. – № 1. – С. 30–33.
2. Семёнов Б.Ю. Экономическое освещение для всех. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2010. – 224 с.
3. Китаев В.Е. Расчёт источников электропитания устройств связи: учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1993. – 232 с.
4. Гончарова Ю.С. Ускоренные испытания полупроводниковых источников света на долговечность / Ю.С. Гончарова, И.Ф. Гарипов, В.С. Солдаткин // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 2 (28). – С. 51–53.
5. Туев В.И. Микроволновые усилители с большим динамическим диапазоном / В.И. Туев, В.М. Коротаев. – Томск : Изд-во Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2013. – 175 с.
6. ГОСТ 30804.3.2–2013. Совместимость технических средств электромагнитная. Эмиссия гармонических составляющих тока техническими средствами с потребляемым током не более 16 А (в одной фазе). Нормы и методы испытаний. – М.: Госстандарт России, 2013. – 29 с.
7. Заявка на патент на изобретение. Российская Федерация, МПК 7: H 01 L 33/00, H05B 37/02. Схема подключения светодиодного светового прибора в сеть переменного тока / В.И. Туев, С.П. Шкарупо, А.Ю. Олисовец, А.Ю. Хомяков, В.С. Солдаткин, А.В. Иванов, Ю.В. Ряполова, А.А. Вилисов (RU). – №2015124588; заявл. 23.06.2015.

#### Олисовец Артем Юрьевич

Аспирант каф. радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга (РЭТЭМ)  
Тел.: 8-952-897-66-89  
Эл. почта: celll@list.ru

#### Туев Василий Иванович

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. РЭТЭМ  
Тел.: (382-2) 70-15-06  
Эл. почта: tvi\_retem@main.tusur.ru

#### Шкарупо Семен Петрович

Аспирант каф. РЭТЭМ  
Тел.: 8-952-886-66-03  
Эл. почта: rk9uba@yandex.ru

Olisovets A.Y., Tuev V.I., Shkarupo S.P.

#### LED lamp power supply unit with reduced noise emissions

It was found that the typical solution to LED lamp power supply is characterized by the increased harmonics emission. A new technical solution to connect the LED device to AC power was proposed. Experimental studies have confirmed its electromagnetic compatibility with regard to the emission of harmonics.

**Keywords:** Power supply, light emitting diode, emission of harmonics.

УДК 621.32:621.314.692

В.С. Солдаткин, Ю.В. Ряполова, К.Н. Афонин, А.Ю. Олисовец, В.И. Туев

## Анализ срока службы светодиодных излучающих элементов

Изложены результаты по прогнозированию срока службы лампы с одним, двумя и четырьмя светодиодными излучающими элементами (СИЭ), смонтированными в стеклянную колбу лампы накаливания с цоколем E27, в зависимости от температуры окружающей среды, проведён анализ основных светотехнических и электрических характеристик, приведены результаты теплового расчёта.

**Ключевые слова:** светодиодный излучающий элемент, нитрид галлия, отвод тепла, срок службы, светодиодная лампа.

Современные системы освещения разрабатываются с применением высокоэффективных и надёжных источников света, которыми являются светодиодные лампы, превосходящие по значениям световой отдачи и срока службы своих предшественников: ламп накаливания, люминесцентных, натриевых, галогенных ламп. При этом светодиодные лампы уступают большинству перечисленных ламп в цене и, как правило, имеют непривычный дизайн. Кроме того, существенным недостатком известных конструкций светодиодных ламп, отличающим их от традиционных, является выраженный «прожекторный эффект», т.е. несферическое светораспределение. Распределение же силы света ламп накаливания близко к сфере. Учитывая то, что конструкция осветительных устройств для домашнего использования (люстры, светильники, бра и т.д.) разработана именно под параметры светового распределения ламп накаливания, применение в них большинства светодиодных ламп оказывается неэффективным: распределение света по помещению не соответствует ожиданиям потребителей. Именно по этой причине необходима разработка светодиодной лампы со сферическим светораспределением. С целью удешевления конечной продукции следует в конструкции новой лампы применить стеклянную колбу и цоколь от лампы накаливания, изготовление которых автоматизировано и производственные издержки сведены к минимуму. Простое и логичное конструктивное решение светодиодной лампы в корпусе лампы накаливания – заменить нить накала светодиодным излучающим элементом.

**Постановка задачи.** Лампа состоит из колбы (рис. 1), в которой на опорной конструкции смонтированы один, два или четыре СИЭ. Опорная конструкция герметично сварена в колбу. Колба снабжена стандартным цоколем E27, в цоколе расположено устройство питания. СИЭ состоит из ряда последовательно соединённых нитридгаллиевых кристаллов, покрытых люминофорной композицией.



Рис. 1. Фотография светодиодного излучающего элемента, смонтированного в колбу лампы

Известно, что срок службы светодиодов на основе кристаллов из нитрида галлия и его твёрдых соединений может достигать ста тысяч часов [1]. Методики определения срока службы светодиодов изложены в стандартах: ОСТ11-336.938–83 «Приборы полупроводниковые. Методы ускоренных испытаний на безотказность и долговечность» – отечественном, LM-80, TM-21 – зарубежных (США). Стандарты относятся к однокристалльным светодиодам и сроку службы самого кристалла. Ключевым фактором, определяющим срок службы светодиода в этих стандартах, является температура  $p-n$ -перехода. В отличие от выпускаемых в настоящее время единичных светодиодов и светодиодных матриц, кристаллы СИЭ герметично закрыты люминофорной композицией и помещены в

колбу, СИЭ не имеет прямого соприкосновения с окружающим воздухом, что снижает естественную конвекцию, а следовательно, наработанные исследовательские результаты испытаний различными коллективами авторов [1–9] нельзя распространять на предлагаемую конструкцию. Таким образом, целью работы является прогнозирование срока службы СИЭ, а для достижения заданной цели следует решить следующие задачи:

- проанализировать зависимость светового потока, световой отдачи и прямого напряжения СИЭ от тока для известных конструкций СИЭ для определения критических режимов при постоянной температуре окружающей среды;

- определить температурный коэффициент напряжения (ТКН) СИЭ, сравнить с однокристалльной конструкцией и учесть эти данные при проведении теплового расчёта и прогнозирования срока службы СИЭ;

- провести тепловые расчёты конструкции СИЭ с учётом отсутствия конвекции и отводом тепла только через места контактной сварки к металлическим частям опорной конструкции внутри колбы лампы; по результатам тепловых расчётов спрогнозировать срок службы СИЭ в зависимости от температуры окружающей среды.

На рис. 1 приведена фотография светодиодного излучающего элемента, смонтированного в колбу лампы для проведения измерений основных характеристик в условиях, приближенных к эксплуатационным.

#### Анализ основных световых и электрических характеристик СИЭ внутри колбы лампы.

Для проведения исследования выбраны по пять макетных образцов светодиодной лампы с двумя типами СИЭ, под номерами: образцы типа №1 (нейтральный белый цвет, металлическое основание); образцы типа №2 (тёплый белый цвет, металлокерамическое основание). СИЭ состоит из ряда последовательно соединённых кристаллов малой мощности. График зависимости светового потока имеет типовой для светодиодов вид (рис. 2, а), где на начальном этапе зависимость имеет линейный характер и световой поток возрастает с ростом значения прямого тока. В центральной части зависимость меняет характер, и световой поток начинает снижаться с ростом электрической нагрузки, что связано с нагревом активной области кристаллов и объясняется увеличением доли безызлучательной рекомбинации носителей в материале кристалла. При дальнейшем увеличении электрической нагрузки происходит тепловое разрушение кристаллов, а также возникает эффект стягивания тока под омическими контактами кристалла, что приводит к локальному перегреву приконтактной области кристалла [8].

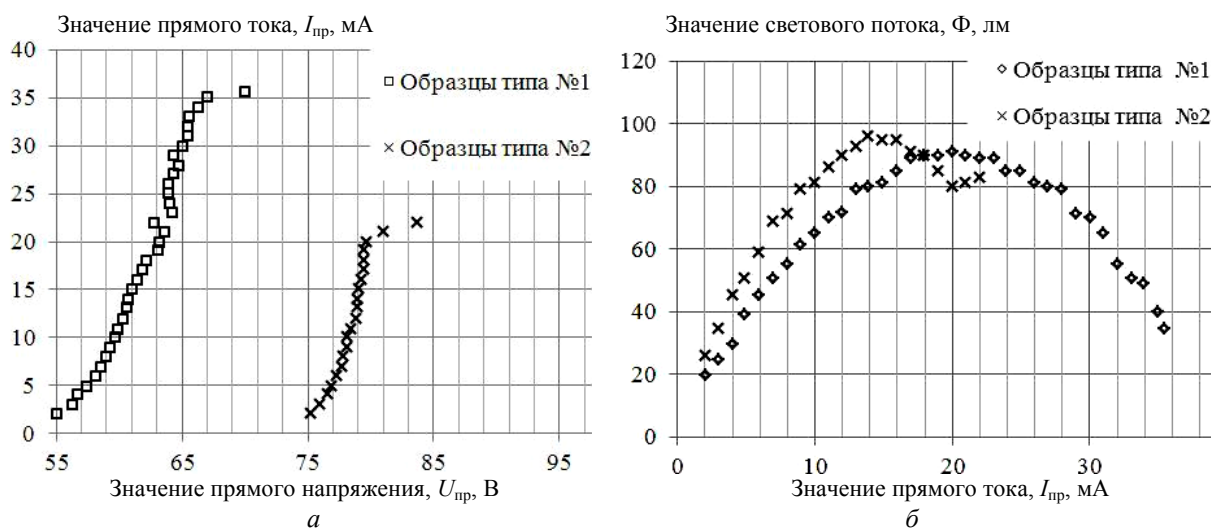


Рис. 2. Графики зависимостей светового потока от тока (а), вольт-амперные характеристики (б)

Из рис. 2, а видно, что в зависимости от материала основания наблюдается существенная разница ВАХ. Видно, что эффект теплового разрушения начинает проявляться у образца №2 при прямом токе 14 мА, который можно считать для такой конструкции критическим, а образцы СИЭ с металлическим основанием №1 – при прямом токе до 20 мА. Из рис. 2, б видно, что для образцов типа №1 тепловое разрушение произошло при значении прямого тока 35 мА, для образцов типа №2 – при прямом токе 20 мА, что связано с возможностями конструкции СИЭ отводить тепло от активной



области кристаллов. Разница в напряжениях СИЭ 55 и 75 В обусловлена тем, что образцы СИЭ №1 и №2 разных производителей и имеют разные кристаллы. Кристаллы имеют разные рабочие напряжения, и при последовательном соединении разница между образцами №1 и №2 составила примерно 20 В. На рис. 3 приведена зависимость световой отдачи от прямого тока макетных образцов лампы с различными образцами СИЭ.

В целом, из полученных данных можно сделать следующие выводы:

- критическим значением тока для СИЭ является 20 мА, следовательно, областью допустимого форсирования может быть значение прямого тока 10 мА, которое не приведёт к интенсификации отказов, не связанных с факторами, воздействующими на СИЭ в процессе эксплуатации.

**Определение температурного коэффициента напряжения для СИЭ.** Для определения ТКН СИЭ и светодиода по 5 шт. установлены в лабораторную печь, подключены к источникам-измерителям питания. Установлены значения прямого тока 10 мА. С шагом 1 °С производилось увеличение температуры от 25 до 200 °С.

Получены зависимости напряжения от температуры, при стабилизированном значении прямого тока светодиодов с одним кристаллом и СИЭ с 28 последовательно подключенными аналогичными кристаллами. Зависимость напряжения от температуры СИЭ показана на рис. 4.

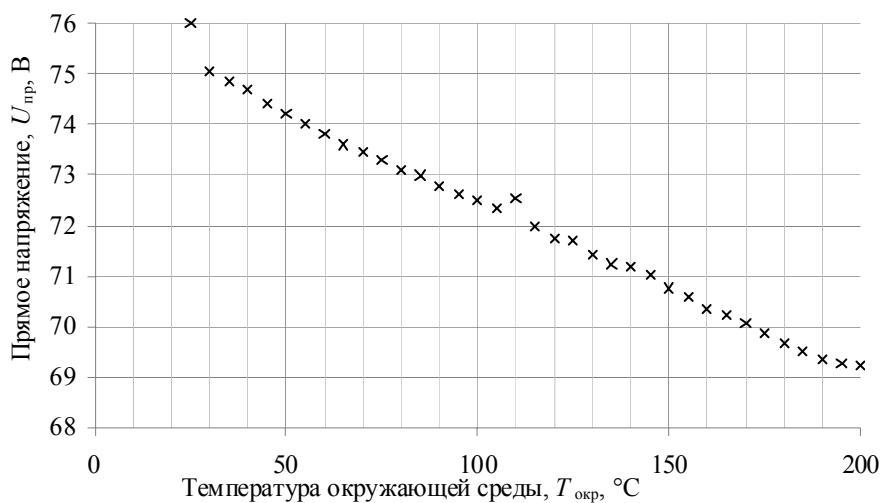


Рис. 4. Зависимости напряжения от температуры для СИЭ при значении прямого тока 10 мА

Рассчитан ТКН, который для СИЭ составляет минус 0,037 В/°С, а для светодиода – минус 0,003 В/°С. Разница в значении ТКН между СИЭ с 28 кристаллами и светодиодом с одним кристаллом составила 12 раз, это связано с нагревом СИЭ за счёт большого количества кристаллов и их близкого расположения друг к другу.

ТКН СИЭ важный параметр для выбора устройства питания лампы-«драйвера», поэтому представленные результаты будут полезны для производителей светодиодной лампы.

**Расчёт тепловых режимов СИЭ и прогнозирование срока службы.** Можно оценить способность отвода тепла от активной области кристалла, используя следующие формулы для определения теплового сопротивления [1–3]:

$$P_e = \frac{(T_1 - T_2)}{R_t}, \tag{1}$$

где  $P_e$  – мощность, рассеиваемая в данном компоненте;  $T_1, T_2$  – значения температуры двух тел или тела и среды ( $T_1$  – более высокая температура, чем  $T_2$ );  $R_t$  – тепловое сопротивление.

Для слоистой структуры тепловое сопротивление каждого слоя приближённо оценивается по формуле [1–3]:

$$R_t = \frac{\delta}{\lambda \cdot S}, \quad (2)$$

где  $\delta$  – толщина слоя (м);  $S$  – площадь слоя ( $\text{м}^2$ );  $\lambda$  – теплопроводность вещества ( $\text{Вт/м}\cdot\text{К}$ ).

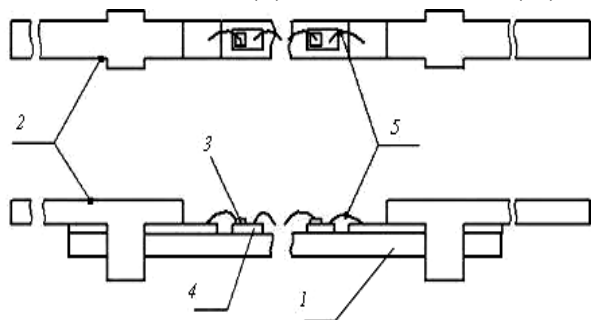
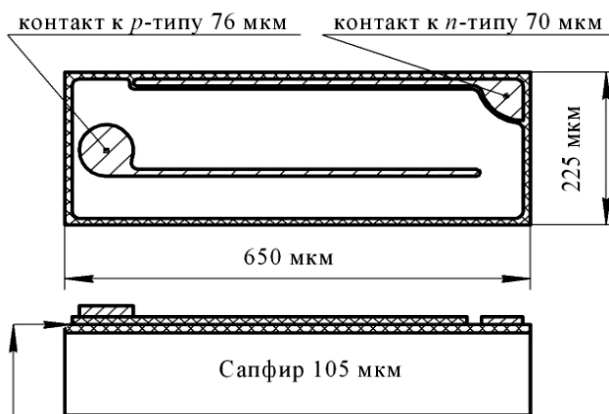


Рис. 5. Конструкция СИЭ



Наименование слоя	Толщина слоя
<i>p</i> - тип GaN	0,2 мкм
<i>p</i> - тип AlGaIn	0,03 мкм
Активная область InGaIn/GaN	0,2 мкм
<i>n</i> - тип GaN	2,5 мкм
<i>u</i> - тип GaN	2 мкм

Рис. 6. Структура кристалла

Основное выделение тепла происходит в активной области кристалла GaN со значением теплопроводности  $\sim 1,3 \text{ Вт/м}\cdot\text{К}$ , тепловой поток проходит от активной области через *n* тип и *u* тип полупроводника со значениями толщины, указанными на рис. 5, затем через сапфир ( $\text{Al}_2\text{O}_3$  теплопроводность  $46 \text{ Вт/м}\cdot\text{К}$ ), металлизацию и теплопроводящий клей на металлическое основание СИЭ. Рассчитаем тепловое сопротивление кристалла, представив светодиодный кристалл в виде схемы, подобной электрической эквивалентной, последовательных сопротивлений, где каждый слой (в зависимости от материала) является сопротивлением. На основе данных значений теплопроводности материалов и их толщин по формуле (2) проведён расчёт теплового сопротивления кристалла (*p*–*n*–переход – металлизация), которое составляет  $31 \text{ К/Вт}$ . Далее из кристалла тепловой поток проходит через теплопроводящий клей на металлическое основание. Теплопроводность клея составляет примерно  $60 \text{ Вт/м}\cdot\text{К}$ , толщина клея не более  $30 \text{ мкм}$ , тогда тепловое сопротивление СИЭ составит  $33,87 \text{ К/Вт}$ . По данным от производителя (фирма Engled) аналогичных СИЭ тепловое сопротивление их изделий составляет  $45 \text{ К/Вт}$ , что косвенно подтверждает достоверность проведённых оценочных расчётов.

На рис. 5 представлена конструкция СИЭ, которая состоит из основания (1), торцевых выводов (2), последовательно соединённых светодиодных кристаллов (кристаллы планарного типа на основе твёрдых растворов GaN, выращенные на сапфировой подложке) (3), приклеенных теплоэлектропроводящим клеем на металлизированные площадки (4). Светодиодные кристаллы соединены последовательно металлическими проволоками (5). Основание с кристаллами окружено люминофорной композицией (на рис. 5 не показано).

Так как теплопроводность люминофорной композиции, примерно на 90% состоящей из компаунда на основе силикона, не превышает  $0,05 \text{ Вт/м}\cdot\text{К}$ , считаем, что отвод тепла осуществляется по пути наименьшего теплового сопротивления через подложку на металлическое основание СИЭ. Электрическая нагрузка на один кристалл составляет: прямое напряжение  $2,9 \text{ В}$ , прямой ток  $10 \text{ мА}$ , таким образом, потребляемая мощность составляет  $29 \text{ мВт}$ . При таких электрических режимах работы и габаритных размерах кристалла  $650 \times 225 \times 110 \text{ мкм}^3$ , его КПД составит не менее 50%, из этого следует, что 50% сгенерируется в виде оптического излучения и 50% – в виде теплового. По данным, представленным производителями кристаллов (рис. 6) [10], температура *p*–*n*–перехода не должна превышать  $125 \text{ }^\circ\text{C}$ . Исходя из указанных данных, можно провести оценочный расчёт тепловых режимов работы СИЭ в первом приближении с учётом отсутствия конвекции в колбе лампы.

По формуле (3) проведём расчёт температуры  $p$ - $n$ -перехода [3, 4]:

$$T_{p-n} = T_{\text{окр}} + (R_t \cdot P_e), \quad (3)$$

где  $T_{p-n}$  – температура  $p$ - $n$ -перехода (°C);  $T_{\text{окр}}$  – температура окружающей среды (°C).

При  $T_{\text{окр}} = 25$  °C температура  $p$ - $n$ -перехода  $T_{p-n} = 25 + (33,87 \times 0,029) = 25,9$  °C.

Соответственно по формуле (3) определим значения температуры  $p$ - $n$ -перехода, которая составляет для варианта лампы с двумя СИЭ 51,8 °C, а с четырьмя СИЭ 102,7 °C.

Согласно методике [4] ускоренные испытания для определения срока службы светодиодов предусматривают форсирование, приводящее к интенсификации физико-химических процессов деградации светодиодов без изменения основных механизмов отказов.

Коэффициент ускорения определяется энергией активации отказов ( $E_a$ ).

$$K_y = \exp \left[ \left( \frac{E_a}{kT} \right) \cdot \left( \frac{1}{T_{p-n}} + 273 \right) - \left( \frac{1}{T_{p-ny}} + 273 \right) \right], \quad (4)$$

где  $K_y$  – коэффициент форсирования ускоренных испытаний;  $E_a$  – энергия активации отказов, эВ;  $k$  – постоянная Больцмана;  $T_{p-n}$  – температура  $p$ - $n$ -перехода в нормальных условиях эксплуатации (в рабочем режиме), °C;  $T_{p-ny}$  – температура  $p$ - $n$ -перехода в ускоренном режиме испытаний, °C.

Номинальное время наработки  $t_{\text{ном}}$  (срок службы СД) определяют по уравнению (5), задав коэффициент форсирования  $K_y$ , исходя из режимов ускоренных испытаний [4]:

$$T_{\text{ном}} = t_y \cdot k_y, \quad (5)$$

где  $t_y$  – время испытаний в ускоренном режиме.

Значение времени наработки в ускоренном режиме не должно быть меньше 1000 ч.

Построим график прогнозируемого срока службы для лампы с одним, двумя и четырьмя СИЭ, значение энергии активации отказов для типовых светодиодов составляет примерно 0,75 эВ, данное значение будет использоваться для дальнейших расчётов (рис. 7). График построен в Ms Excel для заданных значений температур от 25 до 80°C и на основе формул (4), (5).

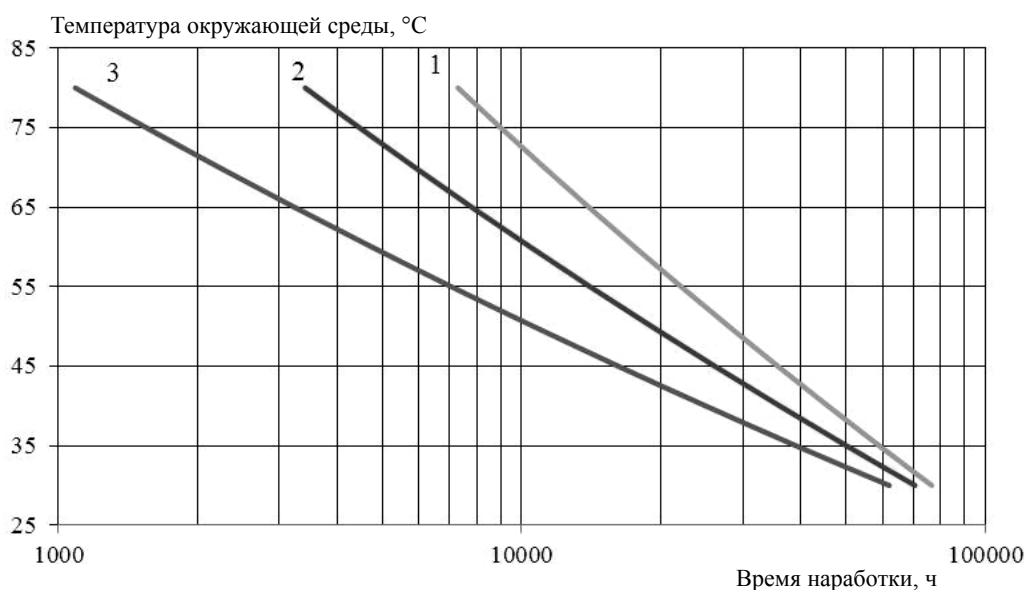


Рис. 7. Зависимость срока службы от температуры для: лампы с одним СИЭ – 1; лампа с двумя СИЭ – 2; лампа с четырьмя СИЭ – 3

Из рис. 7 видно, что для всех вариантов лампы срок службы превышает шестьдесят тысяч часов. Это соответствует мировому уровню разработок в данной области [5–7].

**Заключение.** На основе проведенных расчётов и исследований можно сделать следующие выводы:

1. По результатам анализа зависимостей светового потока, световой отдачи и прямого напряжения СИЭ от прямого тока установлено, что тепловое разрушение начинает проявляться при прямом токе 14 мА для конструкций с металлокерамическим основанием и при токе 20 мА – с металлическим основанием. Таким образом, для изготовления СИЭ следует применять металлическое основание.

2. Критическим значением тока для СИЭ является значение 20 мА, следовательно, областью допустимого форсирования может быть значение прямого тока 10 мА, которое не приведёт к интенсификации отказов, не связанных с факторами, воздействующими на СИЭ в процессе эксплуатации.

3. Экспериментально определен ТКН, который для СИЭ с 28 кристаллами составил 0,037 В/°С, а для светодиода с одним аналогичным кристаллом – 0,003 В/°С, что в 12 раз меньше, чем у СИЭ, поскольку на ТКН СИЭ оказывает влияние нагрев за счёт большого количества кристаллов и их близкого расположения друг к другу, а также последовательное соединение кристаллов.

4. В первом приближении проведены тепловые расчёты конструкции СИЭ с учётом отсутствия конвекции и отводом тепла только через места контактной сварки к опорной конструкции внутри колбы лампы. По результатам тепловых расчётов установлено: тепловое сопротивление СИЭ составит 33,87 К/Вт, что на 25% меньше, чем у аналогов; температура  $p$ - $n$ -перехода составила 25,9 °С на одном СИЭ в колбе лампы при окружающей температуре 25 °С; при аналогичных условиях для лампы с двумя СИЭ температура составит 51,8 °С, а с четырьмя СИЭ – 102,7 °С.

5. Проведён расчёт срока службы СИЭ в зависимости от температуры окружающей среды. Для всех трёх вариантов лампы (с одним, двумя и четырьмя СИЭ в колбе) срок службы превышает шестьдесят тысяч часов.

Работа поддержана Минобрнауки России в рамках проекта RFMEFI57714X0061.

#### Литература

1. Гончарова Ю.С. Ускоренные испытания полупроводниковых источников света на долговечность / Ю.С. Гончарова, И.Ф. Гарипов, В.С. Солдаткин // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 2 (28). – С. 51–53.

2. Вилисов А. Белые светодиоды / А. Вилисов, К. Калугин, В. Солдаткин, Е. Перминова // Полупроводниковая светотехника. – 2012. – Т. 4. – № 18. – С. 14–17.

3. РД 11 0755–90. Методы ускоренных испытаний на безотказность и долговечность. Микросхемы интегральные. Отраслевой руководящий документ. – М., 1990. – 91 с.

4. ОСТ 11-336.938–83. Приборы полупроводниковые. Методы ускоренных испытаний на безотказность и долговечность [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.1bm.ru/techdocs/kgs/ost/1057/info/23239>, свободный (дата обращения: 10.09.2015).

5. Смирнов С.В. Температурная зависимость спектров излучения светодиодов белого свечения на основе нитрида галлия и его твердых растворов / С.В. Смирнов, Е.В. Саврук, Ю.С. Гончарова // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2(24), ч. 2. – С. 55–58.

6. Сушков П. Метод контроля потенциальной степени деградации характеристик светодиодов на основе твердых растворов AlGaInN / П. Сушков, С. Никифоров // Полупроводниковая светотехника. – 2011. – № 3. – С. 10–13.

7. Никифоров С.Г. Прогноз срока службы и изменения параметров промышленных светодиодов при наработке с помощью фотометрического метода // Инновации и инвестиции. – 2015. – №1. – С. 152–156.

8. Zinovchuk A.V. The effect of current crowding on the heat and light pattern in high-power AlGaAs light emitting diodes / A.V. Zinovchuk, O.Yu Malyutenko, V.K. Malyutenko, A.D. Podoltsev, A.A. Vilisov. // Journal of Applied Physics. – 2008. – Vol. 104, № 3. – P. 033115.

9. Закгейм А.Л. Низкочастотный шум в исходных и деградировавших синих InGaAs/GaN-светодиодах / А.Л. Закгейм, М.Е. Левинштейн, В.П. Петров, А.Е. Черняков, Е.И. Шабунина, Н.М. Шмидт // Физика и техника полупроводников. – 2012. – Т. 46. – № 2. – С. 219–223.

10. Официальный сайт фирмы Epistar [Электронный ресурс] – Режим доступа: [http://www.epistar.com.tw/index\\_en.php](http://www.epistar.com.tw/index_en.php), свободный (дата обращения: 10.09.2015).

---

#### Солдаткин Василий Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. радиоэлектронных технологий

и экологического мониторинга (РЭТЭМ) ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 70-15-13

Эл. почта: [soldatkinvs@main.tusur.ru](mailto:soldatkinvs@main.tusur.ru)

**Ряполова Юлия Витальевна**

Ассистент каф. РЭТЭМ  
Тел.: 8-952-883-70-61  
Эл. почта: yuliya.ryapolova@mail.ru

**Афонин Кирилл Нильевич**

Магистрант каф. РЭТЭМ  
Тел.: 8-953-913-25-51  
Эл. почта: pa3z@mail.ru

**Олисовец Артём Юрьевич**

Инженер каф. РЭТЭМ  
Тел.: 8-52-897-66-89  
Эл. почта: celll@list.ru

**Тувев Василий Иванович**

Д-р техн. наук, зав. каф. РЭТЭМ  
Тел.: 8 (382-2) 70-15-06  
Эл. почта: tvi\_retem@main.tusur.ru

Soldatkin V.S., Ryapolova Y.V., Afonin K.N., Olisovets A.Y., Tuev V.I.

**Life duration analysis of the LED emitting elements (LED filament)**

This article presents the results of aimed to determine the life duration of the lamp with one, two and four LED radiating elements (SEI) which is mounted in a glass incandescent bulb with E27 base, depending on the ambient temperature. The authors also analyzed the basic lighting and electrical characteristics and specified the results of thermal calculation.

**Keywords:** LED filament, gallium nitride, heat, service life, LED filament lamp.

---

УДК 621.372:621.375

Г.Н. Якушевич

## Проектирование транзисторных широкополосных усилителей с двухполосниками параллельной и последовательной обратной связи

Приведены результаты проектирования транзисторных широкополосных усилителей на основе требуемых параметров активного четырехполосника для широкополосного усилителя с двухполосником параллельной обратной связи (ОС). Приближение параметров активного элемента осуществляется введением корректирующего двухполосника, последовательной ОС и симметрирующе-фазирующей цепи (СФЦ).

**Ключевые слова:** проектирование, активный четырехполосник, широкополосный усилитель, двухполосник, параллельная и последовательная ОС.

В работах [1–3] было показано, что для простых структур двухполосников параллельной ОС прежде чем ввести двухполосник параллельной ОС, необходимо приблизить параметры активного элемента к требуемым параметрам активного четырехполосника для каскада широкополосного усилителя с двухполосником параллельной ОС с помощью фазирующе-трансформирующей цепи (ФТЦ) или полосковой линии, Г-, L-образной симметрирующей цепи (СЦ) на входе или выходе и фазирующих цепей (ФЦ) на входе и выходе. В данной работе приближение параметров активного элемента к требуемым параметрам активного четырехполосника осуществляется введением корректирующего двухполосника, последовательной ОС и СФЦ на входе или выходе активного элемента.

**Постановка задачи.** В данной работе для приближения параметров активного элемента к требуемым параметрам активного четырехполосника для широкополосного усилителя с двухполосником параллельной ОС предложена обобщенная структурная схема активного четырехполосника, представленного активным элементом с двухполосником последовательной ОС, корректирующим двухполосником на входе и СФЦ на выходе. Последовательная ОС и корректирующий двухполосник на входе приближают коэффициент отражения по входу активного элемента к требуемым параметрам активного четырехполосника. СФЦ одновременно выполняет функцию СЦ, обеспечение равенства коэффициентов отражения по входу-выходу и функцию ФТЦ, получение требуемого значения фазы коэффициента передачи активного элемента, что упрощает реализацию и настройку широкополосного усилителя.

**Расчет СФЦ на выходе активного элемента.** На рис. 1 представлена структурная схема каскада широкополосного усилителя с параллельной ОС, содержащая активный элемент с двухполосником последовательной ОС и корректирующим двухполосником на входе и СФЦ на выходе.

На рис. 2 приведены структурные схемы активного четырехполосника с СФЦ.

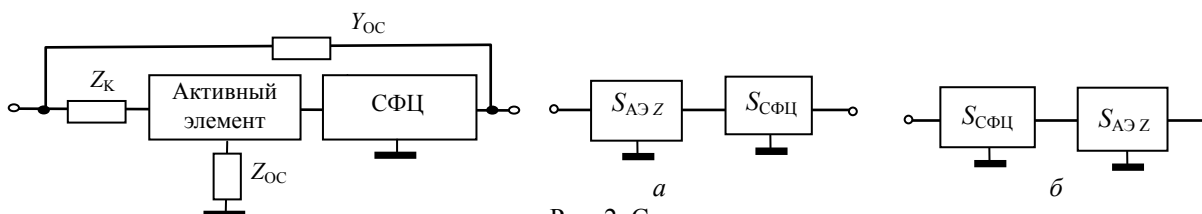


Рис. 1. Структурная схема каскада широкополосного усилителя

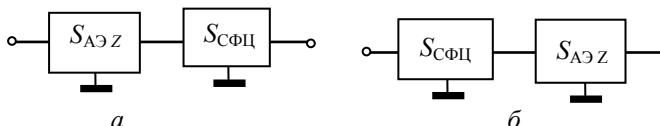


Рис. 2. Структурные схемы активного четырехполосника с СФЦ, включенной на выходе (а) и входе (б) активного элемента

На основе матрицы  $S$ -параметров активного четырехполосника с двухполосником последовательной ОС и корректирующим двухполосником на входе

$$[S_{AЭЗ}] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где  $[S_{AЭЗ}]$ ,  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$  – матрица и элементы матрицы  $S$ -параметров активного четырехполюсника, и матрицы  $S$ -параметров СФЦ [4]

$$[S_{СФЦ}] = \begin{bmatrix} s_{11} & | & s_{12} \\ s_{21} & | & s_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & | & \sqrt{1-|s_{11}|^2} \exp(i\Theta_{12}) \\ \sqrt{1-|s_{11}|^2} \exp(i\Theta_{12}) & | & -s_{11}^* \exp(i\Theta_{12}) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где  $[S_{СФЦ}]$ ,  $s_{11}$ ,  $s_{12}$ ,  $s_{21}$ ,  $s_{22}$  – матрица и элементы матрицы  $S$ -параметров СФЦ;  $\Theta_{12}$  – фаза коэффициента передачи СФЦ. Матрица  $S$ -параметров каскадного соединения активного элемента с двухполюсником последовательной ОС, корректирующим двухполюсником на входе и СФЦ на выходе (рис. 2, а) запишется [5]

$$[S_{AЭЗСФЦ}] = \begin{bmatrix} S_{11} \text{ AЭЗСФЦ} & | & S_{12} \text{ AЭЗСФЦ} \\ S_{21} \text{ AЭЗСФЦ} & | & S_{22} \text{ AЭЗСФЦ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} + \frac{s_{11}S_{21}S_{12}}{1-S_{22}s_{11}} & | & \frac{S_{12}s_{12}}{1-S_{22}s_{11}} \\ \frac{S_{21}s_{12}}{1-S_{22}s_{11}} & | & s_{22} + \frac{s_{12}S_{12}S_{22}}{1-S_{22}s_{11}} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где  $[S_{AЭЗСФЦ}]$ ,  $S_{11}$  AЭЗСФЦ,  $S_{12}$  AЭЗСФЦ,  $S_{21}$  AЭЗСФЦ,  $S_{22}$  AЭЗСФЦ – матрица и элементы матрицы  $S$ -параметров каскадного соединения.

Приравняв в выражении (3) коэффициенты отражения по входу и выходу и решив полученное уравнение относительно коэффициента отражения СФЦ  $s_{11}$  с учетом выражения (2), получим

$$s_{11} = \frac{\operatorname{Re}\{[S_A - \Delta_S]S_B^*\} + i \cdot \operatorname{Im}\{[S_A + \Delta_S]S_B^*\}}{|\Delta_S|^2 - 1}, \quad (4)$$

где  $S_A = -\exp(i2\Theta_{12})$ ,  $S_B = [\exp(i2\Theta_{12})S_{22(11)} - S_{11(22)}]$ ,  $\Delta_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ , индексы в скобках относятся к СФЦ, включенной на входе активного элемента;  $S_B^*$  – комплексно-сопряженное значение.

Задавая значения аргумента  $\Theta_{12}$  в выражении (4) и подставляя полученное значение коэффициента отражения  $s_{11}$  в выражение (2), получим значения  $S$ -параметров СФЦ на заданной частоте, на основе которых по выражению (3) найдем  $S$ -параметры каскадного соединения активного элемента с СФЦ на выходе.

Выражение для проводимости двухполюсника ОС с учетом выражение (3) запишется [3]

$$Y_{ОС} = \frac{2S_{11} \text{ AЭЗСФЦ}}{(1-S_{21} \text{ AЭЗСФЦ})(1-S_{12} \text{ AЭЗСФЦ}) - S_{11} \text{ AЭЗСФЦ} S_{22} \text{ AЭЗСФЦ}}. \quad (5)$$

Переходя от  $[S_{СФЦ}]$  к  $Y$ - и  $Z$ -параметрам СФЦ, определим значение элементов П-образной и Т-образной СФЦ (рис. 3, а, б), включаемых на выходе или входе активного элемента.

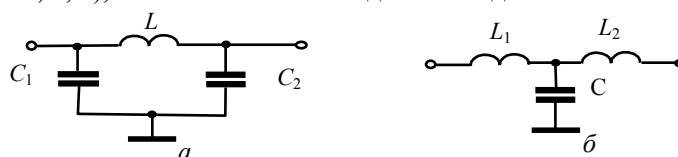


Рис. 3. Схемы П-образной и Т-образной СФЦ

**Математическое моделирование широкополосного усилителя с двухполюсниками параллельной и последовательной обратной связи.** Математическое моделирование проведем на основе эквивалентной схемы кристалла транзистора КТ3115, приведенной в работе [6], исключив элементы корпуса, которые затрудняют приблизить параметры транзистора к требуемым параметрам активного четырехполюсника для каскада широкополосного усилителя с двухполюсником параллельной ОС.

В табл. 1 приведены результаты расчета элементов П- и Т-образной СФЦ, а в табл. 2 – результаты расчета элементов двухполюсника параллельной ОС для значения аргумента СФЦ  $\Theta_{12} = -65, -75, -85^\circ$  на частоте 1,05 ГГц.

Результаты расчета элементов двухполюсника параллельной ОС приведены в табл. 2. При  $\Theta_{12} = -65^\circ$  для согласования требуется двухполюсник параллельной ОС из последовательно включенных резистора и индуктивности, при  $\Theta_{12} = -75^\circ$  двухполюсник параллельной ОС – резистивный и при  $\Theta_{12} = -85^\circ$  двухполюсник параллельной ОС – параллельное соединение резистора и емкости.

Таблица 1

$\Theta_{12}$ , град	П-образная СФЦ			Т-образная СФЦ		
	$C_1$ , пФ	$L$ , нГн	$C_2$ , пФ	$L_1$ , нГн	$C$ , пФ	$L_2$ , нГн
-65	1,41	10,87	0	0	1,41	10,85
-75	1,36	11,67	1,45	9,34	1,81	8,80
-85	1,38	12,90	2,80	15,78	2,14	7,81

Таблица 2

$\Theta_{12}$ , град	П-образная СФЦ		Т-образная СФЦ	
	$R$ , Ом	$L$ , нГн	$R$ , Ом	$C$ , пФ
-65	495	47,4	—	—
-75	580	—	580	—
-85	—	—	521	0,47

На рис. 4, *a* и *б* приведены принципиальные схемы каскадов широкополосных усилителей с П- и Т-образными СФЦ на выходе для  $\Theta_{12} = -75^\circ$  с верхней частотой 1,05 ГГц соответственно. Для приближения коэффициента отражения по входу введены последовательная ОС в виде индуктивности, которая увеличивает активную составляющую входного сопротивления, и корректирующая индуктивность на входе, компенсирующая реактивную составляющую входного сопротивления. Сопротивление 1 к, подключенное к коллектору транзистора, обеспечивает абсолютную устойчивость каскада усилителя.

На рис. 5 приведены частотные характеристики коэффициентов передачи и коэффициентов отражений. Заштрихованные области на рис. 5, *б* и *г* показывают выигрыш коэффициента передачи в области верхних частот по отношению к номинальному коэффициенту передачи за счет положительной ОС.

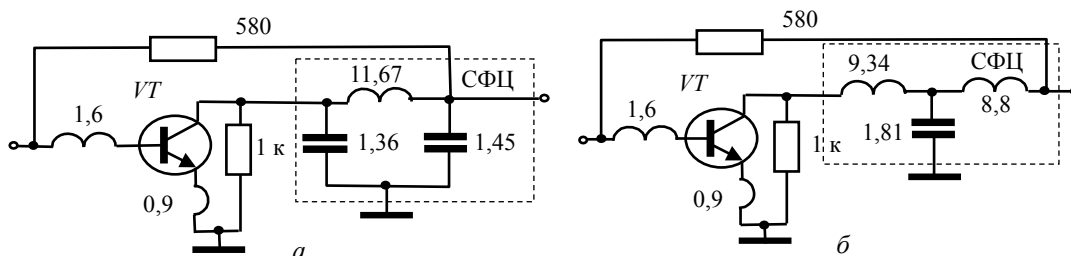


Рис. 4. Принципиальные схемы каскадов широкополосных усилителей с П-образной (*a*) и Т-образной (*б*) СФЦ на выходе с верхней частотой 1,05 ГГц

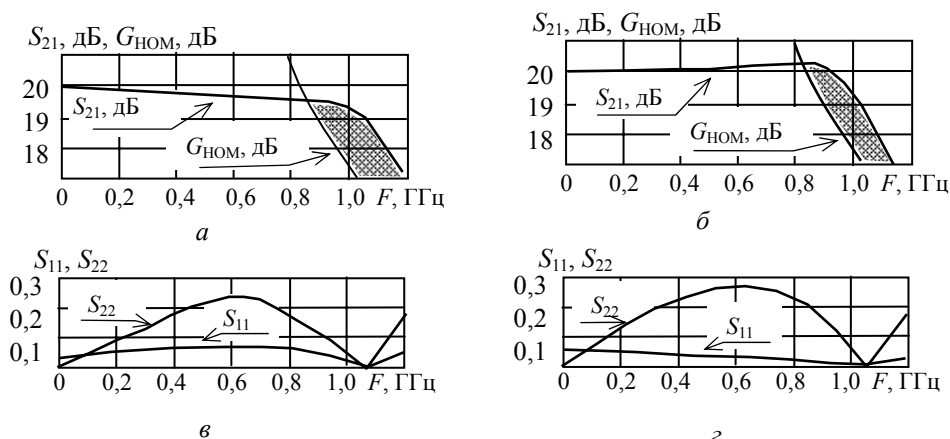


Рис. 5. Частотные характеристики коэффициента передачи (*a*), коэффициентов отражения по входу и выходу (*б*) усилителя с П-образной СФЦ на выходе и коэффициента передачи (*б*), коэффициентов отражения по входу и выходу (*г*) усилителя Т-образной СФЦ на выходе



На рис. 6, а и б приведены схемы каскадов широкополосных усилителей с П- и Т-образными СФЦ на выходе с верхней частотой 2 ГГц. На рис. 7 приведены частотные характеристики коэффициентов передачи и коэффициентов отражений. Сопротивление последовательной ОС приближает коэффициент передачи активного элемента на нижних частотах к требуемому коэффициенту передачи активного четырехполюсника с параллельной ОС.

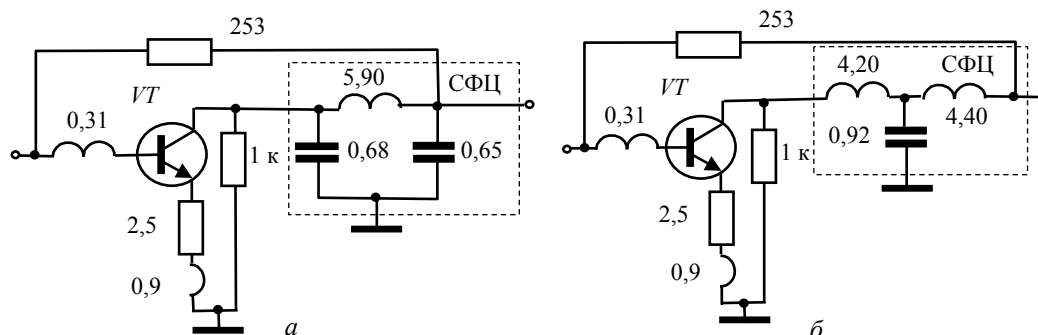


Рис. 6. Схемы каскадов широкополосных усилителей с П-образной (а) и Т-образной (б) СФЦ на выходе с верхней частотой 2 ГГц

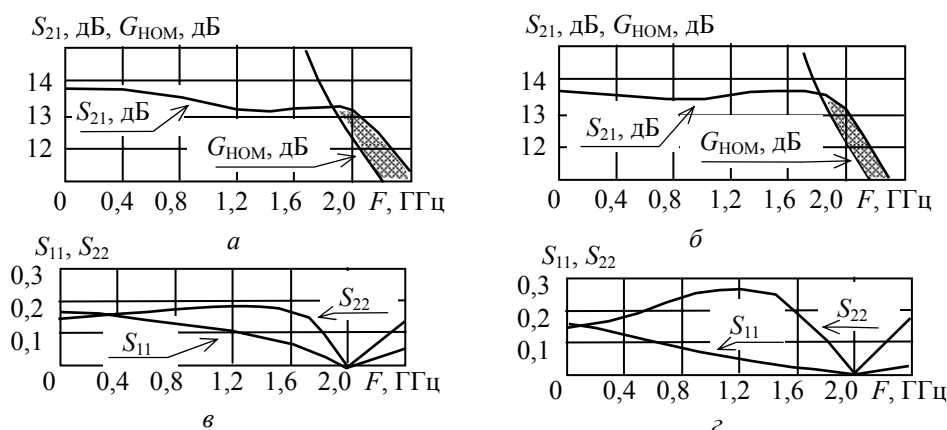


Рис. 7. Частотные характеристики коэффициента передачи (а), коэффициентов отражения по входу и выходу (б) усилителя с П-образной СФЦ на выходе и коэффициента передачи (б), коэффициентов отражения по входу и выходу (г) усилителя Т-образной СФЦ на выходе

Достоверность аналогичных теоретических исследований с помощью математического моделирования на основе эквивалентных схем активных элементов были подтверждены результатами экспериментальных исследований в предыдущих статьях [1, 2].

**Полученные результаты.** Предложен алгоритм проектирования широкополосных усилителей с параллельной ОС на основе требуемых параметров активного четырехполюсника с параллельной ОС, в котором приближение параметров активного элемента к требуемым параметрам активного четырехполюсника осуществляется введением корректирующего двухполюсника на входе, последовательной ОС и СФЦ.

Приведены результаты проектирования широкополосных усилителей с верхней граничной частотой 1,05 и 2,0 ГГц и показа выигрыша коэффициента передачи в области верхних частот по отношению к номинальному коэффициенту передачи за счет положительной ОС.

#### Литература

1. Якушевич Г.Н. Математическая модель активного четырехполюсника для широкополосного СВЧ-усилителя с двухполюсником параллельной обратной связи // Доклады ТУСУРа (Томск). – 2009. – № 2 (20). – С. 32–37.
2. Якушевич Г.Н. Алгоритм расчета транзисторного широкополосного усилителя с двухполюсником параллельной обратной связи // Доклады ТУСУРа (Томск). – 2010. – № 1 (21). – С. 63–68.

3. Якушевич Г.Н. Проектирование транзисторных широкополосных усилителей с двухполюсником параллельной обратной связи // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 1 (23). – С. 65–70.
  4. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполусников на СВЧ. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Связь, 1971. – 388 с.
  5. Силаев М.А., Брянцев С.Ф. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ-устройств. – М.: Сов. радио, 1979. – 247 с.
  6. Андрюхов И.П., Докучаев Ю.П., Корнильев Г.Э. и др. Кремневый малошумящий биполярный транзистор КТЗ115 // Микроэлектроника и полупроводниковые приборы / Под ред. А.А. Васенкова и Я.А. Федотова. – М.: Сов. радио, 1980. Вып. 5. – С. 43–53.
- 

**Якушевич Геннадий Николаевич**

Канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник, доцент каф. средств радиосвязи ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-37-09

Эл. почта: mrc@main.tusur.ru

Jakushevitch G.N.

**Design of wideband transistor amplifiers with two-pole parallel and serial feedback**

The results of designing transistor wideband amplifiers based on the required parameters of the active four-pole for wideband amplifier with two-pole parallel feedback (FB). These parameters are provided of the active element using of the correction two-pole, consistent FB and balance-phases circuit (BPC).

**Keywords:** design, active four-pole, wideband amplifier, two-pole, parallel and serial OS.

---

УДК 621.375.4

Л.И. Бабак, А.А. Калентьев, И.М. Добуш

## Автоматизированный синтез СВЧ-транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма и использования идеальных трансформаторов импеданса

Предлагается основанная на генетическом алгоритме (ГА) новая методика автоматизированного синтеза линейных и малошумящих СВЧ-транзисторных усилителей по комплексу требований. Отличительной ее чертой является использование на промежуточных шагах синтеза идеализированных моделей реактивных согласующе-корректирующих цепей (СКЦ) – идеальных трансформаторов импеданса. Рассматривается также модифицированная методика, разрешающая осуществить последовательный синтез отдельных усилительных каскадов. Оба варианта методики позволяют уменьшить пространство поиска для ГА, улучшить характеристики и сократить время синтеза многокаскадных СВЧ-усилителей. Подход реализован в новой версии программы структурно-параметрического синтеза СВЧ-усилителей Geneamp. Его эффективность продемонстрирована на примере проектирования трёхкаскадного малошумящего усилителя диапазона 1–2 ГГц.

**Ключевые слова:** СВЧ-транзисторный усилитель, МШУ, синтез, генетический алгоритм, идеальный трансформатор импеданса.

В работах [1, 2] был предложен и исследован подход к автоматизированному структурно-параметрическому синтезу СВЧ-линейных и малошумящих транзисторных усилителей (ТУ) на основе генетического алгоритма (ГА). Подход был реализован в программе Geneamp, его эффективность подтверждена результатами моделирования синтезированных ТУ, а также экспериментального исследования образцов малошумящих усилителей (МШУ) [3].

Разработанный подход и программа позволяют в автоматическом режиме синтезировать принципиальные схемы одно- и многокаскадных СВЧ ТУ по комплексу требований к характеристикам всего усилителя в целом, включая коэффициент усиления ( $G$ ), коэффициент шума ( $F$ ), входной и выходной коэффициенты отражения ( $|S_{11}|$ ,  $|S_{22}|$ ) и коэффициент устойчивости ( $K$ ), учитывая также условия практической реализуемости схемы. Однако автоматический синтез ТУ, содержащих несколько каскадов, имеет ряд недостатков. Во-первых, увеличение количества каскадов в синтезируемом усилителе приводит к кратному росту пространства поиска и экспоненциальному росту объема вычислительных затрат, что в конечном итоге значительно замедляет проектирование устройства. На практике уже при синтезе трехкаскадных усилителей ГА может вообще не сходиться. Во-вторых, из-за большого числа переменных при синтезе многокаскадных ТУ уменьшается вероятность получения решений, близких к глобальному оптимуму. В результате синтезированные многокаскадные усилители могут обладать неоптимальными характеристиками.

Для устранения этих ограничений в настоящей работе предлагается основанная на ГА новая методика автоматизированного структурно-параметрического синтеза линейных и малошумящих СВЧ ТУ. Отличительной ее чертой является использование на промежуточных шагах синтеза идеализированных моделей реактивных согласующе-корректирующих цепей (СКЦ) – идеальных трансформаторов импеданса (ИТИ), которые могут быть настроены на максимальный коэффициент усиления или минимальный коэффициент шума усилительных элементов. Методика дает возможность уменьшить поисковое пространство для ГА.

Рассмотрена также модификация этой методики – процедура покаскадного синтеза усилителей, еще в большей степени снижающая размерность поиска. Оба варианта методики позволяют сократить время синтеза многокаскадных СВЧ ТУ и повысить сходимость ГА при числе каскадов более двух. Кроме того, благодаря оптимальным настройкам СКЦ улучшаются характеристики синтезируемых устройств. Для демонстрации представлен практический пример проектирования многокаскадного МШУ.

### 1. Общая методика автоматизированного синтеза СВЧ ТУ на основе ГА и использования ИТИ.

В качестве базового для новой методики синтеза СВЧ ТУ используется подход на основе ГА, описанный в [1, 2]. Предполагается, что многокаскадный СВЧ ТУ представляется структурной схемой на рис. 1. Он может состоять из произвольного числа каскадно-соединённых активных блоков (АБ), между которыми включены четырёхполюсные СКЦ.

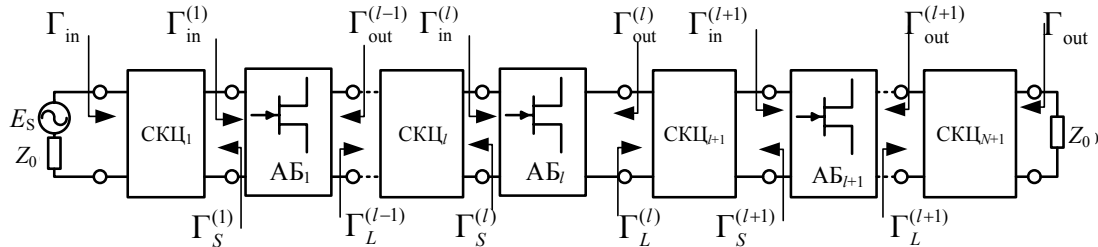


Рис. 1. Обобщенная структурная схема многокаскадного СВЧ ТУ

Каждый АБ содержит активный элемент (транзистор) и подключённые к нему пассивные цепи коррекции и обратной связи – ОС (рис. 2, а), будем называть их пассивными блоками (ПБ). В усилительный каскад могут входить до 7 ПБ, в том числе последовательный ПБ на входе (In\_Ser), последовательный ПБ на выходе (Out\_Ser), общий последовательный ПБ (Com\_Ser), параллельный ПБ на входе (In\_Par), параллельный ПБ на выходе (Out\_Par), ПБ последовательной ОС (SF), ПБ параллельной ОС (PF). Структура ПБ описана в [1, 2], каждый из них может включать от 1 до 8 элементов (резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, линии передачи и пр.). СКЦ представляют собой произвольное число каскадно-включенных звеньев из последовательных и параллельных ветвей. Структура ветвей в СКЦ идентична структуре ПБ [1, 2].

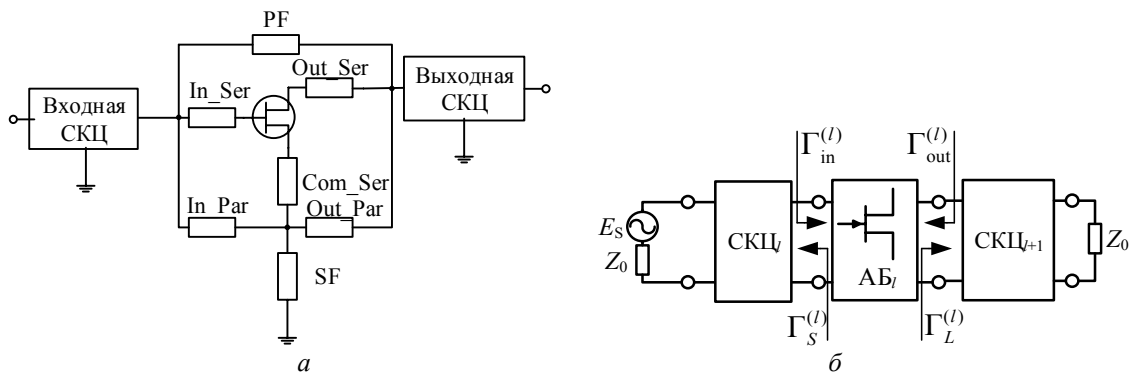


Рис. 2. Структурная схема однокаскадного усилителя с пассивными блоками и СКЦ – а; обобщенная структурная схема однокаскадного усилителя с СКЦ на входе и выходе – б

Задача синтеза многокаскадного СВЧ ТУ на рис. 1 состоит в определении структуры и значений элементов всех ПБ и СКЦ.

Отличием предлагаемой методики от [1, 2] является то, что при синтезе в состав многокаскадных усилителей, помимо реальных СКЦ, заданных своими принципиальной схемой и элементами, могут входить также реактивные СКЦ в виде ИТИ. ИТИ задаются параметрами рассеяния. При этом если известны условия настройки реактивной СКЦ (например, на минимум коэффициента шума или максимум коэффициента усиления усилительного каскада), то параметры рассеяния ИТИ могут быть рассчитаны по параметрам рассеяния и шумовым параметрам АБ.

Идея методики состоит в том, что на первом шаге все или часть СКЦ в составе многокаскадного усилителя представляются в виде ИТИ. Например, в усилителе на рис. 1 вначале в качестве цепей СКЦ<sub>1</sub> – СКЦ<sub>N+1</sub> можно использовать ИТИ, указав способ их настройки. Далее с помощью ГА синтезируются только АБ (т.е. определяются способы включения и величины элементов цепей коррекции и ОС в каждом АБ). При этом параметры рассеяния ИТИ рассчитываются по известным параметрам АБ – они «следят» за последними параметрами и реализуют оптимальные настройки СКЦ. Критерием синтеза является выполнение требований к характеристикам всего многокаскадного усилителя.

На втором шаге найденные АБ фиксируются и с помощью ГА осуществляется синтез цепей СКЦ<sub>1</sub> – СКЦ<sub>N+1</sub> – находятся их принципиальные схемы и элементы. Чем ближе параметры полученных СКЦ к параметрам ИТИ на фиксированных частотах, тем лучше характеристики синтезированного на втором шаге усилителя будут повторять характеристики усилителя с ИТИ.

Очевидно, на первом шаге размерность поиска для ГА меньше, чем в методике [1, 2], так как синтезируются только АБ. На втором шаге размерность поиска также меньше, здесь синтезируются только СКЦ. Таким образом, описанная методика при синтезе многокаскадного ТУ позволяет на каждом из двух шагов уменьшить поисковое пространство для ГА, это приводит к сокращению времени проектирования и повышению эффективности поиска оптимальных решений.

Важно отметить следующее. На втором шаге синтез СКЦ осуществляется «с нуля» при тех же требованиях к усилителю, что и на первом шаге, и независимо от полученных ранее параметров рассеяния ИТИ. Иначе говоря, условия, чтобы СКЦ точно повторила S-параметры ИТИ, здесь не ставятся. Это и невозможно, так как при требованиях физической и практической реализуемости реальная СКЦ в принципе не может точно воспроизвести идеальные характеристики ИТИ даже в узкой полосе частот – см. ниже (точность такого воспроизведения тем хуже, чем шире частотный диапазон).

В результате на втором шаге ГА может найти решение (параметры рассеяния СКЦ, параметры ТУ), существенно отличающиеся от полученного на первом шаге идеального решения, но при этом удовлетворяющие требованиям к характеристикам усилителя. Главным назначением ИТИ является то, чтобы активные блоки на первом шаге синтезировались при оптимальных (идеальных) настройках СКЦ. В связи со сказанным на втором шаге допускается синтез реальных СКЦ с диссипативными элементами, это повышает гибкость процедуры проектирования и может улучшить характеристики усилителя [4].

Недостатком рассмотренного подхода является то, что полученные схемы и элементы АБ, оптимальные для СКЦ в виде ИТИ, могут быть неоптимальными для реальных СКЦ, которые не способны точно повторить характеристики ИТИ. Этот недостаток частично преодолевается, если на втором шаге вместе с синтезом СКЦ допустить вариацию в определённых пределах элементов активного блока, но в рамках найденных на первом шаге схемных решений АБ.

**2. Расчёт параметров рассеяния реактивных СКЦ на входе и выходе усилителя.** Для реализации описанной выше методики необходимо по известным параметрам АБ и желаемым настройкам СКЦ рассчитать вначале параметры реактивных СКЦ в виде ИТИ, а затем характеристики усилителя в целом.

Будем полагать, что при анализе каждый из усилительных элементов (активных блоков) АБ<sub>l</sub> ( $l = \overline{1, N}$ ) в усилителе на рис. 1 характеризуется сигнальной и шумовой корреляционной матрицами в системе параметров рассеяния [5]:

$$\mathbf{S}_b^{(l)} = \begin{bmatrix} s_{11b}^{(l)} & s_{12b}^{(l)} \\ s_{21b}^{(l)} & s_{22b}^{(l)} \end{bmatrix}; \quad \boldsymbol{\sigma}_b^{(l)} = \begin{bmatrix} \sigma_{11b}^{(l)} & \sigma_{12b}^{(l)} \\ \sigma_{21b}^{(l)} & \sigma_{22b}^{(l)} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Матрицы  $\mathbf{S}_b^{(l)}$  и  $\boldsymbol{\sigma}_b^{(l)}$  могут быть вычислены по заданным параметрам рассеяния и шумовым параметрам транзистора при известной схеме и величинах элементов АБ (рис. 2, а). Для этого могут быть использованы алгоритмы анализа сложных шумящих СВЧ-цепей [6].

Каждая из цепей СКЦ<sub>l</sub> ( $l = \overline{1, N+1}$ ) на рис. 1 характеризуется матрицей рассеяния  $\mathbf{S}_c^{(l)}$  и соответствующей шумовой матрицей  $\boldsymbol{\sigma}_c^{(l)}$ :

$$\mathbf{S}_c^{(l)} = \begin{bmatrix} s_{11c}^{(l)} & s_{12c}^{(l)} \\ s_{21c}^{(l)} & s_{22c}^{(l)} \end{bmatrix}; \quad \boldsymbol{\sigma}_c^{(l)} = \begin{bmatrix} \sigma_{11c}^{(l)} & \sigma_{12c}^{(l)} \\ \sigma_{21c}^{(l)} & \sigma_{22c}^{(l)} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Если цепь СКЦ<sub>l</sub> (как в случае ИТИ) реактивная,  $\boldsymbol{\sigma}_c^{(l)} = 0$ .

Рассмотрим вначале определение параметров рассеяния реактивных СКЦ в виде ИТИ, включенных на входе и выходе усилителя (см. рис. 1). Для удобства анализ проведём на примере однокаскадного усилителя на усилительном элементе (активном блоке) АБ<sub>l</sub> со входной (СКЦ<sub>l</sub>) и выход-

ной (СКЦ<sub>l+1</sub>) цепями (рис. 2, б, здесь  $l = 1$ ). Цепь СКЦ<sub>l</sub> трансформирует импеданс источника сигнала  $Z_0$  в коэффициент отражения  $\Gamma_S^{(l)}$ , а цепь СКЦ<sub>l+1</sub> – импеданс нагрузки  $Z_0$  в коэффициент отражения  $\Gamma_L^{(l)}$ . При этом трансформируемое сопротивление ( $Z_0$ ) является чисто резистивным.

Возможны следующие настройки цепей СКЦ<sub>l</sub> и СКЦ<sub>l+1</sub>:

**А.** Обе цепи настроены на максимальный коэффициент усиления по мощности усилительного каскада (т.е. имеет место режим комплексно-сопряжённого согласования на входе и выходе элемента АБ<sub>l</sub>). В этом случае выходной коэффициент отражения  $\Gamma_S^{(l)}$  цепи СКЦ<sub>l</sub> (коэффициент отражения источника сигнала для АБ<sub>l</sub>) и входной коэффициент отражения  $\Gamma_L^{(l)}$  цепи СКЦ<sub>l+1</sub> (нагрузка АБ<sub>l</sub>) вычисляются по формулам:

$$\Gamma_S^{(l)} = \Gamma_{S_n}^{(l)}; \quad \Gamma_L^{(l)} = \Gamma_{L_m}^{(l)}, \quad (3)$$

где  $\Gamma_{S_m}^{(l)}$ ,  $\Gamma_{L_m}^{(l)}$  – коэффициенты отражения, которые соответствуют режиму двухстороннего комплексно-сопряжённого согласования АБ<sub>l</sub> и вычисляются по формулам в [7]. Важно отметить, что такой режим реализуется при условии, что усилительный элемент АБ<sub>l</sub> безусловно устойчив [5, 7, 8]. Таким образом, прежде чем вычислять величины  $\Gamma_{S_m}^{(l)}$  и  $\Gamma_{L_m}^{(l)}$ , нужно проверить выполнение условий абсолютной устойчивости элемента АБ<sub>l</sub>.

**Б.** Входная цепь СКЦ<sub>l</sub> настраивается на минимальный коэффициент шума усилительного каскада (элемента АБ<sub>l</sub>), а выходная цепь СКЦ<sub>l+1</sub> – на максимальную передачу сигнала в нагрузку. В этом случае

$$\Gamma_S^{(l)} = \Gamma_{S_n}^{(l)}; \quad \Gamma_L^{(l)} = \Gamma_{out}^{(l)*}, \quad (4)$$

где  $\Gamma_{S_n}^{(l)}$  – коэффициент отражения источника сигнала, соответствующий минимальному коэффициенту шума элемента АБ<sub>l</sub>;  $\Gamma_{out}^{(l)}$  – выходной коэффициент отражения АБ<sub>l</sub>, они могут быть вычислены по  $S$ - и  $\sigma$ -параметрам этого усилительного элемента [6, 8].

В [5, 9] для случая чисто резистивного трансформируемого сопротивления (например, равно  $R$ ) приведены формулы, позволяющие определить по заданным значениям  $R$  и  $\Gamma_S^{(l)}$  ( $\Gamma_L^{(l)}$ ) нормированные к  $R$  параметры рассеяния ИТИ с точностью до фазового угла параметра  $s_{21}$ . В нашем случае  $R = Z_0$ , поэтому после вычисления в соответствии с (3) или (4) величин коэффициентов отражения источника сигнала  $\Gamma_S^{(l)}$  и нагрузки  $\Gamma_L^{(l)}$  по ним с помощью формул [5, 9] можно рассчитать матрицы рассеяния  $\mathbf{S}_c^{(l)}$ ,  $\mathbf{S}_c^{(l+1)}$  цепей СКЦ<sub>l</sub> и СКЦ<sub>l+1</sub> в виде ИТИ. При этом фазовые углы  $\varphi_{21c}^{(l)} = \arg s_{21c}^{(l)}$ ,  $\varphi_{21c}^{(l+1)} = \arg s_{21c}^{(l+1)}$  могут быть выбраны произвольно.

Таким образом, существует множество реактивных входных цепей СКЦ<sub>l</sub>, которые трансформируют сопротивление источника сигнала  $Z_0$  усилителя в заданный коэффициент отражения  $\Gamma_S^{(l)}$ , эти цепи отличаются величиной фазового угла  $\varphi_{21c}^{(l)}$ . Можно сказать, что вариация единственного вещественного параметра  $\varphi_{21c}^{(l)}$  в непрерывном интервале  $[0^\circ, 360^\circ]$  порождает полное множество матриц рассеяния  $\mathbf{S}_c^{(l)}$  и соответствующих входных цепей СКЦ<sub>l</sub>. Сказанное справедливо и для выходной цепи СКЦ<sub>l+1</sub>.

**3. Расчёт параметров рассеяния реактивных межкаскадных СКЦ.** Рассмотрим теперь расчёт параметров рассеяния реактивных межкаскадных цепей в виде ИТИ в многокаскадном усилителе (см. рис. 1). На рис. 3 представлена отдельно межкаскадная цепь СКЦ<sub>l+1</sub> ( $l = \overline{1, \dots, N-1}$ ). Отличием от случая входной и выходной СКЦ является то, что межкаскадная цепь включена между двумя комплексными сопротивлениями.

Из свойств реактивного нагруженного четырёхполюсника (см. рис. 3) [10] вытекает, в частности, что с помощью цепи СКЦ<sub>l+1</sub> одновременно можно трансформировать коэффициент отражения

источника сигнала  $\Gamma_{out}^{(l)}$  в величину  $\Gamma_S^{(l+1)} = \Gamma_{in}^{(l+1)*}$  и коэффициент отражения нагрузки  $\Gamma_{in}^{(l+1)}$  в величину  $\Gamma_L^{(l)*} = \Gamma_{out}^{(l)}$  и, значит, передать максимальную мощность сигнала от усилительного элемента  $АБ_l$  к элементу  $АБ_{l+1}$  (см. рис. 1). Однако, если для усилительного элемента  $АБ_{l+1}$  необходимо реализовать режим минимального коэффициента шума, т.е.  $\Gamma_S^{(l+1)} = \Gamma_{Sn}^{(l+1)}$ , тогда в общем случае  $\Gamma_S^{(l+1)} = \Gamma_{Sn}^{(l+1)} \neq \Gamma_{in}^{(l+1)*}$ . Это означает, что с помощью реактивной СКЦ нельзя трансформировать коэффициент отражения источника сигнала  $\Gamma_{out}^{(l)}$  в произвольную величину  $\Gamma_S^{(l+1)} \neq \Gamma_{in}^{(l+1)*}$  и одновременно коэффициент нагрузки  $\Gamma_{in}^{(l+1)}$  в заданную величину  $\Gamma_L^{(l)} \neq \Gamma_{out}^{(l)*}$ .

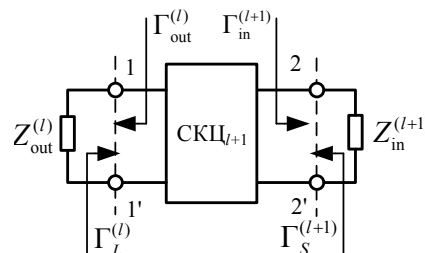


Рис. 3. Межкаскадная цепь, включенная между комплексными сопротивлениями

Приближённые формулы для расчета параметров рассеяния реактивной межкаскадной цепи СКЦ<sub>l+1</sub> (ИТИ) по заданным значениям  $\Gamma_{out}^{(l)}$ ,  $\Gamma_S^{(l+1)}$  и  $\Gamma_{in}^{(l+1)}$  (рис. 3) приведены в [11], в связи с громоздкостью они здесь не представлены. В [11] отмечается, что так же, как и в случае входной и выходной цепей (см. рис. 2, а), задача определения параметров рассеяния межкаскадной цепи имеет множество решений. Иначе говоря, существует множество реактивных цепей, осуществляющих необходимую трансформацию коэффициента отражения  $\Gamma_{out}^{(l)}$  в величину  $\Gamma_S^{(l+1)}$ . Однако, в отличие от входной и выходной СКЦ, принадлежащие указанному множеству межкаскадные цепи отличаются модулями и фазами всех параметров рассеяния. Доказано [11], что получаемые при этом значения входного коэффициента отражения цепи  $\Gamma_L^{(l)}$  (для фиксированной нагрузки  $\Gamma_{in}^{(l+1)}$ ) располагаются на некоторой окружности в комплексной плоскости. Угол  $\varphi_c^{(l+1)}$ , определяющий положение точки на окружности, может быть использован в качестве параметра, по известному значению которого однозначно определяется матрица рассеяния межкаскадной цепи (ИТИ). Таким образом, вариация единственного вещественного параметра  $\varphi_c^{(l+1)}$  в непрерывном интервале  $[0^\circ, 360^\circ]$  порождает полное множество матриц рассеяния  $S_c^{(l+1)}$  ( $l = \overline{1, N-1}$ ) и соответствующих межкаскадных цепей СКЦ<sub>l+1</sub>, трансформирующих  $\Gamma_{out}^{(l)}$  в  $\Gamma_S^{(l+1)}$ .

В линейных и малошумящих усилителях чаще всего используются два варианта настройки реактивных СКЦ.

А. Все СКЦ выбираются из условия максимального коэффициента усиления усилителя, т.е. реализуется режим согласования генератора ( $Z_0$ ) с первым усилительным элементом  $АБ_1$ , предыдущего  $АБ_l$  и последующего  $АБ_{l+1}$  усилительных элементов между собой ( $l = \overline{1, N-1}$ ), а также последнего усилительного элемента  $АБ_N$  с нагрузкой ( $Z_0$ ).

Б. Первые  $p$  цепей СКЦ<sub>1</sub>–СКЦ<sub>p</sub> (обычно  $p = 1, 2$  или  $3$ ) выбираются из условия минимального коэффициента шума каждого из усилительных элементов  $АБ_l$  ( $l = \overline{1, p}$ ), а остальные СКЦ<sub>p+1</sub>, ..., СКЦ<sub>N+1</sub> – из условий максимума коэффициента усиления.

В случае А для всех усилительных элементов  $АБ_l$  ( $l = \overline{1, N}$ ) реализуется режим комплексно-сопряжённого согласования на входе и выходе, отсюда следует, что

$$\Gamma_S^{(l)} = \Gamma_{in}^{(l)*} = \Gamma_{Sm}^{(l)}, \quad \Gamma_L^{(l)} = \Gamma_{out}^{(l)*} = \Gamma_{Lm}^{(l)}, \quad (5)$$

где значения  $\Gamma_{Sm}^{(l)}$  и  $\Gamma_{Lm}^{(l)}$  вычисляются по S-параметрам элемента  $АБ_l$ .

Таким образом, для каждой из межкаскадных реактивных цепей СКЦ<sub>l+1</sub> ( $l = \overline{1, \dots, N-1}$ ) все величины  $\Gamma_{out}^{(l)}$ ,  $\Gamma_{in}^{(l+1)}$ ,  $\Gamma_L^{(l)}$ ,  $\Gamma_S^{(l+1)}$  определены, и по ним с помощью формул в [11] можно рассчитать параметры рассеяния цепей. Параметры рассеяния входной (СКЦ<sub>1</sub>) и выходной (СКЦ<sub>N+1</sub>) цепей проще рассчитать по формулам в [9], соответственно принимая  $\Gamma_S^{(1)} = \Gamma_{Sm}^{(1)}$  и  $\Gamma_L^{(N)} = \Gamma_{Lm}^{(N)}$ .

В случае Б для усилительных элементов  $АБ_l$  ( $l = \overline{1, p}$ ) реализуется режим минимального коэффициента шума:

$$\Gamma_S^{(l)} = \Gamma_{S_n}^{(l)}, \quad l = \overline{1, p}. \quad (6)$$

Для усилительных элементов  $АБ_l$  ( $l = \overline{p+1, N}$ ) осуществляется режим двухстороннего комплексно-сопряжённого согласования, т.е., начиная с  $l = p+1$ , удовлетворяются условия (5).

Для усилительного элемента  $АБ_p$  на входе реализуется условие минимального коэффициента шума (6), а на выходе – условие максимальной передачи мощности (5) при  $l = p$ .

Определение  $S$ -параметров реактивных цепей СКЦ<sub>1</sub>, ..., СКЦ<sub>N+1</sub> в виде ИТИ выполняется в следующем порядке:

1. Параметры рассеяния цепей СКЦ<sub>p+2</sub>, ..., СКЦ<sub>N+1</sub>, как и в случае А, рассчитываются с использованием формул (5) при  $l = \overline{p+1, N}$ . В результате такого расчёта определяется также входной коэффициент отражения  $\Gamma_{in}^{(p+1)} = \Gamma_{S_m}^{(p+1)*}$  элемента  $АБ_{p+1}$ .

2. Для каждого из элементов  $АБ_l$  ( $l = \overline{1, p}$ ) вначале находится коэффициент отражения источника сигнала  $\Gamma_S^{(l)}$ , а затем – выходной коэффициент отражения  $\Gamma_{out}^{(l)}$ .

3. В результате выполненных вычислений становятся известными нагрузки  $\Gamma_{out}^{(p)}$  и  $\Gamma_{in}^{(p+1)}$  цепи СКЦ<sub>p+1</sub>. Эта цепь должна трансформировать коэффициент отражения  $\Gamma_{out}^{(p)}$  в известную величину  $\Gamma_S^{(p+1)} = \Gamma_{S_m}^{(p+1)} = \Gamma_{in}^{(p+1)*}$  (при этом, очевидно,  $\Gamma_L^{(p)} = \Gamma_{out}^{(p)*}$ , но  $\Gamma_L^{(p)} \neq \Gamma_{L_m}^{(p)}$ ). Указанных данных достаточно для расчёта матрицы рассеяния  $S_c^{(p+1)}$  цепи СКЦ<sub>p+1</sub> в соответствии с [11].

4. Далее осуществляется следующая итерационная схема расчета: после определения матрицы  $S_c^{(p+1)}$  вычисляется коэффициент отражения нагрузки  $\Gamma_L^{(l)}$  усилительного элемента  $АБ_l$  (при  $l = p$  полагается  $\Gamma_L^{(l)} = \Gamma_{out}^{(l)*}$ ); находится входной коэффициент отражения  $\Gamma_{in}^{(l)}$   $АБ_l$ ; по известным нагрузкам  $\Gamma_{out}^{(l-1)}$  и  $\Gamma_{in}^{(l)}$  цепи СКЦ<sub>l</sub> с помощью формул в [11] рассчитывается ее матрица рассеяния  $S_c^{(l)}$  (в результате цепь СКЦ<sub>l</sub> трансформирует  $\Gamma_{out}^{(l-1)}$  в заданную величину  $\Gamma_S^{(l)} = \Gamma_{S_n}^{(l)}$ ); процесс повторяется для цепей СКЦ<sub>l</sub> ( $l = p, p-1, \dots, 1$ ), последовательно перемещаясь ко входу усилителя.

**4. Расчёт характеристик усилителя, выбор фазовых углов ИТИ и реализация синтеза многокаскадного усилителя на базе ГА.** Для вычисления характеристик многокаскадного усилителя на рис. 1 вначале находятся матрица рассеяния  $S_\Sigma^{(l)}$  и шумовая корреляционная матрица  $\sigma_\Sigma^{(l)}$  четырёхполусной цепи, образованной каскадным соединением всех составляющих пассивных цепей СКЦ<sub>l</sub> ( $l = \overline{1, N+1}$ ) и активных блоков  $АБ_l$  ( $l = \overline{1, N}$ ). Условно это записывается следующим образом:

$$S_\Sigma = S_c^{(1)} \otimes S_b^{(1)} \otimes S_c^{(2)} \otimes S_b^{(2)} \otimes \dots \otimes S_b^{(N)} \otimes S_c^{(N+1)}; \quad (7)$$

$$\sigma_\Sigma = \sigma_c^{(1)} \otimes \sigma_b^{(1)} \otimes \sigma_c^{(2)} \otimes \sigma_b^{(2)} \otimes \dots \otimes \sigma_b^{(N)} \otimes \sigma_c^{(N+1)}. \quad (8)$$

После определения матриц  $S_\Sigma$  и  $\sigma_\Sigma$  коэффициент усиления по мощности (transducer power gain)  $G_T$ , модули коэффициента отражения на входе  $m_1$  и выходе  $m_2$ , коэффициент шума  $F$  и коэффициент устойчивости  $K$  усилителя на рис. 1 вычисляются по известным формулам [5, 7].

Ранее отмечалось, что в усилителе на рис. 1 для входной или выходной цепи СКЦ<sub>l</sub> ( $l = \overline{1, N+1}$ ) в виде ИТИ можно получить множество матриц рассеяния  $S_c^{(l)}$ , отличающихся фазовым углом  $\varphi_{21c}^{(l)}$ , а для любой межкаскадной цепи СКЦ<sub>l</sub> ( $l = \overline{2, N}$ ) – множество матриц  $S_c^{(l)}$ , отличающихся фазовым углом  $\varphi_c^{(l)}$ . Рассмотрим вопрос о выборе углов  $\varphi_{21c}^{(l)}$  и  $\varphi_c^{(l)}$ .



На основе анализа выражений для характеристик  $G_T$ ,  $m_1$ ,  $m_2$ ,  $F$  однокаскадного усилителя с реактивными СКЦ на входе и выходе (см. рис. 2, б), приведённых в [5], можно сделать вывод, что эти характеристики не зависят от фазовых углов  $\varphi_{21c}^{(l)} = \arg s_{21c}^{(l)}$ ,  $\varphi_{21c}^{(l+1)} = \arg s_{21c}^{(l+1)}$  входной и выходной цепей. Инвариантный коэффициент устойчивости  $K$  для такого усилителя, согласно [5, 8], также не зависит от величины  $\varphi_{21c}^{(l)}$ ,  $\varphi_{21c}^{(l+1)}$ . Отсюда следует, что в многокаскадном усилителе (см. рис. 1) фазовые углы  $\varphi_{21c}^{(l)}$  ( $l=1, N=1$ ) реактивных цепей СКЦ<sub>1</sub>, СКЦ<sub>N+1</sub> на входе и выходе не оказывают влияния на его основные параметры, за исключением фазочастотной характеристики. Таким образом, при синтезе усилителей на основе ГА с использованием ИТИ можно без ущемления общности принять для входной и выходной СКЦ нулевые значения фазовых углов, т.е.  $\varphi_{21c}^{(l)} = \varphi_{21c}^{(N+1)} = 0$ .

Анализ выражений [5, 7, 12] для характеристик многокаскадного усилителя с реактивными цепями (см. рис. 1) совместно с результатами [11] позволяет сделать следующее заключение: при заданных  $\Gamma_{out}^{(l-1)}$  и  $\Gamma_S^{(l)}$  фазовые углы  $\varphi_c^{(l)}$  межкаскадных цепей СКЦ<sub>l</sub> ( $l=2, \overline{N}$ ) не влияют на коэффициент усиления  $G_T$  и коэффициент шума  $F$ , но оказывают влияние на величины модулей входного ( $m_1$ ) и выходного ( $m_2$ ) коэффициентов отражения, а также на коэффициент устойчивости  $K$  такого усилителя.

Можно предложить три варианта выбора фазовых углов  $\varphi_c^{(l)}$  межкаскадных СКЦ при синтезе усилителя: 1) наиболее простой вариант – выбрать для всех СКЦ<sub>l</sub> ( $l=2, \overline{N}$ ) нулевые или произвольные значения  $\varphi_c^{(l)}$ ; 2) рассчитать вначале матрицы рассеяния  $S_c^{(l)}$  цепей СКЦ<sub>l</sub> ( $l=2, \overline{N}$ ) при нулевых значениях углов  $\varphi_c^{(l)}$  и далее выполнить численное исследование влияния этих углов на характеристики  $m_1$  и  $K$ ; полученные при таком исследовании оптимальные значения углов  $\varphi_c^{(l)}$  использовать в процессе синтеза усилителя на ИТИ; 3) при значениях углов  $\varphi_{c0}^{(l)}$  ИТИ, выбранных в соответствии с п. 1 или п. 2, синтезировать СКЦ, затем рассчитать для последних получившиеся частотные зависимости углов  $\varphi_{c1}^{(l)}(f)$  и на следующей итерации вновь синтезировать СКЦ при использовании для ИТИ величин  $\varphi_{c1}^{(l)}(f)$ .

Во всех трех вариантах в процессе синтеза усилителя фазовые углы  $\varphi_c^{(l)}$  для ИТИ и для «реальных» реактивных СКЦ (т.е. СКЦ на реактивных элементах) в диапазоне рабочих частот будут неизбежно различаться. Это приведет к определённому отличию характеристик  $m_1$ ,  $m_2$  и  $K$  усилителя с ИТИ по сравнению с усилителем, в котором используются «реальные» СКЦ. Проанализируем влияние этого обстоятельства на возможность применения предлагаемой методики.

Рассмотрим, в частности, насколько близко характеристики «реальных» реактивных СКЦ могут воспроизводить найденные при синтезе характеристики (параметры рассеяния) ИТИ. В [13] отмечается, что матрицы рассеяния ИТИ, заданные числовыми значениями на фиксированных частотах, представляют собой так называемые «одночастотные» модели реактивных четырёхполюсных цепей. Это означает, что для любой матрицы ИТИ, рассчитанной указанным выше способом, найдётся цепь из реактивных элементов, которая на фиксированной частоте точно повторит эту матрицу.

Однако для широкополосных СКЦ ситуация иная. В этом случае имеют место известные ограничения Фано–Юлы [14] на допуск согласования произвольных комплекснозначных нагрузок в заданной (ненулевой) полосе частот с помощью реактивных цепей. Из указанных ограничений в общем следует, что чем шире полоса частот, тем с меньшей точностью в этой полосе характеристики (параметры рассеяния) ИТИ могут быть воспроизведены с помощью СКЦ на реактивных элементах.

Отличие параметров рассеяния СКЦ и ИТИ, связанное как с произвольным заданием фазовых углов  $\varphi_c^{(l)}$ , так и с ограничениями Фано–Юлы, может проявляться в том, что в процессе синтеза характеристики усилителя с «реальными» СКЦ на реактивных элементах будут хуже, чем получа-

ются при использовании ИТИ. Однако отмеченный факт никак не затрудняет использование двух-этапной методики, поскольку, как уже отмечалось, на втором шаге синтез СКЦ осуществляется заново по тем же требованиям к усилителю.

Из сказанного можно предположить, что предлагаемая методика наиболее пригодна для синтеза СВЧ ТУ с узкой или умеренно широкой полосой пропускания. Однако это требует исследований. Выполненные эксперименты показали, что эта методика может с успехом применяться при проектировании широкополосных усилителей с частотным перекрытием по меньшей мере до октавы (см. ниже).

Осуществление структурно-параметрического синтеза многокаскадного СВЧ ТУ на основе ГА и использования ИТИ, за небольшими исключениями, выполняется аналогично [1, 2]. Информация о схеме усилителя представляется в виде двоичной хромосомы, при этом двоичными числами определенной длины кодируются способы включения, типы и значения элементов в АБ и СКЦ [1, 2].

Отличие состоит в том, что в схеме ТУ могут содержаться ИТИ, в этом случае заранее до синтеза задаются настройки каждого ИТИ (на минимальный коэффициент шума усилительного каскада или максимальную передачу мощности сигнала). Вначале по известным параметрам отдельных АБ и настройкам ИТИ описанным выше способом определяются параметры рассеяния последних, после этого становится возможным нахождение по формулам (7), (8) характеристик всего усилителя. Далее рассчитывается скалярная целевая функция (ЦФ) в виде свертки критериев, она показывает, насколько комплекс характеристик усилителя (с СКЦ или ИТИ) отвечает поставленным требованиям [1, 2]. В случае получения решения с  $K < 1$  на цепь накладывается штраф, заключающийся в замене ЦФ на большое число. Подобный штраф значительно уменьшает шансы участия хромосомы неустойчивого решения в следующей итерации работы ГА. Таким образом, решение с  $K < 1$  вытесняется из популяции.

Аналогично [1, 2] при синтезе СВЧ ТУ на основе ГА учитываются ограничения как на величины элементов, так и на структуру цепей и всего усилителя. Это позволяет синтезировать практически реализуемые варианты усилителей, удобные с точки зрения выполнения по выбранной технологии.

**5. Описание методики покаскадного синтеза.** Идея автоматизированного покаскадного синтеза СВЧ ТУ состоит в том, чтобы, в отличие от [1, 2] и приведенной выше методики, проводить синтез не всего многокаскадного усилителя (с СКЦ или ИТИ) в целом, а последовательно каждого усилительного каскада. Полагаем, что  $l$ -й усилительный каскад ( $l = \overline{1, N}$ ) содержит усилительный элемент (активный блок)  $АБ_l$ , включающий цепи коррекции и обратной связи [1, 2], и пассивные цепи СКЦ $_l$ , СКЦ $_{l+1}$  на его входе и выходе (см. рис. 1). При этом усилительные каскады «перекрываются», но это не вносит никаких трудностей в процесс проектирования.

Выделим один усилительный каскад (см. рис. 2, б) и рассмотрим условия работы усилительного элемента  $АБ_l$  в составе многокаскадного усилителя на рис. 1 и в схеме на рис. 2, б, при этом все СКЦ полагаются реактивными. В первом случае (см. рис. 1) цепь СКЦ $_l$  трансформирует выходной коэффициент отражения  $\Gamma_{out}^{(l-1)}$  элемента  $АБ_l$  в коэффициент отражения  $\Gamma_S^{(l)}$ , а цепь СКЦ $_{l+1}$  – входной коэффициент отражения  $\Gamma_L^{(l)}$  элемента  $АБ_l$  в коэффициент отражения  $\Gamma_L^{(l)}$ . Во втором случае (см. рис. 2, б) цепь СКЦ $_l$  трансформирует стандартный импеданс  $Z_0$  в  $\Gamma_S^{(l)}$ , а цепь СКЦ $_{l+1}$  –  $Z_0$  в  $\Gamma_L^{(l)}$ .

Однако известно, что в усилительном каскаде с реактивными СКЦ все его основные характеристики (коэффициент усиления  $G_T$ , коэффициент шума  $F$ , коэффициенты отражения по входу  $m_1$  и выходу  $m_2$ ) определяются только ощущаемыми элементом  $АБ_l$  коэффициентами отражения источника сигнала  $\Gamma_S^{(l)}$  и нагрузки  $\Gamma_L^{(l)}$  [5, 7]. Это означает, что если  $\Gamma_S^{(l)}$  и  $\Gamma_L^{(l)}$  в схемах на рис. 1 и рис. 2, б одинаковы, то одинаковы и условия работы в них усилительного элемента  $АБ_l$ , следовательно, будут одинаковы характеристики однокаскадного усилителя (рис. 2, б) и  $l$ -го усилительного каскада в многокаскадном усилителе (см. рис. 1).

Более того, если известны коэффициенты отражения  $\Gamma_S^{(l)}$  и  $\Gamma_L^{(l)}$  для каждого из элементов  $АБ_l$ , то могут быть найдены характеристики  $G_T$ ,  $F$ ,  $m_1$ ,  $m_2$  многокаскадного усилителя с реактивными СКЦ (рис. 1) [12]. Из всего вышесказанного вытекает возможность покаскадного проектирования

усилителя на рис. 1 при условии, что значения  $\Gamma_S^{(l)}$  и  $\Gamma_L^{(l)}$  ( $l = \overline{1, N}$ ) (т.е. настройки СКЦ) во взятом отдельно  $l$ -м усилительном каскаде (см. рис. 2, б) и многокаскадном усилителе одинаковы. Последнее условие легко может быть выполнено при применении ИТИ, так как мы можем указать одинаковые их оптимальные настройки (на максимум передачи мощности сигнала или минимум коэффициента шума усилительного элемента АБ) в одиночном каскаде и многокаскадном усилителе.

Таким образом, именно применение ИТИ обеспечивает возможность последовательного покаскадного синтеза многокаскадных усилителей. ИТИ выступают в роли идеализированных моделей СКЦ, реализующих на промежуточных шагах синтеза необходимые оптимальные нагрузки  $\Gamma_S^{(l)}$ ,  $\Gamma_L^{(l)}$  ( $l = \overline{1, N}$ ) усилительных элементов до того, как эти СКЦ будут синтезированы.

В процессе покаскадного проектирования на рис. 1 при синтезе  $l$ -го каскада могут определяться (генерироваться) схема и элементы блока АБ<sub>*l*</sub> и (или) одной из цепей СКЦ<sub>*l*</sub>, СКЦ<sub>*l+1*</sub>. При этом одна или обе цепи СКЦ<sub>*l*</sub>, СКЦ<sub>*l+1*</sub> могут представляться в виде ИТИ с указанием соответствующих настроек. Благодаря использованию ИТИ последовательность синтеза усилительных каскадов в многокаскадном усилителе, а также синтеза СКЦ в рамках одного усилительного каскада может быть различной, но это зависит от настроек ИТИ.

Представим общее описание процедуры покаскадного синтеза усилителя (см. рис. 1) на основе ГА и использования ИТИ.

1. Перед началом синтеза, исходя из требований ко всему усилителю в целом, назначаются требования к усилительным каскадам. При этом могут задаваться требования как к отдельным каскадам, так и к цепочкам каскадов (например, к последовательному соединению первого и второго каскадов, и т.д.). Подробнее эта процедура описана в разд. 6.

2. В зависимости от типа усилителя, удобства проектирования и т.д. выбираются последовательность синтеза усилительных каскадов, а также желаемые настройки СКЦ. Например, при проектировании многокаскадных МШУ синтез обычно целесообразно начинать с первого каскада и использовать в первых нескольких каскадах настройки СКЦ на минимум коэффициента шума.

При синтезе  $l$ -го усилительного каскада (см. рис. 1) может оказаться, что  $(l-1)$ -й или  $(l+1)$ -й каскады ещё не спроектированы. В этом случае настройки цепей СКЦ<sub>*l*</sub> и СКЦ<sub>*l+1*</sub> нельзя выбирать произвольно. Если, например, не спроектирован  $(l-1)$ -й каскад, неизвестен выходной коэффициент отражения  $\Gamma_{out}^{(l-1)}$  усилительного элемента АБ<sub>*l-1*</sub> и для СКЦ<sub>*l*</sub> можно выбрать только настройку на максимум передачи мощности (иначе определение её параметров рассеяния невозможно). Если не спроектирован  $(l+1)$ -й каскад, неизвестным является оптимальный по шуму коэффициент отражения  $\Gamma_{Sn}^{(l+1)}$  элемента АБ<sub>*l+1*</sub> и для СКЦ<sub>*l+1*</sub> тоже можно выбрать только указанную выше настройку. Однако в процессе синтеза параметры АБ и усилительных каскадов постепенно определяются, и настройки СКЦ далее можно заменить на желаемые.

Процесс проектирования упрощается, если начать с первого или последнего усилительного каскада, в этом случае одна из нагрузок каскада известна и равна  $Z_0$ .

Если, например, проектирование начинается с первого каскада, то дальше последовательно синтезируется второй каскад, затем третий и т.д. Для любого  $l$ -го каскада (см. рис. 1) при синтезе цепи СКЦ<sub>*l*</sub> известны её нагрузка слева (выходной импеданс  $\Gamma_{out}^{(l-1)}$  усилительного элемента АБ<sub>*l-1*</sub>, нагруженного на входе на уже синтезированную цепь СКЦ<sub>*l-1*</sub>) и справа (входной импеданс  $Z_{in}^{(l)}$  элемента АБ<sub>*l*</sub>, нагруженного на выходе на ИТИ<sub>*l+1*</sub>). В процессе синтеза цепочка спроектированных каскадов постепенно наращивается от первого каскада до последнего.

Если проектирование начинается с последнего каскада, то цепочка наращивается в противоположную сторону вплоть до первого каскада. Для  $l$ -го каскада при синтезе цепи СКЦ<sub>*l+1*</sub> известны её нагрузки справа (входной импеданс  $Z_{in}^{(l+1)}$  элемента АБ<sub>*l+1*</sub>, нагруженного на выходе на уже синтезированную цепь СКЦ<sub>*l+2*</sub>) и слева (выходной импеданс  $Z_{out}^{(l)}$  элемента АБ<sub>*l*</sub>, нагруженного на входе на ИТИ<sub>*l*</sub>).

1. Пусть вначале проектируется первый усилительный каскад (рис. 1) на активном блоке  $АБ_1$  с цепями СКЦ<sub>1</sub> и СКЦ<sub>2</sub>, которые первоначально представляются в виде ИТИ (ИТИ<sub>1</sub> и ИТИ<sub>2</sub>). Разработчик задаёт требования к этому усилительному каскаду. Вначале ГА генерирует исходный вариант схемы и величин элементов блока  $АБ_1$ , после чего рассчитываются его матрица рассеяния  $S_b^{(1)}$  и шумовая матрица  $\sigma_b^{(1)}$ . Для цепи СКЦ<sub>1</sub> возможна настройка на максимальную передачу мощности или минимальный коэффициент шума активного блока  $АБ_1$ . Так как второй усилительный каскад ещё не спроектирован, для цепи СКЦ<sub>2</sub> возможна настройка только на максимальную передачу мощности. При известных параметрах  $АБ_1$  и заданных настройках СКЦ<sub>1</sub> и СКЦ<sub>2</sub> согласно [9, 11] определяются матрицы рассеяния ИТИ<sub>1</sub> и ИТИ<sub>2</sub>. После этого вычисляются характеристики первого усилительного каскада (ИТИ<sub>1</sub>– $АБ_1$ –ИТИ<sub>2</sub>), и с помощью ЦФ оценивается степень их соответствия поставленным требованиям. Далее ГА генерирует разные варианты  $АБ_1$ , добиваясь оптимального значения ЦФ, при этом трансформаторы ИТИ<sub>1</sub>, ИТИ<sub>2</sub> «следят» за изменениями параметров  $АБ_1$ , реализуя выбранные оптимальные настройки. В результате синтезируется оптимальный вариант активного блока  $АБ_1$ . Если требуется получить абсолютно устойчивый усилительный элемент  $АБ_1$  с  $K > 1$  ( $K$  – коэффициент устойчивости), но в процессе работы ГА генерируются решения с  $K < 1$ , способ устранения таких решений был приведен ранее.

2. Далее активный блок  $АБ_1$  фиксируется, вместо идеального трансформатора ИТИ<sub>1</sub> используется «реальная» цепь СКЦ<sub>1</sub> на пассивных сосредоточенных или распределённых элементах. В цепи СКЦ<sub>2</sub> по-прежнему применяется идеальный трансформатор ИТИ<sub>2</sub> при настройке на максимум передачи мощности. На этом шаге по требованиям к первому усилительному каскаду синтезируется цепь СКЦ<sub>1</sub>.

3. Теперь активный блок  $АБ_1$  и цепь СКЦ<sub>1</sub> синтезированы, их каскадное соединение (СКЦ<sub>1</sub> –  $АБ_1$ ) можно представить в виде четырёхполюсника с известными сигнальными и шумовыми параметрами.

Приступая к проектированию второго усилительного каскада (СКЦ<sub>2</sub>,  $АБ_2$ , СКЦ<sub>3</sub>), целесообразно начать с синтеза активного блока  $АБ_2$  (см. рис. 1). Цепи СКЦ<sub>2</sub> и СКЦ<sub>3</sub> представляем в виде ИТИ (ИТИ<sub>2</sub>, ИТИ<sub>3</sub>). Если проектируется МШУ, то настройку СКЦ<sub>2</sub> на этом этапе можно поменять для получения минимального коэффициента шума блока  $АБ_2$  (это возможно, так как выходной коэффициент отражения  $\Gamma_{out}^{(1)}$  блока  $АБ_1$  теперь известен). Однако в связи с тем, что усилительные каскады, начиная с третьего, ещё не спроектированы, для цепи СКЦ<sub>3</sub> возможна настройка только на максимум передачи мощности.

На рассматриваемом шаге можно задать требования к соединению двух усилительных каскадов (усилительная цепочка СКЦ<sub>1</sub>– $АБ_1$ –ИТИ<sub>2</sub>– $АБ_2$ –ИТИ<sub>3</sub>), отдельно только ко второму каскаду (ИТИ<sub>2</sub>– $АБ_2$ –ИТИ<sub>3</sub>) либо смешанные требования. С помощью ГА рассмотренным в п. 3 способом синтезируем усилительный элемент  $АБ_2$ .

4. Поступая аналогично п. 4, фиксируем активный блок  $АБ_2$  и заменяем идеальный трансформатор ИТИ<sub>2</sub> «реальной» цепью СКЦ<sub>2</sub> на пассивных элементах, которая должна быть синтезирована. Цепь СКЦ<sub>3</sub> по-прежнему представляет собой трансформатор ИТИ<sub>3</sub> с настройкой на максимальную передачу мощности. Требования на этом этапе можно задать аналогично п. 5. После синтеза СКЦ<sub>2</sub> получаем в результате усилительную цепочку СКЦ<sub>1</sub>– $АБ_1$ –СКЦ<sub>2</sub>– $АБ_2$ –ИТИ<sub>3</sub>.

5. Продолжая таким же образом, последовательно синтезируем блоки усилителя в следующем порядке:  $АБ_3$ , СКЦ<sub>3</sub>,  $АБ_4$ , СКЦ<sub>4</sub>, ...,  $АБ_N$ . На последнем шаге синтезируем выходную цепь СКЦ<sub>N+1</sub>, включенную между блоком  $АБ_N$  и нагрузкой  $Z_0$  (настройка на максимальную передачу мощности).

Рассмотренная последовательность синтеза для случая двухкаскадного СВЧ-усилителя ( $N=2$ ) приводится в табл. 1, там же представлены усилительные цепочки, которые анализируются при работе ГА.

Подчеркнём, что при синтезе цепи СКЦ<sub>l</sub> никак не учитываются вычисленные на предыдущем шаге параметры рассеяния соответствующего идеального трансформатора ИТИ<sub>l</sub>. Поэтому в процессе синтеза любая цепь СКЦ<sub>l</sub> может быть выбрана как реактивной, так и диссипативной (ГА сам определит нужный уровень диссипативных потерь в цепи для лучшего удовлетворения комплекса требований к усилителю). Использование ИТИ необходимо лишь для того, чтобы  $АБ$  или СКЦ на очередном шаге синтезировались при оптимальных настройках других (ещё не синтезированных) СКЦ.

Таблица 1

## Последовательность синтеза двухкаскадного СВЧ-усилителя

Шаг	Синтезируемый блок	Анализируемая усилительная цепочка
1	АБ <sub>1</sub>	ИТИ <sub>1</sub> –АБ <sub>1</sub> –ИТИ <sub>2</sub>
2	СКЦ <sub>1</sub>	СКЦ <sub>1</sub> –АБ <sub>1</sub> –ИТИ <sub>2</sub>
3	АБ <sub>2</sub>	СКЦ <sub>1</sub> –АБ <sub>1</sub> –ИТИ <sub>2</sub> –АБ <sub>2</sub> –ИТИ <sub>3</sub>
4	СКЦ <sub>2</sub>	СКЦ <sub>1</sub> –АБ <sub>1</sub> –СКЦ <sub>2</sub> –АБ <sub>2</sub> –ИТИ <sub>3</sub>
5	СКЦ <sub>3</sub>	СКЦ <sub>1</sub> –АБ <sub>1</sub> –СКЦ <sub>2</sub> –АБ <sub>2</sub> –СКЦ <sub>3</sub>

**6. Задание требований к характеристикам усилительных каскадов при покаскадном синтезе.** Особенностью процедуры покаскадного синтеза СВЧ ТУ является то, что на каждом шаге можно задавать различные требования к характеристикам синтезируемого усилительного каскада или усилительной цепочки. Рассмотрим это на примере синтеза двухкаскадного МШУ (см. табл. 1).

Перед началом синтеза должны быть оценены параметры самих активных элементов (транзисторов) в рабочей полосе частот – в частности, максимальный коэффициент усиления по мощности  $G_{\max}$  ( $G_{\max} = G_{ma}$  при  $K > 1$ ,  $G_{\max} = G_{ms}$  при  $K < 1$  [7]) и минимальный коэффициент шума  $F_{\min}$ . На этом основании уточняются требования ко всему усилителю (в том числе определяется число каскадов), и эти требования приблизительно распределяются на каждый усилительный каскад. Подробно указанная процедура представлена в [12].

При синтезе МШУ параметры рассеяния трансформатора ИТИ<sub>1</sub> на первом шаге рассчитываются из условия минимального коэффициента шума АБ<sub>1</sub>, а трансформатора ИТИ<sub>2</sub> на первом и втором шагах – из условия максимальной передачи мощности. В этом случае на шагах 1 и 2 целесообразно задавать ограничения на следующие характеристики первого усилительного каскада: а) коэффициент усиления  $G_T^{(1)}$ ; б) коэффициент шума  $F^{(1)}$ ; в) модуль входного коэффициента отражения  $m_1^{(1)} = m_1$  ( $m_1$  – модуль входного коэффициента отражения усилителя в целом). Ограничение на величину  $m_2^{(1)}$  задавать не имеет смысла, так как, исходя из настройки ИТИ<sub>2</sub>,  $m_2^{(1)} = 0$ .

Смысл задач проектирования на первом и втором шагах – синтезировать блоки АБ<sub>1</sub> и СКЦ<sub>1</sub>, исходя из необходимого компромисса между характеристиками первого каскада  $G_T^{(1)}$ ,  $F^{(1)}$  и  $m_1^{(1)}$ . В случае широкополосного усилителя при равномерной частотной характеристике  $G_T^{(1)}(f)$  наилучшего компромисса не всегда удаётся достичь. В этом случае можно задать спадающую форму АЧХ первого каскада  $G_T^{(1)}(f)$  с тем, чтобы потом скомпенсировать её в следующих каскадах.

Что касается коэффициента устойчивости первого каскада  $K^{(1)}$  (при реактивных цепях СКЦ<sub>1</sub> и СКЦ<sub>2</sub> он совпадает с коэффициентом устойчивости блока АБ<sub>1</sub>), то при выборе требований к нему следует принимать во внимание следующие соображения. Если необходимо обеспечить безусловную устойчивость каждого усилительного каскада (активного блока) в отдельности, тогда на шагах 1 и 2 следует задать ограничение  $K^{(1)} > 1$  (это ограничение задаётся в частотном диапазоне от 0 до  $f_{\max}$ , где  $f_{\max}$  – граничная частота генерации транзистора). Однако условие абсолютной устойчивости каждого каскада или АБ может быть слишком жёстким и ухудшить другие характеристики МШУ. Необходимо учитывать, что абсолютную устойчивость многокаскадного усилителя с реактивными СКЦ можно обеспечить даже при условно устойчивых активных элементах [5]. Поэтому с целью улучшения результирующих характеристик на шагах 1 и 2 условие абсолютной устойчивости для первого усилительного каскада можно не задавать, а использовать его на последующих шагах для всего усилителя.

На шаге 3 изменяется настройка трансформатора ИТИ<sub>2</sub> – его S-параметры рассчитываются из условия минимального коэффициента шума активного блока АБ<sub>2</sub>. При этом на шагах 3 и 4 задаются ограничения на характеристики  $G_T$ ,  $F$ ,  $m_1$  и  $K$  усилительной цепочки ( $m_2 = 0$ ). Ограничение  $K > 1$  необходимо для обеспечения безусловной устойчивости всего усилителя.

Наконец, на шаге 5 задаются окончательные требования на полный комплекс параметров всего усилителя –  $G_T$ ,  $F$ ,  $m_1$ ,  $m_2$  и  $K$ . Требование равномерной частотной характеристики усиления  $G_T(f)$  позволяет автоматически скомпенсировать наклон АЧХ первого каскада, если он имел место.

Заметим, что в процессе синтеза, помимо характеристик текущей синтезируемой усилительной цепочки, могут контролироваться характеристики отдельных каскадов. Например, на шагах 3 и 4, кроме требований к характеристикам цепочки СКЦ<sub>1</sub>–АБ<sub>1</sub>–СКЦ<sub>2</sub>–АБ<sub>2</sub>–ИТИ<sub>3</sub>, может быть задано отдельное требование к коэффициенту шума  $F^{(2)}$  второго каскада (СКЦ<sub>2</sub>–АБ<sub>2</sub>–ИТИ<sub>3</sub>). Это обеспечивает дополнительные возможности для минимизации коэффициента шума всего усилителя.

Рассмотренная выше процедура покаскадного синтеза может быть использована также в случаях, когда импедансы генератора и (или) нагрузки усилителя представляют собой комплекснозначные частотно-зависимые сопротивления, либо когда на входе и (или) выходе усилителя включены блоки с известными характеристиками. Указанные ситуации имеют место, например, если МШУ работает непосредственно от приемной антенны с комплексным внутренним сопротивлением (активная антенна), либо необходимо спроектировать предусилитель для усилителя с известными параметрами и т.д.

Приведем основные достоинства предлагаемой методики покаскадного синтеза СВЧ ТУ.

1. В отличие от синтеза многокаскадного усилителя в целом ([1, 2] и разд. 1–4), процедура предполагает декомпозицию исходной задачи и сведение ее к синтезу отдельных усилительных каскадов, это становится возможным благодаря применению ИТИ. В связи со сказанным размерность задачи (пространство поиска для ГА) на каждом шаге значительно уменьшается. В результате сильно сокращается время и увеличивается эффективность поиска оптимального решения с помощью ГА. Кроме того, улучшается сходимость и возрастает вероятность получения хороших характеристик многокаскадного усилителя даже при сравнительно большом числе каскадов (три и более).

2. Произвольная последовательность синтеза усилительных каскадов и СКЦ в многокаскадном усилителе, а также разнообразие возможных вариантов задания требований к отдельным каскадам (совместно с требованиями к усилителю в целом) делают процедуру проектирования СВЧ ТУ очень гибкой и вариативной. Это, в частности, позволяет получить несколько различных вариантов схемы усилителя, из которых могут быть выбраны лучшие.

3. Разработчик имеет значительно большую степень контроля над характеристиками и схемой усилителя по сравнению с автоматическим синтезом всего усилителя ([1, 2] и разд. 1–4).

4. Применение на промежуточных шагах ИТИ с настройками на максимальный коэффициент усиления или минимальный коэффициент шума повышает гарантию получения оптимальных характеристик усилительных каскадов и усилителя в целом.

Методика покаскадного синтеза СВЧ ТУ с использованием ИТИ была реализована в новой версии программы Geneamp и использована как при решении тестовых примеров, так и при практическом проектировании усилителей.

**7. Автоматизированный синтез предусилителя для МШУ диапазона 1–2 ГГц.** В качестве примера рассмотрим использование предложенной методики для автоматизированного синтеза малошумящего предусилителя диапазона 1–2 ГГц. В некоторых применениях (например, в измерительной аппаратуре) требуются усилители с большим коэффициентом усиления при сохранении низкого коэффициента шума. С целью реализации таких характеристик было решено, взяв за основу уже существующий двухкаскадный МШУ [3], спроектировать для него однокаскадный предусилитель.

Основной двухкаскадный усилитель построен на малошумящих корпусированных GaAs-полевых транзисторах ATF34143 и ATF33143 фирмы Avago Technologies. Он был синтезирован на основе ГА, изготовлен по гибридной технологии и экспериментально исследован [3], его измеренные характеристики следующие:  $G_T = 29 \pm 0,7$  дБ;  $F < 0,8$  дБ;  $|S_{11}| < -11$  дБ;  $|S_{22}| < -10$  дБ; усилитель абсолютно устойчив ( $K > 1$ ). Можно отметить, что по комплексу характеристик усилитель находится на уровне лучших мировых коммерческих аналогов [3].

При проектировании результирующего трехкаскадного усилителя (предусилитель и основной усилитель) необходимо было не только синтезировать сам предусилитель, но также и перепроектировать СКЦ между ним и основным усилителем. Поэтому прежде всего схема основного усилителя [3] была модифицирована, а именно, исключена входная СКЦ, схема и элементы оставшейся части усилителя не изменялись. Таким образом, эта оставшаяся часть представляет собой фиксированный выходной блок проектируемого МШУ. При синтезе он характеризовался смоделированными  $S$ - и шумовыми параметрами.

Структурная схема синтезируемого трёхкаскадного МШУ приведена на рис. 4. Синтезу подлежат блоки СКЦ<sub>1</sub>, АБ<sub>1</sub> и СКЦ<sub>2</sub>, блок АБ<sub>2</sub> является фиксированным (основной усилитель). Требования

к характеристикам результирующего усилителя следующие:  $G_T = 41,5 \pm 1,5$  дБ;  $F < 0,4$ ;  $|S_{11}| < -10$  дБ;  $|S_{22}| < -10$ ; усилитель должен быть абсолютно устойчив ( $K > 1$ ).

В качестве активного элемента в предусилителе выберем тот же малозумящий корпусированный GaAs-полевой транзистор ATF34143 фирмы Avago Technologies, что и в основном усилителе, в режиме по постоянному току  $V_{ds} = 4$ В,  $I_{ds} = 60$  мА. Его характеристики на частоте 2 ГГц следующие:  $F_{min} = 0,26$  дБ,  $G_{ass} = 17,8$  дБ, где  $G_{ass}$  – максимальный коэффициент усиления при настройке на минимальный коэффициент шума. На основании этих данных можно оценить минимально возможный коэффициент шума трёхкаскадного усилителя (предусилитель и основной усилитель):  $F_{пред} = F_{min} + (F_{АБ2} - 1)/G_{ass} = 1,063 = 0,266$  дБ.

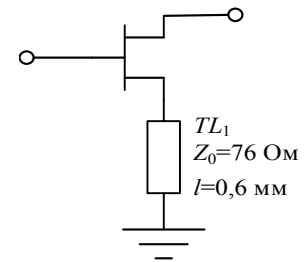


Рис. 4. Схема активного блока

В работе [3] было выполнено исследование по выбору схемы активных блоков для основного усилителя. Отмечалось, что для уменьшения коэффициента шума в АБ необходимо исключить последовательные и параллельные реактивные элементы на входе транзистора, которые имеют диссипативные потери. В связи со сказанным в качестве АБ в основном усилителе использовались транзисторы с последовательной ОС, которая реализуется путем включения в цепь истока отрезка микрополосковой линии передачи – МПЛ (рис. 5). В [3] были найдены оптимальные для рассматриваемых типа транзистора и диапазона частот параметры отрезка МПЛ, которые обеспечивают одновременно условия минимального коэффициента шума и согласования на входе активного блока. Указанные параметры для подложки из материала Rogers (диэлектрическая проницаемость материала подложки  $\epsilon_r = 3,48$ ) следующие: физическая длина  $l = 0,6$  мм, волновое сопротивление  $Z_0 = 76$  Ом. При этом потери в МПЛ на частоте 2 ГГц составляют 1,4 дБ/м.

Такая же практически опробованная схема активного блока была выбрана и для использования в предусилителе (блок АБ<sub>1</sub> на рис. 4), поэтому далее синтез трехкаскадного усилителя на основе ГА сводится к синтезу цепей СКЦ<sub>1</sub> и СКЦ<sub>2</sub>. На структуру синтезируемых СКЦ накладывались следующие требования: цепь может содержать все возможные пассивные элементы  $R$ ,

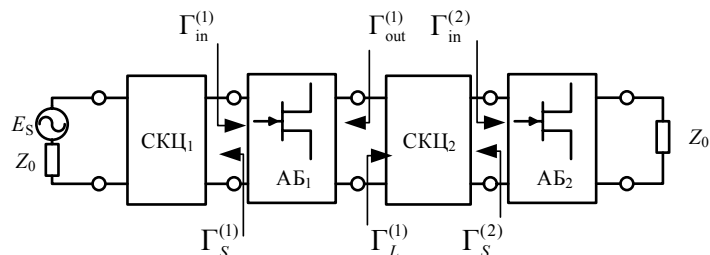


Рис. 5. Структурная схема синтезируемого трёхкаскадного МШУ

$L$ ,  $C$ ,  $TL$ ; СКЦ должна содержать разделительный конденсатор и обеспечивать возможность подачи питания на транзисторы. При синтезе пассивные сосредоточенные элементы описывались идеализированными моделями, а линии передачи – моделями, учитывающими однородные потери в металле и диэлектрике (паразитные неоднородности при этом не учитывались). Для реализуемости пассивных сосредоточенных и распределенных элементов задавались также ограничения на величины их варьируемых параметров. Расчет значений характеристик при синтезе усилителя проводился в 11 частотных точках, расположенных в интервале частот 1–2 ГГц. Ограничение на коэффициент устойчивости ( $K > 1$ ) контролировалось в диапазоне частот 0,5–6 ГГц.

Рассмотрим порядок и условия синтеза результирующего усилителя со структурной схемой на рис. 4 после выбора блока АБ<sub>1</sub>. Требования к характеристикам  $G_T$ ,  $F$ ,  $m_1$ ,  $m_2$  и  $K$  усилителя были одни и те же на всех этапах покаскадного синтеза (табл. 2).

На первом шаге синтез целесообразно начать с цепи СКЦ<sub>2</sub>, представив цепь СКЦ<sub>1</sub> в виде ИТИ. Это позволяет на данном шаге, во-первых, использовать точную настройку ИТИ<sub>1</sub> для получения минимума коэффициента шума усилительного элемента АБ<sub>1</sub> и, во-вторых, сразу проектировать цепь СКЦ<sub>2</sub> из условия минимального коэффициента шума всего усилителя. Смысл задачи проектирования на этом шаге состоит в синтезе цепи СКЦ<sub>2</sub> с таким входным коэффициентом отражения  $\Gamma_L^{(1)}$  (являющимся нагрузкой элемента АБ<sub>1</sub>), при котором совместно достигаются минимальный коэффициент шума АБ<sub>1</sub> и согласование на входе усилителя. Кроме того, цепь СКЦ<sub>2</sub> одновременно реализует близкий к минимально возможному коэффициент шума АБ<sub>2</sub> и выравнивает АЧХ всего усилителя.

Синтезированная цепь СКЦ<sub>2</sub> приведена на рис. 6, а полученные на этом этапе характеристики трехкаскадного усилителя (цепочка ИТИ<sub>1</sub>–АБ<sub>1</sub>–СКЦ<sub>2</sub>–АБ<sub>2</sub>, условно обозначен МШУ1) – в табл. 2

(строка 2). В этой же строке таблицы указаны также число варьируемых параметров  $N_{\text{вар}}$ , число итераций  $N_{\text{ит}}$  и время синтеза  $t_{\text{син}}$  для шага 1; под числом варьируемых параметров имеется в виду суммарное количество параметров пассивных элементов, значения которых одновременно выбираются генетическим алгоритмом в процессе работы. Заметим, что при синтезе цепи СКЦ<sub>2</sub> на всех частотах было использовано нулевое значение фазового угла  $\varphi_{21c}^{(l)}$  параметра  $s_{21c}^{(l)}$  идеального трансформатора ИТИ<sub>1</sub> [1].

Таблица 2

Требования к характеристикам и результаты синтеза МШУ диапазона 1–2 ГГц

	$G \pm \Delta G$ , дБ	$F$ , дБ	$ S_{11} $ , дБ	$ S_{22} $ , дБ	$K$	$N_{\text{вар}}$	$N_{\text{ит}}$	$t_{\text{син}}$ , мм:сс
1. Требования	$41,5 \pm 1,5$	$\leq 0,4$	$< -10$	$< -10$	$> 1$	–	–	–
2. Результаты – МШУ1 (шаг 1)	$42,11 \pm 0,86$	0,306	$< -9,67$	$< -10,0$	$> 5,43$	7	913	01:00
3. Результаты – МШУ2 (шаг 2)	$41,97 \pm 0,95$	0,34	$< -10,0$	$< -9,94$	$> 5,43$	5	397	00:30
4. Окончательные результаты – покаскадный синтез	$41,97 \pm 0,95$	0,34	$< -10,0$	$< -9,94$	$> 5,43$	12	131 0	01:30
5. Окончательные результаты – синтез усилителя в целом	$41,8 \pm 1,15$	0,35	$< -10,2$	$< -10,5$	$> 5,44$	13	360 1	10:00

Интересно отметить, что ГА включил в схему СКЦ<sub>2</sub> диссипативные элементы (резисторы  $R_1$ ,  $R_2$ ); тем не менее, достигнутый в полосе 1–2 ГГц коэффициент шума  $F = 0,306$  дБ достаточно близок к предельному для трёхкаскадного усилителя ( $F_{\text{пред}} = 0,266$  дБ). Это подтверждает тот факт, что применение диссипативных элементов в МШУ обеспечивает больше возможностей для достижения компромисса между характеристиками, чем если использовать только реактивные элементы.

На втором шаге полученная цепь СКЦ<sub>2</sub> фиксируется и выполняется синтез оставшейся цепи СКЦ<sub>1</sub>. Найденная с помощью ГА схема СКЦ<sub>1</sub> показана на рис. 6. На этом же рисунке изображена полученная в результате синтеза окончательная полная схема трехкаскадного МШУ (предусилитель и основной усилитель), в табл. 2 (строки 3 и 4) представлены его характеристики в полосе частот 1–2 ГГц (усилитель обозначен МШУ2). В строке 3 табл. 2 указаны значения величин  $N_{\text{вар}}$ ,  $N_{\text{ит}}$  и  $t_{\text{син}}$  на шаге 2, а в строке 4 – суммарные значения этих величин на шагах 1 и 2.

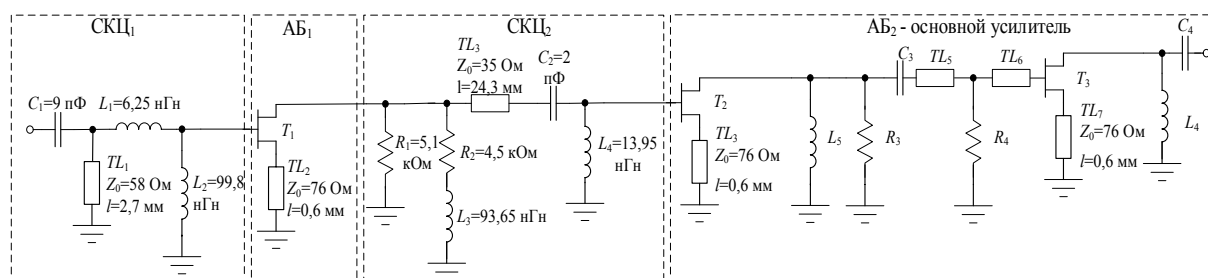


Рис. 6. Схема синтезированной трёхкаскадного МШУ диапазона 1–2 ГГц

Более подробный анализ результатов данного примера позволил исследовать правильность и эффективность предложенной в настоящей статье методики синтеза СВЧ ТУ на основе ГА и использования ИТИ. С этой целью было выполнено сравнение между собой, во-первых, параметров рассеяния ИТИ<sub>1</sub> и цепи СКЦ<sub>1</sub> и, во-вторых, полученных характеристик трехкаскадного МШУ на шаге 1 (МШУ1, цепочка ИТИ<sub>1</sub>–АБ<sub>1</sub>–СКЦ<sub>2</sub>–АБ<sub>2</sub>) и шаге 2 (МШУ2, цепочка СКЦ<sub>1</sub>–АБ<sub>1</sub>–СКЦ<sub>2</sub>–АБ<sub>2</sub>) – см. табл. 2, строки 2 и 3.

В разд. 1 отмечалось, что так как на очередном шаге синтез СКЦ (в данном случае СКЦ<sub>1</sub>) выполняется «с нуля» независимо от найденных ранее параметров рассеяния ИТИ (ИТИ<sub>1</sub>), характеристики СКЦ не обязательно должны точно повторять характеристики ИТИ. Действительно, полученные в примере данные свидетельствуют о существенном отличии всех параметров рассеяния синтезированной на втором шаге «реальной» цепи на пассивных элементах СКЦ<sub>1</sub> в диапазоне



1–2 ГГц от соответствующих параметров рассеяния «идеальной» цепи ИТИ<sub>1</sub> – максимальные погрешности воспроизведения параметров  $s_{12}$ ,  $s_{11}$  и  $s_{22}$  ИТИ составляют соответственно 30, 33, 33% по модулю и 51, 93, 31° по фазе. Как и следовало ожидать, коэффициент шума  $F$  МШУ1 с идеальной цепью ИТИ<sub>1</sub> лучше. В связи с указанным отличием параметров рассеяния СКЦ<sub>1</sub> некоторые характеристики усилителя МШУ2 отличаются от полученных на первом шаге «идеальных» характеристик МШУ1 (практически совпадают характеристики  $G_T$ ,  $|S_{22}|$  и  $K$ , отличаются характеристики  $F$  и  $|S_{11}|$ ). Однако наихудшие значения всех характеристик МШУ1 и МШУ2 в полосе частот 1–2 ГГц на шагах 1 и 2 близки (см. табл. 2).

Это подтверждает работоспособность предложенной методики синтеза многокаскадных СВЧ-усилителей с использованием ИТИ в случае широких полос пропускания. Видно, что на втором шаге ГА нашёл решение (параметры рассеяния СКЦ<sub>1</sub>), которое отличается от полученного на первом шаге (параметры рассеяния ИТИ<sub>1</sub>), но тем не менее удовлетворяет поставленным требованиям. Определяющим при этом явился тот факт, что на первом шаге были найдены подходящие структура и значения элементов цепи СКЦ<sub>2</sub>. Очевидно, синтез межкаскадной цепи СКЦ<sub>2</sub> с 6 элементами при выполнении целого ряда условий (см. выше) является более сложной задачей, чем поиск входной цепи СКЦ<sub>1</sub>. Успешное решение этой задачи как раз и было выполнено при использовании идеальной настройки СКЦ<sub>1</sub> (ИТИ<sub>1</sub>). Таким образом, благодаря применению ИТИ удалось успешно и быстро синтезировать МШУ.

На рис. 7 приведены частотные зависимости характеристик полученного трехкаскадного усилителя в диапазоне от 0,5 до 3 ГГц. С помощью ГА спроектирован устойчивый усилитель с высоким равномерным коэффициентом усиления и весьма низким коэффициентом шума ( $F \leq 0,34$  дБ без учёта потерь в реактивных элементах).

Чтобы более наглядно оценить качество синтеза (насколько точно достигается условие минимального коэффициента шума и насколько оно совпадает с условием согласования по входу), на рис. 8, а–в представлены в полосе частот 1–2 ГГц частотные зависимости (годографы) выходных коэффициентов отражения СКЦ  $\Gamma_S$

вместе с зависимостями оптимального коэффициента отражения источника сигнала по шуму  $\Gamma_{Sn}$  и сопряжённого входного коэффициента отражения  $\Gamma_{in}^*$  для усилительных элементов. На рис. 8, а эти зависимости приведены для цепи ИТИ<sub>1</sub> ( $\Gamma_S^{(1)}$ ) и усилительной цепочки АБ<sub>1</sub>+СКЦ<sub>2</sub>+АБ<sub>2</sub> ( $\Gamma_{Sn}^{(1)}$ ,  $\Gamma_{in}^{(1)*}$ ) после первого шага синтеза (при этом  $\Gamma_S^{(1)} = \Gamma_{Sn}^{(1)}$ ), на рис. 8, б – для синтезированной цепи СКЦ<sub>1</sub> ( $\Gamma_S^{(1)}$ ) и цепочки АБ<sub>1</sub>+СКЦ<sub>2</sub>+АБ<sub>2</sub> ( $\Gamma_{Sn}^{(1)}$ ,  $\Gamma_{in}^{(1)*}$ ) после второго шага синтеза, на рис. 8, в – для цепочки ИТИ<sub>1</sub>+АБ<sub>1</sub>+СКЦ<sub>2</sub> ( $\Gamma_S^{(2)}$ ) и элемента АБ<sub>2</sub> ( $\Gamma_{Sn}^{(2)}$ ,  $\Gamma_{in}^{(2)*}$ ) после первого шага синтеза. Близость  $\Gamma_S$  к  $\Gamma_{Sn}$  свидетельствует о том, что синтезированная цепь реализует близкий к минимальному коэффициенту шума, а близость  $\Gamma_S$  к  $\Gamma_{in}^*$  – что достигается согласование по входу.

Из рис. 8, б, в видно, что цепь СКЦ<sub>1</sub> одновременно минимизирует коэффициент шума первого каскада и входной коэффициент отражения усилителя. Уровень согласования цепи СКЦ<sub>2</sub> хуже (годограф  $\Gamma_S$  удаляется от годографа  $\Gamma_{in}^*$ ), но для межкаскадной цепи это не принципиально.

Для сравнения предложенной процедуры покаскадного синтеза с исходной методикой [1, 2] был выполнен также автоматизированный синтез усилителя (см. рис. 4) в целом, в этом случае одновременно синтезировались цепи СКЦ<sub>1</sub> и СКЦ<sub>2</sub>. Использовались такие же требования к усилителю

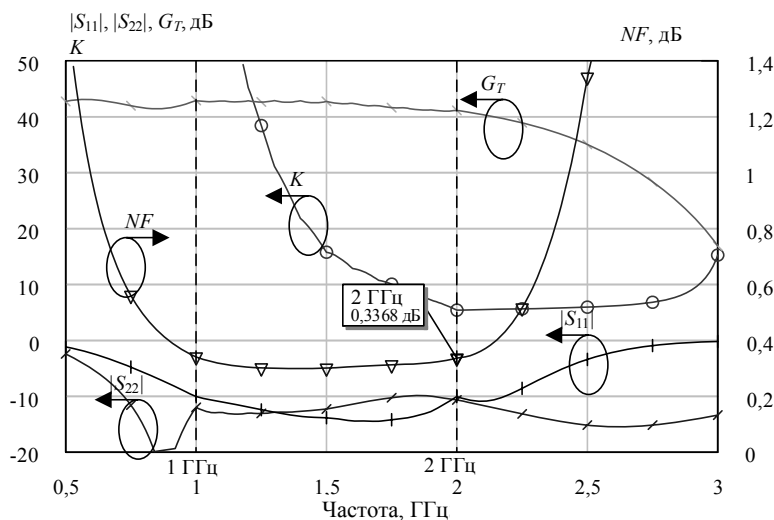


Рис. 7. Частотные характеристики синтезированного трёхкаскадного МШУ в полосе 0,5–3 частот, ГГц

(см. табл. 2) и ограничения на структуру и элементы СКЦ. Полученная принципиальная схема предусилителя приведена на рис. 9, а характеристики трёхкаскадного усилителя при этом – в табл. 2 (строка 5).

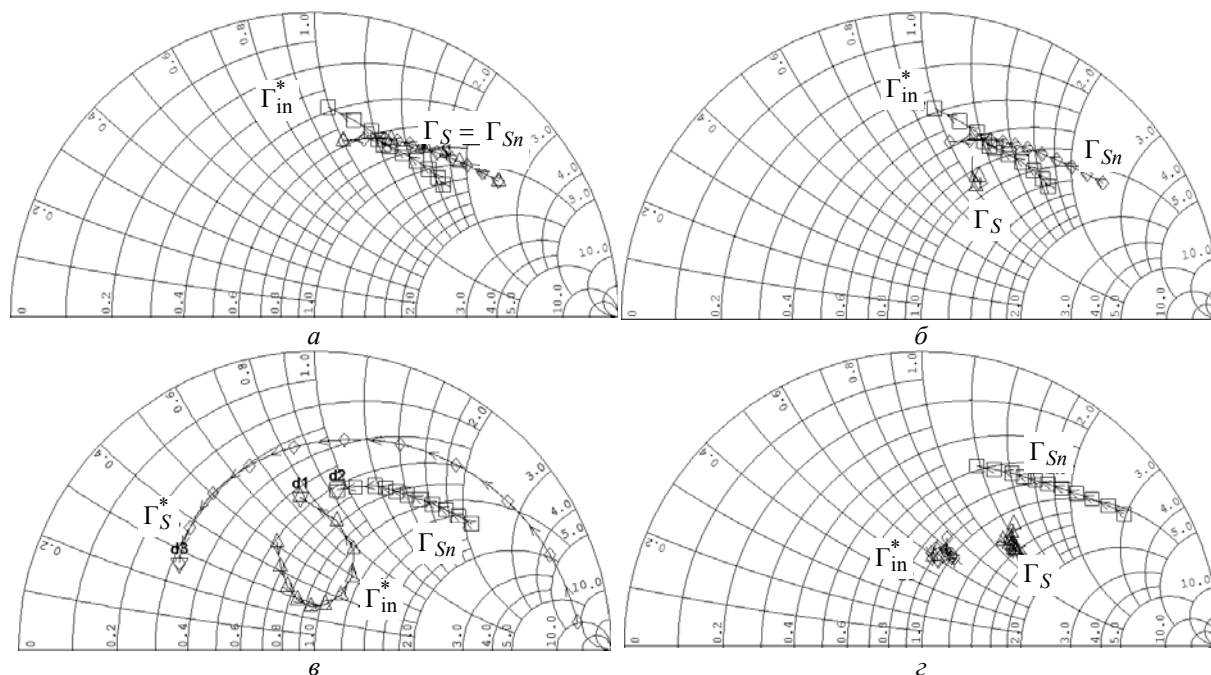


Рис. 8. Частотные зависимости величин  $\Gamma_S$ ,  $\Gamma_{Sn}$  и  $\Gamma_{in}^*$  в полосе частот 1–2 ГГц: *а* – для элемента ИТИ<sub>1</sub> и усилительной цепочки АБ<sub>1</sub> + СКЦ<sub>2</sub> + АБ<sub>2</sub> после первого шага синтеза; *б* – для цепи СКЦ<sub>1</sub> и цепочки АБ<sub>1</sub> + СКЦ<sub>2</sub> + АБ<sub>2</sub> после второго шага синтеза; *в* – для цепочки ИТИ<sub>1</sub> + АБ<sub>1</sub> + СКЦ<sub>2</sub> и элемента АБ<sub>2</sub> после первого шага синтеза; *г* – для цепи СКЦ<sub>1</sub> и цепочки АБ<sub>1</sub> + СКЦ<sub>2</sub> + АБ<sub>2</sub> при синтезе усилителя в целом

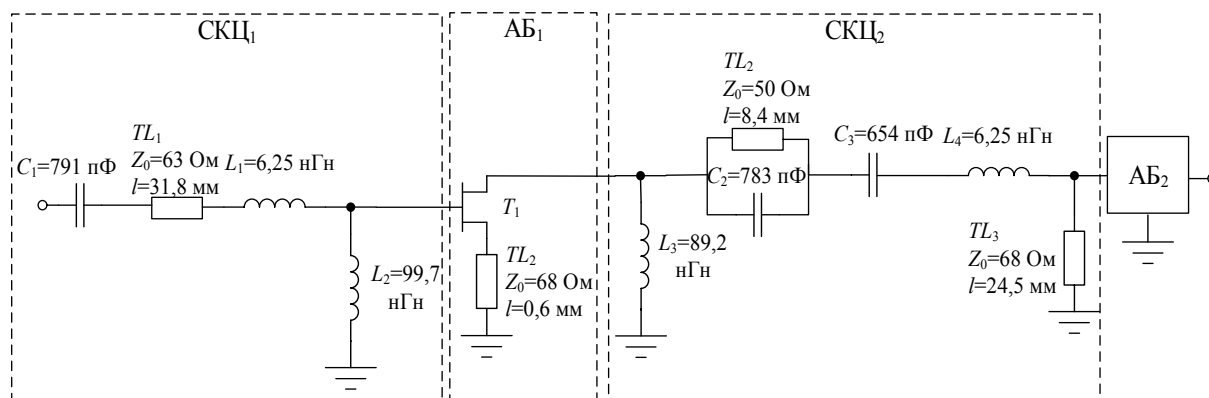


Рис. 9. Принципиальная схема предусилителя, полученная при синтезе блоков СКЦ<sub>1</sub> и СКЦ<sub>2</sub> одновременно

Как видно, параметры обоих синтезированных трёхкаскадных усилителей близки (по сравнению с методикой [1, 2] усилитель, полученный с помощью методики покаскадного синтеза, имеет несколько более высокий коэффициент усиления и лучшую равномерность АЧХ). Однако предложенная здесь покаскадная процедура позволила почти в 3 раза уменьшить суммарное количество итераций ГА (1310 вместо 3601) и в 6,7 раза сократить время синтеза (1 мин 30 с вместо 10 мин), что подтверждает ее эффективность.

На рис. 8, *г* приведены годографы  $\Gamma_S$ ,  $\Gamma_{Sn}$  и  $\Gamma_{in}^*$  для цепи СКЦ<sub>1</sub> и цепочки АБ<sub>1</sub> + СКЦ<sub>2</sub> + АБ<sub>2</sub> при синтезе усилителя в целом. Сравнение рис. 8, *б* и *г* показывает, что методика покаскадного синтеза обеспечила лучшее совпадение условий минимального коэффициента шума и согласования на входе усилителя. Кроме того, полученная при покаскадном синтезе схема МШУ (см. рис. 6) более удобна для практической реализации.

**Заключение.** В настоящей статье предложена и с общих позиций рассмотрена новая методика автоматизированного синтеза многокаскадных линейных и маломощных СВЧ ТУ на основе ГА и использования ИТИ. Исходный вариант методики предназначен для синтеза многокаскадного усилителя в целом, основным ее отличием по сравнению с опубликованным нами ранее подходом [1, 2] является то, что процедура проектирования становится двухэтапной. На первом этапе в схеме усилителя вместо некоторых или всех СКЦ используются ИТИ и указываются их настройки, синтезируются АБ и (если есть) остальные СКЦ. На втором этапе найденные схемы и элементы АБ фиксируются, имеющиеся ИТИ заменяются на СКЦ и выполняется синтез последних. При этом уменьшается пространство поиска для ГА, что способствует улучшению характеристик и сокращению общего времени синтеза.

Представлена также модифицированная методика, позволяющая осуществить последовательный синтез отдельных усилительных каскадов. Благодаря декомпозиции задачи, помимо дополнительного сокращения размерности, уменьшения времени и повышения эффективности поиска, увеличивается вероятность получения хороших характеристик усилителя даже при сравнительно большом числе каскадов (три и более).

Модифицированная методика позволяет проектировать усилительные каскады многокаскадного усилителя в произвольном порядке. При этом могут быть учтены требования как к каждому отдельному каскаду, так и ко всему усилителю в целом. Сказанное существенно повышает гибкость процесса разработки – инженер, как и при применении других распространенных методов, выбирает необходимую последовательность проектирования усилительных каскадов, а реализующая ГА программа используется как мощный инструмент, последовательно автоматически генерирующий фрагменты принципиальной схемы усилителя. Кроме того, достигается значительно большая степень контроля над характеристиками и схемой ТУ по сравнению с исходной методикой и методикой [1, 2].

По сравнению с традиционными и современными подходами [5, 7, 12] применение предложенных вариантов методики позволяет упростить и ускорить процесс синтеза многокаскадных СВЧ ТУ, оставляя разработчику только функции задания требований к характеристикам, структуре и элементам проектируемого устройства. Новый подход реализован в очередной версии программы структурно-параметрического синтеза СВЧ-усилителей Geneamp. Его эффективность продемонстрирована на примере проектирования трёхкаскадного маломощного усилителя диапазона 1–2 ГГц.

Работа выполнялась в рамках ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы», мероприятие 1.3, государственный контракт 14.577.21.0179.

#### *Литература*

1. Babak L.I. A new genetic-algorithm-based technique for low noise amplifier synthesis / L.I. Babak, A.A. Kokolov, A.A. Kalentyev, D.V. Garays // 7-th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMIC). – 2012. – P. 381–384.
2. Калентьев А.А. Структурный синтез СВЧ-транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма с использованием параметрических моделей монолитных элементов / А.А. Калентьев, Д.В. Гарайс, Л.И. Бабак, А.А. Коколов, И.М. Добуш // Сб. трудов 22-й Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». – 2012. – Т. 1. – С. 131–132.
3. Добуш И.М. Разработка МШУ диапазона 1–2 ГГц с использованием программы структурного синтеза СВЧ-транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма / И.М. Добуш, А.А. Калентьев, Д.А. Жабин, Д.В. Гарайс, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 1 (35). – С. 47–51.
4. Bogleione L. R n circles for series-feedback amplifiers / L. Bogleione, R.D. Pollard, V. Postoyalko // Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. – 1999. – Vol. 47, № 7. – P. 973–978.
5. Петров Г.В. Линейные балансные СВЧ-усилители / Г.В. Петров, А.И. Толстой. – М.: Радио и связь, 1983. – 176 с.
6. Wedge S.W. Wave techniques for noise modeling and measurement / S.W. Wedge, D.B. Rutledge // Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. – 1992. – Vol. 40, № 11. – P. 2004–2012.
7. Besser L. Practical RF circuit design for modern wireless systems: Active circuits and systems. Vol. 2 / L. Besser, R. Gilmore. – London; Boston: Artech House, 2003. – 569 p.
8. Rollett J.M. Stability and power-gain invariants of linear twoports // Circuit Theory, IRE Transactions on. – 1962. – Vol. 9, № 1. – P. 29–32.

9. Фельдштейн А.Л. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – М.: Связь, 1965. – 352 с.
10. Маттей Д.Л. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи / Д.Л. Маттей, Л. Янг, Е.М.Т. Джонс / Пер. с англ. под ред. Л.В. Алексеева, Ф.В. Кушнира. – М.: Связь, – 1971. – 440 с.
11. Albinsson V. M. A graphic design method for matched low-noise amplifiers // Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. – 1990. – Vol. 38, № 2. – P. 118–122.
12. Бабак Л.И. Методика проектирования многокаскадных транзисторных усилителей с реактивными согласующими цепями / Л.И. Бабак, Ф.И. Шеерман // Сб. докл. межд. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития». – Томск: В-Спектр, 2007. – Ч. 2. – С. 160–164.
13. Бабак Л.И. Теория, методы и алгоритмы автоматизированного синтеза СВЧ-транзисторных усилителей на основе декомпозиционного подхода: дисс. ... д-ра техн. наук. – Томск: ТУСУР, 2012. – 134 с.
14. Фано Р. Теоретические ограничения полосы согласования произвольных импедансов / пер. с англ. под ред. Г.И. Слободенюка. – М.: Сов. радио, 1965. – 72 с.

---

**Бабак Леонид Иванович**

Д-р техн. наук, зам. директора НОЦ «Нанотехнологии» ТУСУРа, профессор каф. КСУП  
Тел. (раб.): +7-913-827-52-91  
Эл. почта: leonid.babak@mail.ru

**Калентьев Алексей Анатольевич**

Аспирант каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП),  
мл. науч. сотрудник ЛИКС ТУСУРа  
Тел. (раб.): +7-913-827-52-91  
Эл. почта: alexey.kalentyev@gmail.com

**Добуш Игорь Мирославович**

Канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник лаб. интеллектуальных компьютерных систем (ЛИКС) ТУСУРа  
Тел. (раб.): +7-913-827-52-91  
Эл. почта: igadobush@gmail.com

Babak L.I., Kalentyev A.A., Dobush I.M.

**Automated synthesis of microwave low-noise amplifiers using genetic algorithm and ideal impedance transformers**

In this article, a new technique for the automated genetic-algorithm-based synthesis of linear and low-noise microwave transistor amplifiers is presented. It uses idealized models of lossless correcting-matching networks, i.e., ideal impedance transformers that can be tuned for the maximum gain or minimum noise of active elements. Also, a modified version of the technique is described that allows the synthesis of separate amplifier stages. Both technique versions reduce the dimension of the search space for genetic algorithm shorting the synthesis time and improving performances of multistage microwave amplifiers. The approach is implemented in the new version of software tool Geneamp. The efficiency of new technique is demonstrated in the example design of 1–2 GHz three-stage LNA.

**Keywords:** microwave transistor amplifier, LNA, synthesis, genetic algorithm, ideal impedance transformer.

УДК 533.9.07

Ю.В. Сахаров, П.Е. Троян, Ю.С. Жидик

## Исследование механизмов электропроводности пленок оксида индия, легированного оловом

Приводятся данные по изучению механизмов электропроводности полупроводниковых пленок ИТО, напыленных методом реактивного магнетронного распыления на стеклянные подложки с последующим высокотемпературным отжигом и без него. Установлено, что высокотемпературный отжиг пленок ИТО сразу же после напыления способствует увеличению электропроводности за счет повышения кристалличности пленки и полной активации легирующей примеси. Оба эффекта приводят к снижению удельного поверхностного сопротивления более чем в 20 раз. Установлено, что в пленках ИТО в интервале низких температур доминирующим является механизм проводимости Мотта.

**Ключевые слова:** ТСО, ИТО, электропроводность, энергия активации, электропроводность Мотта.

В настоящее время все большее количество работ различных коллективов сообщают о перспективах исследования полупроводниковых прозрачных оксидов (Transparent Conducting Oxide или ТСО), таких, как  $\text{In}_2\text{O}_3$ ,  $\text{ZnO}$ ,  $\text{SnO}_2$ ,  $\text{CdO}$ ,  $\text{Ga}_2\text{O}_3$ ,  $\text{TiO}_2$  и более сложных двойных и тройных оксидов [1–3]. Это связано с тем, что такие материалы будучи электропроводящими обладают одновременно высокой прозрачностью (до 90%) в видимом диапазоне. Одной из основных областей применения представленных оксидов является их использование в качестве прозрачных проводящих электродов в современных устройствах отображения информации, органических и неорганических светоизлучающих диодов, солнечных батарей. При этом основная часть публикуемых исследователями работ связана с изучением технологических вопросов синтеза таких материалов на различные подложки.

Однако в научном и прикладном аспектах не менее важную роль занимают и исследования, посвященные установлению механизмов влияния технологии синтеза пленок прозрачных полупроводниковых оксидов на их электрофизические свойства. Четкие знания механизма проводимости и взаимосвязи энергии активации проводимости с энергетическими характеристиками примесных атомов необходимы для получения наилучших электрических характеристик пленок ТСО, синтезированных при низких температурах. Однако таким исследованиям уделено мало внимания, и детального объяснения влияния технологии нанесения пленок проводящих прозрачных оксидов на их электрофизические свойства не приводится.

Настоящая работа посвящена изучению механизмов электропроводности полупроводниковых пленок  $\text{In}_2\text{O}_3$ , легированных атомами Sn (Indium Tin Oxide, ИТО) аморфной структуры, и установлению связи электропроводности с энергией активации.

Механизм электропроводности в пленках ИТО может несколько отличаться от классического механизма электропроводности примесного полупроводника вследствие вклада нескольких составляющих: электропроводность, обусловленная наличием донорных кислородных вакансий; примесная электропроводность, обусловленная наличием атомов четырехвалентного олова. Кроме этого, в пленках ИТО возможно наличие так называемой прыжковой проводимости Мотта, которая осуществляется путем перескоков электронов по локализованным состояниям. Присутствие нескольких механизмов требует весьма нетривиального подхода к исследованию их вклада в общую электропроводность.

**Методика проведения эксперимента.** Для исследования механизма электропроводности пленок ИТО были подготовлены образцы двух видов. Первые образцы пленок с удельным поверхностным сопротивлением  $R_S = 30 \text{ Ом}/\square$  при толщине 90 нм были изготовлены по технологии, разработанной нами и детально описанной в [4], включающей в себя магнетронное распыление металлической мишени  $\text{In}(90\%)/\text{Sn}(10\%)$  в кислородосодержащей атмосфере с последующей конденсацией окисленных атомов индия и олова на стеклянную подложку, нагретую до температуры 200 °С, и термический отжиг сконденсированных пленок при температуре 400 °С. Вторые образцы изготавливались по этой же технологии, но без проведения последующего высокотемпературного

отжига. Вследствие низкой концентрации донорных кислородных вакансий удельное поверхностное сопротивление таких пленок ИТО было на уровне 625 Ом/□.

На подготовленные образцы для подключения необходимых измерительных приборов напылялись четыре медных контакта в виде площадок, расположенных попарно противоположно друг другу и равноудаленных друг от друга на расстояние 1,5 см.

Определение концентрации и подвижности основных носителей заряда осуществлялось с использованием методики, основанной на эффекте Холла, заключающейся в измерении холловской разности потенциалов исследуемого образца, по которому проходит электрический ток, помещенного в магнитное поле, и последующем расчёте константы Холла, концентрации и подвижности носителей в материале.

Определение энергии активации проводимости аморфных пленок осуществлялось путем снятия температурной зависимости электропроводности. Температурная зависимость электропроводности полупроводников определяется температурной зависимостью как концентрации носителей заряда, так и их подвижности. При этом подвижность носителей заряда в значительно меньшей степени зависит от температуры по сравнению с температурной зависимостью их концентрации. Поэтому можно считать, что электропроводность полупроводника растет с температурой примерно по тому же закону, что и концентрация электронов и дырок.

Снятие температурной зависимости осуществлялось следующим образом. Образцы прижимались к массивному корпусу резистивного нагревательного элемента, подключенного к источнику постоянного тока с регулируемым выходным напряжением. Контроль температуры нагрева образца производился термопарой. Сопротивление образцов измерялось измерителем иммитанса Е7-20, подключенным к контактным медным площадкам образцов.

**Результаты и обсуждение.** Измерение электронно-кинетических характеристик носителей заряда с использованием эффекта Холла показало, что уменьшение значения удельного поверхностного сопротивления исследуемых образцов при проведении высокотемпературного отжига обусловлено увеличением как концентрации носителей заряда с  $2,7 \cdot 10^{26}$  до  $9,3 \cdot 10^{26} \text{ м}^{-3}$ , так и увеличением подвижности носителей с  $4 \cdot 10^{-4} \cdot \text{с}$  до  $2,9 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2/\text{В} \cdot \text{с}$  соответственно.

По всей видимости такое увеличение значений концентрации и подвижности носителей после проведения отжига пленок происходит по двум причинам. Во-первых, увеличивается концентрация носителей заряда за счет образования кислородных вакансий. Вероятно, некоторые из кластеров связи  $\text{In}_2\text{O}_3$  могут разрушаться при низком парциальном давлении кислорода и повышенной температуре. Потеря междоузельного аниона  $\text{O}^{2-}$  даёт два дополнительных электрона проводимости из разорванных связей. Вторая причина связана с повышением структурного совершенства пленок ИТО, что приводит к увеличению подвижности носителей. Подобный результат был получен и коллективом авторов в [5], где с целью проверки влияния температуры отжига на структуру получаемых пленок проводился их рентгенофазный анализ. Результаты показали, что исходные пленки являются аморфными, в то время как рентгенограмма отожженных образцов обнаружила их кристаллическое строение.

Сравнивая рассчитанные значения концентрации и подвижности носителей зарядов с данными, полученными другими коллективами и описанными в [6, 7], можно сделать вывод, что в первых образцах пленок ИТО, изготовленных по разработанной технологии, концентрация носителей и их подвижность близки к значениям, измеряемым другими коллективами. Это позволяет говорить о том, что используемое соотношение индия и олова в распыляемой мишени (90 вес. % к 10 вес. %) оптимально для получения низкоомных пленок ИТО, а также подтверждает правильность выбора технологии напыления пленок ИТО.

Для исследования температурной зависимости электропроводности, учитывая, что  $\sigma \sim 1/R$ , снималась температурная зависимость удельного сопротивления. Снятые зависимости для трех образцов каждого типа были усреднены и перестроены в координатах  $\text{Ln}(1/R)$  от  $1/T$  (рис. 1).

На построенных зависимостях сопротивления пленки ИТО от температуры можно выделить следующие участки, характеризующие доминирующие механизмы электропроводности пленок.

В диапазоне температур от 300 до 400 К при увеличении температуры электропроводность обоих образцов монотонно возрастает за счет ионизации примесных атомов Sn. Рассчитанные на этом участке значения энергии активации для образцов пленок ИТО, напыленных с последующим отжигом и без него, составили 0,0017 и 0,0212 эВ соответственно. При этом зависимость электро-

проводности от частоты указывает на наличие так называемого прыжкового переноса носителей заряда по уровням локализации за счет электрон-фононного взаимодействия (проводимость Мотта) [8].

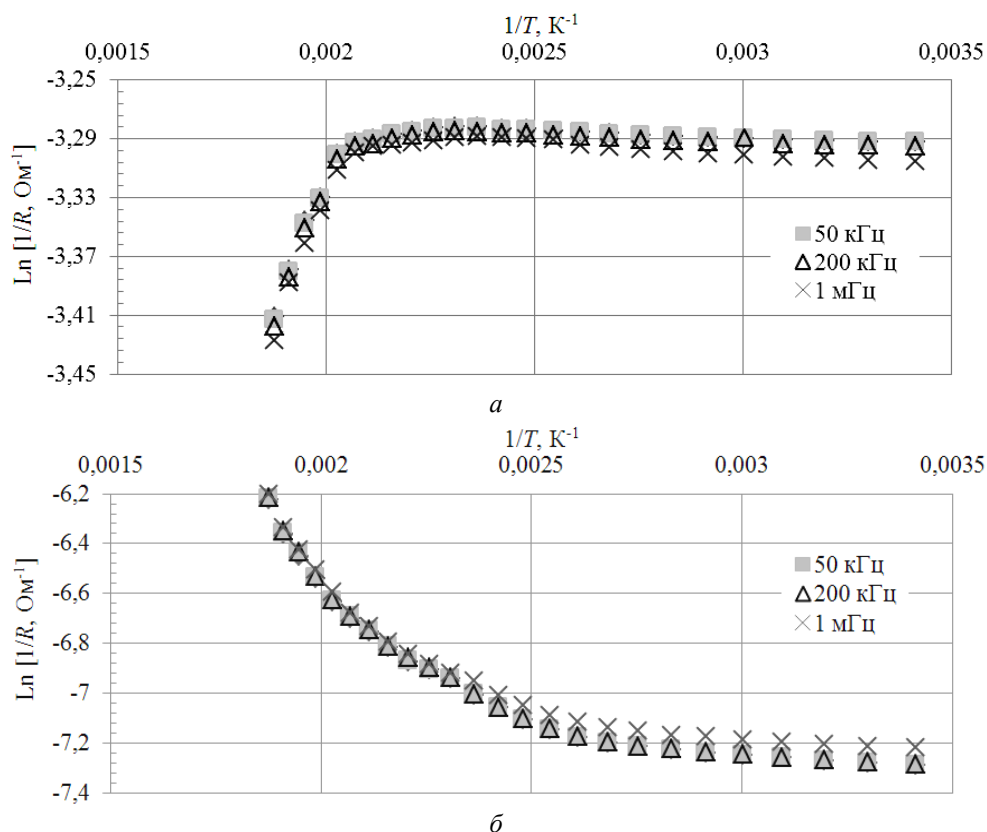


Рис. 1. Экспериментальные зависимости, характеризующие изменение сопротивления пленки ИТО от температуры для образцов, напыленных с последующим отжигом (*а*) и без него (*б*)

При дальнейшем увеличении температуры нагрева образцов изменение их электропроводности ведет себя не одинаково, что говорит о различных механизмах проводимости. Так, уменьшение электропроводности образцов, напыленных по разработанной в [4] технологии с проведением высокотемпературного отжига и снижение энергии активации до  $-0,124$  эВ можно связать с истощением примесных уровней, когда концентрация носителей заряда не увеличивается, а подвижность носителей продолжает падать (рис. 1, *а*). Электропроводность образцов, не подвергавшихся отжигу после напыления, с увеличением температуры выше  $400$  К продолжает возрастать, при этом, рассчитанная энергия активации на данном участке возросла на порядок до значения  $0,321$  эВ (рис. 1, *б*). Такое поведение данной зависимости в области высоких температур, вероятно, обусловлено тем, что сразу же после напыления пленок ИТО не вся примесь в них является активированной, но при проведении их высокотемпературного отжига происходит активация легирующей примеси, что, несомненно, ведет к росту концентрации электронов проводимости.

**Заключение.** В результате проведенных исследований, направленных на изучение механизмов электропроводности полупроводниковых пленок  $\text{In}_2\text{O}_3$ , легированных атомами Sn, было установлено следующее. Проведение высокотемпературного отжига пленок ИТО сразу же после их напыления способствует как увеличению подвижности носителей заряда за счет повышения кристалличности пленки, так и концентрации носителей за счет активации примеси. Оба эффекта приводят к снижению удельного поверхностного сопротивления более чем в 20 раз.

Также предварительно установлено, что в области температур до  $400$  К значительный вклад в механизм переноса носителей в пленках ИТО вносит прыжковая проводимость Мотта. Более детальное доказательство наличия прыжковой проводимости в пленках ИТО при низких температурах требует дополнительных экспериментов.

Публикация подготовлена в рамках выполнения госзаказа по разделу «Проведение научных исследований».

*Литература*

1. Данилина Т.И. Создание микрорельефных поверхностей в просветляющих оптических покрытиях для повышения внешней квантовой эффективности синих светодиодов на основе GaN / Т.И. Данилина, П.Е. Троян, И.А. Чистоедова // Доклады ТУСУРа. – Томск, 2011. – № 2(24), ч. 2. – С. 64–67.
2. Effect of ITO spreading layer on performance of blue light-emitting diodes / M.V. Bogdanov, K.A. Bulashevich, O.V. Khokhlev, I.Yu. Evstratov, M.S. Ramm, S.Yu. Karpov // Phys. stat. solid. – 2010. – № 7–8. – P. 2127–2131.
3. Hard Carbon Coating (DLC: «Diamond-Like Coating») [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.tydexoptics.com/materials1/coatings/dlccoatings/>, свободный (дата обращения: 04.09.2014).
4. Троян П.Е. Прозрачные электропроводящие покрытия с контролируемыми значениями коэффициента пропускания и поверхностного сопротивления / П.Е. Троян, Ю.В. Сахаров, Ю.С. Жидик // Доклады ТУСУРа (Томск). – 2014. – № 1(31). – С. 99–102.
5. Effects of substrate temperature and vacuum annealing on properties of ITO films prepared by radiofrequency magnetron sputtering / N. Boonyopakorn, N. Sripogpun, C. Thanachayanont, S. Dangtip // Chin. Phys. Lett. – 2010. – Vol. 27, № 10. – P. 103–108.
6. Facchetti A. Transparent Electronics: From Synthesis to Applications / A. Facchetti, T. Marks. – USA: John Wiley & Sons, Ltd, 2010. – 452 p.
7. Calnan S. High mobility transparent conducting oxides for thin film solar cells / S. Calnan, A.N. Tiwari // Thin Solid Films. – 2010. – № 518. – P. 1839–1849.
8. Фатеев М.П. Теория прыжкового переноса в неупорядоченных системах // Физика твердого тела. – 2010. – Т. 52, вып. 6. – С. 1053–1059.

**Сахаров Юрий Владимирович**

Канд. техн. наук, доцент каф. физической электроники (ФЭ) ТУСУРа  
Тел.: 8-923-408-06-76  
Эл. почта: Sakh99@mail.ru

**Троян Павел Ефимович**

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. ФЭ  
Тел.: 8 (383-2) 41-39-36  
Эл. почта: P.E. Troyan@mail.ru

**Жидик Юрий Сергеевич**

Аспирант каф. ФЭ  
Тел.: 8-923-414-12-32  
Эл. почта: Zhidikyur@mail.ru

Sakharov Y.V., Troyan P.E., Zhidik Y.S.

**Research of mechanisms of electrical conductivity of indium oxide films doped with tin**

The article presents data for the study of mechanisms of electrical conductivity of semiconductor films ITO, deposited by reactive magnetron sputtering on glass substrates, followed by high-temperature annealing and without it. It is found that the high temperature anneal of ITO film immediately after deposition increases the conductivity by increasing the crystallinity of the film and the full activation of the dopant. Both effects lead to a reduction in the surface resistivity of more than 20 times. It is found that the ITO films in the range of low temperatures largely manifested in Mott conduction mechanism.

**Keywords:** TCO, ITO, conductivity, activation energy, Mott electrical conductivity.



**УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА  
И ИНФОРМАТИКА**

УДК 004.2

В.П. Дашевский, М.М. Бизин

## Обзор возможностей бортовых вычислителей на основе SMARC-модулей для робототехнических комплексов

Представлен анализ перспектив применения систем на модуле в стандарте SMARC для построения бортовых вычислительных систем робототехнических комплексов (РТК). Применение систем на модуле SMARC обладает преимуществами перед монолитными системами на основе процессоров семейства ARM. Унификация аппаратных и программных платформ дает возможность ускорить разработку РТК, сократив при этом ее стоимость и сложность, одновременно с замещением импортных комплектующих отечественными аналогами.

**Ключевые слова:** встроенные системы управления, бортовые вычислители, ARM-процессоры, система на модуле, стандарт SMARC, робототехнические комплексы.

Основные компоненты современной вычислительной стали настолько миниатюрны, что для производства вычислительного модуля на их основе требуется оборудование высокого класса точности. Использование такого оборудования ведет к значительному удорожанию стадии подготовки производства, поэтому для повышения экономической эффективности применения высокотехнологичной электроники требуется производство большими тиражами. Однако реальные вычислительные системы состоят не только из микросхем высокой степени интеграции, но включают также простые и крупногабаритные детали, такие как разъемы, силовые источники питания, преобразователи интерфейсов, схемы защиты от электростатики и т.п. Для таких деталей проектные нормы ниже, именно эти детали определяют габариты, компоновку и, главное, сферу применения конечного изделия. А сфера применения в итоге определяет объемы выпуска.

Сочетание на одной печатной плате миниатюрных процессоров и крупных простых компонентов приводит к тому, что площадь многослойных печатных плат расходуется неэффективно. Кроме того, все простые изменения в компоновке печатной платы будут приводить к повторной дорогостоящей подготовке производства, что также неэффективно.

Естественным выходом из такой ситуации является применение систем на модуле (SOM) и разделение устройства на несколько печатных плат: универсальную высокотехнологическую системную часть и плату-носитель. В таком подходе высокотехнологичные компоненты размещаются на системном модуле, который может выпускаться большим тиражом и иметь широкий спектр применений. Плата-носитель, наоборот, оптимизирована и скомпонована для конкретного применения.

Концепция систем на модуле успешно применяется уже около 15 лет, в том числе и в России [1, 2]. Основную часть этого периода, около 13 лет, основой для системных модулей служили процессоры семейства x86, для которых энергетическая эффективность всегда приносилась в жертву производительности. Проблемы отведения тепла от процессоров x86 существенно влияли на компоновку, вес и габариты вычислительной системы, что затрудняло применение концепции для применения в робототехнике.

Бурное развитие рынка смартфонов и планшетных ПК обеспечило рост предложения процессоров архитектуры ARM, обладающих более низким энергопотреблением при достаточно высокой производительности. Высокие характеристики вычислителей с ARM-процессорами определяют возможность их применения в автономных РТК [3–5]. Наиболее интересны приложения таких вычислителей для управления активационными компонентами РТК [6, 7], видеообработки для обеспечения навигации и мониторинга окружающей обстановки [8–10]. Имеются примеры использования ARM-процессоров для управления движением гуманоидных РТК [11, 12]. Гуманоидные роботы являются одним из сложнейших видов автономных РТК вследствие особенностей кинематики движения, связанных с человекоподобной формой, а также группового поведения при выполнении командных задач [13–18]. Данный тип роботов сейчас является не самым распространенным по причине высокого энергопотребления. Однако перспективы применения гуманоидных роботов и их отдельных частей крайне высоки в гражданской и оборонной технике [19–28].

Для эффективного применения процессоров ARM при построении БВ РТК необходимо использовать концепцию систем на модуле. Актуальным вопросом является выбор стандарта на конструктивное исполнение модулей и его поддержка основными производителями. В последние годы стали появляться стандарты, в основе которых предполагается использование ARM-процессоров: SMARC, Qseven [29, 30].

В настоящей работе проводится анализ характеристик системных модулей стандарта SMARC с точки зрения их применения в качестве основы бортовых вычислителей РТК.

**Сравнительный анализ системных модулей для БВ РТК.** Исторически концепция системы на модуле возникла в связи с применением процессоров x86 в нестандартных ситуациях. Появление модулей ETX в начале 2000-х гг. перевернуло концепцию системной интеграции для встраиваемых систем [31]. Если ранее считалось, что базовым компонентом является материнская плата с процессором и памятью и в нее устанавливаются платы расширения посредством разъемных соединений, то при применении модулей ETX все стало наоборот. Все модули расширения интегрировались в одну плату-носитель, в которую затем устанавливался системный модуль. В течение жизненного цикла такого изделия следует проводить модернизацию только стандартизированной системы на модуле, а не несущей платы.

За последние 15 лет семейство процессоров x86 породило целую серию стандартов системных модулей: ETX, XTX, COM Express.

Для систем на модуле выбор семейства x86 в качестве основы имеет ряд недостатков.

1. Процессоры x86 имеют низкую эффективность по энергопотреблению ввиду большого числа транзисторов, применяемых для поддержания совместимости со всеми предыдущими поколениями. Рост энергопотребления требует отведения тепла, и чаще всего используется воздушное принудительное охлаждение с помощью вентиляторов, которые снижают надежность и долговечность, поскольку приносят в систему механический износ, пыль и дополнительную вибрацию.

2. Фирма Intel не обеспечивает длительный жизненный цикл для своих процессоров. Ввиду этого ассортимент систем на модуле постоянно изменяется, заставляя разработчика конечной системы постоянно отвлекаться на тестирование и обновление своих серийных изделий.

3. Отечественные производители не выпускают аналогов процессоров семейства x86 и чипсетов для них. Причем отставание отечественных производителей по технологическим нормам таково, что создание аналога с приемлемым энергопотреблением практически невозможно.

Модули стандарта SMARC (Smart Mobility ARChitecture) [29, 30] ориентированы в первую очередь на процессоры ARM и обладают рядом достоинств.

1. Процессоры с ARM ядром выпускаются множеством фирм по всему миру, включая отечественных производителей. При этом жизненный цикл у изделий этих фирм составляет 15 лет и более.

2. Процессоры предназначены для рынка мобильных устройств, ввиду чего их развитие идет быстрыми темпами, позволяя выбрать процессор под любое конечное применение.

3. Процессоры включают в себя множество стандартных периферийных устройств, необходимых для построения РТК: интерфейсы LAN, USB, CAN, UART (RS-485), интерфейсы для подключения дисплеев и видеокамер и т.п.

4. Процессоры с ARM – ядром имеют низкое энергопотребление и могут обходиться пассивным радиаторным охлаждением.

5. Стоимость одного модуля может быть существенно ниже \$100. К примеру, стоимость модулей SMARC-T3352-600 фирмы Embedian с одноядерным процессором ARM Cortex-A8 и тактовой частотой 600 МГц составляет \$59 (при партиях в 1000 шт.) [32]. Стоимость модуля SMARC-FiMX6-Q-1G с четырехядерным процессором Freescale i.MX6 Cortex-A9 с тактовой частотой 1ГГц составляет \$101 [33].

6. Модули SMARC имеют наименьшие размеры, в компактном исполнении всего 82×50 мм. В сочетании с малым тепловыделением это позволяет делать плотную компоновку БВ.

**Особенности проектирования бортовых вычислителей на модулях SMARC.** Современные ARM-процессоры представляют собой системы на кристалле и включают большое количество периферийных устройств и интерфейсов для организации встраиваемых систем: UART, LAN, SPI/SSI, I2C, I2S, CSI, USB, SATA, видеопорты, GPIO. Это существенно упрощает создание программного обеспечения для конечных систем. Важным преимуществом стандарта SMARC является то, что большинство этих прикладных интерфейсов доступно на системном разъеме в отличие от модулей,

ориентированных на процессоры x86, где на разъеме присутствуют, в основном, только универсальные скоростные шинные интерфейсы типа PCI, PCIe, USB, SATA.

Рассмотрим более подробно особенности модулей SMARC и их возможности для построения БВ РТК.

1. Размеры. Имеется два типоразмера: 82×50 и 82×80 мм.
2. Соединение с платой-носителем 314-контактный MXM3-разъем. Шаг 0,5 мм. Разъем допускает прохождение сигналов с частотой до 2,5/5 ГГц. Модули могут размещаться на расстоянии от 1,5 до 5 мм над платой носителем, в зависимости от разъема. Разъем требуется только для платы-носителя, ответная часть на модуле выполняется в виде ряда краевых ламелей.
3. Питание модуля в диапазоне от 3,25 до 5 В. Типовое потребление энергии от 2 до 6 Вт. Выводы питания рассчитаны на 15 Вт. Низкое энергопотребление позволяет обходиться без вентилятора с пассивным радиаторным охлаждением или вовсе без него.
4. Модули рассчитаны на автономную работу: не требуют внешнего вентилятора, имеют низкое потребление в режиме ожидания, могут работать от одного элемента Li-ion аккумулятора, имеют сигналы управления режимами зарядки аккумулятора.
5. Интерфейсы сопряжения, выведенные на системный разъем:
  - **Интерфейсы отображения.** Включают 24-битный параллельный RGB LCD, один канал LVDS LCD, порт HDMI, а также сигналы поддержки яркости дисплея. Этот набор сигналов может быть востребован в БВ РТК как вспомогательный для проведения отладки на стенде, при серийном изготовлении БВ он не потребуется.
  - **Интерфейсы для подключения видеокамер.** Включают два последовательных интерфейса (CSI), один из которых может поддерживать камеры высокого разрешения. Поддерживается один параллельный интерфейс для 10-, 12- или 16-битного видеозахвата. Таким образом, один модуль может использовать две камеры для реализации возможности бинокулярного зрения в РТК.
  - **Интерфейсы локальной сети.** Модуль предоставляет один MDI-интерфейс для реализации Gigabit Ethernet и сигналы управления светодиодами. Также имеется возможность реализации второго интерфейса на вспомогательной части системного разъема. Это может быть востребовано в РТК для создания независимых дублированных каналов связи по левому и правому борту.
  - **Интерфейсы энергонезависимой памяти.** Имеется два интерфейса: 4-битный SDIO-интерфейс может применяться для подключения внешних SD-карт; 8-битный eMMC-интерфейс позволяет подключать внешние карты с пропускной способностью до 100 Мб/с. Интерфейсы представляют интерес для обеспечения загрузки системы из памяти, размещенной на плате-носителе. Это удобно для отладки РТК, перепрограммирования его специализации.
  - **Интерфейсы SPI.** Модуль располагает двумя интерфейсами SPI, что позволяет подключать к нему широкий набор SPI-компонентов: расширители GPIO, микросхемы RTC, последовательные ЦАП и АЦП, MEMS-датчики, быструю энергонезависимую память FRAM. Благодаря высокой скорости шины SPI (до 50 Мбит/с) можно достичь высокой частоты обновления информации от множества простых сенсоров, что может быть успешно использовано при создании РТК.
  - **Интерфейсы I2S.** Модуль располагает тремя интерфейсами I2S, позволяющими организовать ввод нескольких потоков аудио и синхронно. БВ РТК может использовать несколько входных потоков для реализации сложных акустических сенсорных сетей, позволяющих ориентироваться в окружающем пространстве на слух.
  - **Интерфейсы I2C.** Модуль располагает четырьмя интерфейсами I2C. Шина I2C/SMBus удобна для управления большим количеством медленных устройств. Общая скорость шины от 100 до 400 Кбит/с, для скоростного обмена данными она не подходит. Однако многие устройства используют ее для конфигурирования своих функций. ОС Linux поддерживает большое количество стандартных I2C-устройств, что упрощает создание РТК. В модуле SMARC интерфейсы I2C имеют специализацию, хотя в процессоре могут быть равноправны. Три из них закреплены за функциями управления питанием, дисплеем и камерой, и лишь один отведен на прочие применения. Это удобно для унификации программного обеспечения между разными системными модулями.
  - **Интерфейсы UART.** Модуль располагает четырьмя интерфейсами UART. Два интерфейса, помимо стандартных сигналов TXD, RXD поддерживают аппаратное управление потоком через RTS#, CTS#. UART позволяют создать скоростные шины передачи на основе интерфейсов RS-485, что особенно актуально для РТК, в которых сервоприводы также имеют интерфейс RS-485. Скорость передачи может быть доведена до 1–10 Мбит/с. Большое количество UART на модуле позволяет подключить независимо несколько подсистем, использующих разные протоколы управления.

- **Интерфейсы CAN.** Модуль располагает двумя интерфейсами CAN. Назначение интерфейсов аналогично UART – управление сетью приводов РТК.
- **Интерфейсы USB, PCIe, SATA.** Модуль поддерживает до трех интерфейсов USB, до трех интерфейсов PCIe x1 и один интерфейс SATA. Интерфейсы могут применяться в РТК для подключения сложной специализированной периферии, требующей быстрого обмена и большого потока информации, например ПЛИС.
- **GPIO.** Модуль позволяет использовать до 12 цифровых линий ввода-вывода. Часть из этих линий имеет закрепленные за ними функции ШИМ и счетчиков импульсов, реализованных аппаратно в таймерах процессора. В РТК подобные сигналы могут использоваться для непосредственного управления силовыми ключами, проведения калибровок.

6. Режимы загрузки модуля весьма разнообразны и могут конфигурироваться пользователем. Модули могут загружаться как с внешних носителей, так и из энергонезависимой памяти, расположенной прямо на системном модуле. Последний вариант особенно удобен для РТК, поскольку паяные соединения более надежны, чем разъёмные. Ввиду того, что робот подвергается ударным и вибрационным нагрузкам, предпочтительно выбрать более надежное соединение для основной памяти системного ПО.

Таким образом, набор интерфейсов вполне соответствует потребностям бортовых вычислителей РТК. Интерфейсы CSI, I2S, SPDIF могут быть использованы для решения задач машинного зрения и распознавания речи, в то время как интерфейсы типа I2C, SPI, UART/RS-485 и CAN могут быть использованы для приведения в действия приводов и снятия показаний с MEMS-датчиков ускорения. Сигналы GPIO могут применяться для управления дискретными действиями. Сигналы ШИМ могут использоваться для управления питанием, зарядкой бортовых аккумуляторов.

**Этапы разработки БВ РТК на модулях SMARC.** Разработка бортовых вычислителей на основе SMARC-модулей, как правило, состоит из следующих этапов:

1. Подготовка технического задания на бортовой вычислитель разрабатываемого РТК. Декомпозиция задачи на подзадачи, каждой из которых соответствует совокупность плат-носителей и соответствующих им SMARC-модулей. Например, подзадача управления движением может быть возложена на один SMARC-модуль с одноядерным процессором типа AM3352 и тактовой частотой от 500 до 1000 МГц. Подзадача машинного зрения и распознавания речи может быть возложена на второй модуль с четырехядерным процессором Freescale i.MX6 с тактовой частотой 1 ГГц.
2. Создание прототипов плат носителей для решения подзадач. Сборка плат-носителей.
3. Интеграция всех подсистем, подчиненных одной управляющей системе, в рабочий стенд.
4. Разработка и отладка предварительной версии программного обеспечения с минимумом обратных связей.
5. Уточнение требований к БВ и переход к финальной компоновке.
6. Разработка плат-носителей под конкретную конструкцию РТК.
7. Сборка опытных образцов в финальной компоновке.
8. Отладка программного обеспечения.

По мере развития и накопления опыта проектирования БВ на базе SMARC-модулей зарубежного производства возникает перспектива разработки собственных SMARC-модулей на основе процессоров отечественного производства также с ARM-ядром и характеристиками внешних интерфейсов, близкими к стандарту SMARC.

**Заключение.** Текущие результаты по разработке бортовых вычислителей подтверждают возможность реализации задач машинного зрения, обработки речи, управления исполнительными устройствами робототехнических комплексов на основе платы-носителя с необходимой компоновкой и систем на модуле типа SMARC.

Таким образом, проведенный обзор позволяет сделать следующие выводы:

- применение системных модулей SMARC существенно сокращает время разработки аппаратного и программного обеспечения БВ РТК;
- важными достоинствами модулей SMARC являются низкое энергопотребление, низкая стоимость, малые габариты и вес.

Дальнейшее развитие вычислительных бортовых вычислителей на основе SMARC-модулей для робототехнических комплексов будет идти в направлении унификации аппаратных и программных платформ, что даст возможность ускорить разработку РТК, сократив при этом ее стоимость и сложность.

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке по проекту программы Президиума РАН I.40П «Актуальные проблемы робототехники».

*Литература*

1. Ковалев А.Н. Новые перспективы «компьютеров на модуле»: инновационные системы со сверхнизким потреблением на основе ARM и CHK // Компоненты и технологии. – 2013. – № 5 (142). – С. 141–146.
2. Шкляев Е. Модульные компьютеры - новая эра в сфере встраиваемых решений // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2014. – №5. – С. 41–46.
3. Salehi M., Ejlali A. A hardware platform for evaluating low-energy multiprocessor embedded systems based on COTS devices / M. Salehi, A. Ejlali. – IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2015. – Vol. 62, Issue 2. – P. 1262–1269.
4. Lima F.A. Energy characterization of a security module in ARM processor / F.A. Lima, E.D. Moreno, D.O.D. dos Santos, W.R.A. Dias // International Journal of Network Security. – 2015. – Vol. 17, issue 1. – P. 72–78.
5. Chang Y.F. An intelligent context-aware communication system for one single autonomic region to realize smart living / Y.F. Chang, C.C. Chen, S.C. Lin. - Information Fusion. – 2015. – Vol. 21, issue 1. – P. 57–67.
6. Peng J. The robot intelligent controller design and implementation base on ARM / J. Peng, Q. He, Q. Wei, Z. Huang, Y. Huang, M. Pan, B. Lin, D. Yang, S. Luo, C. Liang // Journal of Chemical and Pharmaceutical Research. – 2013. – Vol. 5, issue 12. – P. 690–696.
7. Peng G. Design of mobile robot controller based on dual ARM Cortex architecture / G. Peng, B. Yuan // Journal of Huazhong University of Science and Technology. – 2013. – Vol. 41, Issue SUPPL.I. – P. 284–288.
8. Lee S. Embedded visual SLAM: Applications for low-cost consumer robots / S. Lee, S. Lee // IEEE Robotics and Automation Magazine. – 2013. – Vol. 20, issue 4. – P. 83–95.
9. Vincke B. Real time simultaneous localization and mapping: Towards low-cost multiprocessor embedded systems / B. Vincke, A. Elouardi, A. Lambert // EURASIP Journal on Embedded Systems. – 2012. – P. 2–14.
10. An embedded real-time red peach detection system based on an OV7670 camera, arm Cortex-M4 processor and 3D look-up tables / M. Teixido, D. Font, T. Palleja, M. Tresanchez, M. Nogues, J. Palacin // Sensors. – 2012. – Vol. 12, issue 10. – P. 14129–14143.
11. Liu S. Humanoid robot controller based on ARM embedded system / S. Liu, C. Mu, M. Zhao. – Journal of Tsinghua University. – 2008. – Vol. 48, issue 4. – P. 482–485.
12. Design of a biped walking robot system based on ARM / Q. Xu, Z. Shen, J. Zhao, L. Zhang // Chinese Journal of Scientific Instrument. – 2007. – Vol. 28, issue 5. – P. 499–501.
13. Stankevich L. Data mining techniques for RoboCup soccer agents / L. Stankevich, S. Serebryakov, A. Ivanov // Proceedings of the International Workshop on Autonomous Intelligent Systems: Agents and Data Mining (AIS-ADM). – 2005. – LNCS 3505. – P. 289–301.
14. Шандаров Е.С. Анализ поведения робота-ассистента в рамках разработки сценариев взаимодействия робот – ребенок / Е.С. Шандаров, А.Н. Зиминая, П.С. Ермакова // Гуманитарная информатика. – 2014. – № 8. – С. 52–64.
15. Serebryakov S.V. Visual navigation with a time-of-flight camera / S.V. Serebryakov, L.A. Stankevich // Journal of Optical Technology. – 2010. – Vol. 77, № 11. – P. 697–700.
16. Chen M. Human robot soccer system based on embedded vision system / M. Chen, B.-R. Hong. - Journal of Harbin Institute of Technology. – 2011. – Vol. 18, issue 1. – P. 189–194.
17. Stankevich L. On-line agent teamwork training using immunological network model / L. Stankevich, D. Trotsky // Proceedings of the International Workshop on Autonomous Intelligent Systems: Agents and Data Mining (AIS-ADM). – 2007. – LNCS 4476. – P. 242–255.
18. Budkov V. Dialog Model Development of a Mobile Information and Reference Robot / V. Budkov, M. Prischepa, A. Ronzhin // Pattern Recognition and Image Analysis, Pleiades Publishing. – 2011. – Vol. 21(3). – P. 458–461.
19. Артамонов И.О. Методические основы структурно-параметрического синтеза системы противотанкового вооружения сухопутных войск / И.О. Артамонов, Р.А. Рябцев // Вооружение и экономика. – 2013. – № 4(25). – С. 12–19.
20. Лыпась Ю.И. Когнитивные структуры в системе управления гуманоидного робота / Ю.И. Лыпась, Л.А. Станкевич // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2002. – № 7. – С. 7–10.
21. Прищепа М.В. Система интеллектуального управления мобильным информационно-справочным роботом / М.В. Прищепа, В.Ю. Будков, А.Л. Ронжин // Информационно-управляющие системы. – 2010. – № 6. – С. 2–6.

22. Briggs G. How Robots Can Affect Human Behavior: Investigating the Effects of Robotic Displays of Protest and Distress / G. Briggs, M. Scheutz // *International Journal of Social Robotics*. – 2014. – Vol. 6, issue 3. – P. 343–355.
23. Building man and beast at Boston Dynamics / R. Playter, K. Blankespoor, J. Bondaryk, A. Rizzi, A. Saunders, M. Raibert // *Proceedings of the North America Conference on AUVSI Unmanned Systems*. – 2012. – Vol. 2. – P. 1041–1046.
24. Бондаренко В.П. Диалог как основа построения речевых систем / В.П. Бондаренко, Р.В. Мещеряков // *Кибернетика и системный анализ*. – 2008. – №2. – С. 30–41.
25. Создание «интеллектуального окружения» на пилотируемом космическом комплексе для позиционирования мобильного робота – помощника экипажа / Р.М. Юсупов, А.А. Карпов, Б.И. Крючков, А.Л. Ронжин, Л.Д. Сыркин, В.М. Усов // *Актуальные проблемы психологии труда, инженерной психологии и эргономики*. – М.: Институт психологии РАН, 2013. – С. 397–422.
26. Ануфриева Н.Ю. Оценивание результативности работы центра информационного обслуживания / Н.Ю. Ануфриева, Р.В. Мещеряков, Г.А. Шевцова // *Известия вузов. Приборостроение*. – 2012. – Т. 55, № 11. – С. 63–66.
27. Ронжин Ал.Л. Международные соревнования роботов по футболу RoboCup и перспективы участия в них российских команд / Ал.Л. Ронжин, Л.А. Станкевич, Е.С. Шандаров // *Робототехника и техническая кибернетика*. – 2015. – № 2 (7). – С. 24–29.
28. Ходашинский И.А. Построение нечетких аппроксиматоров на основе метода перемещения бактерий / И.А. Ходашинский, Н.Н. Земцов, Р.В. Мещеряков // *Известия вузов. Физика*. – 2012. – Т. 55, № 3. – С. 57–61.
29. Smart Mobility ARChitecture Hardware Specification [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.sget.org/uploads/media/SMARC\\_Hardware\\_Specification\\_V1p1.pdf](http://www.sget.org/uploads/media/SMARC_Hardware_Specification_V1p1.pdf), свободный (дата обращения: 23.01.2015).
30. SMARC & Qseven Product Overview 2014 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.sget.org/uploads/media/SGET\\_20140804.pdf](http://www.sget.org/uploads/media/SGET_20140804.pdf), свободный (дата обращения: 23.01.2015).
31. Улитенко К.Я. Виртуализация промышленных приборов. Современные тенденции // *Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика*. – 2006. – № 10. – С. 27–33.
32. SMARC-T335X [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.embedian.com/index.php?main\\_page=product\\_info&cPath=1&products\\_id=1](http://www.embedian.com/index.php?main_page=product_info&cPath=1&products_id=1), свободный (дата обращения: 23.01.2015).
33. SMARC-FiMX6 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.embedian.com/index.php?main\\_page=product\\_info&cPath=1&products\\_id=20](http://www.embedian.com/index.php?main_page=product_info&cPath=1&products_id=20), свободный (дата обращения: 23.01.2015).

---

**Дашевский Владимир Павлович**

Канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник. лаб. автономных робототехнических систем  
Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации (СПИИ РАН) Российской академии наук  
Тел.: 8 (812) 328-70-81  
Эл. почта: hoodwin@mail.ru

**Бизин Максим Михайлович**

Мл. науч. сотрудник лаб. автономных робототехнических систем СПИИ РАН  
Тел.: 8 (812) 328-70-81  
Эл. почта: maximchik90@mail.ru

Dashevsky V.P., Bizin M.M.

**Peculiarities of Development of Computation Unit Based on SMARC Modules for Robotics Systems**

This paper presents analysis of using SMARC system-on-modules as a key element for robot computation units (RCU). Such approach gives several advances comparing to monolithic ARM-based systems. Unification of hardware and software platforms leads to development speed-up, decrease of development cost and complexity. Also, we get a good base for step-by-step localization of semiconductor chips.

**Keywords:** embedded system, system-on-module, ARM processor, SMARC module, computational unit, robotics system.

УДК 004.41, 004.4'2

Г.П. Цапко, Я.А. Мартынов

## Единая информационная среда создания и сопровождения бортового программного обеспечения спутников навигации и связи

Представлена существующая структура технологического комплекса производства программ бортового программного обеспечения космических аппаратов (ТКПП БПО КА). Предложено внедрение системы автоматизированного проектирования бортового программного обеспечения (САПР БПО) в состав ТКПП БПО для формирования единой информационной среды (ЕИС) создания и сопровождения БПО спутников навигации и связи. Приведено описание функций САПР БПО, а также технологий, используемых при ее разработке. Внедрение в состав ЕИС САПР БПО позволит обеспечить автоматизацию процесса управления жизненным циклом создаваемого изделия и значительно ускорить проектирование и отладку БПО. В работе дано описание решенных на текущий момент задач и обозначены направления дальнейших исследований и разработок.

**Ключевые слова:** спутники навигации и связи, единая информационная среда, PDM-система, бортовое программное обеспечение, система автоматизированного проектирования.

Современные темпы развития систем космической навигации и связи определяют необходимость создания спутниковых группировок длительного времени функционирования, а также накладывают определенные требования на скорость их проектирования, производства и восполнения. Обеспечение требуемого времени функционирования космических аппаратов (КА) на требуемом уровне качества во многом определяется надежностью бортового программного обеспечения (БПО), а также технологией его проектирования, разработки и сопровождения [1].

**Технологический комплекс производства программ БПО.** Первый этап изменений, направленных на процессы создания и сопровождения БПО спутников в АО «ИСС», произошел в конце 90-х гг. прошлого века – тогда впервые для разработки БПО была применена новейшая кросс-система программирования на языке Модула-2 (КСП М2), а также разработаны принципы построения БПО спутников с использованием этого языка [2, 3].

К 2005 г. [4, 5], когда появились прототипы всех основных составляющих современной технологии, комплекс производства программ оформился как единое средство разработки и сопровождения БПО – ТКПП БПО. Он состоит из совокупности автоматизированных рабочих мест (АРМ) пользователей (проектантов, программистов, сборщиков БПО), участвующих в разработке БПО, средств отладки и тестирования, серверов архивов БПО и других программных средств, объединенных локальной сетью предприятия.

В настоящее время в составе ТКПП БПО используются следующие средства:

- кросс-система программирования Модула-2 (КСП М2), позволяющая на текущий момент создавать БПО для трех типов бортовых компьютеров. Основным её преимуществом является возможность заимствования ПО спутников последнего поколения на спутники с разными бортовыми компьютерами, в том числе на спутники, уже находящиеся в эксплуатации;
- система программирования команд управления (СП ИСПОЛКОМ), предназначенная для создания блоков команд управления спутником;
- система программирования макропрограмм интегрального управления (СП РЕАЛ), предназначенная для создания макропрограмм интегрального управления спутником;
- наземный отладочный комплекс БПО (НОК БПО), позволяющий проводить системное тестирование реального БПО спутника с использованием создаваемой для каждого спутника программной модели;
- система изготовления программ БПО (СИП БПО), автоматизирующая процесс сборки и изготовления БПО как для этапа системного тестирования, так и для перепрошивки БПО эксплуатируемых спутников;



– автоматизированная система сопровождения программ, изделий и документов БПО (АСПИД), выполняющая задачи по управлению конфигурацией БПО – процедуры управления работами, объектами и проблемами БПО, а также задачи создания и использования электронного архива сопровождения БПО [6].

**Проблемы процесса создания и сопровождения БПО.** Несмотря на то, что используемая технология решает все вопросы разработки и сопровождения БПО спутников, создаваемых АО «ИСС», в процессе создания БПО продолжают существовать определенные «узкие» места. Одним из таких «узких» мест являлся процесс проектирования БПО. Ранее этот процесс не был автоматизирован. В то же время он был ключевым с точки зрения стоимости внесения исправлений в разработанное БПО на более поздних этапах его жизненного цикла (ЖЦ), выявление ошибок в процессе отладки БПО приводило к необходимости возврата на предыдущие этапы проектирования и повторения проверки измененной версии программы [7].

Процесс проектирования строился на возможности повторного использования информации из документации по предыдущим проектам, а также на основе различных сводных таблиц и вспомогательных документов, разрабатываемых проектантом «для себя», исходя из его личного опыта.

В то же время следует отметить, что в архитектурном формировании БПО принимает участие более 40 типов различных программных объектов, при этом их суммарное количество на одно изделие достигает миллиона. Эти объекты находятся в непосредственной связи друг с другом и, как следствие, изменение одного объекта влияет на изделие целиком. Помимо наличия иерархических зависимостей объектов в рамках одного изделия, при разработке БПО часто возникают зависимости между изделиями. Эти зависимости возникают при заимствовании объектов или даже целых подсистем из других изделий (при условии их однотипности). Такие зависимости влекут за собой целый ряд проблем – при возникновении ошибки или внесении изменений в часть объектов одного изделия требуется отследить изделия, в которых использовалось то же решение, т.е. существует зависимость между изделиями [8].

Вся совокупность исходной и текущей информации о БПО хранилась в разрозненных бумажных и электронных документах. Это приводило к сложности поиска требуемых данных, их корректировки и отслеживания результатов вносимых изменений. Процесс проектирования БПО был сильно зависим от единственного человека – проектанта БПО. Как правило, подсистемы, из которых состоит изделие, разделяются между проектантами, и каждый несет ответственность только за свою подсистему. На каждом этапе проектантам БПО требуется обрабатывать и хранить большое количество информации об изделиях, требованиях, наборах компонент, интерфейсах, параметрах и взаимосвязях. На этапе сопровождения, связанном с поддержкой различных версий БПО, своевременным исправлением ошибок и выпуском новых версий, требуется получать и изменять данные о связях компонент по версиям и изделиям, а также о зависимостях параметров.

**Создание единой информационной среды на базе ТКПП БПО.** Наличие этапов ЖЦ, не поддерживаемых автоматизированными информационными системами, может являться как причиной возникновения ошибочных, неточных или неактуальных данных, так и существенного затруднения и замедления процесса разработки БПО. Это позволяет говорить о ТКПП лишь как о комплексе программных средств поддержки создания и сопровождения бортового программного обеспечения спутников связи и навигации. Автоматизация этапа проектирования ЖЦ БПО за счет создания и использования специальной автоматизированной САПР приводит к созданию качественно новой организации программных средств – единой информационной среды (ЕИС). Объединение всех средств создания и сопровождения БПО в единое информационное пространство позволяет перевести совокупность данных программных средств на более высокий уровень – уровень организации для пользователей единой платформы получения разнообразной информации из различных источников данных. Это позволит сократить организационные барьеры между различными структурными подразделениями за счет оперативного обмена электронными данными, а также исключить временные и трудовые затраты на бумажный документооборот. Единое информационное пространство формируется только при условии автоматизации всех этапов жизненного цикла продукта, что позволит сформировать непрерывную поддержку процесса разработки и сопровождения бортового программного обеспечения.

Очевидно, что для решения возникшей проблемы требуется дополнение существующего ТКПП специальной информационной системой поддержки процесса проектирования, позволяющей не только полностью охватить и автоматизировать задачи этого процесса и повысить его эффектив-

ность, но и служить источником информации для остальных средств ТКПП. На рис. 1 представлена единая информационная среда, формируемая совокупностью средств ТКПП БПО и САПР БПО.



Рис. 1. Единая информационная среда

С 2013 г. в АО «ИСС» совместно с Институтом кибернетики НИ ТПУ ведутся работы по созданию средств САПР БПО и их внедрению в состав ТКПП БПО. В основе этих работ лежит подход к автоматизации проектирования и тестирования БПО спутников, сформулированный А.А. Колташевым в 2012 г. [9]. В рамках обеспечения требований к единому информационному пространству организации процесса разработки и сопровождения БПО предлагаемая система автоматизированного проектирования должна обеспечивать выполнение следующих функций:

- структурированное представление, хранение, извлечение и изменение данных об изделиях, требованиях, наборах компонент, интерфейсах, параметрах и взаимосвязях;
- выполнение проектирования на уровне изделия, систем и компонент;
- установление взаимосвязей требований архитектуры БПО конкретного спутника и библиотек унифицированных компонент;
- возможность выявления зависимостей при внесении изменений в архитектуру БПО;
- автоматизированное формирование отчетных данных;
- автоматизированный выпуск проектной документации БПО.

Внедрение предлагаемой системы в процесс разработки БПО позволит отказаться от «ручного» проектирования на основе документов и использовать общепринятый подход к проектированию на основе «прототипирования» данных о выполненных ранее проектах, хранящихся в системе автоматизированного проектирования. Таким образом, во главе единого информационного пространства будут находиться данные, а документы лишь создаваться на основе этих данных в автоматизированном режиме. Основным предназначением САПР БПО является обеспечение систематизированного хранения, накопления и совместного использования большого объема данных о проектируемом изделии с использованием централизованной базы знаний, что является ключевой функциональной особенностью систем класса PDM (Product Data Management – система управления данными об изделии) и позволяет отнести САПР БПО к системам этого класса, а совокупность средств ЕИС – к системам класса ALM (Application Lifecycle Management – система управления жизненным циклом программного продукта).

**Архитектура и разработка системы.** САПР БПО разрабатывается на основе самых современных технологий и подходов. Основные объекты информационной системы – это сложноструктурированные иерархические данные, описывающие БПО, количество которых на каждое из-

деле достигает миллиона. В связи с этим важнейшей задачей становится обеспечение быстродействия программного продукта при работе с большими объемами данных, а также обеспечение быстрого поиска по атрибутам и выявление зависимостей между объектами.



В качестве архитектуры приложения выбрана многоуровневая клиент-серверная архитектура (рис. 2), позволяющая обеспечить высокий уровень масштабируемости, безопасности, отказоустойчивости, а также эффективности разработки и внедрения [10, 11].

Каждый из уровней системы является максимально изолированным от остальных, что реализуется за счет использования интерфейсных связей и позволяет выполнять обновление или замену уровней без влияния на остальные уровни.

Рис. 2. Типовая многоуровневая клиент-серверная архитектура

**Уровень данных.** Разработанная модель данных предметной области заложена в виде набора реляционных таблиц для физического хранения объектов информационной системы. В качестве СУБД для САПР БПО выбрана Microsoft SQL Server 2012, позволяющая обеспечить весь требуемый функционал по хранению и доступу к данным системы.

**Уровень доступа к данным.** Уровень доступа к данным обрабатывает все запросы на чтение и запись, поступающие из уровня бизнес-логики. На этом уровне находится набор репозиторий, обеспечивающих единообразный доступ к таблицам базы данных, используя технологию Object-Relational Mapping (объектно-реляционного сопоставления). Одной из реализаций такой технологии является ADO.NET Entity Framework, позволяющий работать с реляционными данными с помощью объектов, специализированных для доменов. Это устраняет необходимость в написании большей части кода для доступа к данным, который обычно требуется разработчикам, а также обеспечивает большую надежность работы приложения.

**Уровень бизнес-логики.** Уровень бизнес-логики выполняет основные операции, производит вычисления и расчёты. Библиотеки, расположенные на уровне бизнес-логики, взаимодействуют с уровнем доступа к данным и предоставляют клиенту ограниченный перечень операций, скрывая от клиента детали реализации и способы доступа к данным. Для подготовки данных к передаче по сети используются объекты передачи данных (Data Transfer Objects) [10], позволяющие снизить нагрузку на сеть. В связи с использованием DTO на слой бизнес-логики, помимо работы с уровнем доступа к данным, ложится задача преобразования доменных объектов из/в объекты передачи данных.

**Уровень сервисов.** Уровень сервисов определяет границу между серверной и клиентской частью, образует набор доступных операций и управляет ответом приложения в каждой операции. Для реализации уровня сервисов использовался фреймворк Windows Communication Foundation (WCF). WCF является частью платформы Microsoft .NET и используется для обмена данными между приложениями. WCF делает возможным построение безопасных и надёжных транзакционных систем через упрощённую унифицированную программную модель межплатформенного взаимодействия. Созданные с использованием WCF службы размещаются на сервере с использованием Internet Information Services (IIS).

**Уровень клиента.** Уровень клиента представляет собой графический интерфейс, реализованный для конечного пользователя. Для разработки графического интерфейса приложения используется технология WPF – Windows Presentation Foundation. Это презентационная система в составе .NET Framework, использующая язык разметки XAML, который представляет собой XML, в котором фактически реализованы классы .NET Framework. Основным шаблоном проектирования приложения, используемым при разработке клиентской части САПР БПО, является шаблон Model-View-ViewModel (MVVM). MVVM используется для разделения модели данных и её представления, для обеспечения их независимости друг от друга. MVVM удобно использовать в тех случаях, когда в платформе, на которой ведётся разработка, присутствует «связывание данных». Отличным примером использования технологии связывания данных является технология WPF [11].

**Апробация системы.** На текущий момент в АО «ИСС» запущен в эксплуатацию штатный образец САПР БПО, позволяющий автоматизировано выполнять отдельные основные части процесса проектирования БПО. В штатном образце спроектирована и разработана база данных (БД), полностью охватывающая предметную область. БД позволяет хранить и извлекать полную совокупность

проектных данных, а клиент САПР БПО позволяет выполнять их структурированное представление, управление и поиск. Штатный образец охватывает такие операции, как проектирование на уровне изделия, назначение требований и распределение ресурсов. Реализованы механизмы заимствования как частей изделия, так и формирование нового проекта на основе существующего, а также функции сквозного поиска по объектам. По результатам выполнения проектирования изделия возможна частичная генерация отчетного документа на основе заранее подготовленного шаблона. Шаблон, созданный по стандартам предприятия, дополняется совокупностью информации об изделии из САПР БПО, в результате чего формируются документы «Исходные данные БПО» и «Архитектурный проект».

**Дальнейшие работы по развитию САПР БПО.** Ближайшими задачами по развитию и усовершенствованию функционала САПР БПО должна стать его доработка в рамках существующего процесса, т.е. расширение функционала на операции, выполняемые при проектировании на уровне систем и на уровне компонент. Помимо решения задач в рамках проектирования, в будущем, САПР БПО возможно использовать в процессе сопровождения изделий: выполнять на основе информации, хранимой в системе, сравнительные анализы БПО готовых спутников, извлекать статистические данные, выполнять контроль за вносимыми на этапе сопровождения изменениями в БПО.

Дальнейшим вектором развития САПР БПО должны стать задачи по тесной интеграции его со всеми средствами ТКПП БПО, организации протоколов обмена информацией, созданию единых хранилищ данных всего процесса разработки и сопровождения БПО. Таким образом, единая информационная среда создания и сопровождения БПО должна формироваться не просто как совокупность программных средств, а строиться как программное ядро, интегрирующее все программные комплексы проектирования, отладки и сопровождения БПО.

**Заключение.** Разработанная САПР БПО и её внедрение в состав ТКПП БПО является ключом к формированию ЕИС процесса разработки и сопровождения БПО. Работа в рамках ЕИС позволит вывести на качественно новый уровень автоматизацию жизненного цикла создаваемых изделий и значительно ускорить проектирование и отладку БПО. В статье обозначены достигнутые результаты апробации САПР БПО, а также намечены дальнейшие задачи по развитию ЕИС процесса создания и сопровождения БПО спутников навигации и связи.

#### *Литература*

1. Антамошкин А.Н. Технологические аспекты создания бортового программного обеспечения спутников связи / А.Н. Антамошкин, А.А. Колташев // Вестник Сибирского гос. аэрокосмического ун-та им. акад. М.Ф. Решетнева. – 2005. – № 3. – С. 93–95.
2. Колташев А.А. Технология разработки и сопровождения мобильного программного обеспечения спутников связи // Изв. вузов. Сер. Приборостроение. – 2004. – № 4. – С. 24–27.
3. Колташев А.А. Технология переноса бортового программного обеспечения // Открытые системы. – 2004. – № 4. – С. 13–20.
4. Обеспечение бортовое программное. Управление проектированием, изготовлением и сопровождением // СТП 154-123-2005. – Железногорск: НПО ПМ, – 2005. – 62 с.
5. Колташев А.А. Эффективная технология управления циклом жизни бортового программного обеспечения спутников связи и навигации // Авиакосмическое приборостроение. – 2006. – № 12. – С. 20–25.
6. Колташев А.А. Технология создания и сопровождения бортового программного обеспечения спутников связи, навигации и геодезии: современное состояние / А.А. Колташев, С.Г. Кочура // Научно-технические технологии. – М.: Радиотехника, 2014. – № 9. – С. 39–42.
7. Шошмина И.В. Проектирование программных бортовых систем управления с поддержкой верификации // Моделирование и анализ информационных систем. – 2010. – № 4. – С. 125–136.
8. Система менеджмента качества. Обеспечение бортовое программное. Управление проектированием, изготовлением и сопровождением // СТП 154-123-2014. – Железногорск: АО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева, 2014. – 72 с.
9. Колташев А.А. Прагматичный подход к автоматизации проектирования и тестирования бортового программного обеспечения спутников / А.Б. Дьяченко, П.М. Ерохов, А.А. Колташев // Системный анализ, управление и навигация: Тезисы докладов 17-й Междунар. науч. конф. М.: Изд-во МАИ, 2012. – С. 76–77.
10. Fowler M. Patterns of enterprise application architecture. – Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., 2002. – 560 p.

11. Асмоловский В.В. Преимущества использования многоуровневой клиент-серверной архитектуры при разработке корпоративных приложений / В.В. Асмоловский, Я.А. Мартынов // Молодежь и современные информационные технологии: сб. трудов XII Всерос. науч.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых: – Томск: Изд-во ТПУ, 2014. – Т. 2. – С. 156–157.

---

**Цапко Геннадий Павлович**

Д-р техн. наук, профессор каф. автоматике и компьютерных систем НИ ТПУ

Тел.: 8 (382-2) 70-17-77 (доб. 22-11)

Эл. почта: tsapkogp@gmail.com

**Мартынов Ярослав Андреевич**

Ассистент каф. автоматике и компьютерных систем НИ ТПУ

Тел.: 8 (382-2) 70-17-77 (доб. 52-24)

Эл. почта: martynovya@tpu.ru

Tsapko G.P., Martynov Y.A.

**Integrated information environment for creation and maintenance of on-board software of navigation and communication satellites**

The structure of technological complex for development of on-board software for satellites is presented. It is proposed to deploy computer-aided design product for on-board software to realize integrated information environment within the process for creation and maintenance of on-board software of navigation and communication satellites. The description of the functions of the computer-aided design product for on-board software and technologies for its development are described. Implementation of the computer-aided design product for on-board software development automates the process of product lifecycle management and streamlines design and debugging. The paper defines the solution of the problems and indicates goals for further research.

**Keywords:** navigation and communication satellites, integrated information environment, product data management, on-board software, computer-aided design.

---

УДК 004.5

Ф.Д. Михальков

## Влияние искажений изображения на работу детектора Харриса с предварительным выделением особых точек

Исследуется влияние наиболее распространенных искажений изображения на работу детектора Харриса с предварительным выделением особых точек. В качестве характеристик работы детектора использовались количество обнаруженных точек и их повторяемость.

**Ключевые слова:** особые точки, детектор Харриса, дополненная реальность, Гауссово размытие, шум Гаусса, искажения изображений.

В системах, использующих технологию дополненной реальности, основная задача сводится к непрерывному определению взаимного расположения «маркерного» изображения и наблюдающей камеры или изменения её положения в пространстве [1]. Обе эти задачи решаются с помощью непрерывного анализа видеопотока с камеры. На каждом кадре определяются точечные особенности изображения [2]. Точечная особенность (особая точка изображения) – это точка, окрестность которой можно отличить от окрестности любой другой точки изображения в некоторой области изображения [3]. После определения особых точек соответствующие особые точки ищутся на предыдущем кадре. На основе информации об изменении их положения определяется изменение положения камеры в пространстве. На рис. 1 приведена блок-схема, иллюстрирующая алгоритм определения положения наблюдающей видеокамеры.

Определение особых точек изображения осуществляется с помощью детектора особенностей изображения. В настоящее время в системах дополненной реальности наиболее часто используется детектор Харриса [1]. При использовании детектора особых точек в системах дополненной реальности необходимо, чтобы детектор успевал обрабатывать кадры видеопотока, поступающего с камеры. Для приемлемого качества видеопотока необходимо, чтобы частота кадров не опускалась ниже порога в 25 кадров в секунду. Таким образом, время обработки одного кадра ограничено сверху пределом в 40 мс. Для достижения необходимого быстродействия был предложен модифицированный детектор точечных особенностей Харриса [4]. Быстродействие достигается за счет предварительного детектирования особых точек, которое выделяет потенциальные точечные особенности и отсеивает точки, заведомо непригодные для использования в качестве особенностей изображения. Анализ точки предварительным детектором требует меньше вычислительных затрат, чем обработка детектором Харриса, поэтому общее время анализа кадра существенно сокращается.

**Описание эксперимента.** Рассмотрим влияние наиболее часто встречающихся искажений на модифицированный детектор Харриса – шума Гаусса и размытия Гаусса. Для определения устойчивости алгоритма к влиянию искажений бралось эталонное изображение (рис. 2), на которое накладывалось искажение. Затем исходное и обработанное изображения обрабатывались модифицированным детектором Харриса, что давало список выделенных особых точек в каждом из изображений. В качестве критериев устойчивости было выделено 2 характеристики: количество и повторяемость (одинаковое выделение особых точек на исходном и обработанном изображении) обнаруженных особенностей.

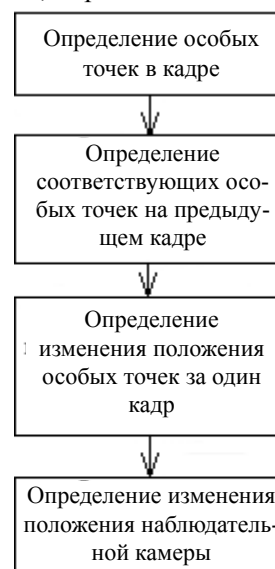


Рис. 1. Блок-схема алгоритма определения изменения положения



Рис. 2. Эталонное изображение

Повторяемость рассчитывается как отношение числа совпавших особенностей к количеству особенностей у эталонного изображения и выражается в процентах. В эталонном изображении было обнаружено 148 особенностей, размер эталонного изображения составляет  $640 \times 480$  пикселей.

**Шум Гаусса.** В ходе эксперимента на эталонное изображение накладывался монохромный шум Гаусса со среднеквадратическим отклонением от  $\sigma = 0,03$  до  $\sigma = 0,3$  с шагом, равным  $0,03$ . Результаты измерений приведены в табл. 1.

Таблица 1

**Результаты анализа изображения с наложенным шумом Гаусса**

Среднеквадратическое отклонение	Доля совпавших особенностей, %	Количество совпавших особенностей	Общее количество найденных особенностей
0 (эталонное изображение)	100	148	148
0,03	36	54	107
0,06	20	31	138
0,09	11	17	372
0,12	1	2	30
0,15	4	7	587
0,18	4	7	841
0,21	4	7	1135
0,24	8	12	2241
0,27	5	8	4840
0,3	6	10	9057



График зависимости повторяемости от среднеквадратического отклонения распределения Гауссова шума представлен на рис. 3.

Рис. 3. Зависимость повторяемости от параметров шума Гаусса

Из табл. 1 видно, что при значениях среднеквадратического отклонения, больших чем  $0,06$ , модифицированный детектор Харриса обладает повторяемостью менее  $20\%$ . Также при значениях отклонения больших  $0,09$  возникает большое число ложных срабатываний предварительного детектора, что приводит к длительной обработке кадра.

**Размытие Гаусса.** На эталонное изображение накладывалось Гауссово размытие с радиусом от 1 до 10 с шагом 1. Результаты измерений приведены в табл. 2.

Таблица 2

**Результаты анализа изображения с наложенным размытием Гаусса**

Радиус размытия, пиксели	Доля совпавших особенностей, %	Количество совпавших особенностей	Общее количество найденных особенностей
0 (эталонное изображение)	100	148	148
1	56	83	382
2	47	71	785
3	41	61	1241
4	39	58	1423
5	36	54	1717
6	37	55	2171
7	33	49	2575
8	30	45	2506
9	33	49	3295
10	27	41	3104

График зависимости повторяемости от радиуса размытия Гаусса представлен на рис. 4.

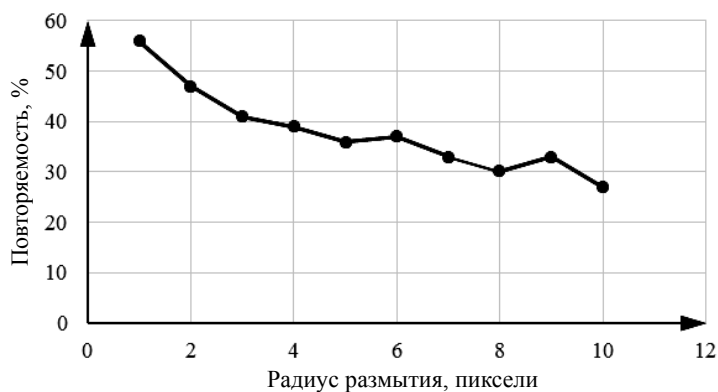


Рис. 4. Зависимость повторяемости от параметров размытия Гаусса

Модифицированный детектор Харриса обладает достаточной повторяемостью при анализе изображений, подверженных размытию Гаусса. Предварительный детектор допускает большое число ложных срабатываний при увеличении радиуса размытия, что ведет к увеличению длительности обработки кадра.

**Выводы.** Модифицированный детектор Харриса с предварительным детектором может успешно применяться для анализа изображений, подверженных Гауссову шуму или размытию Гаусса. Тем не менее не рекомендуется использование детектора при среднеквадратичном отклонении шума, большим чем 0,09. При увеличении значения среднеквадратичного отклонения модифицированный детектор выделяет особенности изображения, являющиеся шумом, увеличивая время анализа кадра.

При анализе изображений с наложенным размытием Гаусса модифицированный детектор показывает удовлетворительную повторяемость, количество совпавших особенностей не менее 41 шт. на используемом эталонном изображении.

#### Литература

1. Козырева А.В. Определение координат мобильного устройства в пространстве на основе изображений, получаемых от его видеокamеры [Электронный ресурс] // Проблемы интеллектуализации и качества систем информатики. – 2006. – №13. – Режим доступа: [http://www.iis.nsk.su/files/articles/sbor\\_kas\\_13\\_kozyreva\\_1.pdf](http://www.iis.nsk.su/files/articles/sbor_kas_13_kozyreva_1.pdf), свободный (дата обращения: 02.03.2014).
2. Михальков Ф.Д. Применение технологии дополненной реальности в пользовательских интерфейсах // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – № 1 (35). – С. 135–137.
3. Yadav A. Digital Image Processing / A. Yadav, P. Yadav // Laxmi Publications. – 2009. – 224 p.
4. Михальков Ф.Д. Оценка эффективности использования яркостного предварительного детектора в системах дополненной реальности / Ф.Д. Михальков, М.И. Курячий // 25-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015). – 2015. – Т. 1. – С. 261–262.

#### Михальков Федор Дмитриевич

Аспирант каф. телевидения и управления ТУСУРа

Тел.: +7-951-185-37-95

Эл. почта: fixed.fred@gmail.com

Mikhalkov F.D.

#### The impact of image distortions on the work of the Harris detector with pre-allocation of special points

In this paper, we investigate the impact of the most common image distortions on the work of Harris detector with pre-allocation of the singular points. As characteristics of the detector we used are the number of detected points, and their recurrence.

**Keywords:** singular points, Harris detector, augmented reality, Gaussian Blur, Gaussian noise, image distortions.



УДК 004.62

О.Г. Пономарев, М.П. Шарайко, Д.Ю. Тё

## Критерий для быстрого выбора размера блока пространственного предсказания в системе видеокодирования HEVC

Представлен обзор известных методов выбора размера блока пространственного предсказания в системе кодирования цифровых видеоданных стандарта H.265/HEVC. Анализ результатов использования этих методов позволил выбрать тот из них, который обеспечивает максимальное сокращение вычислительных затрат на кодирование при минимальном снижении степени сжатия видеоданных. Предложена модификация выбранного алгоритма, обеспечивающая дополнительное снижение вычислительной сложности процесса кодирования.

**Ключевые слова:** HEVC, видеокодирование, пространственное предсказание.

Алгоритмы нового принятого в 2013 г. стандарта видеокодирования HEVC ориентированы на поблочную обработку видеок кадров, устраняющую пространственную или временную избыточность видеоинформации [1, 2]. При пространственной обработке используется предсказание значений пикселей изображения в текущем блоке по значениям пикселей соседних блоков. При устранении временной избыточности для предсказания используются участки изображений с ранее закодированных кадров. Остаточный сигнал, формируемый как разность между кодируемым и предсказанным изображениями, подвергается двумерному дискретному преобразованию Фурье. Полученные спектральные коэффициенты квантуются по уровню. На заключительном этапе кодирования последовательность значений квантованных спектральных коэффициентов, сопровождаемая информацией о предсказании, спектральном преобразовании и квантовании, подвергается энтропийному кодированию.

Блоки предсказания в HEVC могут иметь различный размер. При пространственном предсказании все блоки являются квадратными, а их размер может варьироваться от  $64 \times 64$  до  $4 \times 4$  пикселей. Каждый блок максимального размера при кодировании может быть разбит на 4 подблока вдвое меньшего размера. Каждый из подблоков, в свою очередь, может быть разбит на 4 подблока. Разбиение может продолжаться до тех пор, пока блоки предсказания не достигнут минимально возможного размера. В качестве критерия при принятии решения о разбиении того или иного блока на подблоки традиционно используется метрика, называемая в англоязычной литературе *RDC* (от англ. Rate-Distortion Cost) [3]. Величина *RDC* складывается из двух слагаемых:

$$RDC = D + \lambda \cdot R,$$

где  $D = \sum_{i,j} |I_{i,j} - \tilde{I}_{i,j}|$ ,  $i, j = 0, 1, \dots, N$ ;  $I_{i,j}$  – значения отсчетов изображения кодируемого блока;  $\tilde{I}_{i,j}$  –

значения декодированных отсчетов;  $N$  – размер блока предсказания в пикселях;  $R$  – количество бит, представляющих кодируемый блок в битовом потоке на выходе энтропийного кодера;  $\lambda$  – множитель Лагранжа. Величина *RDC*, таким образом, определяется, с одной стороны, величиной искажений  $D$ , вносимых в изображение при кодировании на этапе квантования спектральных коэффициентов, с другой стороны, – степенью сжатия кодируемого блока  $R$ .

Разбиения блоков предсказания на подблоки при кодировании осуществляется так, чтобы минимизировать величину *RDC*. Такой подход обеспечивает максимальную степень сжатия видеоизображения в каждом блоке при минимизации искажений, вносимых в изображение при кодировании. С другой стороны, при таком подходе реализуется перебор всех возможных комбинаций разбиений каждого блока, что приводит к крайне высоким вычислительным затратам. Так, например, для каждого блока изображения размером  $64 \times 64$  пикселя, величина *RDC* вычисляется 1 раз для всего блока целиком, 4 раза – для четырех подблоков размером  $32 \times 32$ , 16 раз – для подблоков размером  $16 \times 16$ , 64 раза – для подблоков размером  $8 \times 8$  и 256 раз – для подблоков размером  $4 \times 4$ . Каждое вычисление величины *RDC* требует выполнения полного цикла кодирования-декодирования блока

соответствующего размера, что и определяет высокую вычислительную сложность процедуры кодирования при таком подходе.

Разработке альтернативного критерия для выбора размера блока пространственного предсказания, позволившего бы существенно снизить вычислительные затраты на кодирование при незначительном увеличении значения  $RDC$ , посвящено множество исследований во всем мире. Результаты этих исследований опубликованы в работах [4–9]. В данной работе на основе анализа опубликованных результатов выбран наилучший по соотношению вычислительной сложности и проигрыша по значению  $RDC$  критерий. Реализация выбранного критерия и экспериментальная апробация его на реальных видеопоследовательностях позволили предложить модификацию критерия, обеспечивающую дополнительное сокращение вычислительных затрат при кодировании.

**Обзор критериев выбора варианта разбиений блоков пространственного предсказания.** Результаты исследований, направленных на разработку альтернативного критерия для выбора размера блока пространственного предсказания, опубликованы в работах [4–9]. В [4] авторы предлагают останавливать процесс разбиения блока предсказания на подблоки, если для текущего блока величина  $RDC$  не превышает порога  $T$ . В статье показано, что степень сжатия видеоданных линейно падает в зависимости от количества блоков, которые должны были быть разбиты, но разбиты не были, при том, что время кодирования сокращается значительно быстрее. Авторами было решено держать показатель ложных прерываний разбиения на уровне 5%, что позволило эмпирически определить зависимость величины порога  $T$  от размера блока предсказания  $N$  и параметра квантования  $Qp$  [1], определяющего шаг квантования спектральных отсчетов остаточного сигнала, в виде

$$\begin{aligned} T_{64} &= 962,7 \cdot e^{0,126 \cdot Qp}, \\ T_{32} &= 164,6 \cdot e^{0,148 \cdot Qp}, \\ T_{16} &= 19,75 \cdot e^{0,187 \cdot Qp}, \\ T_8 &= 1,054 \cdot e^{0,254 \cdot Qp}, \end{aligned}$$

где  $T_{64}, T_{32}, T_{16}, T_8$  – пороговые значения для блоков с размером  $N = 64, 32, 16, 8$  соответственно.

Аналогичный подход изложен в [5]. Он основывается на упрощенной оценке величины  $RDC$ , обозначаемой в статье  $LRDC$  (от англ. Low complexity Rate-Distortion Cost), и введении эмпирически подобранных пороговых значений  $T$ . Если величина  $LRDC$  меньше уровня порога  $T$ , то разбиения блока предсказания на подблоки не производится. В противном случае блок разбивается на подблоки. Значение  $LRDC$  вычисляется как сумма двух слагаемых:

$$LRDC = \sum_{i,j} |A_{i,j}| + \lambda_m \cdot B_m, \quad i, j = 0, 1, \dots, N-1,$$

где величины  $A_{i,j}$  представляют результат дискретного двумерного преобразования Адамара остаточного сигнала, полученного в результате вычитания предсказанных значений из отсчетов кодируемого изображения;  $N$  – размер блока предсказания в пикселях;  $B_m$  – количество бит, требуемых для описания способа пространственного предсказания блока в битовом потоке на выходе энтропийного кодера;  $\lambda_m$  – множитель Лагранжа. Пороговые значения  $T$  определяются размером блока предсказания  $N$  и параметром квантования  $Qp$ .

В [6] авторы отмечают высокую пространственную корреляцию глубины разбиения блоков пространственного предсказания. Это позволило им проводить оценку глубины разбиения текущего блока по значению  $d_p$ , равному взвешенной сумме глубин разбиения соседних ранее закодированных блоков:

$$d_p = \sum_{i=0}^3 \alpha_i \cdot d_i,$$

где  $d_p$  – оценка глубины разбиения текущего блока,  $d_i$  – глубина разбиения четырех соседних с текущим блоком,  $\alpha_i$  – весовые коэффициенты:  $\alpha_0 = 0,3$ ;  $\alpha_1 = 0,2$ ;  $\alpha_2 = 0,3$ ;  $\alpha_3 = 0,2$ . На рис. 1 иллюстрируется положение текущего блока (выделен серым) и нумерация соседних блоков. В зависимости от величины значения  $d_p$  кодируемый блок относят к одной из четырех групп, для каждой из

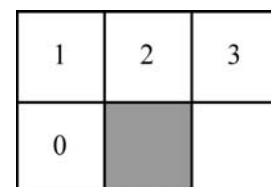


Рис. 1. Положение и нумерация соседних блоков

которых задан возможный диапазон глубин разбиений. Решение о глубине разбиения блока в рамках каждого диапазона принимается на основании вычисления значения  $RDC$ . Диапазоны значений  $d_p$  и соответствующие им диапазоны глубин разбиений приведены в табл. 1.

Таблица 1

Диапазоны значений  $d_p$  и глубины разбиений

Интервал значений $d_p$	Диапазон глубины разбиений
$d_p \leq 0,5$	0–1
$0,5 < d_p \leq 1,5$	0–2
$1,5 < d_p \leq 2,5$	1–3
$2,5 < d_p$	2–3

В работах [7, 8] в качестве критерия при выборе размера блока пространственного предсказания используются различные меры однородности изображения внутри кодируемого блока. В [7] алгоритм строится «снизу вверх», т.е. четыре соседних блока минимального размера  $N = 4$  объединяются в один блок с размером  $N = 8$ , если по крайней мере три из объединяемых блоков признаны однородными. По тому же принципу производится объединение блоков большего размера. Для оценки степени однородности используются средние значения модулей производных интенсивности изображения по четырем направлениям, рассчитываемые по следующим формулам:

$$g_0 = \sum_{k=0}^{\frac{N-1}{4}} \sum_{l=0}^{\frac{N-1}{4}} \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^1 |I_{4k+i,4l+2j} - I_{4k+i+2,4l+2j}|,$$

$$g_{90} = \sum_{k=0}^{\frac{N-1}{4}} \sum_{l=0}^{\frac{N-1}{4}} \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^1 |I_{4k+2i,4l+j} - I_{4k+2i,4l+j+2}|,$$

$$g_{45} = \sum_{k=0}^{\frac{N-1}{4}} \sum_{l=0}^{\frac{N-1}{4}} \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^1 |I_{4k+i,4l+j} - I_{4k+i+2,4l+j+2}|,$$

$$g_{135} = \sum_{k=0}^{\frac{N-1}{4}} \sum_{l=0}^{\frac{N-1}{4}} \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^1 |I_{4k+i+2,4l+j} - I_{4k+i,4l+j+2}|,$$

где  $I_{x,y}$  – интенсивность отсчетов изображения кодируемого блока;  $N$  – размер блока, для которого производится расчет. За меру однородности блока принимается величина:

$$C = |g_{\min} - g_{\text{ort}}|,$$

где  $g_{\min} = \min\{g_0, g_{45}, g_{90}, g_{135}\}$ , а  $g_{\text{ort}}$  – значение производной в ортогональном к направлению  $g_{\min}$  направлению. Блок считается однородным, если величина  $C$  меньше величины порога  $T$ , определяемой размером блока  $N$  и параметром квантования  $Qp$ :

$$T = Qp \cdot N.$$

В качестве мер однородности изображения внутри кодируемого блока в [8] предлагается использовать восемь величин, каждая из которых в работе называется глобальной или локальной сложностью изображения. Четыре значения глобальной сложности, каждое для своего направления, рассчитываются по формулам:

$$G_0 = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{\frac{N-1}{2}} |I_{i,j} - \bar{I}| - \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=\frac{N}{2}}^{N-1} |I_{i,j} - \bar{I}|,$$

$$G_{90} = \sum_{i=0}^{\frac{N-1}{2}} \sum_{j=0}^{N-1} |I_{i,j} - \bar{I}| - \sum_{i=\frac{N}{2}}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} |I_{i,j} - \bar{I}|,$$

$$G_{45} = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^i |I_{i,j} - \bar{I}| - \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=i}^{N-1} |I_{i,j} - \bar{I}|,$$

$$G_{135} = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1-i} |I_{i,j} - \bar{I}| - \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=N-i-1}^{N-1} |I_{i,j} - \bar{I}|,$$

где  $I_{x,y}$  – интенсивность отсчетов изображения кодируемого блока;  $N$  – размер блока, для которого производится расчет;  $\bar{I}$  – средняя интенсивность изображения в кодируемом блоке. Значения локальной сложности по каждому направлению по формуле:

$$L_{\text{ang}} = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} |I_{i,j}^{\text{ang}} - \bar{I}^{\text{ang}}|,$$

где  $\text{ang} = 0, 90, 45, 135$ ;  $I_{i,j}^{\text{ang}}$  – значения производной интенсивности изображения в направлении, заданном значением  $\text{ang}$ :

$$I_{i,j}^0 = I_{i-1,j} - I_{i+1,j}, \quad I_{i,j}^{90} = I_{i,j-1} - I_{i,j+1}, \quad I_{i,j}^{45} = I_{i-1,j-1} - I_{i+1,j+1}, \quad I_{i,j}^{135} = I_{i+1,j-1} - I_{i-1,j+1};$$

$\bar{I}_{i,j}^{\text{ang}}$  – среднее значение производной интенсивности изображения в заданном направлении.

Авторами [8] предусмотрены три возможных варианта действий при принятии решения о разбиении блока:

- 1) блок не следует разбивать (тогда дальнейший поиск разбиения прекращается);
- 2) блок следует разбить (тогда для текущей глубины никаких дополнительных вычислений не производится);
- 3) точно определить с разбиением невозможно (тогда разбиение производится по величине  $RDC$ ).

Случай 1 возникает, когда глобальные и локальные сложности границ в каком-либо из четырех направлений меньше заданных пороговых значений для текущего СУ и всех его подблоков. Случай 2 возникает, когда значения глобальных и локальных сложностей во всех направлениях превышают заданные пороговые значения. Если ни одно из условий не выполняется, решение о разбиении не может быть принято и возникает случай 3. Эмпирически подобранное пороговое значение для локальной сложности изображения установлено одно для всех направлений и значений параметра квантования:

$$T_{\text{loc}} = 5120 \cdot \left(\frac{3}{4}\right)^d,$$

где  $d = 0, 1, 2, 3, 4$  – текущая глубина разбиений, соответствующая размерам кодируемого блока  $N = 64, 32, 16, 8, 4$ . Пороговое значение для глобальной сложности изображения зависит не только от размера кодируемого блока, но и от параметра квантования  $Qp$ :

$$T_{\text{glb}} = C(Qp) \cdot \left(\frac{3}{4}\right)^d,$$

где  $C(22) = 448$ ,  $C(27) = 704$ ,  $C(32) = 832$ ,  $C(37) = 1216$ , а при других значениях параметра квантования  $Qp$  значения  $C(Qp)$  определяются путем интерполяции.

В [9] в качестве меры однородности изображения предлагается использовать энтропию квантованных значений интенсивности изображения в кодируемом блоке. Шаг квантования равен 8, так что квантованные значения лежат в диапазоне от 0 до 31. Энтропия по Шеннону рассчитывается по формуле

$$H = - \sum_{i=0}^{31} p_i \cdot \log_2 p_i,$$

где  $p_i = \frac{n_i}{N^2}$  – относительная частота значения  $i$  среди квантованных значений интенсивности;

$n_i$  – количество квантованных значений равных  $i$ ,  $N$  – размер кодируемого блока.

В работе предлагается три условия для принятия решения о делении кодируемого блока на подблоки:

- 1) если энтропия квантованных значений интенсивности в блоке  $H < 1,2$ , то блок не разбивается;
- 2) если  $H > 3,5$ , то кодируемый блок разбивается на подблоки;
- 3) если  $H_{\text{avg}} - 0,15 < H < H_{\text{avg}} + 0,15$ , где  $H_{\text{avg}}$  – среднее по подблокам всех возможных размеров значение энтропии, то блок не разбивается.

В том случае, когда ни одно из трех условий не выполняется, блок разбивается на подблоки.

Результаты, опубликованные в работах [4–9] и характеризующие эффективность использования перечисленных выше критериев выбора размера блока пространственного предсказания, приведены в табл. 2.

Таблица 2

**Эффективность использования критериев выбора размера блока пространственного предсказания**

Название критерия	BD-rate, %	$\Delta T$ , %
Kim [4]	0,8	23,8
Cho [5]	2,0	55,8
Shen [6]	1,7	21,1
Yongfei Zhang [7]	4,8	56,7
Min [8]	0,8	52,3
Mengmeng Zhang [9]	3,7	62,0

В ячейках первого столбца табл. 2 приведены условные названия критериев с указанием ссылки на работу, откуда взяты результаты по их использованию (в качестве условного названия критерия использована фамилия первого автора публикации). Во втором столбце – значения метрики BD-Rate [10]. Эта метрика традиционно используется для сравнения качества различных алгоритмов сжатия цифровых видеоданных. Величина BD-rate (от англ. Bjontegaard delta rate) является оценкой средней относительной разницы битовых скоростей (количество бит в секунду), получаемых при кодировании видеоданных с использованием двух сравниваемых алгоритмов. Положительное значение BD-rate означает рост битовой скорости и, как следствие, снижение на ту же величину степени сжатия видеоданных. В качестве базового алгоритма, по отношению к битовой скорости которого вычисляется относительная разница, все авторы взяли алгоритм поиска минимума метрики *RDC* путем перебора возможных размеров блока предсказания.

Величина  $\Delta T$ , значения которой приведены в третьем столбце табл. 2, рассчитывалась по формуле

$$\Delta T = \frac{T_{\text{org}} - T}{T_{\text{org}}} \cdot 100,$$

где  $T_{\text{org}}$  – время, затрачиваемое на кодирование видеопоследовательности при использовании базового критерия, когда размер блока предсказания определяется по минимуму величины *RDC*;  $T$  – время, затрачиваемое на кодирование видеопоследовательности при использовании альтернативного критерия.

Наилучшим из альтернативных критериев можно считать тот, который обеспечивает минимальное значение величины BD-rate при максимальном значении  $\Delta T$ . Такой критерий обеспечивает максимальную (среди сравниваемых) степень сжатия при минимальных вычислительных затратах на кодирование. По величине BD-rate наилучшими являются критерии с условными названиями Kim и Min. Первый из них обеспечивает сокращение объема вычислений всего лишь на 23,8%. Использование критерия Min обеспечивает сокращение объема вычислений на 52,3%, что делает его наилучшим среди сравниваемых критериев.

**Модификация критерия выбора размера блока пространственного предсказания.** Рассмотрим более подробно процедуру выбора размера блока пространственного предсказания, пред-

лагаемую в [8]. После расчета глобальных и локальных сложностей для кодируемого блока решение о разбиении или неразбиении его на подблоки принимается поэтапно. Прежде всего, сложность изображения, рассчитанная для каждого из четырех направлений, сравнивается с пороговым значением. Если в каком-либо из направлений глобальные и локальные сложности всего блока и его подблоков оказываются меньше пороговых значений, то принимается решение о том, что данный блок не требует разбиений. В этом случае размер блока пространственного предсказания оказывается определен уже на первом этапе. На втором этапе минимальные по всем направлениям значения локальных и глобальных сложностей сравниваются с пороговым значением. Если минимальное значение глобальной сложности оказывается больше порога или минимальное значение локальной сложности оказывается больше порога, то принимается решение о том, что блок необходимо разбить на подблоки. На третьем этапе обрабатываются только те блоки, для которых не удалось принять решение на первых двух этапах. Для этих блоков решение о необходимости разбиения принимается на основании перебора всех возможных вариантов разбиения по минимуму величины  $RDC$ .

Очевидным вариантом модификации алгоритма Min [8], обеспечивающим дальнейшее сокращение объема вычислений при выборе размера блока предсказания, является использование какого-либо из альтернативных критериев для блоков, дошедших до третьего этапа алгоритма Мина. Такая комбинация позволит сократить объем вычислений, так как позволит избежать расчета значений  $RDC$  для всех возможных вариантов разбиений блоков, обрабатываемых на третьем этапе. С другой стороны, замена полного перебора на альтернативный вариант неизбежно приведет к росту BD-rate, т.е. некоторой потере степени сжатия.

В данной работе в качестве такого альтернативного критерия для третьего этапа алгоритма Min был выбран критерий Kim [4], обеспечивающий минимальную потерю по степени сжатия. Результаты использования комбинированного (Min + Kim) критерия приведены в табл. 3. Эксперименты по кодированию проводились на наборе тестовых видеопоследовательностей комитета JCT-VC [11].

Таблица 3

**Эффективность использования комбинированного критерия**

Название видеопоследовательности	Разрешение, в пикселях	BD-rate, %	$\Delta T$ , %
Traffic	2560×1600	0,17	6,47
PeopleOnStreet		0,27	6,79
SteamLocomotiveTrain		0,01	2,16
Kimono	1920×1080	0,46	10,94
ParkScene		0,20	3,24
Cactus		0,34	2,14
BQTerrace		-0,02	3,95
BasketballDrive		0,07	7,45
BQMall	832×480	0,02	3,70
PartyScene		0,04	-0,23
BasketballDrill		-0,21	1,09
BQSquare	416×240	0,01	-0,92
BlowingBubbles		-0,02	-1,56
BasketballPass		0,00	4,22
Vidyo1	1280×720	1,10	15,29
Vidyo3		1,20	13,98
Vidyo4		0,84	17,00
BasketballDrillText	832×480	-0,02	2,85
ChinaSpeed	1024×768	0,27	7,19
SlideEditing	1280×720	0,46	17,47
SlideShow		0,88	22,14
<i>В среднем</i>		<i>0,29</i>	<i>6,92</i>

В первом столбце таблицы приведены названия тестовых видеопоследовательностей. Во втором столбце указано разрешение видеоизображений. Третий столбец содержит значения величины BD-rate, полученные при сравнении комбинированного алгоритма и оригинального алгоритма Min. Относительное изменение времени кодирования, вызванное использованием комбинированного алгоритма, приведено в четвертом столбце. В среднем введение комбинированного алгоритма сокра-

щает вычислительные затраты (время кодирования) почти на 7%. Потери по степени сжатия видеоданных при этом в среднем составляют 0,3%.

**4. Заключение.** Возможность выбора размера блока пространственного предсказания, введенная в новый стандарт видеокодирования H.265/HEVC, обеспечивает высокое качество предсказания, что приводит к существенному повышению степени сжатия. С другой стороны, полный перебор всех возможных вариантов разбиений кодируемого блока на блоки предсказания для выбора наилучшего варианта приводит к огромным вычислительным затратам. Проведенный обзор известных критериев выбора размера блока предсказания показал, что наилучшим можно считать критерий Min [8]. Использование этого критерия позволяет более чем в два раза сократить общее время, затрачиваемое вычислительной системой на кодирование видеоданных. Степень сжатия данных снижается при этом менее чем на 1%. Использование комбинированного алгоритма, предлагаемого в данной работе, позволяет дополнительно снизить вычислительные затраты почти на 7% при незначительном (меньше 0,3%) снижении степени сжатия.

Результаты исследований получены в Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники в рамках проекта, выполняемого по договору с ЗАО «Элекард наноДевайсез» № 97/12 от 19 ноября 2012 г. Комплексный проект «Предоставление услуг мультимедийного вещания в сетях общего пользования Интернет, основанных на технологиях пиринговых сетей и адаптивной передачи потоков данных» выполняется в рамках Постановления Правительства России от 9 апреля 2010 г. №218 при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации.

#### *Литература*

1. Recommendation ITU-T H.265: High Efficiency Video coding, 2013 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.itu.int/rec/T-REC-H.265-201304-S/en> свободный (дата обращения: 24.08.2014).
2. Пономарев О.Г. Анализ эффективности методов и алгоритмов видеокompрессии стандарта H.265/HEVC / О.Г. Пономарев, М.П. Шарabayko, А.А. Поздняков // Электросвязь. – 2013 – № 3. – С. 29–33.
3. Ortega A., Ramchandran K. Rate-Distortion Methods for Image and Video Compression // IEEE Signal Processing Magazine. – November, 1998. – P. 23–50.
4. Kim J., Choe Y., Kim Y. Fast Coding Unit Size Decision Algorithm for Intra Coding in HEVC // IEEE International Conference on Consumer Electronics (ICCE). – January 2013. – P. 637–638.
5. Cho S., Kim M. Fast CU Splitting and Pruning for Suboptimal CU Partitioning in HEVC Intra Coding // IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology. – September 2013. – Vol. 23, № 9. – P. 1555–1564.
6. Shen L., Zhang Z., An P. Fast CU Size Decision and Mode Decision Algorithm for HEVC Intra Coding. // IEEE Transaction on Consumer Electronics. – Vol. 59. – № 1. – February 2013. – P. 207–213.
7. Zhang Y., Li Z., Li B. Gradient-based Fast Decision for Intra Prediction in HEVC. // IEEE Visual Communications and Image Processing (VCIP). – November 2012. – P. 1–6.
8. Min B., Cheung R.C.C. A Fast CU Size Decision Algorithm for HEVC Intra Encoder // IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology. – May 2015. – Vol. 25, № 5. – P. 892–896.
9. Zhang M., Qu J., Bai H. Entropy-Based Fast Largest Coding Unit Partition Algorithm in High-Efficiency Video Coding // Entropy. – June 2013. – Vol. 15, № 6. – P. 2277–2287.
10. Bjøntegaard G. Calculation of average PSNR differences between RD-curves, Technical Report VCEG-M33, ITU-T SG16/Q6, Austin, TX, USA, April 2001 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://wftp3.itu.int/av-arch/video-site/0104\\_Aus/VCEG-M33.doc/](http://wftp3.itu.int/av-arch/video-site/0104_Aus/VCEG-M33.doc/) свободный (дата обращения: 24.08.2014).
11. Bossen F. Common Test Conditions and Software Reference Configurations // Document JCTVC-H1100. – JCT-VC, San Jose, CA, Feb. 2012 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://phenix.int-evry.fr/jct/> свободный (дата обращения: 24.08.2014).

**Пономарев Олег Геннадьевич**

Ст. науч. сотрудник лаборатории обработки и трансляции  
мультимедийных данных Института инноватики (ЛО и ТМД ИИ) ТУСУРа.  
доцент каф. радиофизики НИ ТГУ  
Тел.: 8-906-947-76-08  
Эл. почта: Oleg.Ponomarev@eleccard.ru

**Шарабайко Максим Павлович**

Мл. науч. сотрудник каф. вычислительной техники Института кибернетики НИ ТПУ  
Тел.: 8-953-918-11-27  
Эл. почта: maxim.sharabayko@gmail.com

**Тё Дмитрий Юрьевич**

Магистрант каф. прикладной математики Института кибернетики НИ ТПУ  
Тел.: 8-913-878-36-99  
Эл. почта: dmitry.tyo@eleccard.ru

Ponomarev O.G., Sharabayko M.P., Tyo D.Y.

**Method for fast Intra prediction block size selection for HEVC encoding system**

An overview of known methods for Intra prediction unit size selection in H.265/HEVC video compression system is presented. The analysis of considered methods allowed to choose the one that provides the maximum reduction of the encoding computational costs with a minimum decrease in the degree of video data compression. In the article the authors suggest a modification of selected method that provides additional reduction of computational complexity.

**Keywords:** HEVC, Video Compression, Intra prediction.



УДК 65.012.123

Ю.П. Ехлаков, Д.Н. Бараксанов

## Многокритериальная задача поддержки принятия решений при выборе вариантов поставки на целевые рынки линейки программных продуктов

Рассмотрена многокритериальная задача определения оптимального набора программных продуктов (ПП), дифференцированных по функционалу и бизнес-моделям вариантов поставки. В качестве критериев оптимальности предложены: минимум затрат на продвижение, максимумы суммарной прибыли и привлекательности сегментов рынка. Поиск компромиссного решения проводится по каждому критерию в соответствии с правилом выбора решения в виде аддитивной свертки отношений показателей, желаемых и полученных в результате решения задачи (затрат, прибыли, привлекательности и количества целевых сегментов). Описан пример выбора вариантов поставки ПП «Электронное расписание» на рынок среднеспециальных и высших учебных заведений Сибирского федерального округа.

**Ключевые слова:** поддержка принятия решения, рынок программных продуктов, линейка ПП, бизнес-модели поставки ПП, многокритериальная задача, метод главного критерия, компромиссное решение.

Малая IT-компания имеет законченный, востребованный на рынке программный продукт (линейку продуктов) и намерена осуществлять его тиражирование\* на рынок. При этом ввиду ограниченности финансовых и трудовых ресурсов компания не в состоянии удовлетворить потребности всего рынка. Прежде чем приступить к разработке и реализации программы продвижения продукта IT-компания, необходимо решить следующие задачи:

1) выделить целевые сегменты рынка (потенциальных пользователей), имеющих схожие потребности и поведенческие либо мотивационные характеристики, открывающие для IT-компания благоприятные рыночные возможности поставки ПП и комплекса сопутствующих услуг;

2) определить ПП, дифференцированные по функционалу и бизнес-моделям вариантов поставки для каждого целевого сегмента рынка с учетом реальных потребностей и возможностей потенциальных пользователей;

3) определить в условиях ограниченности ресурсов оптимальный вариант поставки ПП в целевые сегменты рынка, обеспечивающий IT-компания необходимый уровень рентабельности ведения бизнеса.

Многовариантность решения последней задачи обусловлена следующими причинами:

1) множественностью версий ПП и бизнес-моделей их распространения, предлагаемых для тиражирования ПП; разнообразием услуг по каждому варианту, различной эффективностью вариантов поставки, зависящей от емкости сегмента, ценовой политики и затрат на тиражирование;

2) ограниченностью финансовых и трудовых ресурсов компании на продвижение и поставку продукта, техническую поддержку и обслуживание пользователей.

С точки зрения классического маркетинга [1, 2] решение задач выбора вариантов поставки в условиях ограниченных ресурсов заключается в определении продуктово-рыночной матрицы в виде множества товарных предложений, удовлетворяющих требованиям потребителей в выделенных целевых сегментах рынка, и разработке на ее основе продуктового портфеля. В работах [3, 4] задачи такого класса относятся к формированию оптимальной производственной программы предприятия, обеспечивающей необходимый компромисс между ресурсными возможностями производителя, потребностями потребителей, величиной потенциальной прибыли от реализации программы и затратами на ее получение. В публикациях [5–8] рассматриваются модели и процедуры оптимизации управления портфелем проектов IT-компания. В [9, 10] излагаются подходы к разработке оптималь-

---

\* Здесь и далее в силу специфики понятия программного продукта под тиражированием будем понимать процессы продвижения и поставки ПП на целевые сегменты рынка.

ного решения по выпуску линейки продуктов, востребованных определенной группой пользователей. В данной статье в развитие описанных выше подходов рассматривается задача принятия решений по выводу на целевые рынки тиражных программных продуктов, различных по функционалу и бизнес-моделям поставки, в условиях ограниченных ресурсов IT-компании.

**Постановка задачи.** Пусть  $S = \{1, 2, \dots, j, \dots, m\}$  – множество целевых сегментов рынка, на которые компания планирует выйти со своим ПП. Потенциальным потребителям в каждом целевом сегменте предлагается множество дифференцированных по функционалу версий ПП  $F = \{1, 2, \dots, f, \dots, d\}$ : полнофункциональная версия; дифференцированный набор функций в зависимости от конфигурации ПП; дифференцированный набор функций в зависимости от сложности поставки ПП.

Каждая версия ПП может поставляться на целевые сегменты рынка по определенным бизнес-моделям вариантов поставки  $B = \{1, 2, \dots, b, \dots, l\}$ : бесплатное распространение ПП с последующим сопровождением; распространение лицензий на коробочные версии; предоставление ПП как услуги (Software as a Service, SaaS); выделенная инсталляция ПП (Application Service Provider, ASP); кастомизация ПП в соответствии с требованиями потребителя. Декартово произведение множеств  $F * B$  образует множество  $V = \{1, 2, \dots, i, \dots, n\}$  – варианты поставки на целевые сегменты рынка программного продукта определенного функционала по конкретной бизнес-модели.

Тогда задачу выбора вариантов поставки ПП на целевые сегменты рынка можно представить в следующем виде. Требуется определить множество  $X = \{x_{ij}\}, i = \overline{1, n}, j = \overline{1, m}$ , где

$$x_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{если } i\text{-я версия ПП будет поставлена в } j\text{-й целевой сегмент;} \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}$$

Традиционно в задачах портфельного управления в качестве критерия оптимальности применяются два показателя, влияющих на эффективность ведения бизнеса:

- 1) максимизация суммарной прибыли при продвижении и поставке ПП

$$Z_1 = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m p_{ij} \cdot x_{ij} \rightarrow \max, \quad (1)$$

где  $p_{ij}$  – нормативная (желаемая) прибыль от тиражирования  $i$ -го варианта поставки ПП в  $j$ -й сегмент;

- 2) минимизация затрат (инвестиций) на продвижение и поставку ПП на целевые рынки

$$Z_2 = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m v_{ij} \cdot x_{ij} \rightarrow \min, \quad (2)$$

где  $v_{ij}$  – плановый объем инвестиций при тиражировании  $i$ -го варианта поставки ПП в  $j$ -м сегменте.

В классической литературе по маркетингу [1, 2] отмечается, что для оценки эффективности ведения бизнеса в определенном сегменте рынка наряду с количественными показателями оценки целесообразно рассматривать и качественные характеристики привлекательности сегментов. С учетом этого целевая функция может быть представлена в виде интегрального показателя привлекательности тиражирования в целевые сегменты рынка

$$Z_3 = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m w_{ij} \cdot x_{ij} \rightarrow \max, \quad (3)$$

где  $w_{ij}$  – интегральная привлекательность тиражирования  $i$ -го варианта поставки ПП в  $j$ -м сегменте.

Выбор конкретного варианта решения задачи зависит от наличия в компании узкопрофильных специалистов (программистов, системных администраторов, менеджеров продаж, специалистов службы поддержки и др.), обеспечивающих бизнес-процессы поставки продукта и технической поддержки пользователей. Тогда ограничение по трудовым ресурсам можно представить в виде

$$\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m t_{ijk} \cdot x_{ij} \leq T_k, k = \overline{1, t}, \quad (4)$$

где  $t_{ijk}$  – требуемые трудовые ресурсы  $k$ -й группы узкопрофильных специалистов для обеспечения процессов тиражирования  $i$ -го варианта поставки ПП в  $j$ -м сегменте, чел.-ч / чел.-мес;  $T_k$  – плановые трудозатраты  $k$ -й группы узкопрофильных специалистов.

Кроме того, ввиду ограниченности финансовых ресурсов IT-компании количество целевых сегментов, в которые компания предполагает тиражировать свой продукт, должно быть ограничено:

$$\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m x_{ij} \leq N, i = \overline{1, n}, \quad (5)$$

где  $N$  – максимальное допустимое количество целевых сегментов.

При этом малая IT-компания заинтересована в реализации для каждого сегмента только одного варианта поставки ПП:

$$\sum_{i=1}^n x_{ij} = 1, j = \overline{1, m}. \quad (6)$$

Это позволит повысить качество позиционирования продукта в целевом сегменте рынка, обеспечить специализацию профильных сотрудников компании по обслуживанию потребителей сегмента, исключить необходимость в поддержке нескольких вариантов поставки ПП, что в конечном счете приведет к снижению общих трудозатрат на обеспечение процессов продвижения и поставки ПП.

Постановка задачи (1)–(6) в виде многокритериальной задачи целочисленного линейного программирования обуславливает необходимость поиска вариантов тиражирования ПП по нескольким критериям одновременно. Однако получение единственного решения, соответствующего одновременно экстремуму нескольких целевых функций, является редким исключением. Поэтому поиск компромиссного варианта решения, максимально удовлетворяющего требованиям по всем критериям, часто основывается на формальных правилах предпочтения лица, принимающего решение (ЛПР).

**Алгоритм решения задачи.** Для поиска решения по каждому критерию целесообразно использовать метод главного критерия как наиболее часто употребляемого в инженерной практике, согласно которому многокритериальная задача сводится к однокритериальной путем выделения одного наиболее важного критерия и перевода остальных целевых функций в разряд ограничений [11]. В случае если ЛПР затрудняется выделить главный критерий, имеет смысл искать оптимальное решение среди следующих альтернативных решений:

- максимизация суммарной прибыли от тиражирования ПП при ограничениях на объем затрат при продвижении и поставке ПП, количество целевых сегментов, значение интегрального показателя привлекательности сегментов;
- минимизация затрат на продвижение и поставку ПП при ограничениях на величину прибыли от тиражирования ПП, значение интегрального показателя привлекательности, количество целевых сегментов;
- максимизация интегрального показателя привлекательности при ограничении объема затрат на тиражирование ПП, количества целевых сегментов, величины прибыли.

Выбор компромиссного варианта для решения представленной задачи предлагается производить на основе интегрального показателя эффективности ведения бизнеса

$$E_r = \alpha_1 \frac{V}{V_r} + \alpha_2 \frac{P_r}{P} + \alpha_3 \frac{W_r}{W} + \alpha_4 \frac{N}{N_r}, \quad (7)$$

где  $\alpha_l, l = \overline{1, 4}$  – коэффициенты относительной важности параметров интегрального показателя эффективности ведения бизнеса, задаваемые ЛПР при поиске компромиссного решения;  $V$  – максимальный объем затрат (инвестиций), которые компания готова выделить для тиражирования программного продукта на целевые рынки;  $P$  – минимальное значение прибыли, которую компания ждет получить;  $W$  – максимально возможное значение интегрального показателя привлекательности сегмента;  $N$  – максимальное количество целевых сегментов, в которых IT-компания предполагает осуществлять продвижение и поставку ПП;  $V_r, P_r, W_r, N_r$  – соответственно значения, получаемых в процессе решения задачи затрат на тиражирование ПП, суммарной прибыли, привлекательности вариантов поставки ПП в сегменты, количество целевых сегментов рынка.

С учетом вышеизложенного алгоритм решения задачи может быть представлен в виде последовательности шагов.

**Шаг 1.** Определение ЛПР исходных граничных параметров ведения бизнеса: минимальной прибыли от тиражирования ПП, максимально допустимого объема затрат на продвижение и поставку ПП, минимального значения интегрального показателя привлекательности сегментов.

**Шаг 2.** Выбор одного из критериев в качестве главного.

*Шаг 3.* Итерационное решение однокритериальной задачи оптимизации путем итерационного изменения максимально допустимого количества целевых сегментов от 1 до  $m$  и в случае нахождения решения (выполнения всех ограничений) сохранение его как одного из допустимых. Шаги 2 и 3 повторяются путем последовательного выбора одного из критериев в качестве главного.

*Шаг 4.* Выбор из множества допустимых решений решения, оптимального по Парето.

*Шаг 5.* Определение коэффициентов относительной важности параметров интегрального показателя эффективности ведения бизнеса, расчет показателя для каждого Парето-оптимального решения. Решение с максимальным значением показателя эффективности принимается в качестве коммерческого.

**Оценки первичных параметров математической модели.** В условиях высокой степени неопределенности для оценивания параметров привлекательности сегментов предлагается использовать метод экспертных оценок в комбинации с методом ПЕРТ [12]. При этом с учетом рекомендаций [13, 14] в качестве исходной информации для экспертов предлагаются характеристики рыночной привлекательности целевых сегментов, конкурентоспособности ПП в целевых сегментах и возможностей работы компании в этих сегментах (табл. 1).

Таблица 1

Показатели рыночной привлекательности целевых сегментов

Характеристика	Описание характеристики
<i>Рыночная привлекательность целевых сегментов</i>	
Емкость и тенденция изменения сегмента	Состояние динамики роста или снижения числа предприятий – потенциальных потребителей ПП
Уровень информационной инфраструктуры	Наличие и качество информационных сервисов на предприятиях сегмента
Возможность расширения ассортимента ПП и услуг	Потенциальные потребности предприятий в других продуктах и услугах компании
<i>Конкурентоспособность ПП</i>	
Соответствие характеристик ПП потребностям потребителей	Степень необходимых доработок (адаптации) ПП для удовлетворения потребностей потребителей сегмента
Присутствие ПП конкурентов и известность брендов	Наличие и количество ПП конкурентов, схожих по функциональности
Уровень уникальности ПП	Наличие в ПП уникальных преимуществ перед аналогами
<i>Возможность эффективной работы компании в сегменте</i>	
Доступность потребителей	Возможность компании осуществлять необходимые коммуникации с потребителями сегмента как с точки зрения поставки ПП, так и последующего сопровождения
Технологическая мобильность компании	Возможность и скорость реагирования компании на появление в сегменте конкурентов
Опыт компании по обслуживанию потребителей	История успеха компании по взаимодействию с предприятиями, схожими с потребителями сегмента по форме собственности, размеру, технологии внедрения и сопровождения ПП, специфике организации закупок и другим характеристикам
Соответствие стратегическим целям и ключевой компетентности компании	Степень соответствия специализации компании профилю деятельности потребителей сегмента

Оценки параметров привлекательности целевых сегментов могут быть определены экспертами по оптимистическому  $o$ , пессимистическому  $p$  и реалистическому  $b$  вариантам. Средняя оценка привлекательности по  $k$ -му параметру определяется по выражению  $w_{ijk} = (w_{ijk}^o + 4w_{ijk}^b + w_{ijk}^p)/6$ . **Величина нормативной (желаемой) прибыли** от тиражирования  $i$ -го варианта поставки ПП в  $j$ -м сегменте определяется экспертами на основе прогнозного объема продаж и затрат, необходимых для осуществления продвижения ПП и оказания комплекса сопутствующих услуг. **Плановый объем инвестиций на тиражирование**  $i$ -го варианта поставки ПП в  $j$ -м сегменте можно вычислить как определенный процент от **нормативной прибыли**.

**Контрольный пример:** выбор вариантов поставки ПП «Электронное расписание» на рынок среднеспециальных и высших учебных заведений Сибирского федерального округа (СФО) России. Базовый рынок, планируемый для продвижения и поставки ПП, представлен 24 целевыми сегмен-

тами среднеспециальных и высших учебных заведений СФО (12 субъектов, 2 типа учебных заведений, количество учебных групп не более 100). Исходные данные для решения задачи сформированы на основе справочника [15] по состоянию на 13.01.2015 г. Программный продукт «Электронное расписание» планируется тиражировать по двум бизнес-моделям поставки: тиражирование SaaS-версии продукта; тиражирование выделенной ASP-версии электронного расписания. При этом модель SaaS может использоваться ссузами и вузами, в то время как модель ASP – только вузами. Исходное количество альтернативных вариантов тиражирования ПП «Электронное расписание» в выделенные сегменты рынка равно 36.

В результате решения задачи получен 31 вариант допустимых решений. При выборе компромиссного решения весовые коэффициенты относительной важности параметров интегрального показателя эффективности ведения бизнеса выбраны равнозначными со значением 0,25. Характеристики лучших компромиссных решений по каждому критерию представлены в табл. 2.

Таблица 2

**Характеристики компромиссных вариантов решений**

Критерий оптимальности	Характеристики компромиссных решений				
	Количество сегментов	Привлекательность	Прибыль	Затраты	Интегральный показатель ведения бизнеса
1. Максимизация прибыли	8	8,013	268,7	292,2	2,55
2. Минимизация затрат	6	8,033	60,1	202,8	2,11
3. Максимизация показателя привлекательности сегментов	13	8,162	258,9	288,0	2,14

В качестве оптимального решения ЛПП выбран вариант получения максимальной прибыли от продвижения и поставки ПП «Электронное расписание», при этом само решение выглядит следующим образом: **поставка SaaS-версии** осуществляется в ссузы Алтайского края, Иркутской области, Кемеровской области, Красноярского края, Новосибирской и Омской областей; **поставка ASP-версии** – в вузы Кемеровской области и Красноярского края.

**Заключение.** Анализ результатов решения задачи выбора вариантов поставки ПП «Электронное расписание» на рынок среднеспециальных и высших учебных заведений СФО позволяет сделать вывод о пригодности предложенной модели и алгоритма для решения практических задач. Сформированное множество ПП, дифференцированных по функционалу и бизнес-моделям вариантов поставки, с учетом возможностей компании и особенностей рынка потенциальных пользователей может быть положено в основу разработки комплекса маркетинговых мероприятий по выбору каналов, средств и инструментов маркетинговых коммуникаций по продвижению на целевые рынки программных продуктов компании. Предложенные в статье четыре критерия оптимальности позволяют описывать задачу выбора ПП, дифференцированных по функционалу и бизнес-моделям вариантов поставки, в виде альтернативных моделей и использовать другие методы решения многокритериальных задач. Полученные результаты могут быть полезны руководителям и менеджерам мелких IT-компаний при формировании стратегий продвижения собственных программных продуктов на перспективные сегменты рынка.

*Литература*

1. Уэбстер Ф. Основы промышленного маркетинга. – М.: Изд. дом Гребенникова, 2005. – 416 с.
2. Ламбен Ж.-Ж. Менеджмент, ориентированный на рынок. Стратегический и операционный маркетинг: учеб. / пер. с англ. В.Б. Колчанова. – СПб.: Питер, 2007. – 800 с.
3. Евенко Л.И. Математические методы в планировании отраслей и предприятий / Л.И. Евенко, И.Г. Попов; под ред. И.Г. Попова. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Экономика, 1981. – 335 с.
4. Португал В.М. Модели планирования на предприятии / В.М. Португал, А.И. Семенов. – М.: Наука, 1978. – 269 с.
5. Матвеев А.А. Модели и методы управления портфелями проектов / А.А. Матвеев, Д.А. Новиков, А.В. Цветков. – М.: ПМСОФТ, 2005. – 206 с.
6. Project Ranking-Based Portfolio Selection Using Evolutionary Multiobjective Optimization of a Vector Proxy Impact Measure / S.S. Bastiani et al. // Proceedings of the Eureka Fourth International Workshop, Mazatlan, Mexico. – November 2013. – P. 6–8.

7. Авдошин С.М. Формирование портфеля проектов на основе нечеткой модели многокритериальной оптимизации / С.М. Авдошин, А.А. Лифшиц // Бизнес-информатика. – 2014. – № 1 (27). – С. 14–22 [Электронный ресурс]. – URL: [http://bijournal.hse.ru/2014--1%20\(27\)/120009894.html](http://bijournal.hse.ru/2014--1%20(27)/120009894.html) (дата обращения: 09.02.2015).
8. Ехлаков Ю.П. Функциональные и математические модели управления портфелем услуг фирмы-посредника – постановка проблемы / Ю.П. Ехлаков, А.А. Ефимов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 1 (23). – С. 124–131.
9. Kang K. Feature-Oriented Product Line Engineering / K. Kang, J. Lee, P. Donohoe // IEEE Software. – 2002. – July/August. – P. 58–65.
10. Enhancing marketing with engineering: Optimal product line design for heterogeneous markets / Michalek J.J. et al. // International Journal of Research in Marketing. – 2011. – No 28. – P. 1–12.
11. Подиновский В.В. Оптимизация по последовательно применяемым критериям / В.В. Подиновский, В.М. Гаврилов. – М.: Сов. радио, 1975. – 192 с.
12. Фатрелл Роберт Т. Управление программными проектами. Достижение оптимального качества при минимуме затрат / Роберт Т. Фатрелл, Дональд Ф. Шафер, Линда И. Шафер. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. – 1136 с.
13. Анализ ассортимента с помощью матрицы McKinsey – General Electric [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://powerbranding.ru/biznes-analiz/matrica-mckinsey/>, свободный (дата обращения: 20.06.2014).
14. Что такое привлекательность рынка и как ее оценить? [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://powerbranding.ru/rynok/ocenka-privlekatelnosti/>, свободный (дата обращения: 20.06.2014).
15. Российское образование: справочник [Электронный ресурс]: федеральный портал «Российское образование». – Режим доступа: <http://www.edu.ru/>, свободный (дата обращения: 09.02.2015).

---

**Ехлаков Юрий Поликарпович**

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. автоматизации обработки информации ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-41-31

Эл. почта: [ure@tusur.ru](mailto:ure@tusur.ru)**Бараксанов Дмитрий Николаевич**

Аспирант каф. автоматизации обработки информации ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 70-15-57

Эл. почта: [bdn@tusur.ru](mailto:bdn@tusur.ru)

Ekhlaqov Y.P., Baraksanov D.N.

**The multicriteria decision support problem to choose delivery options for the line of software products to the target markets**

The multicriteria replication problem of differentiated software products by functional and delivery business models was considered. Were taken the following optimality criteria: minimum promotion costs, maximum total profit and attractiveness of market segments. The search of compromise decision is conducted for each criterion according to the decision principle under the form of an additive contacts convolution of desired and actual costs, profit, attractiveness and number of segments. The case of delivery options for the software «Electronic timetable» designed for the secondary institutions and universities of the Siberian Federal District market was described.

**Keywords:** decision support, market of software products, line of software products, replication, multicriteria problem, method of the main criterion, compromise decision.

УДК 621.3

А.В. Носов, Р.С. Суровцев, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий

## Меандровая линия задержки из двух витков, защищающая от сверхкоротких импульсов

Рассмотрена возможность защиты радиоэлектронной аппаратуры от сверхкоротких импульсов с помощью двухвитковой меандровой линии. Получены результаты квазистатического моделирования несимметричной полосковой линии в воздушном заполнении. Показано ослабление импульса более 5 раз.

**Ключевые слова:** меандровая линия, защита, четная и нечетная моды, сверхкороткий импульс.

С каждым годом появляется всё больше различной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), в которой неуклонно растет плотность монтажа печатных плат (ПП). Также появляются специальные устройства, изготовленные злоумышленниками для вывода из строя РЭА. Эти факторы заставляют разработчика уделять особое внимание электромагнитной совместимости (ЭМС) РЭА. Неучет требований ЭМС может повлечь за собой большие финансовые потери и подрыв репутации предприятия-разработчика.

Одной из актуальных задач ЭМС является защита РЭА от преднамеренного воздействия сверхкоротких импульсов (СКИ). Об этом свидетельствует целый ряд зарегистрированных случаев воздействия на РЭА [1]. Традиционно для защиты используются фильтры, устройства развязки, ограничители помех, разрядные устройства и т.д. Однако их недостатки уменьшают эффективность защиты от СКИ. Поэтому актуален поиск новых устройств защиты. Примечательными для этого являются широко распространенные элементы современных печатных плат (ПП) – меандровые линии задержки. Их традиционным назначением является задержка сигнала во времени между двумя точками ПП, когда ее невозможно обеспечить проведением обычных линий передачи из-за высокой плотности монтажа межсоединений ПП. Между тем известны их свойства фильтрации сигнала в полосе частот, а также всепропускающие свойства витка меандра [2]. Однако мало исследованы возможности меандров для подавления вредных сигналов, в частности для защиты от СКИ. Известен ряд исследований по защите от СКИ с помощью одновитковых меандровых линий. Так, для несимметричной полосковой линии в воздушном заполнении защита от СКИ обеспечивается путем разложения СКИ на последовательность импульсов меньшей амплитуды. Максимальная амплитуда сигнала на выходе линии составила 60% от уровня основного сигнала, также получены условия, обеспечивающие разложение СКИ на последовательность импульсов [3]. Для микрополосковой линии показана возможность защиты от СКИ за счет искажений в витке совместно с явлением модального разложения. Выявлено, что СКИ в конце линии может раскладываться на последовательность импульсов меньшей амплитуды, не превышающей 40% от амплитуды сигнала в начале линии [4]. Путем оптимизации параметров поперечного сечения и длины линии с лицевой связью получен коэффициент ослабления 2,5 [5]. Однако остается не исследованной возможность защиты от СКИ с помощью линий, содержащих больше одного витка. Цель работы – показать такую возможность. Для этого необходимо построить геометрическую модель поперечного сечения линии, выбрать число витков, вычислить временной отклик на импульсное воздействие в диапазоне параметров, а также выполнить оптимизацию параметров меандровой линии.

Выбрана меандровая линия из двух витков на основе несимметричной полосковой линии в воздушном заполнении. Вычисление параметров и форм сигнала выполнялось в программном продукте TALGAT [6]. Допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяются только квази-Т волны. Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались.

Поперечное сечение линии представлено на рис. 1, а. Параметры линии, как в работе [3]: ширина и толщина сигнального проводника  $w = 100$  мкм,  $t = 100$  мкм соответственно, расстояние между проводниками первого и второго витков  $s_1 = s_2 = 100$  мкм, расстояние от слоя земли до сигнального проводника  $h = 200$  мкм, длина первого витка линии  $l_1 = 30$  мм. Схема состоит из двух витков

меандровой линии, соединенных последовательно (рис. 1, б). Начало первого витка соединено с источником импульсных сигналов, представленным на схеме идеальным источником ЭДС и внутренним сопротивлением  $R_1$ , а в конце второго витка – с приемным устройством, представленным на схеме сопротивлением  $R_2$ . Значения  $R_1$  и  $R_2$  для минимизации отражений сигнала на концах проводников приняты равными среднему геометрическому значению волновых сопротивлений четной и нечетной мод линии. В качестве воздействия выбран импульс в виде трапеции с ЭДС 1 В, длительностью плоской вершины 100 пс, а фронта и спада – по 50 пс.

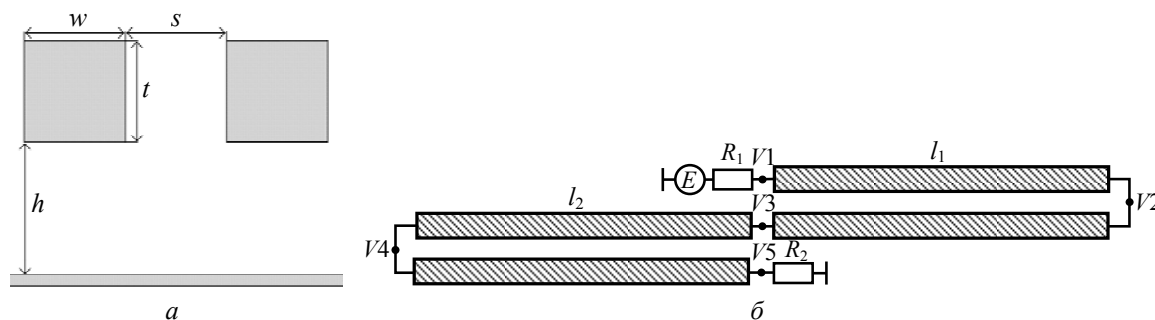


Рис. 1. Поперечное сечение (а) и схема соединений (б) меандровой линии из двух витков

Для минимизации амплитуды СКИ на выходе линии желательно добиться его разложения на последовательность импульсов как можно меньшей амплитуды. Для этого нужно выбором длины полувитков ( $l_1, l_2$ ) обеспечить значение задержки в первом и во втором витках большее или равное сумме длительностей фронта ( $t_r$ ), плоской вершины ( $t_d$ ) и спада импульса ( $t_f$ ) [3]:

$$2\tau \cdot l \geq t_r + t_d + t_f \tag{1}$$

где  $\tau = \tau_e = \tau_o$ . При выполнении (1) импульс перекрестной наводки заканчивается до прихода к концу витка основного импульса, тем самым не увеличивая его амплитуду.

В работе [3] выполнен показательный анализ изменения формы сигнала в витке меандровой линии при изменении ее длины от 0 до 30 мм. Для двух витков выполнен аналогичный анализ, когда длина первого витка ( $l_1$ ) фиксирована и равна 30 мм для выполнения (1), а длина второго ( $l_2$ ) изменяется от 15 до 60 мм. В качестве примера формы сигнала в конце линии (в узле V5) при  $l_2 = 15, 30, \dots, 60$  мм показаны на рис. 2.

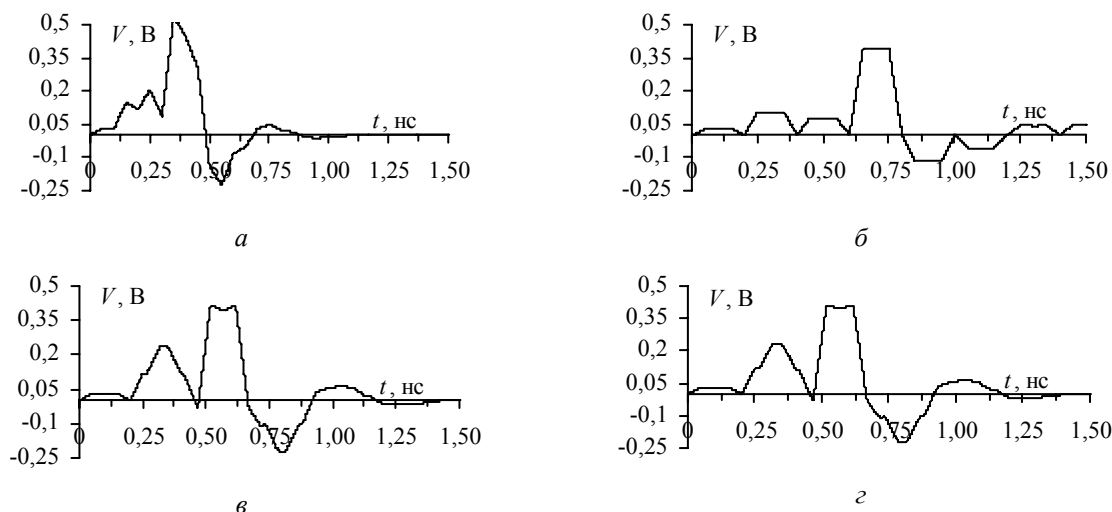


Рис. 2. Формы сигнала в конце двухвитковой меандровой линии при  $l_1 = 30$  мм для  $l_2 = 15$  (а), 30 (б), 45 (в), 60 (г) мм

Из рис. 2 видно последовательное разложение импульса с ростом  $l_2$ . Так, на фронте и спаде основного сигнала начинают проявляться выброс и провал соответственно. Также выброс и провал проявляются и на импульсе ближней перекрестной наводки. Однако при  $l_2 = 30$  мм ближняя перекрестная наводка не накладывается на фронт сигнала, так как выполняется условие (1) для второго витка и наблюдаются три импульса. Амплитуды второго и третьего импульсов составляют 0,23 и 0,38 В соответственно. Дальнейшее увеличение  $l_2$  до 60 мкм приводит к проявлению всех состав-



ляющих основного сигнала и наводок после прохождения по линии, и наблюдается 4 первых положительных импульса. Однако уровень основного сигнала увеличивается до 0,4 В. По существу, при  $l_2 = 30$  мм амплитуда второго импульса складывается из амплитуд наводок на ближнем конце от основного импульса после прохождения сначала первого, а потом второго витков. Первый импульс является наводкой на ближнем конце от фронта импульса перекрестной наводки, которая сформировалась в первом витке.

Для дальнейшей минимизации амплитуды импульсов на выходе линии за счет увеличения связи между полувитками выполнено моделирование при фиксированных значениях  $l_1 = l_2 = 30$  мм и одновременном уменьшении  $s_1$  и  $s_2$  от 100 до 10 мкм. Для наглядности, полученные формы сигнала при  $s_1 = s_2 = 70$  и 50 мкм приведены на рис. 3.

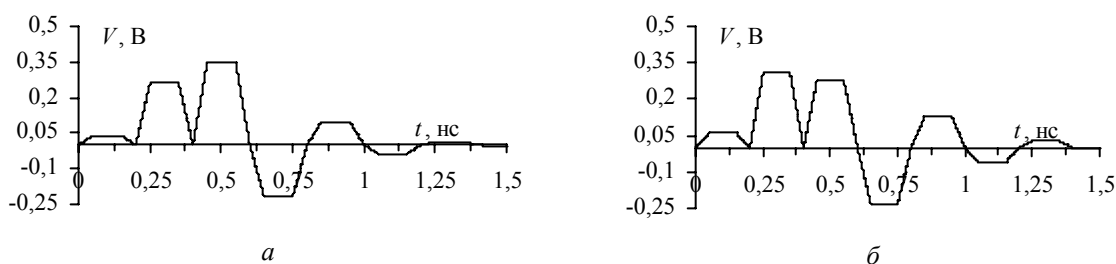


Рис. 3. Формы сигнала в конце исследуемой линии при  $l_1 = l_2 = 30$  мм для  $s_1 = s_2 = 70$  (а), 50 (б) мкм

Из графиков рис. 3 видно, что усиление связи в витках меандровой линии приводит к изменению амплитуд второго и третьего импульсов выходного сигнала: сначала (при  $s_1, s_2 = 70$  мкм) амплитуда третьего импульса (основной сигнал) выше амплитуды второго импульса (сумма импульсов перекрестных наводок на ближнем конце от основного импульса), а в конце (при  $s_1, s_2 = 50$  мкм) – наоборот. Очевидно, что в диапазоне между 70 и 50 мкм существует оптимальное значение  $s_1$  и  $s_2$ , при котором уровни второго и третьего импульсов имеют одинаковую и минимальную амплитуду. Поиск оптимума дал  $s_1 = s_2 = 56,5$  мкм и  $V = 0,3$  В.

Наконец, выполнена оптимизация расстояний между первым и вторым витками в диапазоне значений от 1 до 1000 мкм при  $l_1 = l_2 = 30$  мм. Выявлено, что увеличение значения  $s_1$  приводит к уменьшению амплитуды второго импульса и увеличению амплитуды третьего импульса. Уменьшение значения  $s_2$  приводит к уменьшению амплитуды второго и значительному уменьшению амплитуды третьего импульса. Поиск оптимума дал  $s_1 = 560$  мкм,  $s_2 = 10$  мкм и  $V = 0,185$  В, что в 5,4 раза меньше амплитуды сигнала в начале линии. Полученная форма сигнала в конце линии (в узле  $V/5$ ) приведена на рис. 4.

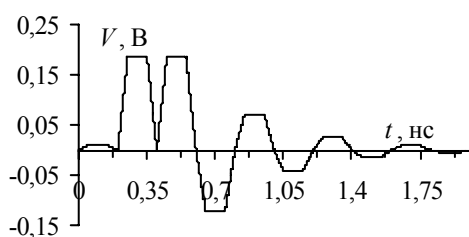


Рис. 4. Форма сигнала в конце исследуемой линии при  $l_1 = l_2 = 30$  мм,  $s_1 = 560$  мкм,  $s_2 = 10$  мкм

Стоит отметить, что в работе [3] для линии с одним витком оптимальные значения составили  $s = 7,7$  мкм,  $V = 0,309$  В, так что в двухвитковой линии амплитуда существенно меньше. Также найдены значения  $s_1 = 1000$  мкм,  $s_2 = 1$  мкм, при которых максимальная амплитуда на выходе составила  $V = 0,110$  В, что в 9 раз меньше амплитуды сигнала в начале линии, однако возникает сложность реализации устройства с такими параметрами. Используя подобный подход, в дальнейшем могут быть исследованы такие структуры меандровых линий, как, например, микрополосковые или линии с одним и двумя покрывающими слоями диэлектриков и др. Также перспективным видится анализ увеличения количества витков для различных структур меандровых линий. Наконец, необходимо отметить, что при длительностях полезного сигнала много больших длительности СКИ, меандровая линия не будет искажать полезный сигнал.

Моделирование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01232) в ТУСУРе, алгоритмы и программное обеспечение разработаны в рамках выполнения проектной части государственного задания Минобрнауки РФ, оптимизация выполнена при поддержке гранта РФФИ 14-29-09254.

*Литература*

1. Защита объектов топливно-энергетического комплекса от угроз электромагнитного воздействия / О. Петкау, А. Тарабцев, А. Дерябин, С. Ларионов, В. Чванов // Безопасность объектов топливно-энергетического комплекса. – 2014. – № 2 (6). – С. 74–76.
2. Jones E.M.T. Coupled-Strip-Transmission-Line and Directional Couplers / E.M.T. Jones, J.T. Bolljahn // IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – April 1956. – Vol. 4, № 2. – P. 75–81.
3. Surovtsev R.S. Pulse Decomposition in a Turn of Meander Line as a New Concept of Protection against UWB Pulses / R.S. Surovtsev, T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // Proc. of Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), Omsk, Russian Federation, May 2015. – 7 p.
4. Surovtsev R.S. Simple Method of Protection against UWB Pulses Based on a Turn of Meander Microstrip Line / R.S. Surovtsev, A.V. Nosov, A. M. Zabolotsky // 16th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. 29 June – 3 July 2015. – 3 p.
5. Gazizov A.T. Simple printed structures for low-cost and effective protection against UWB pulses / A.T. Gazizov // Asia Electromagnetics Symposium (ASIAEM 2015), Jeju, South Korea, 3–8 August 2015. – 4 p.
6. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 2 (36). – С. 45–50.

**Носов Александр Вячеславович**

Магистрант, каф. телевидения и управления (ТУ) ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-34-39

Эл. почта: alexns2094@gmail.com

**Суровцев Роман Сергеевич**

Аспирант каф. ТУ

Тел.: 8 (382-2) 41-34-39

Эл. почта: surovtssevrs@gmail.com

**Газизов Тальгат Рашитович**

Д-р техн. наук, ст. науч. сотрудник, зав. каф. ТУ

Тел.: 8 (382-2) 41-34-39

Эл. почта: talgat@tu.tusur.ru

**Заболоцкий Александр Михайлович**

Канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник, каф. ТУ

Тел.: 8 (382-2) 41-34-39

Эл. почта: zabolotsky\_am@mail.ru

Nosov A.V., Surovtsev R.S., Gazizov T.R., Zabolotsky A.M.

**Meander delay line with two turns, protecting against ultrashort pulses**

The ability of a meander line consisting of two turns to protect electronic equipment against ultrashort pulses is considered. The results of quasi-static simulation of the microstrip line in air are obtained. Attenuation of pulse amplitude more than 5 times is shown.

**Keywords:** meander line, protection, even and odd modes, ultrashort pulse.

УДК 621.391.825

А.О. Белоусов, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий

## Многопроводная микрополосковая линия как модальный фильтр для защиты от сверхкоротких импульсов

Предложено совершенствование защиты от сверхкоротких импульсов за счет добавления к связанной микрополосковой линии дополнительных проводников. Получены трех-, четырех- и пятипроводные микрополосковые линии, в которых максимальные амплитуды импульсов разложения в 3; 3,6 и 4,5 раза соответственно меньше уровня сигнала в начале линии. Результаты показывают перспективы исследования многопроводных модальных фильтров.

**Ключевые слова:** многопроводная микрополосковая линия, устройство защиты, модальная фильтрация.

Современная электронная аппаратура, основанная на микроэлектронных и микропроцессорных компонентах, имеет широкие функциональные возможности, но повышенную восприимчивость к электромагнитным помехам. Особо опасными представляются кондуктивные помехи, которые могут подаваться и проникать в аппаратуру непосредственно по проводникам. В качестве источников электромагнитных помех активно исследуются сверхкороткие импульсы (СКИ) [1], которые способны вывести аппаратуру из строя.

Для защиты радиоэлектронной аппаратуры от мощного СКИ предложена технология модальной фильтрации, основанная на использовании модального разложения импульсного сигнала в многопроводных линиях передачи из-за различия задержек мод [2, 3]. Практическая реализация модальной фильтрации представляется возможной на разных структурных уровнях аппаратуры, например: с помощью кабелей [4], в виде отдельных блоков, а также компонентов [5], в том числе печатных [6]. Например, представлены общие подходы к созданию печатного модального фильтра в виде связанной линии передачи [7, 8]. Однако в известных исследованиях рассмотрены модальные фильтры, в основном, из двух связанных линий. Модальная фильтрация в многопроводных структурах исследована очень мало. Известны результаты моделирования микрополосковой линии (МПЛ) из двух, трех и четырех проводников, демонстрирующие разложение исходного импульса, возбуждаемого в начале активного проводника, на 2, 3 и 4 импульса в его конце и уменьшение максимальной амплитуды импульса [5]. Между тем предельные возможности уменьшения амплитуды не выявлены, но это актуально. Предложен новый подход к совершенствованию модальной фильтрации за счет зеркального добавления к существующей структуре дополнительных слоев диэлектрика и проводников, так что получается четырехпроводная зеркально-симметричная структура, в которой исходный импульс разлагается на 4 одинаковых импульса в 4 раза меньшей амплитуды [9]. Однако такая структура довольно сложна. Таким образом, целесообразно исследование предельных возможностей использования многопроводных МПЛ для модальной фильтрации. Цель работы – выполнить такое исследование. При многократных изменениях в диапазоне параметров целесообразно использовать моделирование. Для этого необходимо построить геометрическую модель поперечного сечения МПЛ, вычислить матрицы погонных коэффициентов электростатической ( $C$ ) и электромагнитной ( $L$ ) индукций, составить схему для моделирования, задать нагрузки и воздействие, вычислить временной отклик на импульсное воздействие в диапазоне параметров, а также выполнить оптимизацию параметров МПЛ. Указанное представляется целесообразным выполнить для МПЛ, имеющей 2, 3, 4 и 5 проводников.

Вычисление параметров и форм сигнала выполнялось в программном продукте TALGAT [10]. Допускалось, что в рассматриваемых линиях распространяются только квази-Т-волны. Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались.

Двухпроводная МПЛ показана на рис. 1, а, схема и формы сигнала на входе и выходе данной линии показаны на рис. 2. Данная линия обеспечивает разность погонных задержек мод 0,34 нс/м при следующих параметрах: расстояние между проводниками  $s = 500$  мкм, ширина проводников  $w = 290$  мкм, толщина проводников  $t = 105$  мкм и толщина диэлектрика  $h = 190$  мкм (стандартный материал), относительная диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_r = 5$ . Значение  $w$  оптимизировалось для

обеспечения волнового сопротивления одиночной линии 50 Ом и не менялось, как и значения  $t$ ,  $h$  и  $\epsilon_r$ . Значения  $s_i$  для каждой линии различны, поскольку они оптимизировались по критерию минимизации максимальной амплитуды импульсов на выходе активного проводника МПЛ. Многопроводные МПЛ, имеющие 3, 4 и 5 проводников соответственно, представлены на рис. 1, б-г.

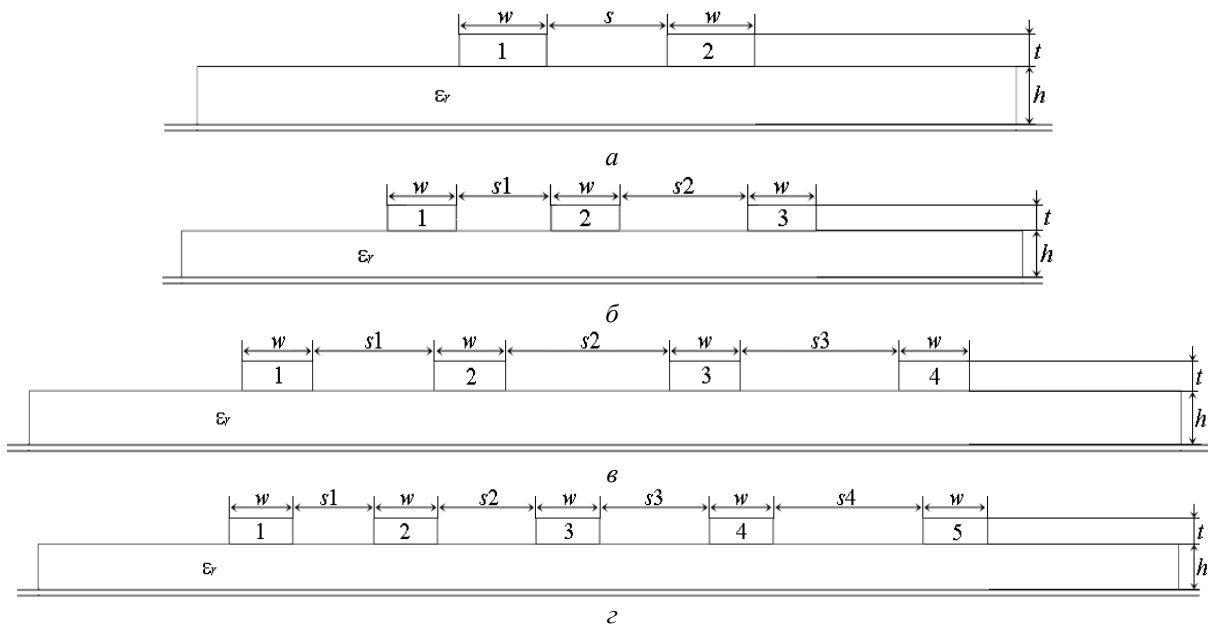


Рис. 1. Поперечные сечения двух- (а), трех- (б), четырех- (в) и пяти- (г) проводной линий

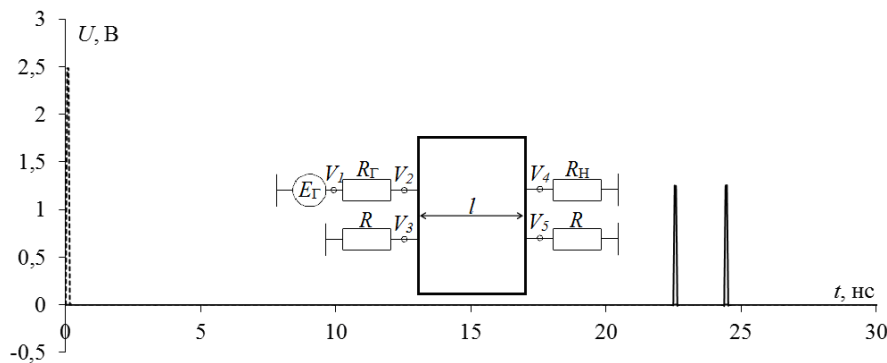


Рис. 2. Схема и формы сигнала в начале (---) и конце (—) проводника  $l$  для двухпроводной линии

В трех-, четырех- и пятипроводной линиях распространяются соответственно, 3, 4 и 5 мод с соответствующими им характеристиками. Вычислены матрицы  $\mathbf{C}$  и  $\mathbf{L}$  для трехпроводной линии при  $s_1 = 400$  мкм,  $s_2 = 540$  мкм:

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1,19e-010 & -7,43e-012 & -9,74e-013 \\ -7,44e-012 & 1,19e-010 & -4,99e-012 \\ -9,66e-013 & -4,97e-012 & 1,18e-010 \end{pmatrix}, \Phi/\text{м}; \quad (1)$$

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} 2,92e-007 & 3,97e-008 & 9,00e-009 \\ 3,97e-008 & 2,91e-007 & 2,81e-008 \\ 9,01e-009 & 2,81e-008 & 2,93e-007 \end{pmatrix}, \text{Гн}/\text{м};$$

для четырехпроводной линии при  $s_1 = 500$  мкм,  $s_2 = 675$  мкм,  $s_3 = 650$  мкм:

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1,18e-010 & -5,61e-012 & -7,79e-013 & -3,34e-013 \\ -5,61e-012 & 1,18e-010 & -3,62e-012 & -6,83e-013 \\ -7,76e-013 & -3,62e-012 & 1,18e-010 & -3,91e-012 \\ -3,33e-013 & -6,81e-013 & -3,91e-012 & 1,18e-010 \end{pmatrix}, \Phi/\text{м}; \quad (2)$$

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} 2,92e-007 & 3,10e-008 & 6,60e-009 & 2,75e-009 \\ 3,10e-008 & 2,92e-007 & 2,11e-008 & 5,55e-009 \\ 6,61e-009 & 2,11e-008 & 2,93e-007 & 2,23e-008 \\ 2,75e-009 & 5,55e-009 & 2,23e-008 & 2,93e-007 \end{pmatrix}, \text{Гн}/\text{м};$$

для пятипроводной линии при  $s_1 = 367$  мкм,  $s_2 = 447$  мкм,  $s_3 = 500$  мкм,  $s_4 = 685$  мкм:

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1,19e-010 & -8,21e-012 & -1,02e-012 & -4,27e-013 & -2,29e-013 \\ -8,22e-012 & 1,20e-010 & -6,28e-012 & -8,77e-013 & -3,45e-013 \\ -1,02e-012 & -6,27e-012 & 1,19e-010 & -5,49e-012 & -7,50e-013 \\ -4,25e-013 & -8,68e-013 & -5,48e-012 & 1,18e-010 & -3,59e-012 \\ -2,26e-013 & -3,39e-013 & -7,41e-013 & -3,59e-012 & 1,18e-010 \end{pmatrix}, \Phi/\text{м};$$

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} 2,91e-007 & 4,33e-008 & 1,07e-008 & 4,20e-009 & 1,97e-009 \\ 4,33e-008 & 2,90e-007 & 3,47e-008 & 8,71e-009 & 3,14e-009 \\ 1,07e-008 & 3,47e-008 & 2,91e-007 & 3,07e-008 & 6,47e-009 \\ 4,20e-009 & 8,71e-009 & 3,07e-008 & 2,92e-007 & 2,07e-008 \\ 1,97e-009 & 3,14e-009 & 6,47e-009 & 2,07e-008 & 2,93e-007 \end{pmatrix}, \text{Гн}/\text{м};$$
(3)

Затем из (1)–(3) вычислены векторы погонных задержек мод ( $\boldsymbol{\tau}$ ), матрицы характеристического импеданса ( $\mathbf{Z}_c$ ) и собственных векторов ( $\mathbf{S}_v$ ) произведения матриц  $\mathbf{L}$  и  $\mathbf{C}$  для этих линий:

$$\boldsymbol{\tau} = \begin{pmatrix} 6,14 \\ 5,61 \\ 5,82 \end{pmatrix}, \text{нс}/\text{м}; \quad \mathbf{Z}_c = \begin{pmatrix} 49,66 & 4,94 & 1,01 \\ 4,94 & 49,51 & 3,44 \\ 1,01 & 3,44 & 49,84 \end{pmatrix}, \text{Ом}; \quad \mathbf{S}_v = \begin{pmatrix} -0,5 & 0,5 & 0,5 \\ -0,6 & -0,7 & 0,07 \\ -0,4 & 0,3 & -0,8 \end{pmatrix}; \quad (4)$$

$$\boldsymbol{\tau} = \begin{pmatrix} 6,12 \\ 5,66 \\ 5,93 \\ 5,75 \end{pmatrix}, \text{нс}/\text{м}; \quad \mathbf{Z}_c = \begin{pmatrix} 49,80 & 3,82 & 0,75 & 0,31 \\ 3,82 & 49,72 & 2,56 & 0,63 \\ 0,75 & 2,56 & 49,82 & 2,73 \\ 0,31 & 0,63 & 2,73 & 49,91 \end{pmatrix}, \text{Ом}; \quad \mathbf{S}_v = \begin{pmatrix} 0,5 & 0,5 & -0,5 & 0,4 \\ 0,6 & -0,7 & -0,3 & -0,2 \\ 0,5 & 0,4 & 0,4 & -0,6 \\ 0,3 & -0,2 & 0,6 & 0,6 \end{pmatrix}; \quad (5)$$

$$\boldsymbol{\tau} = \begin{pmatrix} 6,24 \\ 5,98 \\ 5,56 \\ 5,82 \\ 5,68 \end{pmatrix}, \text{нс}/\text{м}; \quad \mathbf{Z}_c = \begin{pmatrix} 49,58 & 5,39 & 1,19 & 0,46 & 0,22 \\ 5,40 & 49,33 & 4,27 & 0,96 & 0,34 \\ 1,19 & 4,27 & 49,53 & 3,77 & 0,73 \\ 0,46 & 0,96 & 3,77 & 49,72 & 2,53 \\ 0,22 & 0,34 & 0,73 & 2,52 & 49,92 \end{pmatrix}, \text{Ом}; \quad \mathbf{S}_v = \begin{pmatrix} 0,4 & -0,5 & -0,5 & -0,4 & -0,4 \\ 0,6 & -0,3 & 0,7 & -0,04 & 0,2 \\ 0,5 & 0,1 & -0,5 & 0,5 & 0,4 \\ 0,4 & 0,5 & 0,2 & 0,2 & -0,6 \\ 0,2 & 0,5 & -0,04 & -0,7 & 0,3 \end{pmatrix}. \quad (6)$$

Из вектора  $\boldsymbol{\tau}$  для каждой из трех линий видно, что погонные задержки мод различны. Также из  $\mathbf{S}_v$  видно, что значения напряжений мод в проводниках не равны по модулю.

Для оценки возможности модального разложения необходимо вычислить максимальную разность погонных задержек мод и амплитуды импульсов разложения в конце активного проводника с помощью выражения [7]

$$\mathbf{V} = \mathbf{S}_v \text{diag}(\mathbf{V}_m), \quad (7)$$

где  $\mathbf{V}_m = 0,5 \cdot \mathbf{S}_v^{-1} \cdot \mathbf{E}$ ;  $\mathbf{S}_v$  – матрица размера  $N \times N$ , содержащая собственные векторы матрицы  $\mathbf{L}\mathbf{C}$ ;  $\mathbf{E}$  – вектор размера  $N \times 1$ , состоящий из значений амплитуд источников напряжения, где  $N$  – количество проводников.

Значения амплитуд импульсов разложения в конце активного проводника, вычисленные аналитически и моделированием при условиях, что источник ЭДС амплитудой 5 В подключался между проводником  $l$  (активным) и опорным, приведены в таблице.

**Значения амплитуд импульсов разложения, В**

Результат	$N = 3$			$N = 4$				$N = 5$				
Аналитика	0,84	0,97	0,67	0,61	0,74	0,64	0,44	0,52	0,66	0,60	0,44	0,23
Моделирование	0,84	0,83	0,83	0,70	0,49	0,70	0,60	0,56	0,47	0,39	0,56	0,49

Из векторов  $\boldsymbol{\tau}$  следует, что максимальное значение разности погонных задержек мод равно для трех-, четырех- и пятипроводной линий 0,53, 0,45 и 0,67 нс/м соответственно. Следовательно, полное разложение импульсного сигнала длительностью  $t_\Sigma$  в отрезке линии передачи длиной  $l$  возможно при условии  $t_\Sigma/l < 0,53$  нс/м для  $N = 3$ ,  $t_\Sigma/l < 0,45$  нс/м для  $N = 4$  и  $t_\Sigma/l < 0,67$  нс/м для  $N = 5$ . Кроме того, согласно таблице, максимальные амплитуды импульсов разложения в 3, 3,6 и 4,5 раза соответственно меньше уровня сигнала в начале линии. Можно предположить, что эти амплитуды не изменятся значительно при нагрузках на концах проводников, равных диагональному значению  $\mathbf{Z}_c$ . Для подтверждения вычислены формы сигнала в начале и конце активного проводника для схем из рис. 3–5 с резисторами 50 Ом. Вычисленные формы сигналов в начале ( $V1$ ) и конце проводника  $l$  ( $V5$ ) для трехпроводной линии, ( $V6$ ) для четырехпроводной линии и ( $V7$ ) для пятипроводной линии при  $l = 4$  м представлены на рис. 3–5, где источник импульсных сигналов представлен идеальным источником ЭДС (длительности фронта, спада и плоской вершины выбраны равными по 50 пс, так что  $t_\Sigma = 150$  пс, а амплитуда – 5 В). Из рис. 3–5 видно, что к концу проводника  $l$  приходят 3, 4 и 5

импульсов с максимальными амплитудами 0,84; 0,70 и 0,56 В, что в 3; 3,6 и 4,5 раза соответственно меньше уровня сигнала в начале линии.

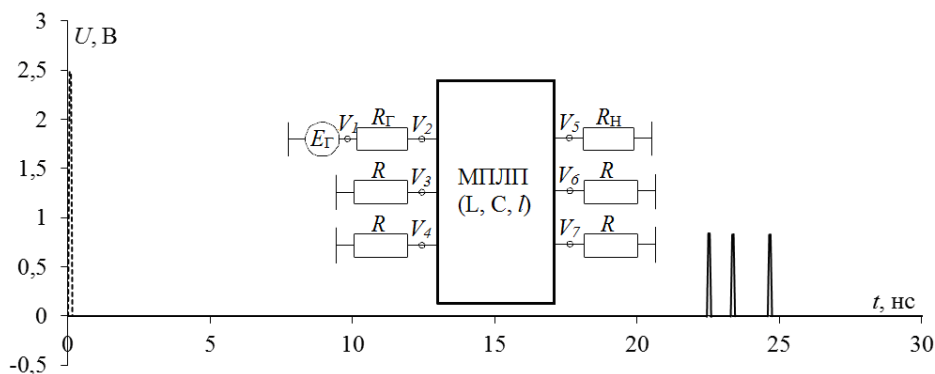


Рис. 3. Схема и формы сигнала в начале (---) и конце (—) проводника  $l$  для трехпроводной линии

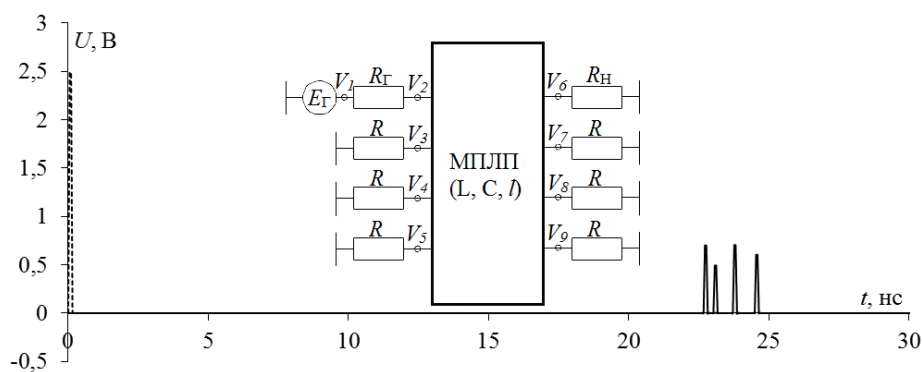


Рис. 4. Схема и формы сигнала в начале (---) и конце (—) проводника  $l$  для четырехпроводной линии

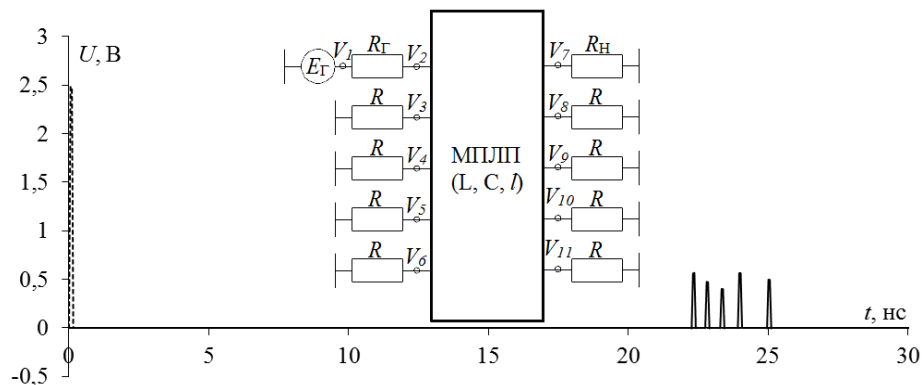


Рис. 5. Схема и формы сигнала в начале (---) и конце (—) проводника  $l$  для пятипроводной линии

В итоге предложено совершенствование защиты от сверхкоротких импульсов за счет добавления к существующей структуре дополнительных проводников. (Полагается, что спектр полезного сигнала не ослабляется модальным фильтром.) Используя подобный подход, в дальнейшем могут быть исследованы другие структуры. Результаты показали перспективы исследования многопроводных модальных фильтров, поскольку при добавлении к двухпроводной структуре дополнительных проводников, при одинаковых параметрах, значительно (почти до 5 раз) уменьшается амплитуда на выходе линии. Отметим, что косвенное экспериментальное подтверждение полученного результата содержится в работе [3], где показано повышенное ослабление модального фильтра при уплотнении его витков.

Моделирование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 14-19-01232) в ТУСУРе, алгоритмы и программное обеспечение разработаны в рамках выполнения проектной часть государственного задания Минобрнауки РФ, оптимизация выполнена при поддержке гранта РФФИ 14-29-09254.

*Литература*

1. Исследование функционирования локальной вычислительной сети в условиях воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов / К.Ю. Сахаров, А.А. Соколов, О.В. Михеев, В.А. Туркин, А.Н. Корнев, С.Н. Долбня, А.В. Певнев // Технологии ЭМС. – 2006. – №3 (18). – С. 36–45.
2. Газизов Т.Р. Исследование модальных искажений импульсного сигнала в многопроводных линиях с неоднородным диэлектрическим заполнением / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, О.М. Кузнецова-Таджибаева // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2004. – Т. 11, № 11. – С. 18–22.
3. Заболоцкий А.М. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата: моногр. / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники, 2013. – 151 с.
4. Gazizov T.R. Experimental results on ultra wide band pulse propagation in three-conductor power cables of flat and circular cross sections / T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky, I.E. Samotin // Proceedings of International Siberian conference on control and communications (SIBCON–2009). Russia, Tomsk. March 27–28, 2009. – Tomsk, 2009. – P. 264–269.
5. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Том. гос. ун-т, 2007. – 152 с.
6. Gazizov T.R. New approach to EMC protection / T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // Proceedings of the 18-th International Zurich Symposium on EMC. Germany, Munich. September 24–28 2007. – Munich, 2007. – P. 273–276.
7. Самотин И.Е. Условие выравнивания амплитуд импульсов на выходе модального фильтра // Технологии ЭМС. – М., 2010. – № 4(35). – С. 31–34.
8. Design of printed modal filters for computer network protection / T.R. Gazizov, I.E. Samotin, A.M. Zabolotsky, A.O. Melkozorov // Proceedings of 30-th International Conference on lightning protection, Cagliari, Italy. September 13–17, 2010. – P. 1246-1–1246-3.
9. Заболоцкий А.М. Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации / А.М. Заболоцкий // Докл. Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – № 2 (36). – С. 41–44.
10. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Докл. Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – № 2 (36). – С. 45–50.

**Белоусов Антон Олегович**

Магистрант, каф. телевидения и управления (ТУ) ТУСУРа  
Тел.: 8-923-440-86-02  
Эл. почта: ant1lafleur@gmail.com

**Газизов Тальгат Рашитович**

Д-р техн. наук, ст. науч. сотрудник, зав. каф. ТУ ТУСУРа  
Тел.: 8-913-826-07-24  
Эл. почта: talgat@tu.tusur.ru

**Заболоцкий Александр Михайлович**

Ст. науч. сотрудник, каф. ТУ ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 90-01-45  
Эл. почта: zabolotsky\_am@mail.ru

Belousov A.O., Gazizov T.R., Zabolotsky A.M.

**Multiconductor microstrip line as a modal filter for protection against ultrashort pulses**

The addition of extra conductors to the coupled microstrip line is suggested to improve the protection against ultrashort pulses. Microstrip lines with three, four and five conductors were obtained with the maximal amplitude of decomposed pulses of 3, 3.6 and 4.5 times less, than the signal level at the beginning of the line. The results show prospects for research in the field of multiconductor modal filters.

**Keywords:** multiconductor microstrip line, protection devices, modal filtering.

УДК 629.7.01

Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов, А.М. Заболоцкий, Е.Н. Буичкин

## Новый способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием

Рассмотрен новый способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием. В нем предложено для повышения помехозащищенности применять модальную фильтрацию сигнала с использованием элементов резервной цепи. Проанализирована двухпроводная структура, в которой сверхкороткий входной импульс помехи разлагается на 2 импульса, более чем в 2 раза меньшей амплитуды. Полученные результаты показывают, что предложенный способ позволяет повысить помехозащищенность цепей с резервированием практически без дополнительных затрат.

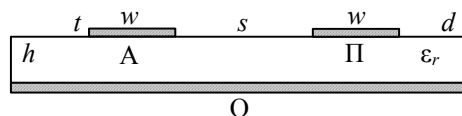
**Ключевые слова:** связанная линия, модальная фильтрация, погонная задержка, резервирование.

При создании критичной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) необходимо обеспечение высокой надежности, важными аспектами которой являются резервирование и электромагнитная совместимость. Последняя особенно актуальна, поскольку растут уровни и частоты полезных и помеховых сигналов. Известно, что одним из способов обеспечения высокой надежности РЭА является холодное резервирование. Наличие заложенной в него избыточности позволяет искать пути её рационального использования [1] даже в период штатной работы резервируемой цепи. Между тем существуют технические решения, реализация которых требует наличия одного или нескольких элементов, подобных основному. Примером является модальная фильтрация, требующая наличия рядом с активным проводником одного или нескольких пассивных [2]. Это позволяет не только передавать сигналы по проводникам, но и повысить помехозащищенность.

В данной работе впервые предложено объединить резервирование и модальную фильтрацию в единое целое: предложен и обоснован новый способ трассировки печатных трасс для цепей с резервированием, позволяющий повысить помехозащищенность РЭА.

Способ заключается в том, что резервируемая и резервирующая цепи выполняются так, что каждый проводник резервируемой цепи является активным, а соответствующий проводник резервирующей цепи – пассивным, в смысле модальной фильтрации сигналов. Цепи имеют общий опорный проводник. Соответствующие проводники резервируемой и резервной цепей располагаются парами в одном слое параллельно друг другу с минимальными технологически допустимыми зазорами между собой. Пример для одного проводника показан на рис. 1.

Рис. 1. Поперечное сечение структуры, где проводники:  
А – активный, П – пассивный, О – опорный



При создании новых способов защиты критичной РЭА важно как можно быстрее представить результаты исследований, которые помогут уменьшить вероятность её отказа. Проведение натурного эксперимента материально затратно и занимает много времени. Чтобы в короткие сроки исследовать предложенный способ и получить предварительные результаты, применяется компьютерное моделирование. Оно позволяет без больших материальных и временных затрат выполнить первые оценки.

Вычисление параметров и форм сигнала выполнялось в программном продукте TALGAT [3] при допущении, что в рассматриваемых структурах распространяются только квази-Т волны. Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались.

В общем случае структура рассматривается как связанная линия передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением в поперечном сечении. Следовательно, в данной структуре распространяются две моды с соответствующими им характеристиками. Для выполнения анализа вычислены матрицы погонных коэффициентов электростатической и электромагнитной индукций при  $s = 100$  мкм,  $w = 300$  мкм,  $t = 65$  мкм,  $h = 510$  мкм,  $\epsilon_r = 10$ :



$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 161 & -62,5 \\ -62,5 & 161 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}, \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 449 & 236,1 \\ 236,1 & 449 \end{bmatrix} \text{ нГн/м}. \quad (1)$$

Затем из (1) вычислены вектор погонных задержек мод  $\tau = [8,2; 6,9]$  нс/м и их разность  $\Delta\tau = 1,3$  нс/м.

При вычислении форм сигнала в структуре длиной 1 м использовалась схема рис. 2. Она содержит четыре резистора с сопротивлением, равным среднему геометрическому волновых сопротивлений четной и нечетной мод, и источник сигналов, который подключался между резервируемой трассой (активный проводник) и опорным проводником. Импульсная помеха с ЭДС 2 В подавалась между резервируемой трассой и опорным проводником (длительности фронта, спада и плоской вершины выбраны равными по 0,1 нс, так что  $t_{\Sigma} = 0,3$  нс). Функцию резервной трассы выполняет пассивный проводник. Формы сигналов в начале (V1) и конце (V3) резервируемого (активного) проводника представлены на рис. 2, из которого видно, что к концу линии приходят два импульса амплитудой 0,47 В. Это разложение (и, как следствие, уменьшение восприимчивости резервируемой цепи к внешним кондуктивным эмиссиям) обусловлено разностью задержек четной и нечетной мод в структуре связанных линий.

На рис. 3 приведен пример амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) одиночной и связанных микрополосковых линий для конкретного случая. Эта характеристика позволяет судить о том, что спектр полезного сигнала должен располагаться в той области частот, где он получит наименьшие искажения. Иначе говоря, при проектировании цепей для рассматриваемого случая их параметры, например длину проводников, следует выбирать, соотносясь с частотным диапазоном полезного сигнала.

Таким образом, результаты моделирования показывают, что предложенный способ трассировки печатных проводников цепей с резервированием позволяет уменьшить восприимчивость резервируемой цепи к внешним кондуктивным эмиссиям и уменьшить уровень генерируемых кондуктивных эмиссий резервируемой цепью. Примечательно, что реализация способа не требует материальных затрат и, в случае выхода из строя резервируемой цепи в резервной цепи будет достигаться аналогичный технический результат. На основе полученных результатов подана заявка на изобретение.

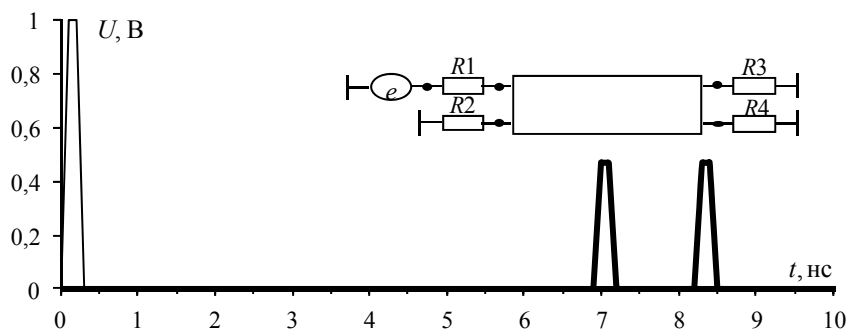


Рис. 2. Форма сигнала в начале (—) и конце (—) активного проводника

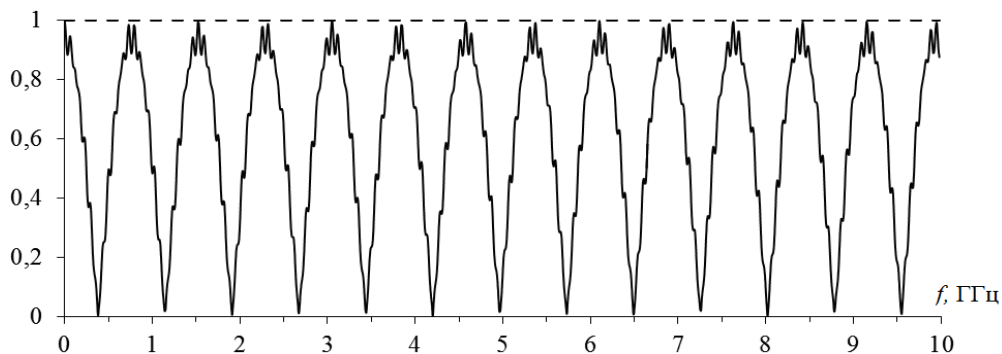


Рис. 3. Частотный отклик одиночной линии (---) и линии связанной (—) на гармоническое воздействие

Способ разработан за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01232) в ТУСУРе, программное обеспечение создано в рамках выполнения проектной части государственного задания № 8.1802.2014/К Министерства образования РФ, моделирование выполнено при поддержке гранта РФФИ 14-29-09254.

*Литература*

1. Орлов П.Е. Уменьшение электромагнитного поля цепей с резервированием трасс / П.Е. Орлов, Т.Р. Газизов // Авиакосмическое приборостроение. – 2011. – № 11. – С. 3–6.
2. Improved design of modal filter for electronics protection / T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky, A.O. Melkozerov, E.S. Dolganov, P.E. Orlov // Proc. of 31-st Int. conf. on lightning protection, Sept. 2–7 2012. Vienna, Austria.
3. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Докл. Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 2 (36). – С. 45–50.

---

**Газизов Тальгат Рашитович**

Д-р техн. наук, ст. науч. сотрудник, зав. каф. телевидения и управления (ТУ) ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 41-34-39  
Эл. почта: talgat@tu.tusur.ru

**Орлов Павел Евгеньевич**

Канд. техн. наук, мл. науч. сотрудник каф. ТУ  
Тел.: 8 (382-2) 41-34-39  
Эл. почта: praetorian281@gmail.com

**Заболоцкий Александр Михайлович**

Канд. техн. наук, доцент каф. ТУ  
Тел.: 8 (382-2) 41-34-39  
Эл. почта: zabolotsky\_am@mail.ru

**Буичкин Евгений Николаевич**

Магистрант каф. ТУ  
Тел.: 8-923-431-72-71  
Эл. почта: byichkin-evgenii@mail.ru

Gazizov T.R., Orlov P.E., Zabolotsky A.M., Buichkin E.N.

**New method of routing of the printed conductors of redundant circuits**

A new method for routing the printed conductors of redundant circuits is proposed. A modal filtration is used to increase the interference immunity. A structure with two conductors is considered; in this structure the initial interference pulse is decomposed into two pulses with twice lower amplitudes. The attenuation of spectral components of the initial signal and the presence of resonant frequencies are shown. The obtained results prove that the proposed method allows to increase interference immunity of the redundant circuits without additional costs.

**Keywords:** associated line, modal filtering, per unit length delay.

УДК: 519.612

Р.С. Суровцев, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов

## Многократное решение системы линейных алгебраических уравнений с помощью блочного LU-разложения для вычисления емкостной матрицы системы проводников и диэлектриков при изменении ее параметров

Приведены аналитические оценки ускорения многократного решения СЛАУ за счет использования блочного LU-разложения. Усовершенствован алгоритм вычисления ряда емкостных матриц системы проводников и диэлектриков. Выполнены численные оценки ускорения усовершенствованным алгоритмом в зависимости от различных параметров. Получено максимальное ускорение в 15 раз.

**Ключевые слова:** система линейных алгебраических уравнений, блочное LU-разложение, емкостная матрица, многократные вычисления.

В настоящее время имитационное моделирование различных процессов (механических, тепловых, электрических и пр.) получило широкое распространение в различных областях практической деятельности. Это моделирование часто основано на численных методах, сводящих задачу к решению системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ). Поэтому от умения быстро решать СЛАУ зависит эффективность моделирования в целом. Особая необходимость в этом возникает при моделировании в диапазоне параметров, например в задачах оптимизации по большому числу параметров. Тогда получим [1]

$$\mathbf{A}_k \mathbf{x}_k = \mathbf{b}_k, \quad (1)$$

где  $\mathbf{A}_k$  – плотная, неособенная и квадратная матрица СЛАУ порядка  $N$ ;  $\mathbf{b}_k$  – вектор свободных членов, а  $\mathbf{x}_k$  – вектор неизвестных,  $k = 1, 2, \dots$ .

Необходимо отметить, что в ряде случаев изменение некоторого параметра моделируемой структуры приводит к изменению лишь части элементов матрицы СЛАУ системы (1), а остальные элементы при этом остаются неизменными. Например, в ряде задач электромагнитной совместимости необходимо многократное вычисление матрицы электростатической индукции (далее емкостной матрицы  $\mathbf{C}$ ) системы проводников и диэлектриков методом моментов [2]. Необходимость многократного решения СЛАУ возникает при учете частотной зависимости относительной диэлектрической проницаемости диэлектрика ( $\epsilon_r$ ) [3]. Тогда для каждой частотной точки диапазона вычисляется емкостная матрица, для чего необходимо решить СЛАУ с различными векторами свободных членов, что можно представить в матричном виде как

$$\mathbf{S}_k \mathbf{\Sigma}_k = \mathbf{V}_k, \quad (2)$$

где  $\mathbf{S}_k$  – квадратная и плотная матрица порядка  $N$ , являющаяся результатом применения метода моментов к анализируемой структуре;  $\mathbf{V}_k$  – неизменная в ходе вычислений матрица размера  $N \times N_{\text{COND}}$ , состоящая из задаваемых потенциалов на подобластях, на которые разбиты границы структуры, а  $\mathbf{\Sigma}_k$  – искомая матрица размера  $N \times N_{\text{COND}}$ , дающая распределение плотности заряда на этих границах,  $N_{\text{COND}}$  – количество проводников, не считая опорного,  $k = 1, 2, \dots, m$ , где  $m$  – число решаемых СЛАУ.

Порядок матрицы СЛАУ складывается из количества подобластей на границах проводник–диэлектрик ( $N_C$ ) и диэлектрик–диэлектрик ( $N_D$ ), а элементы матрицы вычисляются из параметров этих подобластей. При изменении  $\epsilon_r$  изменяются лишь элементы с индексом больше  $N_C$ , на главной диагонали матрицы СЛАУ, соответствующие подынтервалам диэлектрик–диэлектрик.

Традиционно для решения СЛАУ с плотной матрицей используются прямые методы, вычислительные затраты которых пропорциональны  $N^3$ , что неприемлемо при многократных вычислениях с изменяющейся матрицей, поскольку затраты становятся пропорциональными  $mN^3$ . Между тем специфика частичного изменения матрицы СЛАУ – это ресурс для уменьшения времени многократных вычислений. Поэтому актуальна разработка алгоритмов решения СЛАУ, учитывающих частичное

изменение матрицы СЛАУ при многократных вычислениях. Значительно ускорить вычисления позволяет блочная версия  $LU$ -разложения с последующим решением СЛАУ, поскольку при многократных вычислениях нет необходимости каждый раз выполнять полное  $LU$ -разложение матрицы СЛАУ, а нужно пересчитывать только блоки, соответствующие изменившимся элементам исходной матрицы.

С помощью блочного  $LU$ -разложения усовершенствован алгоритм вычисления ряда емкостных матриц, учитывающий изменение элементов матрицы СЛАУ только на главной диагонали [4]. Для данного алгоритма выполнены аналитические оценки затрат, показавшие значительный ресурс ускорения вычислений до 134 раз [5]. Алгоритм апробирован на практических задачах [6, 7]. Однако при моделировании в диапазоне параметров структуры возможно изменение не только  $\epsilon_r$ , но и её размеров. Например, при оптимизации связанной линии варьируется толщина диэлектрика ( $h_C$ ) между проводниками (рис. 1), где диапазон изменения  $h_C$  снизу ограничен величиной  $h$ , а сверху – суммой  $h$  и  $t$ .

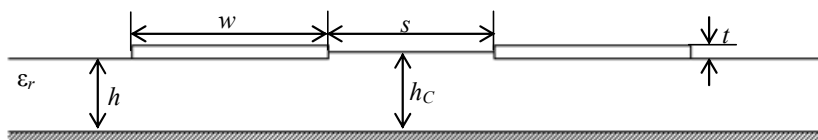


Рис. 1. Вид поперечного сечения связанной линии

При изменении параметра  $h_C$  изменяются элементы в нижней и правой частях матрицы СЛАУ с индексами, соответствующими подынтервалам диэлектрик–диэлектрик (индексы строк и столбцов больше  $N_C$ ). Оценки применимости и эффективности блочного  $LU$ -разложения при таком изменении матрицы СЛАУ авторам неизвестны. Между тем они бы позволили расширить сферу применения алгоритмов на основе блочного  $LU$ -разложения к другим задачам с частичным изменением матрицы СЛАУ при многократных вычислениях, например при адаптивном итерационном выборе оптимальной сегментации структуры проводников и диэлектриков [8].

Цель работы – выполнить оценку эффективности применения блочного  $LU$ -разложения для решения СЛАУ при многократном вычислении емкостной матрицы в диапазоне параметров.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи: рассмотреть алгоритм блочного  $LU$ -разложения и выполнить возможные аналитические оценки эффективности его применения; выполнить совершенствование исходного алгоритма; выполнить оценку ускорения усовершенствованным алгоритмом на основе вычислительного эксперимента.

**Алгоритм многократного решения СЛАУ с помощью блочного  $LU$ -разложения и аналитические оценки его эффективности.** Рассмотрим алгоритм блочного  $LU$ -разложения на примере разложения матрицы  $S$ , представленной в виде

$$S = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix},$$

где блоки размера:  $A - N_A \times N_A$ ,  $B - N_A \times N_D$ ,  $C - N_D \times N_A$ ,  $D - N_D \times N_D$ .

Тогда  $LU$ -разложение матрицы  $S$  будет иметь следующий блочный вид (в случае, если блок  $A$  – неособенная матрица) [9]:

$$S = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \Rightarrow L = \begin{bmatrix} I & 0 \\ CA^{-1} & I \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} A & B \\ 0 & D - CA^{-1}B \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где  $I$  – единичная матрица. Из (3) видно, что необходимо несколько раз выполнять обращение блока  $A$ , что увеличивает затраты времени при программной реализации  $LU$ -разложения. Также увеличиваются затраты памяти на хранение отдельно матриц  $L$  и  $U$ . Поэтому для минимизации затрат, перепишем (3) в виде (матрица  $S'$ ), удобном для хранения и дальнейшего использования:

$$S' = \begin{bmatrix} S'_{11} & S'_{12} \\ S'_{21} & S'_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^{-1} & A^{-1}B \\ C & D - CA^{-1}B \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Тогда алгоритм блочного  $LU$ -разложения в удобном для программной реализации виде можно представить последовательностью действий:  $S'_{11} = A^{-1}$ ,  $S'_{21} = C$ ,  $S'_{12} = S'_{11}B$ ,  $S'_{22} = D - S'_{21}S'_{12}$ . Видно, что при необходимости многократного решения СЛАУ изменение элементов блока  $A$  приводит к необходимости полного пересчета верхнетреугольной части матрицы, поэтому применение блочного  $LU$ -разложения будет неэффективно. Однако при изменении элементов любого из других блоков ( $B$ ,  $C$  или  $D$ ) необходимо пересчитать лишь блоки матрицы  $S'$ , зависящие от изменившихся блоков

исходной матрицы. Таким образом, в самом общем случае (изменение блоков  $\mathbf{B}$ ,  $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{D}$ ) при  $m$ -кратных вычислениях будет однократно выполняться вычислительно затратное первое разложение матрицы  $\mathbf{S}'$  (включающее обращение блока  $\mathbf{A}$ ) и последующие  $m - 1$  вычислений только блоков  $\mathbf{S}'_{12}$ ,  $\mathbf{S}'_{21}$  и  $\mathbf{S}'_{22}$ .

Для аналитической оценки ускорения многократного решения СЛАУ рассмотрим (аналогично работам [5, 10]) отношение ( $\beta$ ) общего времени решения  $m$  СЛАУ последовательным алгоритмом LU-разложения ко времени решения блочным алгоритмом:

$$\beta = \frac{mT_{LU}}{T_1 + (m-1)T_S}, \quad (5)$$

где  $T_1$  – время первого решения, в которое входит нахождение блока  $\mathbf{S}'_{11}$  размером  $N_A \times N_A$  и последующее решение СЛАУ с нахождением матрицы неизвестных из (2);  $T_S$  – время вычисления блоков  $\mathbf{S}'_{12}$ ,  $\mathbf{S}'_{22}$  с последующим нахождением матрицы неизвестных. Из (5) получим оценку максимально возможного ускорения:

$$\beta_{\max} = \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{mT_{LU}}{T_1 + (m-1)T_S} = \frac{T_{LU}}{T_S}. \quad (6)$$

Из выражений (5)–(6) следует, что чем больше  $m$ , тем меньше ускорение зависит от времени первого решения. Также видно, что величина ускорения обратно пропорциональна времени вычисления блоков  $\mathbf{S}'_{12}$ ,  $\mathbf{S}'_{22}$  и определяется размерами этих блоков. Таким образом, при больших  $m$  и  $N_A$  и малом  $N_D$  можно получить значительное ускорение многократного решения СЛАУ.

**Совершенствование алгоритма вычисления ряда емкостных матриц с помощью блочного LU-разложения.** Для ясности сначала рассмотрим исходный алгоритм (алгоритм 1).

**Алгоритм 1.** Исходный алгоритм вычисления ряда емкостных матриц.

1. Вычислить элементы матрицы воздействия  $\mathbf{V}_k$  (размера  $N \times N_{\text{COND}}$ ).
2. Для  $k$  от 1 до  $m$ .
3. Вычислить элементы матрицы  $\mathbf{S}_k$  (размера  $N \times N$ ).
4. Выполнить LU-разложение матрицы  $\mathbf{S}_k$ .
5. Найти матрицу решения  $\mathbf{\Sigma}_k$  из уравнения  $\mathbf{S}_k \mathbf{\Sigma}_k = \mathbf{V}_k$ .
6. Вычислить элементы матрицы  $\mathbf{C}_k$ , основываясь на элементах  $\mathbf{\Sigma}_k$ .
7. Увеличить  $k$ .

Как видно из алгоритма 1, на каждом шаге  $k$  выполняются заполнение матрицы СЛАУ, решение СЛАУ с помощью LU-разложения и вычисление емкостной матрицы  $\mathbf{C}_k$ .

Как было отмечено выше, порядок матрицы  $N$  складывается из количества подобластей на границах проводник–диэлектрик –  $N_C$  и диэлектрик–диэлектрик –  $N_D$ . Но, как в задаче оптимизации связанной линии, может изменяться высота не всей границы раздела воздушной среды и диэлектрической подложки, а только ее часть, находящаяся между проводниками (рис. 2). Поэтому, в такой задаче  $N_D$  складывается из количества подобластей с постоянными ( $N_D^{\text{const}}$ ) и изменяющимися ( $N_D^{\text{var}}$ ) параметрами. Таким образом, общий порядок неизменяющихся элементов составляет  $N_{\text{const}} = N_C + N_D^{\text{const}}$ , так что  $N = N_{\text{const}} + N_D^{\text{var}}$ . Далее для уменьшения количества вводимых индексов  $N_{\text{const}}$  и  $N_D^{\text{var}}$  приняты равными  $N_A$  и  $N_D$  соответственно. Для общего случая перед вычислениями необходимо изменить нумерацию границ структуры, чтобы подобласти, соответствующие изменяющимся строкам и столбцам матрицы СЛАУ, нумеровались последними. Тогда алгоритм вычисления ряда емкостных матриц с учетом (4) можно представить в следующем виде.

**Алгоритм 2.** Усовершенствованный алгоритм вычисления ряда емкостных матриц.

1. Вычислить элементы матрицы  $\mathbf{S}_1$  (размера  $N \times N$ ).
2. Изменить нумерацию границ структуры так, чтобы подобласти, соответствующие изменяющимся строкам и столбцам матрицы  $\mathbf{S}_1$ , нумеровались последними.
3. Вычислить  $\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_1^{-1}$  (размеры блока  $N_A \times N_A$ ).
4. Вычислить элементы матрицы воздействия  $\mathbf{V}_k$ .
5.  $\mathbf{X}_0 = \mathbf{A}_1 \mathbf{V}_0$  (размер блоков  $\mathbf{X}_0$  и  $\mathbf{V}_0$  –  $N_A \times N_{\text{COND}}$ ).
6. Для  $k$  от 1 до  $m$ .
7.  $\mathbf{B}_k = \mathbf{A}_1 \mathbf{V}_k$ .
8.  $\mathbf{D}_k = \mathbf{D}_k - \mathbf{C}_k \mathbf{B}_k$ .
9.  $\mathbf{X}_{1k} = \mathbf{V}_1 - \mathbf{C}_k \mathbf{X}_0$  (размер блоков  $\mathbf{X}_{1k}$  и  $\mathbf{V}_1$  –  $N_D \times N_{\text{COND}}$ ).

10.  $\Sigma_{1k} = \mathbf{D}_k^{-1} \mathbf{X}_{1k}$ .
11.  $\Sigma_{0k} = \mathbf{X}_0 - \mathbf{B}_k \Sigma_{1k}$ .
12. Вычислить элементы емкостной матрицы  $\mathbf{C}_k$ .
13. Вычислить элементы изменяющихся блоков  $\mathbf{B}_{k+1}$ ,  $\mathbf{C}_{k+1}$ ,  $\mathbf{D}_{k+1}$ .
14. Увеличить  $k$ .

Из алгоритма 2 видно, что для реализации блочного LU-разложения необходима дополнительная матрица  $\mathbf{X}$  порядка  $N \times N_{\text{COND}}$ , в которой хранятся результаты промежуточных вычислений.

**Вычислительный эксперимент.** В пакете Microsoft Visual Studio выполнена программная реализация алгоритмов 1 и 2 для вычислительной оценки ускорения. Использована рабочая станция (без параллельных вычислений, т.е. работало одно ядро процессора) со следующими параметрами: платформа AMD FX(tm)-8350 Eight-Core Processor; частота процессора 4,01 ГГц; объем ОЗУ 32 Гб; число ядер – 8; операционная система Windows 7x64. Количество СЛАУ  $m$  выбрано, исходя из того, что в задаче оптимизации связанной линии число изменений матрицы СЛАУ ограничено только значением  $t$ , которое однозначно определяется типовыми значениями толщины проводящего слоя печатных плат и может варьироваться от 5 до 105 мкм. Поэтому для простоты число изменений  $h_c$  принято равным  $m = 10, 20, \dots, 100$ . Так как в связанной линии (см. рис. 1) два проводника (не считая опорного), то  $N_{\text{COND}} = 2$ .

Сначала выполнена оценка зависимости отношения ( $\beta$ ) времени вычислений исходным алгоритмом 1 ( $T_{\text{И}}$ ) ко времени вычислений усовершенствованным алгоритмом 2 ( $T_{\text{У}}$ ) от порядка блока матрицы СЛАУ с неизменяющимися элементами ( $N_A$ ). Данная оценка позволит определить величину минимального порога  $N_A/N$ , после которого усовершенствованный алгоритм будет работать быстрее, чем исходный. Вычисление выполнено для крайних точек диапазона изменения  $m$ . Полученные ускорения ( $\beta = T_{\text{И}}/T_{\text{У}}$ ) для матрицы размером  $N = 1000$  сведены в табл. 1.

Таблица 1

**Оценка ускорения решения СЛАУ за счет использования усовершенствованного алгоритма вычисления  $m$  емкостных матриц при  $N=1000$**

$N_A/N$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
$m = 10$	0,17	0,23	0,31	0,41	0,55	0,68	0,83	0,98	1,17
$m = 100$	0,17	0,23	0,31	0,42	0,57	0,77	1,05	1,48	2,57

Из табл. 1 видно, что ускорение возрастает при росте  $N_A/N$ , но для разных  $m$  характер роста отличается. При  $N_A/N < 0,4$  ускорение не зависит от  $m$ , однако при дальнейшем увеличении  $N_A/N$  рост ускорения для  $m = 100$  выражен сильнее чем для  $m = 10$ . Так, значение  $N_A/N$ , при котором временные затраты на вычисление исходным и усовершенствованным алгоритмами равны, для  $m = 10$  близко к 0,8, а для  $m = 100$  близко к 0,7. Максимальное ускорение для  $m = 10$  составляет 1.17 раза, а для  $m = 100$  – 2,57 раза. Подводя итог, можно сделать следующие выводы. Величина порога  $N_A/N$ , после которого усовершенствованный алгоритм работает быстрее, чем исходный, зависит от  $m$  и при малых  $m$  выше, чем при больших. При малых  $N_A$  и  $m$  использование усовершенствованного алгоритма неэффективно, что согласуется с аналитическими оценками.

Следующей выполнена оценка зависимости времени вычисления исходным и усовершенствованным алгоритмами от  $m$  для  $N_A/N = 0,9; 0,99; 0,999$ . В качестве примера в табл. 2 сведено нормированное по минимальному значению время вычисления ряда емкостных матриц при  $N = 1000$ .

Таблица 2

**Нормированное по минимальному значению время вычисления  $m$  емкостных матриц при  $N=1000$**

$N_A/N$	$m$									
	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
Исходный алгоритм										
–	1,00	2,02	3,01	4,03	5,02	6,01	7,03	8,03	9,03	10,03
Усовершенствованный алгоритм										
0,9	1,0	1,36	1,75	2,13	2,52	2,90	3,27	3,69	4,03	4,46
0,99	1,0	1,04	1,09	1,14	1,19	1,24	1,28	1,33	1,38	1,43
0,999	1,0	1,0	1,0	1,01	1,02	1,02	1,03	1,03	1,05	1,04

Из табл. 2 видно, что время вычислений исходным алгоритмом имеет линейную зависимость от  $m$ , которая обусловлена тем, что исходный алгоритм основан на последовательном LU-разложении. Для усовершенствованного алгоритма зависимость от  $m$  нелинейна и при увеличении  $N_A/N$  становится слабее. Например, время вычислений при увеличении  $m$  от 10 до 100 для  $N_A/N = 0,9$  возрастает в 4,46 раза, а для  $N_A/N = 0,99$  – в 1,43 раза. Для  $N_A/N = 0,999$  зависимости времени от  $m$  практически не наблюдается и для всех  $m$  нормированное время близко к 1. Такую слабую зависимость времени вычислений от  $m$  при  $N_A/N = 0,999$  можно объяснить высокими вычислительными затратами на однократное обращение блока **A** размером  $N_A = 999$  и малыми затратами на  $m$  вычислений оставшихся блоков (состоящих из одного столбца и одной строки) и решений СЛАУ. Таким образом, за счет малых затрат на две последние операции увеличение  $m$  не приводит к значительному росту времени вычислений усовершенствованным алгоритмом.

Для оценок пределов ускорения усовершенствованным алгоритмом и зависимости времени вычислений от  $N$  в табл. 3 сведено ускорение ( $\beta$ ) вычислений  $m$  емкостных матриц для  $N = 1000, 2000$  и  $3000$  при  $N_A/N = 0,9; 0,99; 0,999$ .

Таблица 3

**Оценка ускорения решения СЛАУ за счет использования усовершенствованного алгоритма вычисления  $m$  емкостных матриц при  $N = 1000, 2000, 3000$**

$N$	$N_A$	$m$									
		10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
1000	900	1,17	1,68	1,96	2,14	2,26	2,36	2,43	2,50	2,54	2,57
	990	1,37	2,58	3,65	4,70	5,60	6,50	7,28	8,03	8,75	9,35
	999	1,39	2,74	3,98	5,36	6,65	7,99	9,26	10,56	11,81	13,00
2000	1800	1,31	1,89	2,22	2,44	2,59	2,69	2,77	2,83	2,90	2,94
	1980	1,51	2,89	4,16	5,32	6,37	7,34	8,25	9,06	9,87	10,57
	1998	1,54	3,07	4,59	6,10	7,58	9,06	10,35	11,92	13,38	14,75
3000	2700	1,35	1,95	2,29	2,52	2,67	2,78	2,88	2,95	2,99	3,04
	2970	1,55	2,97	4,25	5,44	6,53	7,54	8,48	9,34	10,12	10,87
	2997	1,59	3,14	4,70	6,30	7,76	9,26	10,78	12,26	13,69	15,17

Как видно из табл. 3, подтверждаются оценки, сделанные выше. Ускорение вычислений возрастает по мере роста  $m$  и  $N_A$ . Пределы роста  $\beta$  разные и зависят от размера блоков с изменяющимися элементами. Например, при увеличении  $N_A$  от 900 до 990 ускорение возрастает в 3,64 раза. Примечателен пример с  $N_A = 999$ , так как в данном случае изменяются только одна строка и один столбец исходной матрицы. Максимальное ускорение при таком изменении матрицы СЛАУ составляет 13 раз. Также из табл. 3 видно, что при увеличении порядка исходной матрицы ускорение возрастает. При увеличении  $N$  от 1000 до 3000 максимальное ускорение возрастает от 13 до 15,17 раза. Таким образом, полученные оценки зависимости  $\beta(N)$  говорят о слабом росте ускорения при увеличении  $N$ .

**Заключение.** Выполнено усовершенствование алгоритма вычисления ряда емкостных матриц с помощью блочного LU-разложения для случая, когда в структуре проводников и диэлектриков изменяются любые параметры. Проведены аналитические и вычислительные оценки эффективности усовершенствованного алгоритма для многократных вычислений. Так, показано, что при малых  $N_A$  и  $m$  использование усовершенствованного алгоритма не эффективно, что согласуется с аналитическими оценками. Также выявлено, что при  $N_A/N = 0,999$  для всех  $m$  нормированное по минимальному значению время вычислений близко к 1. Оценка влияния размера матрицы СЛАУ на ускорение многократных вычислений показала его рост, хотя и незначительный. Примечательно, что применение блочного LU-разложения позволяет получить ускорение, начиная с довольно малых значений  $m > 10$  и не с самых высоких значений  $N_A/N > 0,9$ , что перекрывает весьма широкий круг задач на практике.

Дополнительно необходимо отметить, что в дальнейшем целесообразны более детальные сравнительные оценки усовершенствованного и исходного алгоритмов, которые позволят предварительно, до проведения вычислительного эксперимента, определить необходимость применения одного из алгоритмов. Примечательно, что для таких оценок могут быть получены аналитические выражения эффективности усовершенствованного алгоритма. Между тем детальные вычислительные и

аналитические оценки ускорения усовершенствованным алгоритмом позволят расширить сферу применения алгоритмов на основе блочного  $LU$ -разложения к другим задачам с частичным изменением матрицы СЛАУ при многократных вычислениях.

Вычисление емкости связанной линии методом моментов выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 14-19-01232) в ТУСУРе. Алгоритм для решения СЛАУ разработан при поддержке грантов РФФИ 14-07-31267 и 14-29-09254. Оценки ускорения выполнены в рамках государственного задания № 8.1802.2014/К Минобрнауки России.

#### Литература

1. Calrigo C. Incremental incomplete LU factorization with application to time-dependent PDEs / C. Calrigo, J.P. Chehab, Y. Saad // Numer. Lin. Algebra with Appl. – 2010. – Vol. 17(5). – P. 811–837.
2. Gazizov T.R. Analytic expressions for Mom calculation of capacitance matrix of two dimensional system of conductors and dielectrics having arbitrary oriented boundaries // Proc. of the 2001 IEEE EMC Symposium. – Montreal, Canada, 2001. – Vol. 1. – P. 151–155.
3. Djordjevich A.R. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality / A.R. Djordjevich, R.M. Biljic, V.D. Likar-Smiljanic, T.K. Sarkar // IEEE Trans. Electromag. Compat. – 2001. – Vol. 43. – P. 662–666.
4. Куксенко С.П. Совершенствование алгоритма вычисления методом моментов ёмкостных матриц системы проводников и диэлектриков в диапазоне значений диэлектрической проницаемости диэлектриков / С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2012. – №10. – С. 13–21.
5. Суровцев Р.С. Аналитическая оценка вычислительных затрат на решение СЛАУ при многократном вычислении ёмкостной матрицы в диапазоне изменения диэлектрической проницаемости диэлектриков / Р.С. Суровцев, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов // Записки научных семинаров ПОМИ. – 2014. – №428. – С. 196–207.
6. Суровцев Р.С. Вычисление матрицы ёмкостей произвольной системы проводников и диэлектриков методом моментов: зависимость ускорения за счет блочного  $LU$ -разложения от порядка матрицы СЛАУ / Р.С. Суровцев, С.П. Куксенко // Изв. вузов. Физика. – 2012. – Т. 55, № 9/3. – С. 126–130.
7. Суровцев Р.С. Использование блочного  $LU$ -разложения для ускорения вычисления временно-го отклика связанных линий передачи с учётом частотной зависимости диэлектрической проницаемости подложки / Р.С. Суровцев, В.К. Салов, С.П. Куксенко // Инфокоммуникационные технологии. – 2013. – Т. 11, №3. – С. 64–69.
8. Аширбакиев Р.И. Адаптивный итерационный выбор оптимальной сегментации границ проводников и диэлектриков в задачах электростатики / Р.И. Аширбакиев, В.К. Салов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2013. – № 3(29), ч. 1. – С. 159–161.
9. Highman N.J. Accuracy and Stability of Numerical Algorithms. – Philadelphia: SIAM, 1961. – 680 p.
10. Ахунов Р.Р. Многократное решение СЛАУ с частично изменяющейся матрицей итерационным методом / Р.Р. Ахунов, С.П. Куксенко, В.К. Салов, Т.Р. Газизов // Записки научных семинаров ПОМИ. – 2013. – № 419. – С. 16–25.

---

#### Суровцев Роман Сергеевич

Аспирант каф. телевидения и управления (ТУ) ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-34-39

Эл. почта: surovtservers@gmail.com

#### Куксенко Сергей Петрович

Канд. техн. наук, доцент каф. ТУ

Тел.: 8 (382-2) 41-34-39

Эл. почта: ksergp@mail.ru



**Газизов Тальгат Рашитович**

Д-р техн. наук, ст. науч. сотрудник, зав. каф. ТУ

Тел.: 8 (382-2) 41-34-39

Эл. почта: talgat@tu.tusur.ru

Surovtsev R.S., Kuksenko S.P., Gazizov T.R.

**Multiple solution of linear algebraic systems by means of block LU-decomposition for computation of capacitance matrix of system consisting of conductors and dielectrics, and having its parameters varied**

Analytical evaluations for speed up of the multiple solution of linear algebraic systems via block *LU*-decomposition have been obtained. A computational algorithm for some sequence of capacitance matrixes of the system consisting of conductors and dielectrics has been improved. Numerical evaluations of the speed up obtained via the improved algorithm, depending on different parameters, have been carried out. The maximum acceleration equals 15 times.

**Keywords:** linear algebraic system, block *LU*-decomposition, capacitance matrix, multiple solution.

---

УДК 53.087.92:62-503.57

В.П. Казанцев, Н.И. Хорошев

## Адаптивные экстраполяторы нулевого порядка с переменным тактом квантования в адаптивных информационно-управляющих системах

Рассмотрены вопросы применения экстраполяторов нулевого порядка в составе адаптивных телеизмерительных и дискретно-непрерывных систем управления технологическими процессами. Показано, что в зависимости от характера изменения входного сигнала (величины приращения и скорости) целесообразно для поддержания требуемой точности аппроксимации или реализации предельного быстродействия отработки экстраполятором входного сигнала изменять определенным образом такт квантования. Поскольку в распространенных интегрированных средах научных и инженерных вычислений (MatLab/Simulink, Octave и др.) отсутствуют возможности исследования адаптивных телеизмерительных и управляющих систем в условиях изменения такта квантования, предложена модель экстраполяторов с переменным тактом квантования. Представлены результаты моделирования в среде MatLab/Simulink, которые могут быть положены в основу синтеза и анализа адаптивных телеизмерительных и управляющих систем.

**Ключевые слова:** экстраполятор нулевого порядка, квантование, телеизмерительная система, система управления, адаптация, моделирование.

**Постановка задач реализации адаптивных экстраполяторов нулевого порядка.** В современных телеизмерительных системах (ТИС) со сжатием данных и в широкополосных управляющих системах широко применяют адаптацию систем к изменению характеристик контролируемых сигналов [1–8].

Известно достаточно много схемотехнических решений экстраполяторов нулевого порядка (ЭНП), в том числе с изменяемым тактом квантования, на основе как аналоговой, так и цифровой схемотехники [2, 8–12]. Однако при решении задач синтеза и анализа адаптивных ТИС и систем управления в широко распространенных интегрированных средах, таких как MatLab/Simulink, возникают проблемы, обусловленные тем, что в их пакетах расширения отсутствуют модели ЭНП, позволяющие внешним сигналом менять такт квантования в соответствии с принятыми алгоритмами адаптации исследуемых систем. В пакете дискретных блоков среды MatLab/Simulink имеется блок ЭНП «Zero-Order Hold» [13–15], однако шаг квантования его входного сигнала можно изменить только внутренним заданием параметров блока, что существенно ограничивает возможности исследования адаптивных телеизмерительных и управляющих систем. По этой причине целью исследования являлась реализация моделей ЭНП, адаптированных к исследованию систем с переменным тактом дискретизации.

Для достижения поставленной цели в статье решались следующие взаимосвязанные задачи: формализация области применения и элементной базы реализации ЭНП; разработка модели экстраполяторов с переменным тактом квантования, моделирование адаптивной телеизмерительной системы в среде MatLab/Simulink.

**Формализация области применения и реализации адаптивных ЭНП.** ЭНП широко применяются в различных цифроаналоговых системах контроля и управления, выполняя функции устройств выборки-хранения (УВХ) и цифроаналоговых преобразователей (ЦАП). В современных системах дистанционного контроля и управления технологическими процессами, предполагающими передачу информации от аналоговых и дискретных датчиков первичной информации к микропроцессорным контроллерам, их применение стало неизбежным. При этом они обеспечивают преобразование изменяющегося во времени аналогового или дискретного сигнала в квантованный по времени и ступенчато изменяющийся непрерывный сигнал. Процесс экстраполяции нулевого порядка предполагает своего рода прогнозирование стабильного значения входного сигнала в течение такта дискретизации по информации всего одной выборки [2, 9, 11], что предопределило столь широкое распространение ЭНП.

При экстраполяции аналогового сигнала ЭНП играют роль квантователей (фиксаторов) нулевого порядка или, что то же самое, УВХ, в основе которых лежат операционные усилители и конденсаторы с малыми токами утечки. В системах цифровой обработки сигналов этот сигнал в дальнейшем подвергают аналого-цифровому преобразованию (АЦП). Такт дискретизации при этом в большинстве случаев принимают постоянным, что позволяет отнести экстраполяторы к классу линейных подобъектов в задачах синтеза и анализа систем управления [16–19]. В телеизмерительных системах с целью сжатия, прореживания дискретной информации и дальнейшей передачи ее от источника к приемнику может осуществляться адаптивная к параметрам входного сигнала экстраполяция, причем, как правило, с переменным тактом дискретизации, что делает процесс аппроксимации заведомо нелинейным. При этом используется цифровая схемотехника на основе регистров памяти и микропроцессорных контроллеров [9–12]. Заметим, что применительно к процедурам фиксации аналоговых или дискретных значений сигналов во времени применяют разные по звучанию, но эквивалентные по сути понятия: шаг (такт, период) квантования (дискретизации).

**Моделирование телеизмерительной системы на базе адаптивных ЭНП.** Прежде всего, отметим, что модель процесса экстраполяции в большинстве исследований представляют в виде последовательного соединения идеального ключевого элемента, инициирующего факт выборки входного сигнала, и некоего фиксатора [16, 18, 19]. При этом сам процесс фиксации сигнала после момента выборки в структурах ЭНП представляют линейной передаточной функцией, содержащей последовательное соединение звена «чистого» запаздывания на такт дискретной выборки и интегрирующего звена. Такие модели не отражают специфику технической реализации ЭНП, а также не предоставляют структурной возможности аппроксимации входного сигнала без запаздывания или с опережающим фазовым сдвигом.

При автоматическом выборе такта дискретизации в адаптивных ТИС применяют те или иные критерии приближения (верности) измеряемой величины  $x(t)$  к базисной (воспроизводящей) функции  $\bar{x}(t)$ . Последняя в ЭНП представляет собой многоступенчатый непрерывный сигнал, аппроксимирующий входной измеряемый сигнал. Для оценки точности аппроксимации применяют множество критериев – интегральных, среднеквадратичных, вероятностно-зональных и др. [2, 4, 7, 8]. Не усложняя процесс восприятия и технической реализации, рассмотрим широко используемый и понятный в плане исследования критерий равномерного приближения (наибольшего отклонения) (1):

$$\varepsilon = \max |x(t) - \bar{x}(t)|, \quad (1)$$

где  $x(t)$  – входной измеряемый сигнал;  $\bar{x}(t)$  – сигнал на выходе экстраполятора нулевого порядка.

На рис. 1 приведена схема моделирования адаптивной ТИС в интегрированной среде MatLab/Simulink, реализующей критерий (1).

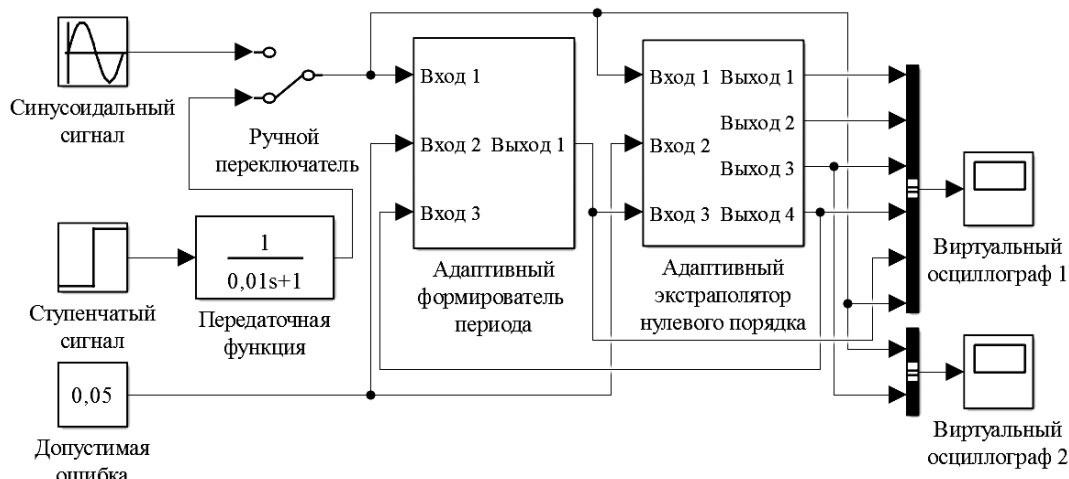


Рис. 1. Схема моделирования адаптивной ТИС с переменным тактом дискретизации

Модель основана на применении адаптивного преобразователя погрешности аппроксимации нулевого порядка, формирующего моменты времени дискретных выборок входного сигнала (блок «Адаптивный формирователь периода») – переменный такт дискретизации, и собственно предлагаемого адаптивного ЭНП с переменным тактом дискретизации (блок «Адаптивный экстраполятор нулевого порядка»).

Предполагается, что по соображениям точности можно задаваться предельной абсолютной или относительной допустимой погрешностью аппроксимации (блок «Допустимая ошибка»), причем в процессах контроля измеряемой переменной это значение можно менять.

В качестве тестовых воздействий в модели на рис. 1 рассматриваются либо переходный процесс апериодического звена первого порядка (блоки «Ступенчатый сигнал» и «Передаточная функция»), либо синусоидальное воздействие (блок «Синусоидальный сигнал»). Разумеется, в практических приложениях входное воздействие может представлять собой некоторый произвольно меняющийся во времени непрерывный или дискретный сигнал, например датчиков технологических параметров.

Заметим, что адаптивная ТИС (см. рис. 1) представляет собой замкнутую систему с контролем текущего значения базисной функции  $\bar{x}(t)$  (выходной сигнал блока «Адаптивный экстраполятор нулевого порядка» подан на вход отрицательной обратной связи блока «Адаптивный формирователь периода»).

На рис. 2 и 3 представлены модели блоков-подпрограмм «Адаптивный формирователь периода» и «Адаптивный экстраполятор нулевого порядка».

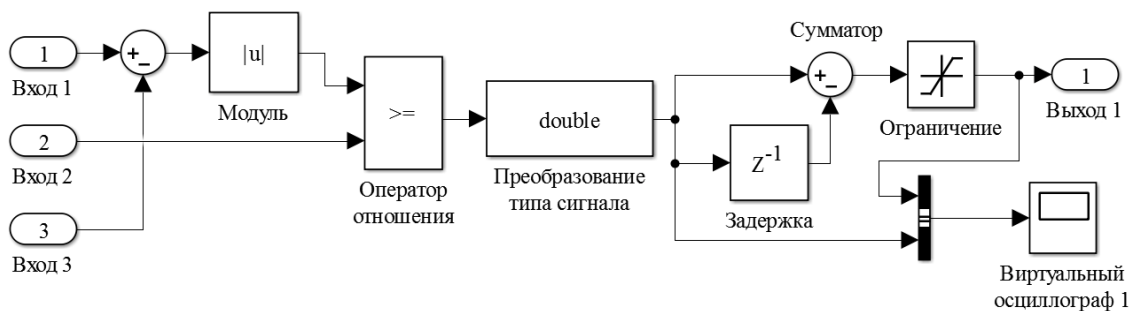


Рис. 2. Модель подпрограммы «Адаптивный формирователь периода»

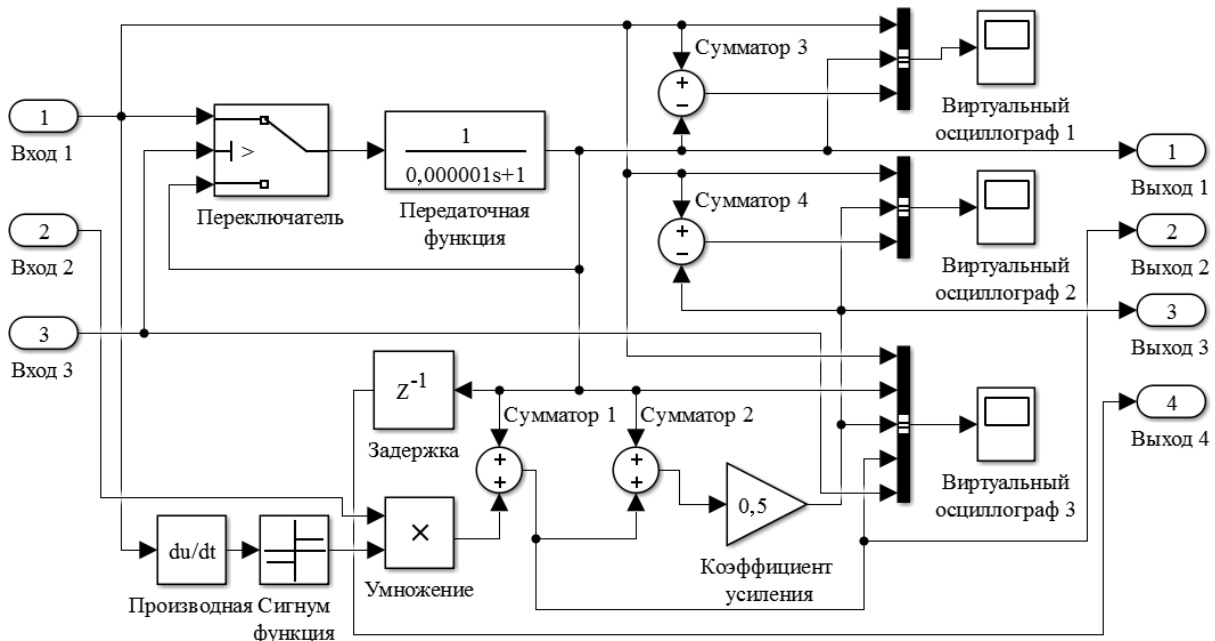


Рис. 3. Модель подпрограммы «Адаптивный экстраполятор нулевого порядка»

В адаптивном преобразователе погрешности аппроксимации «Адаптивный формирователь периода» осуществляется сравнение текущего значения измеряемой переменной с аппроксимированной переменной (базисной функцией) и формирование импульсов управления блоком «Адаптивный экстраполятор нулевого порядка» с переменным периодом дискретизации. В блоке «Адаптивный экстраполятор нулевого порядка» осуществляется выборка и хранение измеряемой переменной на основе модели аналогового УВХ (модули «Переключатель» и «Передаточная функция»). Время выборки и длительность импульса выборки в соответствии с параметрами рассматриваемой модели составляет порядка пяти микросекунд, т.е. пяти постоянным времени зарядки конденсатора УВХ. В

этом же блоке реализована возможность формирования сигнала ЭНП с временным опережением сигнала базисной функции на половину переменного такта дискретизации (модули «Производная», «Сигнум функция», «Умножение», «Задержка», сумматоры «Сумматор 1» и «Сумматор 2»).

Следует отметить, что не представляет труда штатными средствами библиотеки пакета Simulink смоделировать выборку-хранение входной дискретной информации в цифровом регистре данных [9–12], а не аналоговой информации с применением конденсатора УВХ (на выходе апериодического звена «Передаточная функция», см. рис. 3), что позволит существенно снизить время выборки.

**Результаты моделирования работы адаптивного ЭНП.** На рис. 4 приведены три отклика модели адаптивного ЭНП (см. рис. 3) на апериодическое входное воздействие, фиксируемых виртуальным осциллографом «Виртуальный осциллограф 3»:

– на выходе УВХ с отставанием сигнала базисной функции от входного в среднем на половину переменного такта  $T_k$  дискретизации (нижняя ступенчатая функция  $\bar{x}_1(t)$ ) (2):

$$\bar{x}_1(t) = x(T_k), \quad k = 0, 1, 2 \dots; \quad (2)$$

– на выходе сумматора «Сумматор 1» с опережением сигнала базисной функции от входного в среднем на половину переменного такта дискретизации (верхняя ступенчатая функция  $\bar{x}_2(t)$ ) (3):

$$\bar{x}_2(t) = x(T_k) + \varepsilon \operatorname{sign}(\dot{x}(T_k)), \quad (3)$$

где  $\dot{x}(T_k)$  – оценка первой производной входного сигнала в момент выборки;

– на выходе масштабирующего усилителя «Коэффициент усиления» со средним нулевым временным сдвигом экстраполированного сигнала от входного сигнала (средняя ступенчатая функция  $\bar{x}_3(t)$ ) (4):

$$\bar{x}_3(t) = x(T_k) + 0,5 \varepsilon \operatorname{sign}(\dot{x}(T_k)). \quad (4)$$

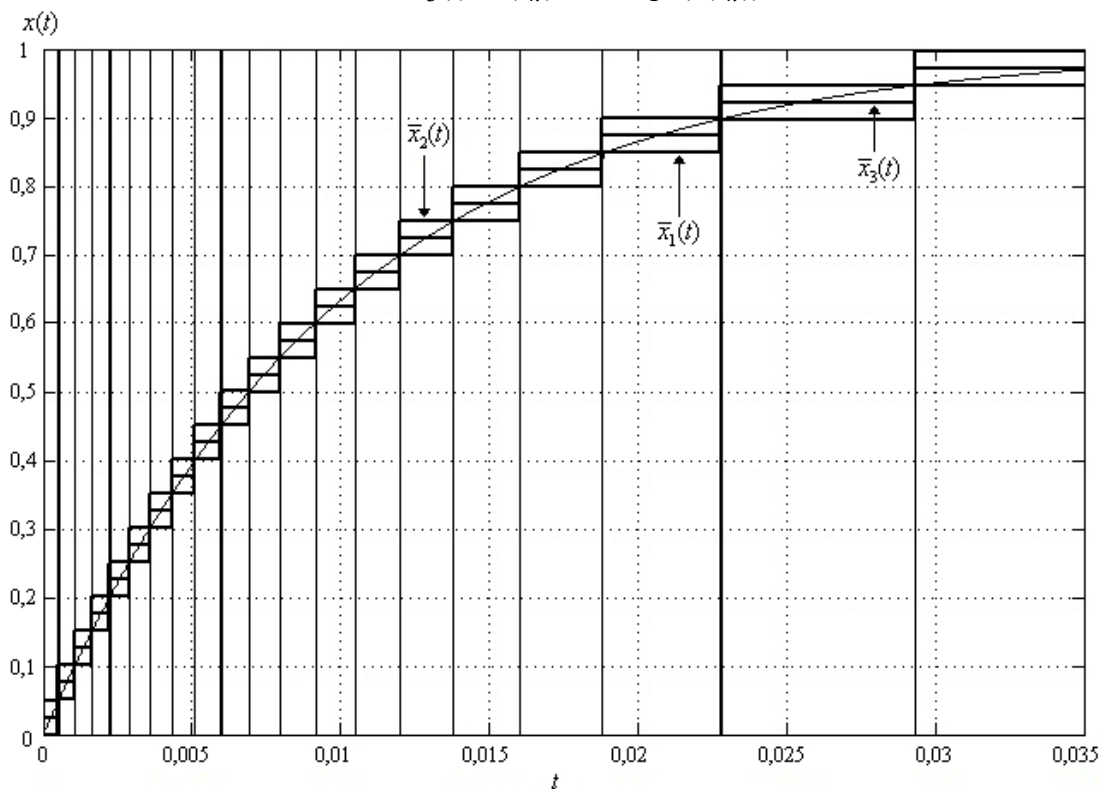


Рис. 4. Моделирование работы адаптивного экстраполятора нулевого порядка

Абсолютное допустимое отклонение  $\varepsilon$  базисной функции от исходного непрерывного сигнала при моделировании принято равным 0,05, т.е. 5% от заданного ступенчатого приращения входного сигнала. Заметим, что модуль ошибки экстраполяции для ступенчатой функции  $\bar{x}_3(t)$  не превышает 0,025, а следовательно, именно этот отклик экстраполятора целесообразно рассматривать в качестве сигнала базисной функции. При необходимости в процессе экстраполяции значение допустимой ошибки экстраполяции можно должным образом изменять.

В задачах управления технологическими процессами ЭНП с переменным тактом дискретизации позволяют сформировать нелинейное оптимальное управляющее воздействие на входе объекта, например, за счет формирования такого периода дискретизации, которое обеспечивало бы максимум быстродействия при заданном ограничении на величину управления [20–23].

**Заключение.** Рассмотрены вопросы применения экстраполяторов нулевого порядка в адаптивных информационно-управляющих системах и их моделирования в среде MatLab/Simulink. Применение переменного такта дискретизации адаптивных экстраполяторов позволяет решить сразу несколько задач:

- повысить эффективность ТИС при больших потоках измерительной информации за счет увеличения такта дискретной передачи информации при незначительных изменениях входных сигналов;
- повысить помехозащищенность измерительных каналов за счет сужения полосы частот сигналов и, соответственно, улучшить метрологические характеристики ТИС;
- сократить машинное время микропроцессорных контроллеров при обработке дискретной информации за счет сокращения ее избыточности;
- реализовать оптимальные по ряду критериев процессы нелинейного управления производственными установками.

Результаты исследований могут быть положены в основу синтеза и анализа цифроаналоговых адаптивных систем контроля и управления с переменным тактом дискретизации.

#### *Литература*

1. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. – 3-е изд. – СПб: БХВ-Петербург, 2011. – 768 с.
2. Адаптивные телеизмерительные системы / Б.Я. Авдеев, Е.М. Антонюк, С.Н. Долинов, Л.Г. Журавин, Е.И. Семенов, А.В. Фремке; Под ред. А.В. Фремке. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 248 с.
3. Авдеев Б.Я. Практический метод определения интервалов адаптивной дискретизации / Б.Я. Авдеев, С.Н. Долинов, Е.И. Семенов // Изв. вузов. Приборостроение. – 1979. – № 2. – С 9–13.
4. Руденко В.В. О погрешности интерполирования сигнала в системах с адаптивной дискретизацией // Отбор и передача информации. – 1972. – № 31. – С. 38–43.
5. Рабинер Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Л. Рабинер, Б. Гоулд. – М.: Мир, 1978. – 848 с.
6. Кириллов С.Н. Цифровые системы обработки речевых сигналов: учеб. пособие / С.Н. Кириллов, Д.Н. Стукалов. – Рязань: РГРТА, 1995. – 68 с.
7. Сергеев В.В. Метод сжатия видеоданных с использованием критерия равномерного приближения // Вопросы кибернетики. Кодирование и передача информации в вычислительных сетях. – 1978. – № 11. – С. 146–149.
8. Сжатие данных при телеизмерениях / Ю.Б. Ольховский, О.Н. Новоселов, А.П. Мановцев; Под ред. В.В. Чернова. – М.: Сов. радио, 1971. – 304 с.
9. Хоровиц П. Искусство схемотехники: в 3 т. – Т. 2. Пер. с англ. – 4-е изд., перераб. и доп. / П. Хоровиц, У. Хилл. – М.: Мир, 1993. – 371 с.
10. Федерков Б.Г. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение / Б.Г. Федерков, В.А. Телец. – М.: Энергоиздат, 1990. – 320 с.
11. Угрюмов Е.П. Цифровая схемотехника: учеб. пособие для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 800 с.
12. Быстродействующие интегральные микросхемы ЦАП и АЦП и измерение их параметров / Под ред. А. Марцинкявичюса. – М.: Радио и связь, 1988. – 224 с.
13. Гудвин Г.К. Проектирование систем управления / Г.К. Гудвин, С.Ф. Греббе, М.Э. Сальгадо. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2010. – 911 с.
14. Гайдук А.Р. Теория автоматического управления в примерах и задачах с решениями в MATLAB: учеб. для вузов / А.Р. Гайдук, В.Е. Беляев, Т.А. Пьявченко. – М.: Изд-во «Лань», 2011. – 464 с.
15. Герман-Галкин С.Г. Matlab & Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. – СПб: Корона-Век, 2014. – 368 с.
16. Смит Д.Н. Математическое и цифровое моделирование для инженеров и исследователей. – М.: Машиностроение, 1980. – 271 с.

17. Куо Б. Теория и проектирование цифровых систем управления: пер. с англ. – М.: Машиностроение, 1986. – 448 с.
18. Дорф Р. Современные системы управления / Р. Дорф, Р. Бишоп: пер. с англ. Б.И. Копылова. – М.: Лаборатория базовых знаний, 2002. – 832 с.
19. Цыпкин Я.З. Основы теории автоматических систем. – М.: Наука, 1977. – 560 с.
20. Цифровые электроприводы с транзисторными преобразователями / С.Г. Герман-Галкин, В.Д. Лебедев, Б.А. Марков, Н.И. Чичерин. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 248 с.
21. Борцов Ю.А. Электромеханические системы с адаптивным и модальным управлением / Ю.А. Борцов, Н.Д. Поляхов, В.В. Путов. – Л.: Энергоатомиздат, 1984. – 216 с.
22. Пшихопов В.Х. Оптимальное по быстродействию траекторное управление электромеханическими манипуляционными роботами // Изв. вузов. Электромеханика. – 2007. – № 1. – С. 51–57.
23. Казанцев В.П. Синтез дискретно-непрерывных систем управления электроприводами с упругими связями / В.П. Казанцев, Д.А. Даденков // Электротехника. – 2012. – № 11. – С. 24а–28.

---

**Казанцев Владимир Петрович**

Профессор каф. микропроцессорных средств автоматизации (МСА)  
Пермского национального исследовательского политехнического университета  
Тел.: 8 (342-2) 39-18-22  
Эл. почта: kvppgtu@mail.ru

**Хорошев Николай Иванович**

Доцент каф. МСА  
Тел.: 8 (342-2) 39-18-22  
Эл. почта: horoshevni@mail.ru

Kazantsev V.P., Khoroshev N.I.

**Adaptive zero-order hold devices with variable quantization step time in adaptive information management system**

The problems of Zero-order hold devices as part of the adaptive measuring and discrete-continuous process control systems are considered. It is shown that depending on the input signal properties (increment value and speed) the modification in a certain way of quantization step time is suitable for maintaining a desired accuracy of approximation or implementation high-speed limit performance of extrapolator. The model of Zero-order hold devices with variable quantization step time is offered because in the common integrated environments of scientific and engineering computing (MatLab/Simulink, Octave and others) are lacking the ways to study adaptive measuring and control systems in the conditions of quantization step time change. The results of modeling in MatLab/Simulink, which can be the basis for the synthesis and analysis of adaptive measuring and control systems, are presented.

**Keywords:** Zero-order hold device, quantization, measuring system, control system, adaptation, simulation.

УДК 530.145

А.С. Задорин, Д.А. Махорин

## Матричное описание трансформации квантовых состояний одиночных фотонов в последовательности разбалансированных интерферометров Маха–Цендера

Дана матричная модель описания системы из нескольких разбалансированных интерферометров Маха–Цендера (ИМЦ), предназначенная для формирования и измерения временного или ТВ-кубита (time-bin qubit) как суперпозиции из сдвинутых во времени состояний одиночного фотона в выходных портах системы. Рассмотрено влияние квантового канала на структуру ТВ-кубита.

**Ключевые слова:** квантовый вентиль, интерферометр Маха–Цендера, квантовый канал, ТВ-кубит («time-bin qubit»), кутрит.

Перспективы практической реализации теоретических разработок в области оптических квантовых вычислений и систем квантовой передачи информации во многом определяются уровнем развития элементной базы квантовой оптики, а также соответствующих математических и расчетных моделей квантовых вентилях [1–4]. Специфика квантовых эффектов ограничивает возможности моделирования и оптимизации указанных устройств с помощью существующих оптических САД-систем, область применения которых лимитируется рамками традиционной волновой оптики. В данных условиях важной задачей становится разработка адекватных моделей квантовых вентилях [2, 5] (квантовых гейтов – quantum gate), т.е. набора логических квантовых устройств, изменяющих состояния кубита  $|\varphi\rangle$  в регистре квантового устройства в соответствии с заданным квантовым алгоритмом.

Одним из распространенных однокубитовых квантовых вентилях вычислительных и коммуникационных квантовых схем является интерферометр Маха–Цендера (ИМЦ), предназначенный для приготовления и измерения фазовых сдвигов между амплитудами вероятности в заданном вычислительном базисе кубита [1, 2]. В ИМЦ на аппаратном уровне объединено несколько логических устройств: однокубитовые квантовые вентили Адамара, представленные волоконными сплиттерами, и фазовращающий вентиль, реализованный в виде волоконно-оптического регулятора фазы  $\alpha$  в плечах интерферометра [2].

Модификация указанного вентиля используется также и для формирования на выходе ИМЦ суперпозиции из двух сдвинутых во времени состояний  $|\alpha\rangle, |\beta\rangle$ , образующих новый динамический измерительный базис кубита  $|\varphi\rangle$ . В литературе такая суперпозиция называется time-bin qubit [6], ниже оно обозначается как временной, или ТВ-кубит. В соответствии с изложенным выше, приготовление такого ТВ-кубита сопряжено с разбалансировкой интерферометра, а именно, с введением дополнительного отрезка оптического волокна (ОВ) в одно из плеч ИМЦ и соответствующей задержкой одиночного фотона на время  $\Delta$ . Интерферометр такого типа широко используется при решении многих задач квантовой оптики [1, 2, 7–9], однако для его моделирования используются, в основном, дескриптивные подходы, плохо сочетающиеся с традиционным математическим формализмом описания квантовых систем.

Целью настоящего сообщения является обобщение известной модели симметричного ИМЦ [2] на случай одиночного разбалансированного интерферометра, а также системы из нескольких последовательно соединенных ИМЦ.

**Постановка задачи.** Рассмотрим вначале одиночный однокубитовый вентиль, структурная схема которого представлена на рис. 1. Будем полагать, что вектор состояния квантовой частицы  $|\varphi_0\rangle$  на его входе представляет собой кубит, приготовленный в двумерном ортогональном вычислительном базисе, построенном на векторах  $|0\rangle, |1\rangle$ :

$$|\varphi_0\rangle = \alpha|0\rangle + \beta|1\rangle, \quad (1)$$

где  $\alpha, \beta$  – комплексные амплитуды вероятности нахождения фотона в состояниях  $|0\rangle$  и  $|1\rangle$  соответственно.



Совместим каждый из базисных кет-векторов в (1) с одним из оптических портов ИМЦ. Состояние кубита  $|\varphi_4\rangle$  на выходных оптических портах ИМЦ, как видно из рисунка, будет определяться последовательным преобразованием (1) в квантовых вентилях Адамара, фазовращающем венти-  
 ле, а также венти-  
 ле временного сдвига. Обозначим унитарные операторы указанных логических устройств через **H**, **P** и **D** соответственно. Тогда преобразование кубита  $|\varphi_0\rangle$  в ИМЦ будет определяться уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} |\varphi_1\rangle &= \mathbf{H}|\varphi_0\rangle, \\ |\varphi_2\rangle &= \mathbf{P}|\varphi_1\rangle, \\ |\varphi_3\rangle &= \mathbf{D}|\varphi_2\rangle, \\ |\varphi_4\rangle &= \mathbf{H}|\varphi_3\rangle. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

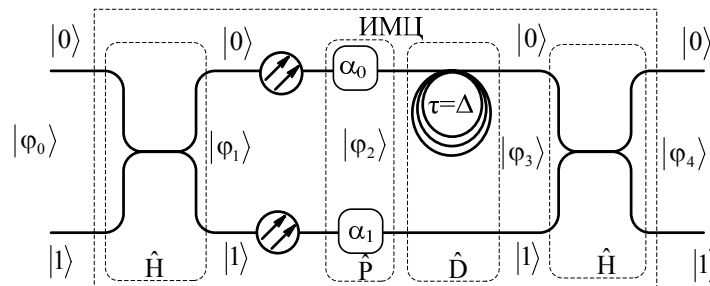


Рис. 1. Структурная схема разбалансированного интерферометра Маха–Цендера

Задача заключается в отыскании решения уравнений (2) и использовании его для исследования трансформации  $|\varphi_0\rangle$  в системе из нескольких интерферометров, представленной на рис. 2.

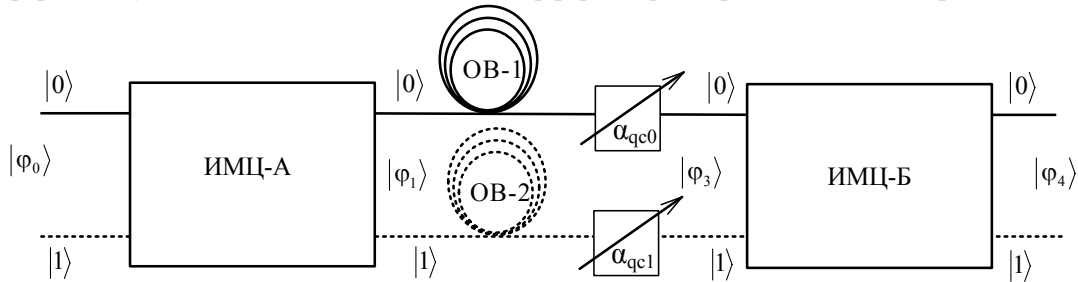


Рис. 2. Трансформация кубитов в системе из двух ИМЦ

**Трансформация кубита  $|\varphi_0\rangle$  в ИМЦ.** Формальное решение системы линейных уравнений (2) дается как

$$|\varphi_4\rangle = \mathbf{H} \cdot \mathbf{P} \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{H} \cdot |\varphi_0\rangle. \quad (3)$$

Здесь и далее знак точки между операторами означает свертку матриц по соседним индексам. Далее необходимо задать матрицы **H**, **P** и **D** соответствующих унитарных операторов. Как уже отмечалось, матрица **H** волоконного сплиттера без потерь с коэффициентом деления оптического сигнала 50/50 совпадает с квантовым вентиляем Адамара [2]

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Матрица **P** фазовращающего вентиля описывает фазовые сдвиги  $\alpha_0$  и  $\alpha_1$  оптического сигнала в плечах ИМЦ и может быть представлена в виде [2]

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} e^{j\alpha_0} & 0 \\ 0 & e^{j\alpha_1} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Далее, следуя [10], введем линейный унитарный оператор временного сдвига **D**, описывающий относительный временной сдвиг одиночных фотонов в плечах интерферометра на время  $\Delta$ . В дальнейшем будем полагать, что оператор **Dm**, определяющий соответствующий  $m$ -кратный временной сдвиг, выражается через **D** как

$$\mathbf{D}^m = \mathbf{D} \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{D} \dots \mathbf{D} = \mathbf{D}^m.$$

Заметим, что при отсутствии сдвига ( $m=0$ )  $\mathbf{D}^m$  представляется единичной матрицей.

С учетом сделанных замечаний матрицу  $\mathbf{D}$  представим в виде

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} D & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Из соотношений (3)–(6) следует, что при  $|\varphi_0\rangle = |0\rangle$  вектор состояния кубита  $|\varphi_4\rangle$  на выходных портах  $|0\rangle$  и  $|1\rangle$  ИМЦ определится как

$$|\varphi_4\rangle = \frac{1}{2} \left[ e^{j\alpha_0} D + e^{j\alpha_1} \right] |0\rangle + \frac{1}{2} \left[ e^{j\alpha_0} D - e^{j\alpha_1} \right] |1\rangle. \quad (7)$$

Формула (7) показывает, что состояние  $|\varphi_4\rangle$  одиночного фотона в портах  $|0\rangle$  и  $|1\rangle$  разбалансированного интерферометра представляется ТВ-кубитами, т.е. двумя разделенными промежутком времени  $\Delta$  его возможными альтернативными состояниями.

Измерение данных временных кубитов осуществляется с помощью интерферометра Б, аналогичного ИМЦ-А, по схеме рис. 2. Формальную модель измерений можно получить путем замены в (3) состояния  $|\varphi_0\rangle = |0\rangle$  на входе ИМЦ на соотношение (7). При этом следует учесть, что матрицы  $\mathbf{P}$  фазовращающих вентилях интерферометров всегда различны. Эти различия в дальнейшем будем помечать нижними индексами фазовых переменных А и Б, например, как  $\alpha_{A0}$  или  $\alpha_{B1}$ . Кроме этого, обозначим операторы сдвига интерферометров как  $D_A$  и  $D_B$ . При расчете кет-вектора  $|\varphi_4\rangle$  системы из двух ИМЦ следует также учесть фазовую матрицу  $\mathbf{P}_{qc}$  квантового канала, в общем случае состоящего из двух ОВ, объединяющих соответствующие порты интерферометров (см. рис. 2). Поэтому  $\mathbf{P}_{qc}$  определим аналогично (5):

$$\mathbf{P}_{qc} = \begin{bmatrix} e^{j\alpha_{qc0}} & 0 \\ 0 & e^{j\alpha_{qc1}} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

С учетом введенных обозначений, кубит  $|\varphi_4\rangle$  в портах  $|0\rangle$  и  $|1\rangle$  ИМЦ-Б определится как

$$|\varphi_4\rangle = \frac{1}{2} \mathbf{P}_{qc} \cdot \mathbf{H}_B \cdot \mathbf{P}_B \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{H}_A \cdot \begin{bmatrix} e^{j\alpha_{A0}} D_A + e^{j\alpha_{A1}} \\ e^{j\alpha_{A0}} D_A - e^{j\alpha_{A1}} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Воспользуемся соотношением (9) для анализа системы интерферометров, соединенных квантовым каналом, состоящим из одного оптического волокна. В данном случае один из членов (7) обращается в 0, поэтому из (9) следует

$$|\varphi_4\rangle = \frac{1}{4} \left[ \left( e^{j\alpha_{A1}} + D_A e^{j\alpha_{A0}} \right) \left( e^{j\alpha_{qc0}} e^{j\alpha_{B1}} + D_B e^{j\alpha_{B0}} e^{j\alpha_{qc0}} \right) \right] |0\rangle - \frac{1}{4} \left[ \left( e^{j\alpha_{A1}} + D_A e^{j\alpha_{A0}} \right) \left( e^{j\alpha_{B1}} e^{j\alpha_{qc1}} - D_B e^{j\alpha_{B0}} e^{j\alpha_{qc1}} \right) \right] |1\rangle. \quad (10)$$

Заметим, что операторы  $D_A$  и  $D_B$  в (10) описывают сдвиги во времени наблюдаемого одиночного фотона при его распространении по длинным (Д) плечам ИМЦ-А,Б, а единичный оператор,  $1 = (D_A)^0 = (D_B)^0$  – отсутствие таких сдвигов для коротких (К) плеч интерферометров соответственно. Отсюда следует, что в рассматриваемом случае в каждом из портов  $|0\rangle$  и  $|1\rangle$  ИМЦ-Б состояние  $|\varphi_4\rangle$  представлено куквартами, кет-векторы которых имеют четыре допустимых динамических состояния. Одно из них в (10) представлено состоянием с нулевой задержкой ( $\mathbf{D}^m = 1$ ), реализуемом на оптической траектории  $K_A-K_B$ , еще два состояния с однократной задержкой ( $\mathbf{D}^m = D_A, D_B$ ), реализуемые на траекториях  $D_A-K_B$  и  $K_A-D_B$ , а также одно состояние с двукратной задержкой ( $\mathbf{D}^m = D_A \cdot D_B$ ) на траектории  $D_A-D_B$ .

При идентичных конструкциях интерферометров, когда  $D_A=D_B$ , слагаемые в круглых скобках оказываются вырожденными, т.е. соответствующие им состояния реализуются одновременно, размерность вектора состояний одиночного фотона на выходных портах второго ИМЦ снижается до 3. Указанный объект  $|\varphi_4\rangle$  с такой размерностью в литературе называется кутритом [11]. Указанные линейно независимые динамические состояния кутрита выберем в качестве базисных векторов и обозначим как  $|\alpha\rangle, |\beta\rangle$  и  $|\gamma\rangle$ . Тогда в соответствии с (10), проекции  $|\varphi_4\rangle$  на векторы  $|0\rangle$  и  $|1\rangle$  будут:

$$\langle i|\varphi_4\rangle = \xi_{i\alpha}|\alpha\rangle + \xi_{i\beta}|\beta\rangle + \xi_{i\gamma}|\gamma\rangle, \quad (11)$$

где  $i = 0, 1$ ;  $\xi_{i\alpha}, \xi_{i\beta}, \xi_{i\gamma}$  – комплексные амплитуды вероятности состояний  $|\alpha\rangle, |\beta\rangle$  и  $|\gamma\rangle$  кутрита в портах  $|0\rangle$  и  $|1\rangle$  соответственно.

Наиболее интересным информационным состоянием кутрита является состояние  $|\beta\rangle$ , формирующееся в условиях равенства оптических длин  $L_1$  и  $L_2$  траекторий  $D_A - K_B$  и  $K_A - D_B$ , при которых квантовая частица способна интерферировать сама с собой [10]. Результаты этой интерференции проявляются в зависимости амплитуд вероятности  $\xi_{i\beta}$  состояний  $|\beta\rangle$  в выходных оптических портах ИМЦ-Б от разности фаз  $\phi = (\alpha_{B0} + \alpha_{A1}) - (\alpha_{B1} + \alpha_{A0})$  и на практике используются для фазовых измерений комплексной амплитуды  $\xi_{i\beta}$  [1, 2, 7, 8]. Действительно, из (10) видно, что при фазовом сдвиге  $\phi$  оптического сигнала на отрезках  $L_1$  и  $L_2$  ИМЦ-А,Б амплитуды вероятностей состояния  $|\beta\rangle$  в двух выходных портах ИМЦ-Б будут пропорциональны  $\beta_1 \sim \cos(\phi/2)$ ,  $\beta_2 \sim \sin(\phi/2)$  соответственно. Соответственно вероятности регистрации одиночных фотонов в указанных точках ИМЦ-Б  $P_1 \sim \cos^2(\phi/2)$  и  $P_2 \sim \sin^2(\phi/2)$  зависят от настройки значения фазового сдвига  $\phi$  фазовращающих вентилях ИМЦ-А,Б.

Недостатком рассмотренной схемы на рис. 2 детектирования ТВ-кубитов с одним ОВ являются большие потери битрейта в квантовом канале, связанные с отбрасыванием направляемых в волоконный терминатор кубитов из порта  $|1\rangle$  ИМЦ-А.

Снижение потерь можно получить в схеме рис. 2 с квантовым каналом, состоящим из двух оптических волокон. Отыщем  $|\varphi_4\rangle$  для такого канала. Воспользовавшись соотношениями (4)–(10) и по-прежнему полагая, что  $D_A = D_B$ , получим

$$\begin{aligned} |\varphi_4\rangle = & \frac{1}{4} \left\{ \left( e^{j\alpha_{A1}} - D_A e^{j\alpha_{A0}} \right) \left( e^{j\alpha_{B1}} e^{j\alpha_{qc0}} - D_B e^{j\alpha_{B0}} e^{j\alpha_{qc0}} \right) + \right. \\ & \left. + \left( e^{j\alpha_{A0}} + D_A e^{j\alpha_{A1}} \right) \left( e^{j\alpha_{B1}} e^{j\alpha_{qc0}} + D_B e^{j\alpha_{B0}} e^{j\alpha_{qc0}} \right) \right\} |0\rangle - \\ & \frac{1}{4} \left\{ \left( e^{j\alpha_{A1}} - D_A e^{j\alpha_{A0}} \right) \left( e^{j\alpha_{B1}} e^{j\alpha_{qc1}} + D_B e^{j\alpha_{B0}} e^{j\alpha_{qc1}} \right) + \right. \\ & \left. + \left( e^{j\alpha_{A1}} + D_A e^{j\alpha_{A0}} \right) \left( e^{j\alpha_{B1}} e^{j\alpha_{qc1}} - D_B e^{j\alpha_{B0}} e^{j\alpha_{qc1}} \right) \right\} |1\rangle. \end{aligned} \quad (12)$$

Из полученной формулы следует, что в канале, построенном из волокон с одинаковыми фазовыми характеристиками, когда  $\alpha_{qc0} = \alpha_{qc1}$ , амплитуда  $\xi_{i\beta}$  состояния  $|\beta\rangle$  кутрита в (11) обращается в ноль вследствие деструктивной интерференции фотона в обоих выходных портах ИМЦ-Б, прошедшего различные альтернативные траектории рассматриваемой схемы. Из (12) видно, что для состояний  $|\alpha\rangle$  и  $|\gamma\rangle$  указанная интерференция является конструктивной и приводит к двойному увеличению их амплитуд.

Структурой интерференционной картины в выходных портах можно, очевидно, управлять за счет изменения разности фаз  $\phi = \alpha_{qc0} - \alpha_{qc1}$  в волокнах квантового канала. Так, при  $\phi = \pi$  согласно (12) условия конструктивной интерференции будут выполняться для состояния  $|\beta\rangle$  кутрита, при этом состояния  $|\alpha\rangle$  и  $|\gamma\rangle$  окажутся подавленными.

**Заключение.** Изложенный выше матричный метод расчета структуры квантовых состояний одиночных фотонов в системе из двух разбалансированных ИМЦ легко обобщается на произвольное число интерферометров путем последовательного перемножения однотипных операторных матриц интерферометров и соединяющих их квантовых каналов. При этом, как было показано выше, происходит динамическая стратификация состояния фотона в выходных портах интерферометра, превращая его в многоуровневую квантовую систему – кудит (q-dit).

#### Литература

1. Нильсен М. Квантовые вычисления и квантовая информация: пер. с англ. / М. Нильсен, И. Чанг. – М.: Мир, 2006. – 824 с.
2. Имре Ш. Квантовые вычисления и связь. Инженерный подход / Ш. Имре, Ф. Балаж. – М.: Физматлит, 2008. – 320 с.
3. Прескилл Дж. Квантовая информация и квантовые вычисления. Т. 1. – Москва; Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика»; Институт компьютерных исследований, 2008. – 464 с.
4. Прескилл Дж. Квантовая информация и квантовые вычисления. – Т. 2. – Москва; Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика»; Институт компьютерных исследований, 2011. – 312 с.
5. Емельянов В.И. Квантовая физика: биты и кубиты: учеб. пособие / В.И. Емельянов, Ю.В. Владимирова. – М.: Физический факультет МГУ, 2012. – 176 с.

6. Gisin N. Quantum cryptography / N. Gisin, G. Ribordy, T. Wolfgang // *Rev. of Modern Phys.* – 2002. – Vol. 74. – P. 145–195.
7. Молотков С.Н. Квантовая криптография и теоремы В.А. Котельникова об одноразовых ключах и об отсчетах // *Успехи физических наук.* – 2006. – Т. 176, вып. 7. – С. 777–788.
8. Килин С.Я. Квантовая криптография: идеи и практика / С.Я. Килин, Д.Б. Хорошко, А.П. Низовцев. – Минск: Белорусская наука, 2008. – 392 с.
9. Задорин А.С. Интерферометрический контроль целостности данных в системе квантового распределения ключей с временным кодированием / А.С. Задорин, Д.А. Махорин // *Доклады ТУСУРа.* – 2014. – № 4 (34). – С. 85–88.
10. Дирак П. Принципы квантовой механики. – М.: Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит., 1979. – 480 с.
11. Maslennikov G. Practical realization of quantum cryptography protocol exploiting polarization encoding in qutrits / G. Maslennikov, A. Zhukov, M. Chekhova and S. Kulik // *Journal of Optics B.* – 2003. – Vol. 5, № 4. – P. 530–534.

---

**Задорин Анатолий Семенович**

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. радиоэлектроники и защиты информации (РЗИ) ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-33-65

Эл. почта: Anatoly.Zadorin@rzi.tusur.ru

**Махорин Дмитрий Алексеевич**

Аспирант каф. РЗИ

Тел.: 8-913-824-11-11

Эл. почта: mda.tomsk@gmail.com

Zadorin A.S., Makhorin D.A.

**Matrix description transformation of individual photons quantum states in sequence unbalanced Mach-Zehnder interferometer**

A matrix model describing system of several unbalanced Mach-Zehnder interferometer (MZI) for forming and measure time-bin qubit as superposition of time-shifted state of a single photon in output ports of system has been proposed. A quantum channel effect on time-bin qubit structure has been viewed.

**Keywords:** quantum gates, Mach-Zehnder interferometer, quantum channel, time-bin qubit, qutrit.

УДК 629.7.05

Б.О. Качанов, В.С. Кулабухов, Н.А. Туктарёв, Д.В. Гришин

## Адаптивный алгоритм вычислителя гировертикали беспилотного летательного аппарата

Предлагается алгоритм определения крена и тангажа беспилотного летательного аппарата по совместным измерениям гироскопов и акселерометров. Новым является способ маятниковой коррекции, интенсивность которой адаптируется к отклонениям кажущейся вертикали от гравитационной с учётом оценивания скорости. Алгоритм настраивается на обучающих последовательностях движения аппарата и обеспечивает робастность к дрейфам гироскопов.

**Ключевые слова:** гироскоп, акселерометр, гировертикаль, маятниковая коррекция, кажущаяся вертикаль, робастность, алгоритм.

В настоящее время все большее применение находит беспилотная авиация, в которой значительное место занимают малоразмерные летательные аппараты (ЛА) самолётного типа. Важную составляющую их авионики представляют инерциальные системы ориентации [1–3]. При их проектировании возникает проблема, заключающаяся в необходимости использования миниатюрных и коммерчески оправданных микромеханических, в том числе микрооптоэлектромеханических гироскопов, относящихся к низкому классу точности [4, 5]. Снижение вредного влияния дрейфов таких гироскопов достигается путём комплексирования с измерениями датчиков иного типа [3, 6–10]. Каждый из способов комплексирования имеет свои достоинства и недостатки.

Использование сигналов акселерометров относится к задаче маятниковой коррекции гировертикали. Под гировертикалью понимается устройство, состоящее из датчиков первичной информации и вычислителя и предназначенное для определения углов наклона объекта относительно гравитационной вертикали места. При маятниковой коррекции гировертикаль обладает полной автономностью и не требует информации о других геофизических полях, кроме гравитационного, а состав датчиков включает в себя всего три гироскопа и три акселерометра. Однако если ЛА ускоряется, тормозит или вращается, то акселерометры измеряют так называемое кажущееся ускорение, которое равно разности абсолютного ускорения ЛА и ускорения свободного падения. Поэтому основной задачей при реализации маятниковой коррекции является выделение из измерений акселерометров составляющих, обусловленных влиянием гравитационного поля.

В данной работе рассматривается алгоритм вычислителя, выполняющего расчёт текущих значений углов крена и тангажа по информации от микромеханических гироскопов и акселерометров. Показано, что классический алгоритм счисления кватерниона ориентации при столь сильных дрейфах приводит к расходящимся оценкам и коррекция необходима. Предлагается адаптировать маятниковую коррекцию к уровню искажений измерений ускорения свободного падения. Реализация этого подхода позволяет придать алгоритму определения крена и тангажа ценное для практического применения свойство робастности к дрейфам гироскопов. Исследована потенциально достижимая точность оценивания крена и тангажа на траекториях возмущённого движения малоразмерного беспилотного ЛА.

**Модели ориентации.** Используются две модели ориентации. Модель 1 предназначена для учета изменения ориентации аппарата на шагах дискретизации измерений гироскопов. Она является динамической, детерминированной и представлена в параметрах Родрига–Гамильтона

$$q_{i+1} = q_i + \dot{q}_i \Delta t, \quad \dot{q}_i = (q_i \circ q_{\omega i}) / 2. \quad (1)$$

Здесь  $q_i$  – кватернион ориентации аппарата;  $q_{\omega i}$  – кватернион угловых скоростей;  $i$  – номер дискретного момента времени;  $\Delta t$  – шаг дискретизации измерений; « $\circ$ » – операция произведения кватернионов.

Кватернион  $q$  определяет ориентацию связанной системы координат (СК) аппарата относительно инерциальной СК, роль которой играет нормальная земная СК. С точки зрения теории бесплатформенных инерциальных систем [1–3] соотношения (1) являются одношаговым алгоритмом ориентации.

Модель 2 предназначена для коррекции модели 1 с учётом сигналов акселерометров. Её вектор включает три компоненты: крен, тангаж и скорость ЛА. Далее под скоростью понимается скорость относительно Земли. Модель 2 является стохастической и статической. Её состояние учитывается для текущего момента дискретного времени  $t_i$ .

$$\mathbf{x}_i = \mathbf{x}_{iq} + \mathbf{w}_i, \mathbf{x}(t_0) = \mathbf{x}_0 \in N\{\bar{\mathbf{x}}_0, \bar{\mathbf{P}}_0\},$$

$$\mathbf{x}_i^T = [\vartheta_i \ \gamma_i \ V_i], \mathbf{x}_{iq}^T = [\vartheta_{iq} \ \gamma_{iq} \ V_i], \mathbf{M}[\mathbf{w}_i \mathbf{w}_i^T] = \mathbf{Q}_i, \mathbf{Q}_i = \text{diag}\{\sigma_{\vartheta_i}^2, \sigma_{\gamma_i}^2, \sigma_{V_i}^2\}. \quad (2)$$

Здесь  $\mathbf{x}_i$  – вектор состояния;  $N\{\bar{\mathbf{x}}_0, \bar{\mathbf{P}}_0\}$  – его априорное нормальное распределение;  $V_i$  – скорость ЛА;  $\mathbf{w}_i$  – вектор возмущений с ковариационной матрицей  $\mathbf{Q}_i$ ;  $\mathbf{x}_{iq}$  – вспомогательный вектор, рассчитываемый по кватерниону ориентации с помощью матрицы поворота, связанной СК относительно инерциальной. Кватернион ориентации модели 1 связан с компонентами крена и тангажа вектора состояния модели 2 известными соотношениями [2].

Уравнение наблюдений модели 2 принимается в виде

$$\mathbf{Z}_i = [n_{xi} \ n_{yi} \ n_{zi}]^T + V_i = [f_{xi} \ f_{yi} \ f_{zi}]^T + \mathbf{v}_i, \mathbf{M}[\mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^T] = \mathbf{R}_i, \mathbf{R}_i = \text{diag}\{\sigma_{n_{xi}}^2, \sigma_{n_{yi}}^2, \sigma_{n_{zi}}^2\}. \quad (3)$$

Здесь  $\mathbf{Z}_i$  – вектор наблюдений;  $n_{xi}, n_{yi}, n_{zi}$  – проекции вектора перегрузки;  $\mathbf{v}_i$  – вектор ошибок измерений с ковариационной матрицей  $\mathbf{R}_i$ .

Функции  $f_x, f_y, f_z$  в (3) определяют связь измерений перегрузок с параметрами полёта и следуют из дифференциальных уравнений для скорости ЛА [11]

$$f_x = \sin(\vartheta) + (\dot{V}_x + V_z \omega_y - \omega_z V_y) / g,$$

$$f_y = \cos(\vartheta) \cos(\gamma) + (\dot{V}_y + V_x \omega_z - \omega_x V_z) / g,$$

$$f_z = -\cos(\vartheta) \sin(\gamma) + (\dot{V}_z + V_y \omega_x - \omega_y V_x) / g. \quad (4)$$

Здесь  $V_x, V_y, V_z$  – проекции скорости на связанные оси аппарата;  $\omega_x, \omega_y, \omega_z$  – проекции вектора угловой скорости.

В рамках ограничения состава датчиков акселерометрами и гироскопами используются упрощенные соотношения, правомерные при  $V_x = V, V_y = V_z = 0, \dot{V} = 0$ , что соответствует допущению о постоянстве скорости и малости углов атаки и скольжения

$$f_x \approx \sin(\vartheta), f_y \approx \cos(\vartheta) \cos(\gamma) + V \omega_z / g, f_z \approx -\cos(\vartheta) \sin(\gamma) - \omega_y V / g. \quad (5)$$

При этом матрица Якоби вектора наблюдений имеет вид

$$\mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{Z}}{\partial \mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & 0 & 0 \\ -\sin(\vartheta) \cos(\gamma) & -\cos(\vartheta) \sin(\gamma) & \omega_z / g \\ \sin(\vartheta) \sin(\gamma) & -\cos(\vartheta) \cos(\gamma) & -\omega_y / g \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Модель 2 и её наблюдение являются приближенными. Степень приближения учитывается с помощью возмущения  $\mathbf{w}_i$  в (2) и ошибки измерения  $\mathbf{v}_i$  в уравнении наблюдения (3), за счет чего выполнение указанного допущения не является обязательным.

Заметим, что возмущение  $\mathbf{w}_i$  и ошибка измерения  $\mathbf{v}_i$  намеренно введены в (2) и (3) с целью регулирования меры доверия к состоянию модели 2 и её наблюдению путём варьирования ковариационных матриц  $\mathbf{Q}_i$  и  $\mathbf{R}_i$  соответственно. Идея алгоритма состоит в том, чтобы  $\mathbf{Q}_i$  и  $\mathbf{R}_i$  адаптивно подстраивать в соответствии с уровнем отклонения кажущегося ускорения от ускорения свободного падения, возникающего при маневрировании ЛА. Заметим также, что при  $|n|=1$  кажущееся ускорение совпадает с гравитационным. Поэтому представляется оправданным задавать дисперсии  $\sigma_{\vartheta}^2, \sigma_{\gamma}^2, \sigma_{V}^2, \sigma_{n_x}^2, \sigma_{n_y}^2, \sigma_{n_z}^2$  в  $\mathbf{Q}_i$  и  $\mathbf{R}_i$  функциями модуля перегрузки, формируемыми по правилу: чем больше модуль перегрузки отличается от единицы, тем больше данные дисперсии. И напротив: чем ближе модуль перегрузки к единице, тем больше доверия к модели 2 и тем меньше должны быть дисперсии возмущения и ошибки измерения.

Обозначим  $f_g$ ,  $f_\gamma$ ,  $f_V$ ,  $f_n$  четыре функции модуля перегрузки, предназначенные для определения текущих значений дисперсий возмущений и ошибок измерений модели 2

$$\sigma_g^2 = f_g(n^*), \quad \sigma_\gamma^2 = f_\gamma(n^*), \quad \sigma_V^2 = f_V(n^*), \quad \sigma^2 = \sigma_{nx}^2 = \sigma_{ny}^2 = \sigma_{nz}^2 = f_n(n^*), \quad n^* = \|n\| - 1. \quad (7)$$

Вид данных функций рассмотрим ниже на этапе обучения алгоритма.

Для достижения желаемой точности ориентации одного отсчета измерений акселерометров недостаточно. Поэтому оценки крена и тангажа уточняются рекуррентно по множеству измерений. Для пересчета оценок на очередной момент дискретного времени используется модель 1. При этом на каждом шаге  $\Delta t$  апостериорные математические ожидания крена и тангажа пересчитываются в априорные математические ожидания с помощью модели 1, а оценка скорости замораживается.

**Алгоритм гировертикали.** Обозначим  $N\{\bar{\mathbf{x}}_i, \bar{\mathbf{P}}_i\}$  – априорное нормальное распределение вектора состояния модели 2 для момента времени  $t_i$ ;  $N\{\hat{\mathbf{x}}_i, \mathbf{P}_i\}$  – апостериорное распределение, подлежащее оцениванию;  $N\{\bar{\mathbf{x}}_{i+1}, \bar{\mathbf{P}}_{i+1}\}$  – априорное распределение для следующего момента времени  $t_{i+1}$ . Тогда алгоритм гировертикали, решаемый на одном интервале дискретизации измерений  $\Delta t$ , представляется в виде последовательности следующих шагов:

*Шаг 1.* Определение статистик апостериорной плотности  $N\{\hat{\mathbf{x}}_i, \mathbf{P}_i\}$  вектора состояния модели 2 с учётом  $N\{\bar{\mathbf{x}}_i, \bar{\mathbf{P}}_i\}$  и текущих измерений гироскопов и акселерометров. Они имеют вид известных соотношений байесовского оценивания вектора состояния по вектору его дискретных измерений [12, 13].

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{P}}_i &= \hat{\mathbf{P}}_{i-1} + \mathbf{Q}_i, \\ \mathbf{K}_i &= \bar{\mathbf{P}}_i \mathbf{H}_i^T (\mathbf{H}_i \mathbf{P}_i \mathbf{H}_i^T + \mathbf{R}_i)^{-1}, \\ \hat{\mathbf{P}}_i &= (\mathbf{I} - \mathbf{K}_i \mathbf{H}_i) \bar{\mathbf{P}}_i (\mathbf{I} - \mathbf{K}_i \mathbf{H}_i)^T + \mathbf{K}_i \mathbf{R}_i \mathbf{K}_i^T, \\ \hat{\mathbf{x}}_i &= \bar{\mathbf{x}}_{i-1} + \mathbf{K}_i (\mathbf{Z}_i - \bar{\mathbf{Z}}_i). \end{aligned} \quad (8)$$

Здесь  $\bar{\mathbf{Z}}_i$  – оценка вектора наблюдений (3), которая имеет вид

$$\bar{\mathbf{Z}}_i = \begin{bmatrix} \sin(\bar{\Theta}_i) \\ \cos(\bar{\Theta}_i) \cos(\bar{\gamma}_i) + \bar{V}_i \omega_{zi} / g \\ -\cos(\bar{\Theta}_i) \sin(\bar{\gamma}_i) - \bar{V}_i \omega_{yi} / g \end{bmatrix}. \quad (9)$$

*Шаг 2.* Расчет оценки кватерниона ориентации  $\hat{q}_i$ .

*Шаг 3.* Вычисление априорного кватерниона ориентации  $\bar{q}_{i+1}$  для следующего момента дискретного времени. Выполняется по соотношениям (1).

*Шаг 4.* Вычисление статистик априорной плотности  $N\{\bar{\mathbf{x}}_{i+1}, \bar{\mathbf{P}}_{i+1}\}$ . Включает в себя расчёт априорного математического ожидания и ковариационной матрицы. Априорное математическое ожидание компоненты скорости определяется с учетом допущения о постоянстве скорости и принимается равным её оценке:  $\bar{V}_{i+1} = \hat{V}_i$ . Априорные математические ожидания тангажа и крена  $\bar{\Theta}_{i+1}$ ,  $\bar{\gamma}_{i+1}$  вычисляются из кватерниона  $\bar{q}_{i+1}$ . Априорная ковариационная матрица приближенно принимается равной апостериорной ковариационной матрице:  $\bar{\mathbf{P}}_{i+1} = \mathbf{P}_i$ . Применение более сложных соотношений для ее расчета представляется неоправданным в силу приближенности модели 2.

Указанные вычисления выполняются на каждом шаге  $\Delta t$  по мере поступления новых измерений гироскопов и акселерометров.

**Обучение алгоритма.** Обучение алгоритма преследует цель определения таких функций  $f_g$ ,  $f_\gamma$ ,  $f_V$ ,  $f_n$ , которые бы обеспечивали наиболее точное определение крена и тангажа в условиях наличия дрейфов гироскопов, уровень которых соответствует классу точности используемых датчиков. Заметим, что влияние дрейфов гироскопов зависит не только от их величины и знаков, но также от вида движения аппарата. Поэтому обучение алгоритма должно проводиться на процессах, характерных для движений аппарата в реальном полете. Для этого из экспериментальных полетных данных формируются обучающие последовательности, включающие в себя согласованные между собой

процессы изменения скорости, углов ориентации, сигналов акселерометров и гироскопов. Затем к сигналам гироскопов прибавляются смещения нулей с максимально возможными для данного типа датчиков значениями.

Всего для данных одного полета формируется девять вариантов обучающих последовательностей, из которых восемь вариантов соответствуют различным сочетаниям знаков смещений нулей трех гироскопов плюс еще один вариант для случая точных измерений.

Для простоты отыскания функций  $f_g, f_\gamma, f_V, f_n$  они задаются в кусочно-линейном виде, представленном на рис. 1, и ограничиваются некоторыми предельными значениями. При этом в каждой функции удерживается два узла интерполяции  $(n_1^*, \sigma_1^2), (n_2^*, \sigma_2^2)$ . Абсцисса левого узла ин-

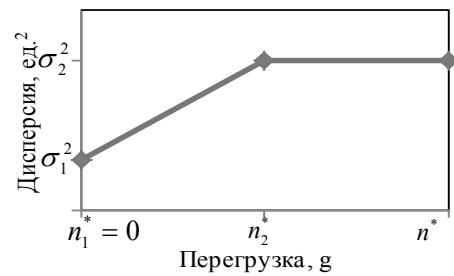


Рис. 1. Зависимость дисперсии возмущений и измерений от  $n^*$

терполяции принимается равной нулю  $n^* = 0$ , что соответствует  $|n|=1$ . Ось ординат имеет размерность дисперсии тангажа, крена, скорости и перегрузки для функций  $f_g, f_\gamma, f_V, f_n$  соответственно.

В качестве критерия качества назначалась взвешенная среднеквадратическая ошибка (СКО) ориентации по крену и тангажу, усредненная по времени и по множеству всех девяти обучающих последовательностей.

$$\bar{\sigma}(\mathbf{J}) = \alpha_g \bar{\sigma}_g(\mathbf{J}) + \alpha_\gamma \bar{\sigma}_\gamma(\mathbf{J}), \quad \mathbf{J} = \{J_g, J_\gamma, J_V, J_n\}. \tag{10}$$

Здесь  $\bar{\sigma}_g$  – СКО оценивания тангажа;  $\bar{\sigma}_\gamma$  – СКО оценивания крена;  $\alpha_g$  и  $\alpha_\gamma$  – весовые коэффициенты;  $\mathbf{J} = \{J_g, J_\gamma, J_V, J_n\}$  – множество абсцисс и ординат узлов интерполяции функций  $f_g, f_\gamma, f_V, f_n$ . При удержании двух узлов интерполяции в каждой из функций и при  $n_1^* = 0$  множество  $\mathbf{J}$  содержит по три параметра на функцию, т.е. всего двенадцать параметров.

Минимизация ошибки (10) на множестве  $\mathbf{J}$  выполнялась численно при многократном решении алгоритма гировертикали на девяти обучающих последовательностях. Окончательная оценка качества алгоритма производилась на контрольных последовательностях, сформированных из экспериментальных данных других полётов.

**Результаты моделирования.** Исследование точности разработанного алгоритма выполнялось с привлечением данных нескольких полётов, из которых один играл обучающую роль, а другие – контрольную. Результаты приводятся для одного из контрольных полётов.

На рис. 2 представлены зависимости изменения тангажа (тонкая линия) и ошибка его оценивания по представленному алгоритму (толстая линия) при смещениях нулей трех гироскопов, равных +0,05 град/с (180 град/ч). Аналогичные зависимости можно получить для крена.

Рисунок 3 иллюстрирует адаптацию коррекции к изменению перегрузки в процессе полёта. На рисунке изображено изменение нормированной дисперсии ошибки наблюдения модели 2. При слишком больших значениях модуля перегрузки дисперсия

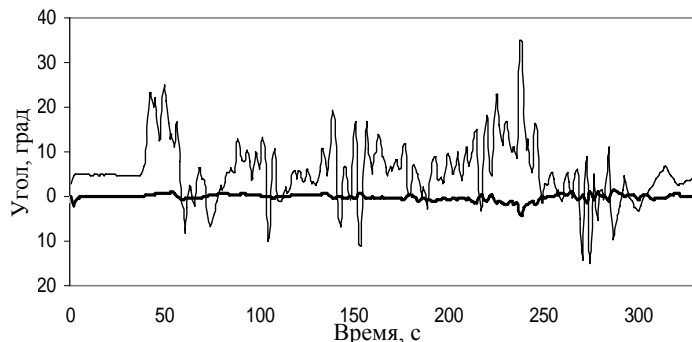


Рис. 2. Тангаж и ошибка его оценивания

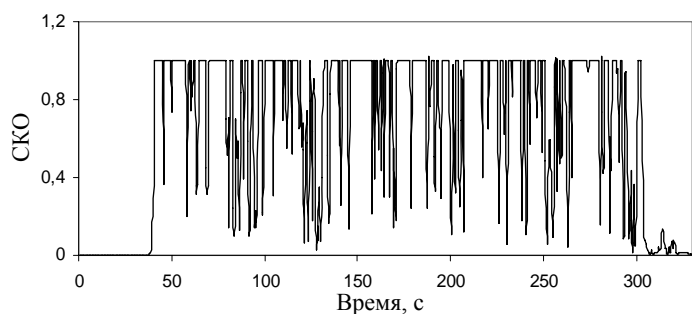


Рис. 3. Изменение нормированной дисперсии ошибки наблюдения модели 2



ошибки наблюдения выходит на ограничение, а при малых убывает, что соответствует виду функции  $f_n$ , представленному на рис. 1.

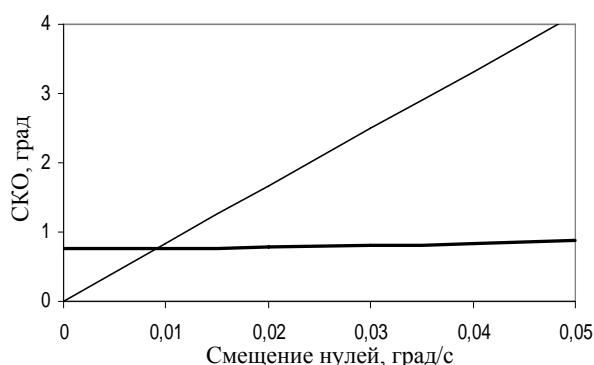


Рис. 4. Зависимость СКО тангажа от смещения нулей гироскопов

что при отсутствии коррекции процессы ошибок ориентации являются неустойчивыми и при увеличении продолжительности полета выигрыш алгоритма с коррекцией возрастает.

Погрешности масштабных коэффициентов, неортогональности осей датчиков и шумовая погрешность в данной работе не рассматриваются, поскольку на несколько порядков меньше дрейфа, характерного для микромеханических гироскопов. Медленноменяющаяся погрешность гироскопов воспринимается алгоритмом как текущее смещение нуля и компенсируется за счет адаптивной коррекции по сигналам акселерометров точно так же, как и постоянная.

**Заключение.** Получен новый результат, заключающийся в создании алгоритма определения крена и тангажа летательного аппарата, обеспечивающего робастность по отношению к дрейфам гироскопов за счет маятниковой коррекции, адаптивной к отклонениям кажущейся вертикали от гравитационной. Применяя к данному алгоритму классификацию адаптивных систем управления [14], правомерно отнести его к классу субоптимальных в отношении частного критерия, используемого при обучении.

Достоинством предложенного алгоритма являются его автономность от внешних источников информации, отсутствие накопления ошибок, обусловленных вредным влиянием дрейфов гироскопов, а также упругих колебаний и вибраций конструкции ЛА. Поскольку коррекция ориентации выполняется относительно текущего направления гравитационной вертикали, то алгоритм сохраняет полезное свойство маятниковой коррекции, заключающееся в отсутствии необходимости учета местоположения летательного аппарата и его перемещения относительно Земли, а также учёта угловой скорости её вращения.

Практическая ценность заключается в том, что результат достигается минимальными техническими, а следовательно, и экономическими средствами, в смысле ограничения состава датчиков тремя гироскопами и тремя акселерометрами. Платой за робастность являются ненулевые ошибки оценивания на переходных процессах движения аппарата при отсутствии дрейфов гироскопов.

#### Литература

1. Степанов О.А. Применение теории нелинейной фильтрации в задачах обработки навигационной информации / О.А. Степанов. – СПб: ГНЦ РФ – ЦНИИ «Электроприбор», 1998. – 370 с.
2. Salychev O. Applied Inertial Navigation: Problems and Solutions / O. Salychev. – М.: BMSYU Press, 2004. – 304 с.
3. Матвеев В.В. Основы построения бесплатформенных инерциальных навигационных систем / В.В. Матвеев, В.Я. Распопов; под общ. ред. В.Я. Распопова. – СПб.: ГНЦ РФ ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», 2009. – 278 с.
4. Бусурин В.И. Исследование характеристик микрооптоэлектромеханического преобразователя угловых скоростей / В.И. Бусурин, А.В. Казарьян, А.Т. Фам // М.: Вестник МАИ. – 2015. – Т. 22, № 1. – С. 29–37.
5. Бусурин В.И. Анализ влияния конструктивных параметров на характеристики микрооптоэлектромеханического преобразователя угловых скоростей / В.И. Бусурин, А.Т. Фам, П.С. Ахламов // Труды МАИ. – 2015. – № 81. – С. 1–17.

6. Алалуев Р.В. Бесплатформенная система ориентации и навигации мини-беспилотного летательного аппарата / Р.В. Алалуев, Ю.В. Иванов, В.В. Матвеев, В.Я. Распопов, А.П. Шведов // Приложение к журналу «Мехатроника, автоматизация, управление»; под ред. В.Я. Распопова. – 2008. – № 10. – С. 14–18.
7. Патент на полезную модель 96235 РФ. Бесплатформенная инерциальная гировертикаль / А.П. Шведов, Ю.В. Иванов, В.Я. Распопов; заявитель и патентообладатель ГОУ ВПО «Тульский государственный университет»; заявл. 04.03.2010; опубл. 20.07.2010.
8. Белоглазов И.Н. Обработка информации в иконических системах навигации, наведения и дистанционного зондирования местности / И.Н. Белоглазов, С.Н. Казарин, В.В. Косьянчук. – М.: Физматгиз, 2012. – 368 с.
9. Ильясов С.П. Комплексование инерциального измерительного модуля бесплатформенной системы ориентации / С.П. Ильясов, А.В. Корнилов, Д.В. Свяжин // Научн.-техн. вестник Поволжья. – 2013. – № 4. – С. 174–177.
10. Качанов Б.О. Контроль углов ориентации летательного аппарата с помощью спутниковой навигационной системы / Б.О. Качанов, Е.Ю. Толстолюженский // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2010. – № 5. – С. 33–43.
11. Динамика полёта: учеб. для студентов высш. учеб. завед. / А.В. Ефремов, В.Ф. Захарченко, В.Н. Овчаренко и др.; под ред. Г.С. Бюшгенса. – М.: Машиностроение, 2011. – 776 с.
12. Кочетков Ю.А. Основы автоматики авиационного оборудования / Ю.А. Кочетков. – М.: ВВИА им. Н.Е. Жуковского, 1995. – 574 с.
13. Сейдж Э.П. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении / Э.П. Сейдж, Дж. Мелса. – М.: Связь, 1976.
14. Справочник по теории автоматического управления / под ред. А.А. Красовского. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1987.

---

**Качанов Борис Олегович**

Д-р техн. наук, профессор, главный специалист ОАО МНПК «Авионика», Москва  
Тел.: +7 (495) 771-66-07, доб. 17-65  
Эл. почта: nit@mnpk.ru

**Кулабухов Владимир Сергеевич**

Канд. техн. наук, доцент, гл. конструктор ОАО МНПК «Авионика», Москва  
Тел.: +7 (495) 771-66-07, доб. 17-66  
Эл. почта: kulabuhov@mnpk.ru

**Туктарёв Николай Алексеевич**

Канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник, гл. специалист ОАО МНПК «Авионика», Москва  
Тел.: +7 (495) 771-66-07, доб. 17-66  
Эл. почта: nit@mnpk.ru

**Гришин Дмитрий Викторович**

Аспирант каф. «Системы автоматического и интеллектуального управления» МАИ, Москва  
Тел.: +7 (495) 771-66-07, доб. 10-39  
Эл. почта: mai@dgri.ru

Kachanov B.O., Kulabuhov V.S., Tuktartjov N.A., Grishin D.V.

**Adaptive algorithm of gyrovertical computing unit for unmanned aerial vehicle**

A new algorithm for determining roll and pitch of the unmanned aerial vehicle (UAV) on joint measurement of gyroscopes and accelerometers is proposed. The novelty consists in the way of the pendulum correction. Its intensity adapts to deviations of apparent vertical from gravitational one considering assessment of velocity. The algorithm gets adjusted through the training sequences and provides robustness to gyroscopes drifts.

**Keywords:** gyroscope, accelerometer, gyroscopic vertical, pendulum correction, apparent vertical, robustness, algorithm.

# **ЭЛЕКТРОТЕХНИКА**

УДК 621.314.2

Р.Л. Горбунов, Г.И. Посконный

## Упрощенная модель для анализа гармонических искажений в понижающем преобразователе переменного напряжения

Предложена упрощенная модель вентильного комплекта понижающего преобразователя переменного напряжения по высшим гармоникам в виде эквивалентных управляемых источников несинусоидального тока и напряжения. Использование этой модели при анализе прямыми методами расчёта энергетических показателей вентильных преобразователей позволяет достаточно просто определять основные показатели гармонических искажений токов и напряжений при разной конфигурации фильтров и характере нагрузки. В отличие от метода коммутационных функций, кусочно-припасовочного метода, имитационного или численного моделирования, результатом анализа с использованием предложенной модели являются конечные аналитические выражения для расчёта искомых показателей искажений, в явном виде содержащие все основные параметры закона управления и внешних цепей преобразователя. В качестве примера рассмотрен анализ системы с входным однозвенным фильтром, преобразователем и асинхронным двигателем. Результаты теоретического исследования сопоставлены с результатами имитационного моделирования и физического эксперимента.

**Ключевые слова:** понижающий преобразователь переменного напряжения, гармонические искажения, математическая модель, широтно-импульсное регулирование, коэффициент гармоник, коэффициент  $n$ -й гармонической составляющей.

Потребность в преобразователях переменного напряжения (ППН) с улучшенными энергетическими, массогабаритными и стоимостными показателями существовала всегда и для ряда электромеханических систем особенно актуализировалась в последние годы. В первую очередь это относится к нерегулируемому по скорости асинхронному электроприводу (ЭП). В соответствии с государственной программой РФ «Энергосбережение и повышение энергетической эффективности на период до 2020 года» в перечень типовых мероприятий, направленных на увеличение экономии энергии, входит оптимизация систем работы электродвигателей. Асинхронный ЭП является самым массовым приводом рабочих механизмов и в то же время основным потребителем реактивной мощности (45–60% от общей реактивной мощности предприятия). При этом известно, что в большом числе механизмов имеется возможность существенно повысить энергоэффективность асинхронного двигателя (АД) за счёт регулирования напряжения статора и достичь сокращения потребления активной энергии до 15%, а реактивной энергии – до 50% [1, 2].

Автономные системы генерирования электрической энергии (СГЭЭ) переменного тока на базе магнитоэлектрического синхронного генератора (МЭГ) с переменной частотой вращения вала представляют другую важную область электромеханики, нуждающуюся в высокоэффективных ППН. Обусловлено это тем, что в системах генерирования этого типа стабилизация напряжения осуществляется в силовом канале, в связи с чем энергетические и технико-экономические показатели всей системы определяются показателями силового преобразователя.

На сегодня в нерегулируемом по скорости асинхронном ЭП наиболее широкое применение получили тиристорные преобразователи напряжения с фазовым регулированием, которые в основном применяются для формирования пускотормозных режимов двигателя. Однако использование таких устройств в задачах повышения энергетической эффективности АД является малоэффективным, так как преобразователи этого типа вносят существенные низкочастотные гармонические искажения в токи и напряжения, а также увеличивают потребление реактивной мощности [3]. Применение преобразователей частоты только лишь в целях регулирования напряжения нецелесообразно, причём как в нерегулируемом по скорости асинхронном ЭП, так и в автономных СГЭЭ указанного типа.

Большой потенциал для использования в обеих упомянутых электромеханических системах имеют ППН понижающего типа (англ. «AC Buck Converter» или «AC Chopper»), характеризующиеся простотой конструкции, хорошими энергетическими, стоимостными и массогабаритными пока-

зателями. На сегодня предложено большое количество вариантов схемной реализации этих преобразователей, большая часть которых обобщена в [4].

Вследствие импульсного режима работы ППН вносит гармонические искажения в токи и напряжения входной и выходной цепей. Аналитическое исследование основных энергетических показателей преобразователя по высшим гармоникам является чрезвычайно важной задачей, решение которой необходимо для оптимального проектирования и эффективного его использования. При исследовании гармонических искажений токов и напряжений в преобразователях рассматриваемого типа в основном применяются метод коммутационных функций, кусочно-припасовочный метод и метод разностных уравнений с осреднением переменных [5–16]. Используя эти методы, удаётся описать мгновенные значения токов и напряжений преобразователя, но сильно затрудняется аналитическое исследование интегральных показателей гармонических искажений, а также построение инженерных методик расчёта элементов преобразователя и оптимизация его узлов. Другим большим недостатком этих методов являются трудоёмкость описания электромагнитных процессов в системах высокого порядка (как правило, больше 3-го) и значительная сложность использования результатов для аналитического исследования влияния основных параметров закона регулирования, схемы преобразователя и нагрузки на показатели системы. Другие популярные методы – имитационное или численное компьютерное моделирование – характеризуются частностью получаемых решений, поэтому вовсе не позволяют выполнять полноценное аналитическое исследование преобразователя, а также имеют ряд других широко известных недостатков. В связи с этим актуальным является разработка модели, лишённой отмеченных недостатков.

**Постановка задачи.** Силовая схема понижающего ППН в общем случае состоит из трёх структурных звеньев (рис. 1): входной фильтр нижних частот ( $\Phi 1$ ), вентильный комплект (ВК) и выходной фильтр нижних частот ( $\Phi 2$ ). При линейной нагрузке (Н) и синусоидальном напряжении питающего источника (И) генератором высших гармоник тока и напряжения является только ВК преобразователя, причём степень вносимых искажений зависит от параметров всех структурных звеньев и закона управления.

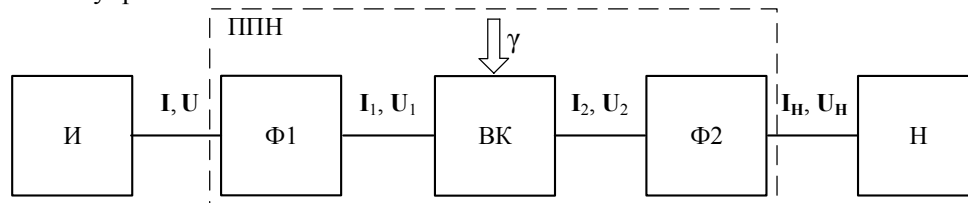


Рис. 1. Полная структурная схема системы с понижающим ППН

При исследовании показателей искажений токов и напряжений ППН первостепенный интерес представляют частотный состав искажений, а также следующие коэффициенты [17–19]:

- коэффициент  $n$ -й гармонической составляющей  $K_{(n)}$ ;
- суммарный коэффициент гармонических составляющих (коэффициент гармоник)  $K_{\Gamma}$ ;
- приведённый интегральный коэффициент  $n$ -й гармонической составляющей  $\overline{K}_{(n)np}^{(q)}$ ;
- приведённый интегральный коэффициент гармоник  $\overline{K}_{\Gamma, np}^{(q)}$ .

Основной задачей данной работы являются разработка упрощённой математической модели ВК, позволяющей с приемлемой для инженерных задач точностью выполнять расчёт основных показателей гармонических искажений токов и напряжений преобразователя при его работе в составе разных электротехнических систем. Получаемые в результате применения модели аналитические выражения должны иметь конечный вид и в явном виде содержать основные параметры системы и закона управления.

**Математическая модель ВК по высшим гармоникам.** Анализ электромагнитных процессов в преобразователе выполнен при следующих условиях и допущениях:

- питающие напряжения  $U(t)$  – симметричные синусоидальные;
- силовые ключи преобразователя идеальные, коммутация происходит мгновенно;
- одноимённые ключи каждой фазы переключаются синхронно (коммутационная функция одинакова для всех фаз преобразователя);

- отношение частоты коммутации к частоте основной гармоники питающего напряжения удовлетворяет соотношению  $N_S = f_S/f_{(1)} \gg 10$ ;
- преобразователь работает в установившемся режиме;
- основные характеристики элементов фильтров линейные;
- нагрузка преобразователя пассивная линейная симметричная;
- индуктивные элементы работают в режиме непрерывного тока.

Для рассматриваемого преобразователя наиболее распространённым способом регулирования напряжения является широтно-импульсное регулирование (ШИР), что обусловлено многими известными особенностями преобразователя [6, 7, 20]. Поэтому далее рассматривается только этот способ регулирования. Принцип действия ВК при ШИР поясняется рис. 2.

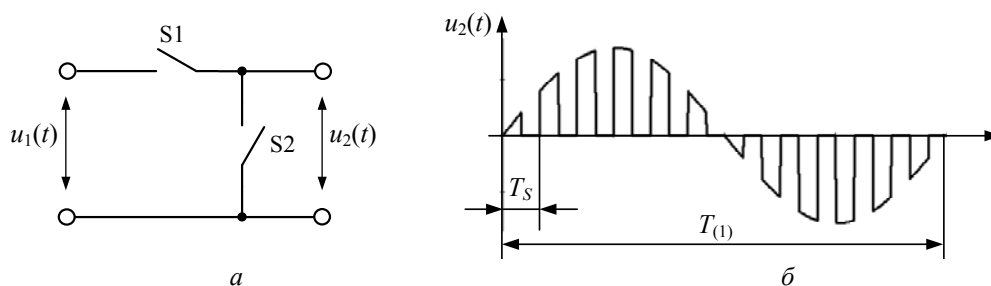


Рис. 2. Обобщённая схема ВК понижающего ППН – а; временная диаграмма выходного напряжения при ШИР – б

Мгновенные значения токов и напряжений на входе и выходе многофазного ВК описываются следующими векторными уравнениями [12]:

$$\mathbf{I}_1(t) = K_I(t) \cdot \mathbf{I}_2(t), \tag{1}$$

$$\mathbf{U}_2(t) = K_U(t) \cdot \mathbf{U}_1(t), \tag{2}$$

где  $\mathbf{I}_1(t)$  – вектор-столбец токов на входе ВК;  $\mathbf{I}_2(t)$  – вектор-столбец токов на выходе ВК;  $K_I(t)$  – коэффициент обратной передачи ВК по току;  $\mathbf{U}_2(t)$  – вектор-столбец напряжений на выходе ВК;  $\mathbf{U}_1(t)$  – вектор-столбец напряжений на входе ВК;  $K_U(t)$  – коэффициент прямой передачи ВК по напряжению.

Коэффициенты передачи по току и напряжению преобразователя являются разрывными функциями, которые в соответствии со свойствами преобразователя описываются общим математическим выражением и могут быть представлены в виде постоянной  $\gamma_0$  и переменной  $\gamma_{пер}(t)$  составляющих:

$$K_I(t) = K_U(t) = \gamma(t) = \gamma_0 + \gamma_{пер}(t). \tag{3}$$

Постоянная составляющая  $\gamma_0$  коммутационной функции  $\gamma(t)$  является коэффициентом регулирования напряжения преобразователя и равняется коэффициенту заполнения импульсов управления группой ключей S1.

В связи с тем, что уравнения (1), (2) аналогичны, а коэффициенты передачи описываются одной функцией  $\gamma(t)$ , все рассуждения удобно выполнять относительно обобщённых функций  $x(t)$ ,  $h(t)$  и используя уравнение вида

$$h(t) = \gamma(t) \cdot x(t), \tag{4}$$

где  $x(t)$  – несинусоидальная периодическая функция.

Несинусоидальная функция  $x(t)$  представляет собой сумму первой гармоники  $x_{(1)}(t)$  и высших гармоник  $x_{в.г}(t)$  (рис. 3, а):

$$x(t) = x_{(1)}(t) + x_{в.г}(t). \tag{5}$$

После подстановки выражений (3), (5) уравнение (4) принимает вид

$$h(t) = h_{(1)}(t) + h_{x_{(1)}}(t) + h_{x_{в.г}}(t) = h'(t) + h_{x_{в.г}}(t), \tag{6}$$

где  $h_{(1)}(t) = \gamma_0 \cdot x_{(1)}(t)$ ;  $h_{x_{в.г}}(t) = \gamma(t) \cdot x_{в.г}(t)$ ;  $h_{x_{(1)}}(t) = \gamma_{пер}(t) \cdot x_{(1)}(t)$ ;  $h'(t) = h_{(1)}(t) + h_{x_{(1)}}(t)$ .

Согласно выражению (6) высшие гармоники функции  $h(t)$  представлены суммой функций  $h_{x_{(1)}}(t)$  и  $h_{x_{в.г}}(t)$ , причём высокочастотные пульсации функции  $x(t)$  включены только в последнее слагаемое. Если допустить, что функция  $x(t)$  является практически синусоидальной, то вклад функции  $h_{x_{в.г}}(t)$  в

суммарные гармонические искажения результирующей функции  $h(t)$  является незначительным. Таким образом, при выполнении условия

$$X_{\text{д.в.г}} / X_{\text{д(1)}} \ll 1, \quad (7)$$

где  $X_{\text{д.в.г}}$  – действующее значение суммы высших гармоник переменной  $x(t)$ ;  $X_{\text{д(1)}}$  – действующее значение первой гармоники функции  $x(t)$ , функцию  $h(t)$  (рис. 3, б) можно с некоторым приближением считать равной функции  $h'(t)$  (рис. 3, в):

$$h(t) \approx h'(t) = X_{(1)} \cdot g(t),$$

где  $g(t) = \gamma(t) \cdot \cos(\omega_{(1)} \cdot t)$ ;  $X_{(1)}$ ,  $\omega_{(1)}$  – амплитуда и угловая частота первой гармоники функции  $x(t)$ .

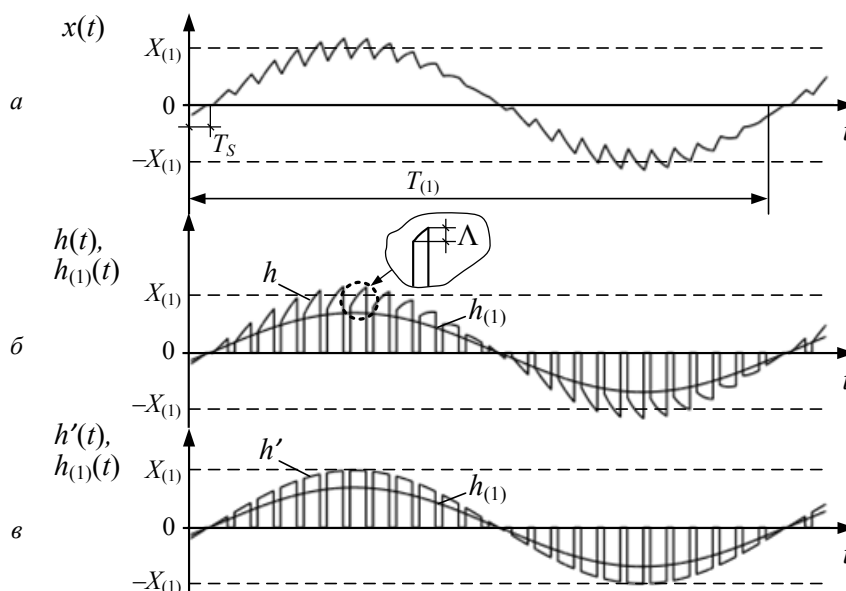


Рис. 3. Временные диаграммы рассматриваемых несинусоидальных функций и их составляющих

Применительно к анализируемому преобразователю полученный результат означает, что при выполнении для переменных  $U_1(t)$  и  $I_2(t)$  условия (7) ВК преобразователя может быть представлен эквивалентными управляемыми источниками несинусоидального тока и напряжения, причём мгновенное значение каждого из них описывается функцией  $g(t)$  с коэффициентом пропорциональности в виде амплитуды первой гармоники соответствующей переменной. Используя приведённое математическое описание функции  $g(t)$ , несложно выразить все необходимые коэффициенты гармонических искажений этих источников. Важно отметить, что функция  $g(t)$  не зависит от параметров цепей преобразователя, следовательно, имеется возможность исследовать показатели искажений токов и напряжений, рассматривая входную и выходную цепи по высшим гармоникам независимо друг от друга.

Для конкретизации условия (7) необходимо оценить влияние пульсаций на точность расчёта коэффициентов искажений. Выполняя эту оценку будем считать, что на интервале единичного состояния коммутационной функции  $\gamma(t)$  переменные  $U_1(t)$  и  $I_2(t)$  изменяются по линейному закону и являются непрерывными функциями (рис. 3, в). Тогда слагаемое  $h_{\text{х.в.г}}(t)$  в выражении (6) можно представить в виде периодической последовательности пилообразных импульсов переменной амплитуды и постоянной длительности, а функцию  $h(t)$  записать в следующем виде:

$$h(t) = X_{(1)} \cdot g(t) + \Lambda \cdot \cos(\omega_{(1)} \cdot t + \varphi_{(1)}) \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} \lambda \left( \frac{t - k \cdot T_S}{\gamma_0 \cdot T_S} \right),$$

где  $T_S$  – период коммутации;  $\varphi_{(1)}$  – сдвиг по фазе;  $\Lambda$  – максимальное приращение переменной  $x(t)$  на интервале коммутации;  $\lambda(t/\tau)$  – пилообразный импульс единичной амплитуды,

$$\lambda \left( \frac{t}{\tau} \right) = \begin{cases} \left( \frac{1}{\tau} t + \frac{1}{2} \right), & |t| \leq \frac{\tau}{2}, \\ 0, & |t| > \frac{\tau}{2}. \end{cases}$$

Представив  $h(t)$  в виде ряда Фурье с учетом

$$\gamma(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{t-k \cdot T_S}{\gamma_0 \cdot T_S}\right),$$

где  $\text{rect}(t/\tau)$  – прямоугольный импульс,

$$\text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) = \begin{cases} 1, & |t| \leq \frac{\tau}{2}, \\ 0, & |t| > \frac{\tau}{2}, \end{cases}$$

можно увидеть, что в спектре имеются первая гармоника с частотой  $f_{(1)}$  и группы парных высших гармоник с частотами  $f = k \cdot f_S \pm f_{(1)}$ ,  $k = 1, 2, \dots$ . Амплитуды гармоник рассчитываются по следующему выражению:

$$H_{(k)} = \frac{X_{(1)}}{\pi} \cdot \frac{1}{k} \cdot \left| \frac{H_{\Lambda}}{2j} \left( \text{sinc}(k \cdot \pi \cdot \gamma_0) - e^{-jk \cdot \pi \cdot \gamma_0} \right) \cdot e^{\pm j \cdot \Phi_{(1)}} + \sin(k \cdot \pi \cdot \gamma_0) \right|, \quad (8)$$

где  $H_{\Lambda} = \Lambda / X_{(1)}$ ;  $\text{sinc}(\alpha) = \sin(\alpha) / \alpha$ .

В пределах группы  $k$  частоты гармоник отличаются незначительно. В связи с этим при расчёте коэффициентов гармонических искажений допустима замена двух гармоник группы одной эквивалентной гармоникой с частотой  $f = k \cdot f_S$ . Амплитуда эквивалентной гармоники равняется среднеквадратичному значению амплитуд гармоник группы.

В результате упрощения и преобразования выражения (8) получены конечные приближённые аналитические формулы для расчёта искомых коэффициентов искажений, которые с учётом  $n = k \cdot N_S$  имеют следующий вид:

$$K_{(n)} \approx d_{\Lambda} \sqrt{\left( \frac{H_{\Lambda}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{k \cdot \pi \cdot \gamma_0} \right)^2 + \text{sinc}^2(k \cdot \pi \cdot \gamma_0)}, \quad (9)$$

$$\overline{K}_{(n)\text{пр}}^{(q)} \approx d_{\Lambda} \frac{\sqrt{2}}{\pi \cdot \gamma_0} \cdot \frac{\sqrt{\left( \frac{H_{\Lambda}}{2} \right)^2 + \sin^2(k \cdot \pi \cdot \gamma_0)}}{k^{q+1}}, \quad (10)$$

$$K_{\Gamma} \approx d_{\Lambda} \sqrt{\left( \frac{H_{\Lambda}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\pi \cdot \gamma_0} \right)^2 + \frac{1}{\gamma_0} - 1}, \quad (11)$$

$$\overline{K}_{\Gamma.\text{пр}}^{(q)} \approx d_{\Lambda} \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\left( \frac{H_{\Lambda}}{2} \cdot \frac{1}{\gamma_0} \right)^2 + (4(1-\gamma_0))^2}, \quad (12)$$

где  $q$  – порядок интегрального коэффициента;

$$d_{\Lambda} = \sqrt{1 + H_{\Lambda} \cdot \cos(\Phi_{(1)})}.$$

Таким образом, коэффициенты искажений выходных переменных эквивалентных источников ВК описываются выражениями (9)–(12). Важно отметить, что полученные выражения позволяют исследовать зависимость показателей гармонических искажений не только от величины коэффициента регулирования, но и от величины фазового сдвига между первыми гармониками тока и напряжения, а также от величины пульсаций входных и выходных переменных (параметра  $H_{\Lambda}$ ). Сравнение с результатами численного расчёта показало, что формулы обладают приемлемой точностью при  $\gamma_0 > 0,3$ .

На рис. 4 изображены графические зависимости коэффициентов искажений эквивалентных источников от коэффициента заполнения импульсов управления  $\gamma_0$ . Графики наглядно показывают, что выражения, соответствующие допущению о нулевых пульсациях переменных  $U_1(t)$  и  $I_2(t)$  (линии при  $H_{\Lambda} = 0$ ), дают заниженные результаты, причём величина расхождения практически линейно зависит от величины параметра  $H_{\Lambda}$  и может быть приближённо определена по величине коэффициента  $d_{\Lambda}$  (рис. 5).



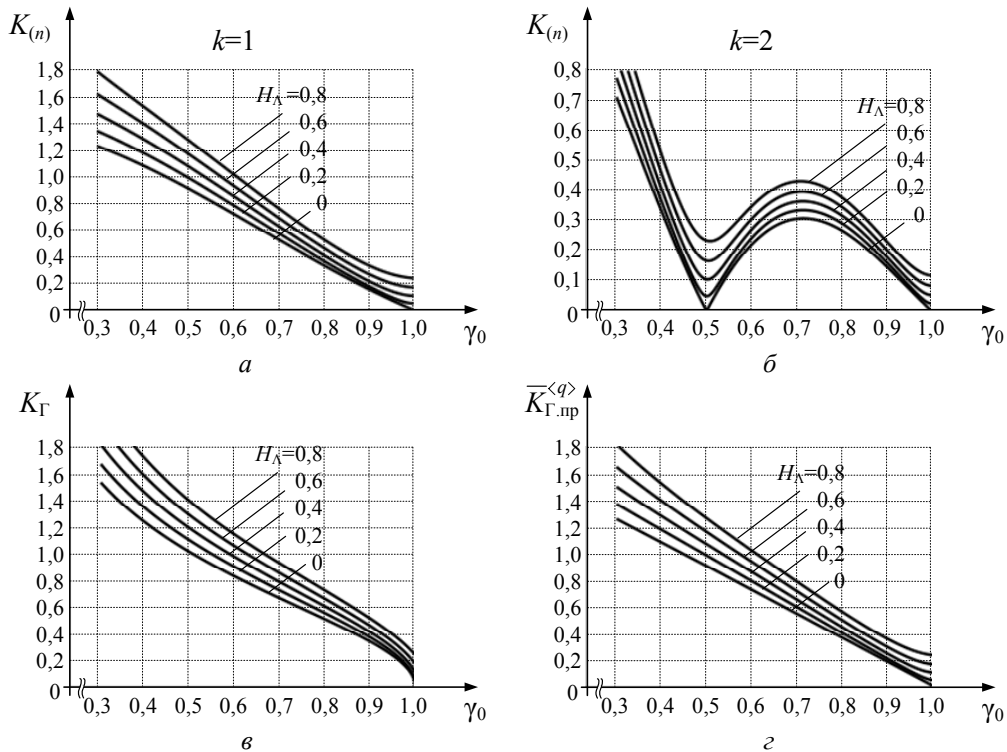


Рис. 4. График зависимости приведённого интегрального коэффициента  $n$ -й гармонической составляющей –  $a$ ,  $б$  – коэффициента гармоник и  $г$  – приведённого интегрального коэффициента гармоник от коэффициента заполнения  $\gamma_0$  ( $\varphi_{(1)} = \pi/6$ )

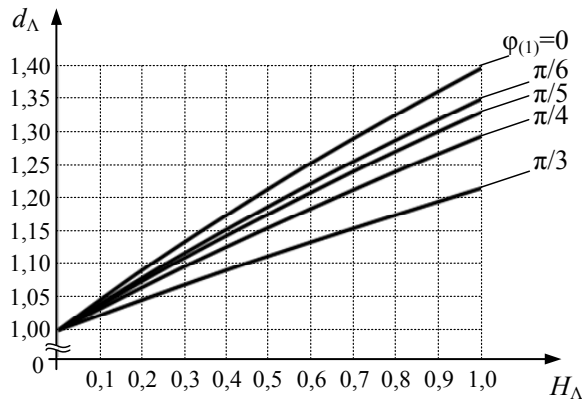


Рис. 5. График зависимости коэффициента  $d_\Lambda$  от параметра  $H_\Lambda$  при разной величине фазового сдвига  $\varphi_{(1)}$

**Гармонические искажения в понижающем ППН при питании асинхронного двигателя.** Ниже продемонстрировано применение предложенной модели ВК для анализа показателей искажений трёхфазного понижающего ППН с входным однозвенным LC-фильтром при работе на асинхронный двигатель (АД) (рис. 6). Предметом исследования является степень искажения входного  $\mathbf{I}(t)$  и выходного  $\mathbf{I}_H(t) = \mathbf{I}_s(t)$  токов ППН, выраженная коэффициентами  $K_{(n)}, K_G$ .

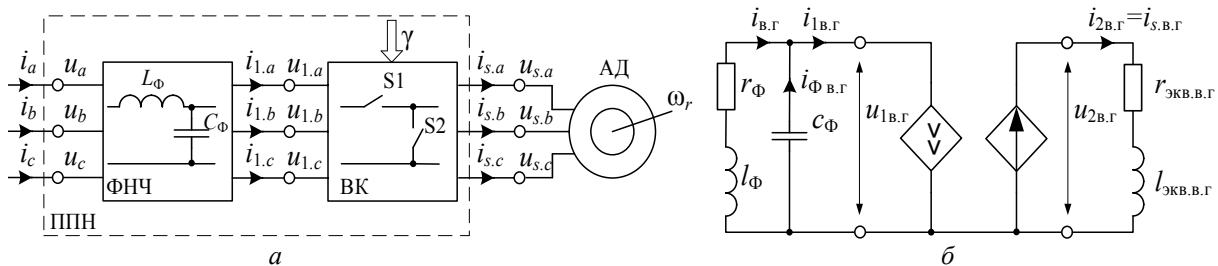


Рис. 6. Схема анализируемой системы с понижающим ППН –  $a$ ; эквивалентная электрическая схема замещения системы по высшим гармоникам –  $б$

При анализе использована модель АД в виде системы дифференциальных уравнений, записанных относительно тока статора и потокосцепления ротора, соответствующая следующим условиям и допущениям:

- машина неявнополюсная;
- обмотки статора и ротора симметричные;
- потери, обусловленные гистерезисом и вихревыми токами, равны нулю;
- магнитная система машины линейная;
- воздушный зазор между ротором и статором равномерный;
- высшие пространственные гармоники магнитного поля равны нулю.

В соответствии с этой моделью в статическом режиме работы эквивалентная схема замещения АД по высшим гармоникам представляет собой последовательную RL-цепь, параметры которой рассчитываются по следующим формулам:

$$r_{\text{экв.в.г}} = r_s + r_r \frac{l_m^2}{l_r^2},$$

$$l_{\text{экв.в.г}} = l_s - \frac{l_m^2}{l_r} = \sigma \cdot l_s,$$

где  $r_s, r_r$  – активное сопротивление фазной обмотки статора и ротора соответственно;  $l_s, l_r$  – полная эквивалентная индуктивность фазной обмотки статора и ротора соответственно;  $l_m$  – эквивалентная индуктивность от поля главного потока (индуктивность намагничивания);  $\sigma$  – коэффициент рассеяния.

Эквивалентная электрическая схема замещения анализируемой системы по высшим гармоникам представляет собой каскадное соединение схем замещения входного фильтра, ВК и АД (рис. 6, б). Входная и выходная цепи этой схемы являются линейными пассивными и находятся под воздействием управляемых источников несинусоидального тока и напряжения, мгновенные значения и интегральные коэффициенты которых описаны выше. Таким образом, при использовании предложенной модели ВК задача анализа показателей искажений ППН сводится к типовой, рассматриваемой в общей теории прямых методов расчёта энергетических показателей вентиляционных преобразователей [18, 19].

В результате алгебраизации дифференциальных уравнений системы получены формулы для расчёта коэффициента  $n$ -й гармонической составляющей и коэффициента гармоник входного и выходного токов ППН, которые при выполнении условий

$$\begin{cases} r_{\Phi} \ll r_{\text{экв}(1)} \ll x_C, \\ x_{\Phi} \ll x_{\text{экв}(1)} \ll x_C, \\ r_{\Phi} \ll x_{\Phi} \end{cases}$$

имеют следующий вид:

$$K_{(n)i} \approx \bar{K}_{(n)\text{пр}}^{(2)} \cdot N_{\Phi.S}^2 \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{x_C} \cdot \frac{r_{\text{экв}(1)}}{\gamma_0^2}\right)^2 + \left(1 - \frac{1}{x_C} \cdot \frac{x_{\text{экв}(1)}}{\gamma_0^2}\right)^2}}, \quad (13)$$

$$K_{\Gamma.i} \approx \bar{K}_{\Gamma.\text{пр}}^{(2)} \cdot N_{\Phi.S}^2 \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{x_C} \cdot \frac{r_{\text{экв}(1)}}{\gamma_0^2}\right)^2 + \left(1 - \frac{1}{x_C} \cdot \frac{x_{\text{экв}(1)}}{\gamma_0^2}\right)^2}}, \quad (14)$$

$$K_{(n)i_s} \approx \bar{K}_{(n)\text{пр}}^{(1)} \frac{z_{\text{экв}(1)}}{x_{\text{экв}.S}} \sqrt{1 + \left(\frac{r_{\text{экв.в.г}}}{x_{\text{экв}.S}}\right)^2}, \quad (15)$$

$$K_{\Gamma.i_s} \approx \bar{K}_{\Gamma.\text{пр}}^{(1)} \frac{z_{\text{экв}(1)}}{x_{\text{экв}.S}} \sqrt{1 + \left(\frac{r_{\text{экв.в.г}}}{x_{\text{экв}.S}}\right)^2}, \quad (16)$$

где  $r_{\Phi}, x_{\Phi}$  – активное и реактивное сопротивление реактора фильтра (на частоте первой гармоники);  $x_C$  – реактивное сопротивление конденсатора фильтра (на частоте первой гармоники);  $r_{\text{экв}(1)}, x_{\text{экв}(1)}$ ,

$z_{\text{эКВ}(1)}$  – эквивалентное активное, реактивное и полное сопротивление АД со стороны статора (на частоте первой гармоники);  $N_{\Phi,S}$  – коэффициент отношения частоты резонанса фильтра к частоте коммутации,

$$N_{\Phi,S} = \omega_{\Phi} / \omega_S, \quad \omega_{\Phi} = 1 / \sqrt{L_{\Phi} \cdot C_{\Phi}}, \quad \omega_S = 2\pi \cdot f_S;$$

$x_{\text{эКВ},S}$  – эквивалентное реактивное сопротивление АД со стороны статора (на частоте коммутации),  
 $x_{\text{эКВ},S} = \omega_S \cdot l_{\text{эКВ},В.Г}$ .

Приведённые интегральные коэффициенты гармоник 1-го и 2-го порядков в формулах (13)–(16) вычисляются по выражениям (10), (12).

Можно показать, что параметры эквивалентной последовательной схемы замещения АД по первой гармонике определяются следующим образом:

$$r_{\text{эКВ}(1)} = r_s + \frac{r_{r,\text{НОМ}}}{s} \cdot \frac{x_m^2}{(r_{r,\text{НОМ}}/s)^2 + x_r^2},$$

$$x_{\text{эКВ}(1)} = x_s - x_r \frac{x_m^2}{(r_{r,\text{НОМ}}/s)^2 + x_r^2},$$

$$z_{\text{эКВ}(1)} = \sqrt{r_{\text{эКВ}(1)}^2 + x_{\text{эКВ}(1)}^2},$$

где  $x_s$  – синхронное реактивное сопротивление обмотки статора;  $x_r$  – синхронное реактивное сопротивление обмотки ротора;  $x_m$  – реактивное сопротивление индуктивности намагничивания;  $r_{r,\text{НОМ}}$  – эквивалентное активное сопротивление обмотки ротора при номинальном скольжении  $s_{\text{НОМ}}$ ;  $s$  – относительное скольжение;  $s_r$  – скольжение при скорости вращения вала  $\omega_r$ ;  $r_{r,\text{НОМ}} = r_r / s_{\text{НОМ}}$ ;  $s = s_r / s_{\text{НОМ}}$ ;  $s_r = 1 - \omega_r / \omega(1)$ .

Следует отметить, что предложенная модель ВК позволяет выполнить расчёт показателей искажений всех переменных системы. Также, при наличии результатов анализа по первой гармонике описанные коэффициенты могут быть пересчитаны в другие важные показатели, например: коэффициент мощности, действующее значение, установленная мощность и др.

**Имитационное моделирование и физический эксперимент.** Для оценки точности полученных аналитических выражений результаты расчётов сопоставлены с результатами имитационного моделирования и экспериментального исследования преобразователя. Моделирование выполнено в приложении Simulink. В качестве модели АД использован блок «Asynchronous Machine», параметры которого заданы в соответствии с определёнными экспериментально для машины 4AC80B4Y3 (1,7 кВт). При моделировании межкоммутационная пауза в сигналы управления ключами преобразователя не вводилась.

Экспериментальное исследование выполнено на макете преобразователя, силовая схема которого подробно описана в [20, 21]. Частота коммутации 7,81 кГц ( $N_S = 156$ ), межкоммутационная пауза 1,2–1,3 мкс. Параметры фильтра:  $L_{\Phi} = 400$  мкГн,  $C_{\Phi} = 3$  мкФ (конденсаторы соединены треугольником). В качестве нагрузки для АД использована машина постоянного тока, работающая в генераторном режиме и установленная на едином валу с двигателем. Измерения токов и напряжений выполнены в одной фазе преобразователя с помощью цифрового запоминающего осциллографа TDS2014 (Tektronix), измерительные датчики LV 25-P, LA 55-P (LEM). Расчёт коэффициента  $n$ -й гармонической составляющей реализован программно в приложении Matlab.

Результаты теоретического расчёта, моделирования и экспериментов для скольжения  $s = 1,63s_{\text{НОМ}}$  изображены на рис. 7. В связи с тем, что в данном случае пульсации напряжения на выходе фильтра и тока статора двигателя практически отсутствуют, теоретические кривые построены при нулевом параметре  $H_{\Delta}$  интегральных коэффициентов эквивалентных источников схемы замещения ВК.

Анализируя графики коэффициента  $n$ -й гармонической составляющей для гармоник группы  $k = 1$ , можно отметить небольшие расхождения между результатами. Причиной расхождения между результатами моделирования и теоретического расчёта является приближённость используемых аналитических выражений. Для сетевого тока основной причиной расхождения результатов теоретического расчёта и экспериментов является влияние распределённой индуктивности питающей сети, величина которой соизмерима с индуктивностью реакторов фильтра и при расчётах не учитывалась. Для тока статора двигателя расхождение результатов теоретического расчёта и эксперимен-

тов объясняется погрешностью экспериментального определения параметров машины, а также зависимостью этих параметров от частоты, которая является особенно выраженной для двигателей общего назначения [22].

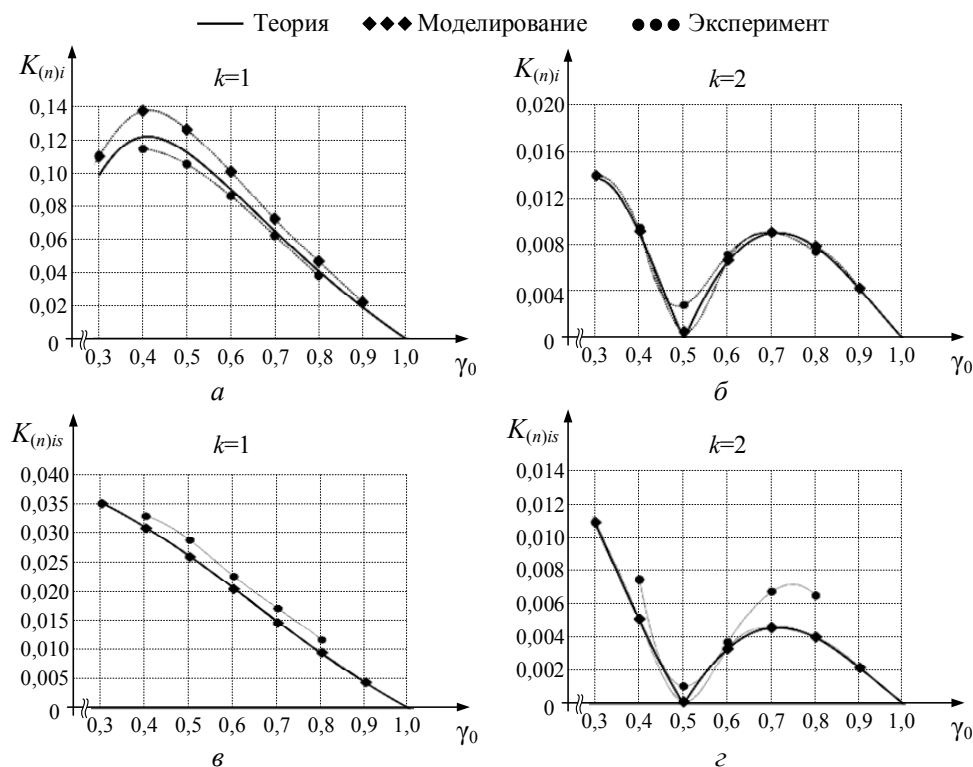


Рис. 7. Графики зависимости коэффициента  $n$ -й гармонической составляющей сетевого тока ( $a, б$ ) и тока статора двигателя ( $в, г$ ) от коэффициента заполнения  $\gamma_0$  при скольжении  $s = 1,63s_{ном}$

Главной причиной расхождения результатов для высших гармоник группы  $k = 2$  является ограниченная разрешающая способность использованного осциллографа.

К другим факторам, повлиявшим на точность результатов экспериментов, относятся влияние межкоммутационной паузы, погрешность измерительных датчиков, разброс параметров элементов фильтра и погрешность, обусловленная выполнением измерений в одной фазе машины. Тем не менее характер зависимостей на всех представленных графиках повторяет теоретический. Величина расхождений является вполне приемлемой для аналитической модели.

Опыты были проведены при разных значениях скольжения двигателя. Относительная величина расхождений между результатами теоретического расчёта, моделирования и экспериментов практически одинакова.

**Заключение.** Выполненное исследование показало, что при анализе понижающего ППН по высшим гармоникам ВК преобразователя допустимо представить в виде эквивалентных управляемых источников несинусоидального тока и напряжения, мгновенные значения и коэффициенты искажений которых описываются приведёнными выше выражениями. Используя эту модель при анализе прямыми методами расчёта энергетических показателей вентильных преобразователей можно достаточно эффективно описывать показатели несинусоидальных искажений токов и напряжений преобразователя. Получаемые аналитические выражения имеют конечный вид и в явном виде содержат основные параметры системы и закона управления. Благодаря этому выражения могут быть использованы для построения инженерных методик расчёта элементов преобразователя, для выбора оптимальной структуры фильтров, для определения экстремальных режимов элементов преобразователя и нагрузки, для обоснования выбора частоты коммутации, а также при анализе энергетических показателей сложных систем на базе понижающего ППН.

В результате оценки влияния высокочастотных пульсаций переменных  $U_1(t)$ ,  $I_2(t)$  на точность расчёта коэффициентов искажений можно сделать вывод, что даже при относительном размахе пульсаций 20% ( $H_\Lambda = 0,2$ ) вносимая погрешность в результаты, полученные при допущении о нуле-

вых пульсациях, составляет всего 5–10% (см. рис. 5). Однако, пренебрежение пульсациями этих переменных даёт возможность рассматривать входную и выходную цепи преобразователя по высшим гармоникам независимо друг от друга. Это значительно упрощает анализ гармонических искажений, что особенно важно при аналитическом исследовании систем высокого порядка.

Авторы выражают благодарность Александру Филиппову, Александру Духовскому, Сергею Власенко (НИ ТПУ) и Антону Гусеву (НТИ НИЯУ МИФИ) за помощь в сборке экспериментального макета преобразователя напряжения. Особая благодарность выражается Михаилу Штейну (НИ ТПУ) за оказанную помощь и техническую поддержку при проектировании основных узлов преобразователя.

#### *Литература*

1. Горлова Т.В. Электропривод, его состояние и перспективы / Т.В. Горлова, В.П. Обрусник // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 2015. – № 1 (35). – С. 161–164.
2. Радина Е.В. Алгоритмы регулирования напряжения асинхронных двигателей // Электротехника. – 1983. – № 5. – С. 32–34.
3. Shepherd W. Steady-state analysis of the series resistance-inductance circuit controlled by silicon controlled rectifiers // IEEE Transactions on Industry and General Applications. – 1965. – Vol. IGA-1, issue 4. – P. 259–265.
4. Gorbunov R.L. Power losses and thermal modeling of AC Buck converters / R.L. Gorbunov, I.A. Kalinowski, G.I. Poskonnyy // International Conference of Young Specialists on Micro / Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). – 2015. – P. 407–414.
5. Arvindan A.N. Investigation of harmonic distortion in line and load currents of the sinusoidal pulse-width modulated single-phase AC chopper / A.N. Arvindan, J.S. Alphonse // International Conference on Computation of Power, Energy, Information and Communication (ICCPEIC). – 2014. – P. 256–263.
6. Ahmed N.A. A new configuration of single-phase symmetrical PWM AC chopper voltage controller / N.A. Ahmed, K. Amei, M. Sakui // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1999. – Vol. 46, issue 5. – P. 942–952. – doi: 10.1109/41.793343.
7. A novel circuit topology of three-phase direct AC-AC PWM voltage regulator / N.A. Ahmed, M. Miyatake, H.W. Lee, M. Nakaoka // Industry Applications Conference (IAC). – 2006. – Vol. 4. – P. 2076–2081.
8. Addoweesh K.E. An exact analysis of an ideal AC chopper // International Journal of Electronics. – 1993. – Vol. 75, № 5. – P. 999–1013.
9. Addoweesh K.E. Time-ratio control of chopper-type AC voltage regulators / K.E. Addoweesh, A.L. Mohamadein, H.A. Al-Ghalaban // Journal of King Saud University. – 1991. – Vol. 3, issue 1. – P. 19–43.
10. Hamed S.A. Modelling and design of transistor-controlled AC voltage regulators // International Journal of Electronics. – 1990. – Vol. 69, № 3. – P. 421–434.
11. Hamed S.A. Steady-state modeling, analysis, and performance of transistor-controlled AC power conditioning systems // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1990. – Vol. 5, issue 3. – P. 305–313.
12. Кобзев А.В. Многозонная импульсная модуляция. Теория и применение в системах преобразования параметров электрической энергии. – Новосибирск: Наука, 1979. – 300 с.
13. Коршунов А.И. Импульсные преобразователи напряжения переменного тока // Силовая электроника. – 2006. – № 1. – С. 54–61.
14. Arvindan A.N. Performance analysis of three-phase PWM AC chopper feeding a delta connected load / A.N. Arvindan, A.S.A.R. Prabu // International Conference on Sustainable Energy and Intelligent Systems (SEISCON). – 2011. – P. 278–283.
15. Ahmed N.A. Improved circuit of AC choppers for single-phase systems / N.A. Ahmed, K. Amei, M. Sakui // Proceedings of the Power Conversion Conference (PPCC). – 1997. – Vol. 2. – P. 907–912.
16. Shinyama T. AC chopper using four switches / T. Shinyama, A. Ueda, A. Torii // Power Conversion Conference (PCC). – 2002. – Vol. 3. – P. 1056–1060.
17. ГОСТ 32144–2013. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Стандартинформ, 2014. – 16 с.
18. Зиновьев Г.С. Силовая электроника. – 5-е изд., испр. и доп. – М.: Юрайт, 2014. – 667 с.

19. Зиновьев Г.С. Прямые методы расчета энергетических показателей вентиляционных преобразователей. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1990. – 220 с.
20. Горбунов Р.Л. Исследование трехфазного широтно-импульсного преобразователя переменного напряжения для повышения энергоэффективности асинхронных двигателей / Р.Л. Горбунов, Г.И. Посконный // Изв. Том. политех. ун-та. – 2014. – Т. 324, № 4. – С. 76–86.
21. Пат. 2 530 532 С1 РФ, МПК Н 02 Р 1/26, Н 02 Р 1/28. Устройство плавного пуска асинхронного двигателя / Р.Л. Горбунов (РФ), Г.И. Посконный (РФ). – № 2 013 113 597 / 07; заявл. 26.03.13; опубл. 10.10.14, Бюл. № 28. – 9 с.
22. Mirafzal B. Determination of parameters in the universal induction motor model / B. Mirafzal, G.L. Skibinski, R.M. Tallam // IEEE Transactions on Industry Applications. – 2009. – Vol. 45, issue 1. – P. 142–151.
- 

**Горбунов Роман Леонидович**

Аспирант каф. промышленной и медицинской электроники НИ ТПУ, Томск  
Тел.: 8-923-420-82-66  
Эл. почта: romangorbunov91@gmail.com

**Посконный Геннадий Ильич**

К.т.н., доцент каф. промышленной электроники  
Новоуральского технологического института НИЯУ МИФИ, Новоуральск  
Тел.: 8-343-709-49-51  
Эл. почта: pgi\_ngti@mail.ru

Gorbunov R.L., Poskonnyy G.I.

**Simplified model for analysis of harmonic distortions in AC buck converter**

In this paper the simplified model of the AC buck converter switching unit in the form of equivalent controlled non-sine current and voltage sources is proposed. The model suitable for harmonic distortions analysis and can be used with direct methods of power indexes analysis in switching converters. The model allows determining the main harmonic distortion indexes of currents and voltages in different filter configurations and different types of load. In contrast to the switching functions method, the section-stick method, computer or numerical simulation, the results of analysis by use of the proposed model present finite analytical formulas, which allow calculation of required distortion indexes and in an explicit form include the main parameters of control algorithm and circuits of converter. An example of analysis of the system with the single-stage input filter, the power converter and the induction motor is described. Theoretical results are compared with the results of computer simulation and experiment.

**Keywords:** AC buck converter, harmonic distortions, mathematical model, equal time-ratio control, total harmonic distortion, harmonic distortion ratio.

---

УДК 621.314

С.В. Брованов, Е.В. Гришанов, М.А. Дыбко

## Полупроводниковый преобразователь с подавлением синфазного тока утечки для систем генерирования электрической энергии на базе фотоэлектрических модулей

Показаны причины возникновения синфазного тока утечки в автономных системах генерирования электрической энергии с использованием солнечных фотоэлектрических модулей. Отмечено, что основной причиной формирования синфазного тока утечки является наличие гармонического синфазного напряжения на выходных зажимах системы генерирования. Для подавления синфазного тока утечки предложено решение в виде новой схемной реализации силового полупроводникового преобразователя и его алгоритма векторной ШИМ. Это позволило сделать синфазное напряжение постоянным, устремив, таким образом, синфазный ток утечки к нулю. В работе проведено имитационное моделирование, подтверждающее эффективность предложенного решения.

**Ключевые слова:** многоуровневый полупроводниковый преобразователь, синфазное напряжение, синфазный ток утечки, солнечный фотоэлектрический модуль, широтно-импульсная модуляция.

На сегодняшний день с увеличением объема потребления электрической энергии становится важным вопрос, связанный с недостатком генерационных мощностей. Данная проблема остро дает о себе знать в удаленных и сельских районах, где ее решение осуществляется за счет веерного отключения электрической энергии или подачи ее по временному графику. При этом следует отметить, что основными потребителями электрической энергии в этих районах, как правило, выступают частные и фермерские хозяйства, которым требуются однофазные сети небольшой мощности.

Одним из решений по стабильному обеспечению в данных районах электрической энергии может быть применение автономных систем генерирования электрической энергии (СГЭЭ), в частности, на базе солнечных фотоэлектрических модулей и полупроводниковых преобразователей [1–4]. При этом тенденция развития данных СГЭЭ связана с использованием многоуровневых полупроводниковых преобразователей, которые позволяют в значительной степени повысить качество генерируемой электрической энергии и снизить массогабаритные показатели [5–8].

Структура СГЭЭ на базе солнечных фотоэлектрических модулей и многоуровневых полупроводниковых преобразователей зачастую имеет в своем составе трансформатор. В ряде случаев, когда нет принципиальных требований к присутствию в структуре СГЭЭ трансформатора, его из структуры убирают. Это позволяет снизить стоимость и массогабаритные показатели СГЭЭ. Однако это в свою очередь приводит к появлению синфазного тока утечки [9–12], который протекает через контуры, включающие в себя паразитные емкости и индуктивности (рис. 1). Наличие синфазного тока утечки приводит к снижению качества формируемого преобразователем выходного напряжения и тока, а также является причиной выхода из строя тонкопленочных солнечных фотоэлектрических модулей и создает угрозу поражения электрическим током обслуживающего персонала.

Известны способы подавления синфазного тока, такие как введение разделительного конденсатора [13] или установка дополнительных ключей в схему преобразователя, которые позволяют отключать звено постоянного тока от нагрузки в некоторые интервалы времени, обусловленные алгоритмом работы СГЭЭ [14–15]. Но данные способы лишь снижают уровень синфазного тока и не позволяют полностью его устранить. В связи с этим в данной работе предложено одно из решений, позволяющих осуществить полное подавление синфазного тока.

**Синфазный ток утечки.** Проведем анализ влияния параметров элементов СГЭЭ на формирование синфазного тока утечки.

На рис. 1 представлена структура СГЭЭ, в которой не содержится трансформатор. Также на рисунке приведены элементы, наличие которых в определенной степени оказывают влияние на формирование синфазного тока утечки [12].

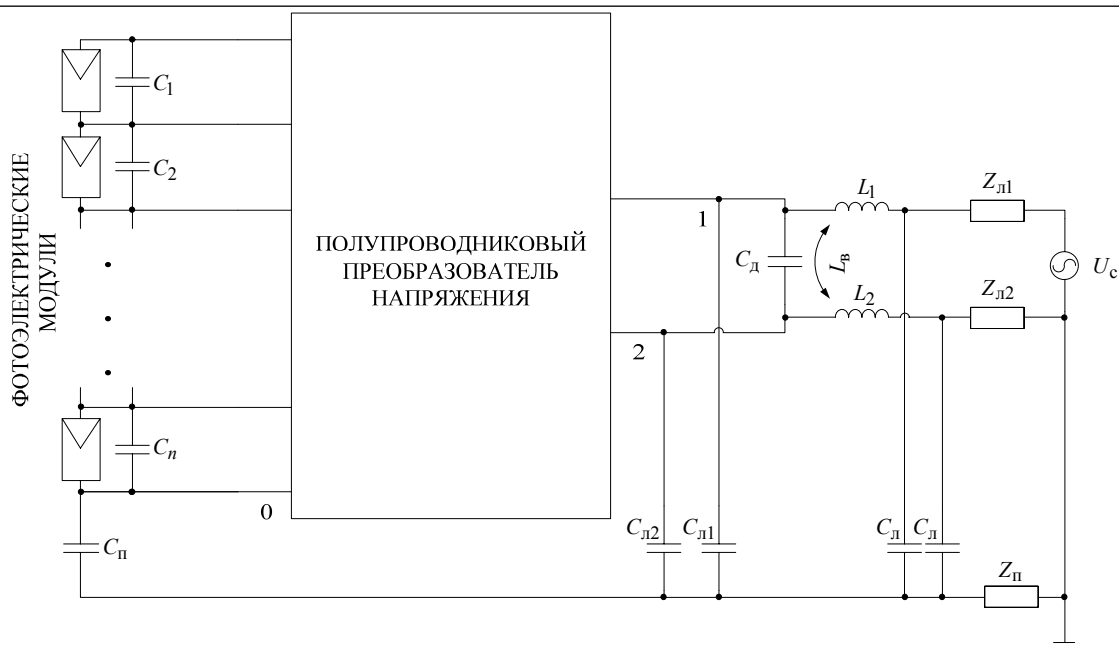


Рис. 1. Структура СГЭЭ без трансформатора

К ним относятся:  $C_{\Pi}$  – эквивалентная паразитная емкость солнечных фотоэлектрических модулей. Величина данной емкости зависит от многих факторов, среди которых влажность, давление, запыленность окружающей среды, но в среднем ее величина оценивается из расчета 100 нФ на 1 кВт мощности фотоэлектрического модуля;  $L_1$  и  $L_2$  – индуктивности фильтрующих дросселей;  $L_{\text{в}}$  – взаимная индуктивность, обусловленная наличием явления взаимоиндукции между элементами  $L_1$  и  $L_2$ ;  $Z_{\text{л1}}$  и  $Z_{\text{л2}}$  – комплексные сопротивления подводящих линий к сети;  $Z_{\text{п}}$  – комплексное сопротивление контура утечки;  $C_{\text{л}}$  – паразитная емкость между подводящей линией и землей;

$C_{\text{д}}$  – паразитная емкость между подводящими линиями;  $C_{\text{л1}}$  и  $C_{\text{л2}}$  – паразитные емкости между выводами полупроводникового преобразователя и землей, обусловленные наличием связи между полупроводниковым ключом и его заземленным радиатором;  $C_{\text{п}}$  – паразитная емкость между землей и фотоэлектрическим модулем.

Для получения схемы замещения СГЭЭ введем понятие эквивалентных источников напряжений  $U_{10}$ ,  $U_{20}$ , формирующихся на зажимах «1» и «2» относительно шины «0», которые характеризуют преобразование напряжений фотоэлектрических модулей посредством полупроводникового преобразователя.

Наличие источников  $U_{10}$  и  $U_{20}$  приводит к формированию на зажимах «1» и «2» синфазного  $U_{\text{син}}$  и дифференциального  $U_{\text{диф}}$  напряжений вида

$$U_{\text{син}} = \frac{U_{10} + U_{20}}{2}, U_{\text{диф}} = U_{10} - U_{20}. \quad (1)$$

Выражая из (1) напряжения  $U_{10}$  и  $U_{20}$ , получаем

$$U_{10} = U_{\text{син}} + \frac{U_{\text{диф}}}{2}, U_{20} = U_{\text{син}} - \frac{U_{\text{диф}}}{2}. \quad (2)$$

Отметим тот факт, что  $(2C_{\text{л}} + C_{\text{л1}} + C_{\text{л2}}) \ll C_{\text{п}}$  и  $(Z_{\text{л1}} + Z_{\text{л2}}) \ll Z_{\text{п}}$ , следовательно, элементы  $C_{\text{л}}$ ,  $C_{\text{л1}}$ ,  $C_{\text{л2}}$ ,  $Z_{\text{л1}}$ ,  $Z_{\text{л2}}$  не будут оказывать какого-нибудь существенного влияния на формирование синфазного тока утечки, учитывая, что  $U'_{\text{диф}} = \frac{U_{\text{диф}}(L_2 - L_1)}{2(L_2 + L_1)}$  – дифференциальное напряжение,

зависящее от разницы значений индуктивностей  $L_1$  и  $L_2$ .  $L_{12} = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2}$  – эквивалентная индуктивность дросселей в контуре.



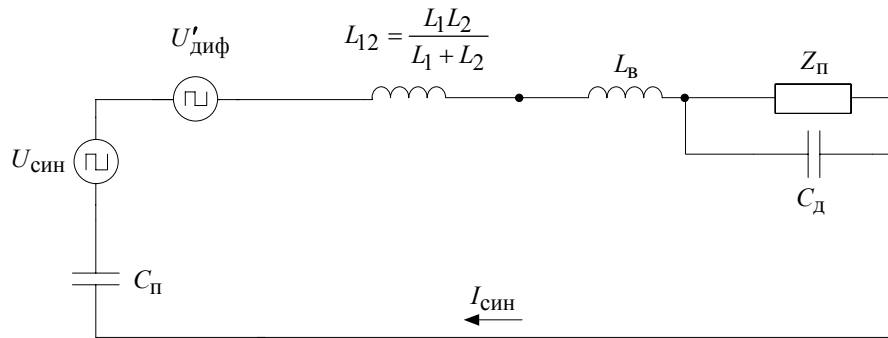


Рис. 2. Схема замещения СГЭЭ

Как видно из рис. 2, причиной возникновения синфазного тока утечки является наличие в контуре источников синфазного и дифференциального напряжений –  $U_{\text{син}}$ ,  $U'_{\text{диф}}$ . При этом если обеспечить равные значения величин индуктивностей  $L_1$  и  $L_2$ , то  $U'_{\text{диф}}$  может быть обнулено и не будет оказывать влияние на формирование синфазного тока утечки. Однако присутствие в контуре источника синфазного напряжения  $U_{\text{син}}$  приводит к возникновению синфазного тока утечки, который определяется как

$$I_{\text{син}} = \frac{U_{\text{син}}}{\frac{1}{2\pi f C_{\text{п}}} + 2\pi f(L_{12} + L_{\text{в}}) + \frac{Z_{\text{п}}}{2\pi f C_{\text{д}} Z_{\text{п}} + 1}}, \quad (3)$$

где  $f$  – частота синфазного напряжения.

Из соотношения (3) видно, что при  $f=0$  имеем  $\frac{1}{2\pi f C_{\text{п}}} = \infty$ , а следовательно,  $I_{\text{син}} = 0$ .

Таким образом, важным моментом для обеспечения  $I_{\text{син}} = 0$  является устранение переменной составляющей в синфазном напряжении. В дальнейшем в данной работе предложено решение, которое позволяет это осуществить.

**Подавление синфазного тока утечки.** Однофазные СГЭЭ, как правило, имеют небольшую установленную мощность. Поэтому их силовая часть может быть реализована на базе однофазной трехуровневой схемы с фиксирующими диодами. В ряде случаев для управления преобразователем применяют векторный способ ШИМ, который позволяет просто реализовывать баланс напряжений на конденсаторах звена постоянного тока. Известно, что управление преобразователем с векторным способом ШИМ основано на принципе использования комбинаций состояний ключей (КСК). При этом выбор последовательности КСК должен отвечать требованию синтеза задающего вектора  $\vec{V}^*$  и баланса напряжений на конденсаторах звена постоянного тока.

Для однофазного трехуровневого преобразователя набор КСК следующим образом:  $(X; Y)$ , где  $X$  отражает узел соответствующего конденсатора звена постоянного тока, подключенного к выводу 1, а  $Y$  – к выводу 2 преобразователя.

В процессе синтеза  $\vec{V}^*$  синфазное напряжение принимает пять различных уровней  $U_{\text{син}} \in \left\{ U_{\text{DC}}; \frac{U_{\text{DC}}}{2}; \frac{3U_{\text{DC}}}{4}; \frac{U_{\text{DC}}}{4}; 0 \right\}$ , что приводит к возникновению синфазного тока утечки  $I_{\text{син}}$ .

Для решения ранее поставленной задачи по подавлению синфазного тока утечки необходимыми являются два условия:

- 1) Для любого значения дифференциального напряжения  $U_{\text{диф}} \in \left\{ U_{\text{DC}}; \frac{U_{\text{DC}}}{2}; 0; -\frac{U_{\text{DC}}}{2}; -U_{\text{DC}} \right\}$ ,

формирующегося при заданной последовательности КСК, необходимо обеспечить такое синфазное напряжение, которое имело бы постоянный уровень, т.е.  $f=0$ , и не зависело от КСК на всем периоде синтеза  $\vec{V}^*$ .

- 2) Напряжения, формирующиеся на зажимах «1» и «2», должны изменяться в пределах  $0 \leq U_{10} \leq U_{\text{DC}}$ ,  $0 \leq U_{20} \leq U_{\text{DC}}$ .

Нетрудно показать, что этим условиям удовлетворяют только решения для систем уравнений, записанных для пяти значений дифференциального напряжения и только при одном уровне синфазного сигнала  $U_{\text{син}} = \frac{U_{dc}}{2}$ . В качестве решений в таблице представлены уровни напряжений  $U_{10}$  и  $U_{20}$ , а также соответствующие им КСК.

Таким образом, из таблицы видно, что в СГЭЭ для подавления синфазного тока утечки однофазный трехуровневый преобразователь должен быть модернизирован в новое преобразовательное устройство, удовлетворяющее следующим условиям:

- Число уровней напряжений в звене постоянного тока преобразователя должно быть равно четырем. В преобразователе должна быть возможность осуществлять коммутацию данных уровней.

- Алгоритм управления в преобразователе должен содержать в себе КСК, представленный в таблице.

**Комбинации состояний ключей**

Система уравнений	$\begin{cases} \frac{U_{10}+U_{20}}{2} = \frac{U_{DC}}{2} \\ U_{10}-U_{20} = U_{DC} \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{U_{10}+U_{20}}{2} = \frac{U_{DC}}{2} \\ U_{10}-U_{20} = \frac{U_{DC}}{2} \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{U_{10}+U_{20}}{2} = \frac{U_{DC}}{2} \\ U_{10}-U_{20} = 0 \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{U_{10}+U_{20}}{2} = \frac{U_{DC}}{2} \\ U_{10}-U_{20} = -\frac{U_{DC}}{2} \end{cases}$	$\begin{cases} \frac{U_{10}+U_{20}}{2} = \frac{U_{DC}}{2} \\ U_{10}-U_{20} = -U_{DC} \end{cases}$
$U_{\text{син}}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{2}$
$U_{\text{диф}}$	$U_{DC}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	0	$-\frac{U_{DC}}{2}$	$-U_{DC}$
$U_{10}$	$U_{DC}$	$\frac{3U_{DC}}{4}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{U_{DC}}{4}$	0
$U_{20}$	0	$\frac{U_{DC}}{4}$	$\frac{U_{DC}}{2}$	$\frac{3U_{DC}}{4}$	$U_{DC}$
КСК	(4;0)	(3;1)	(2;2)	(1;3)	(0;4)

На рис. 3 представлена векторная диаграмма, отражающая образующие векторы новых КСК, а на рис. 4 представлен преобразователь, который удовлетворяет всем вышеперечисленным требованиям. Коммутаторы  $SA_1 - SA_6$  представляют собой двунаправленные ключи, реализованные, как представлено на рис. 4. Остальные варианты построения двунаправленных ключей предложены в работе [16]. На рис. 5 представлены временные диаграммы, поясняющие алгоритм работы предложенного однофазного преобразователя. Можно заметить, что при синтезе задающего вектора  $\vec{V}^*$  с применением предложенной последовательности КСК позволяет сформировать требуемое синфазное напряжение.

Таким образом, предложенный однофазный преобразователь с применением предложенной последовательности комбинаций состояния ключей соответствует требованиям по подавлению синфазного тока утечки. То есть формирует постоянное синфазное напряжение  $U_{\text{син}}$  (с частотой  $f=0$ ), но при этом дифференциальное напряжение  $U_{\text{диф}}$  остается знакопеременным ступенчатым и промодулированным по синусоидальному закону.

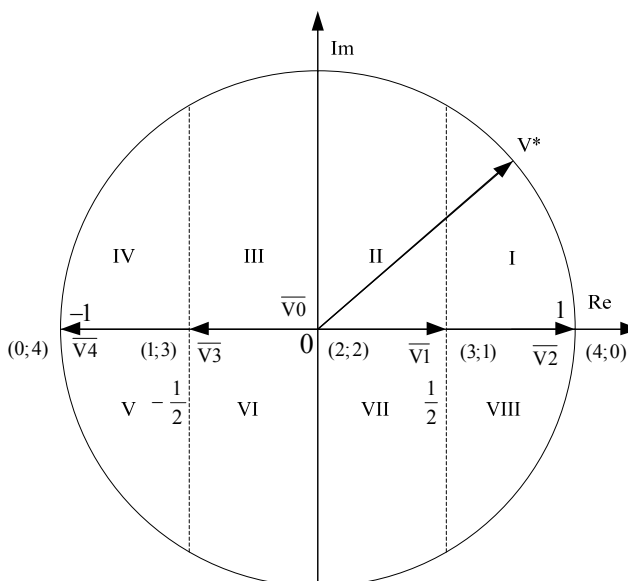


Рис. 3. Векторная диаграмма

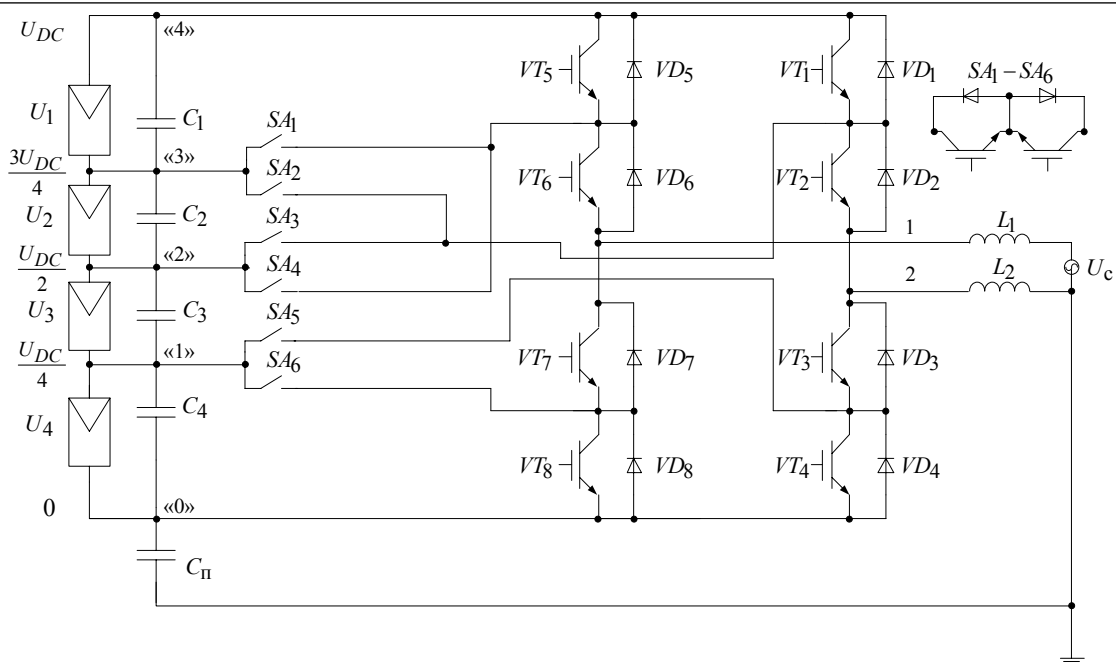


Рис. 4. Схема преобразователя с подавлением синфазного тока утечки

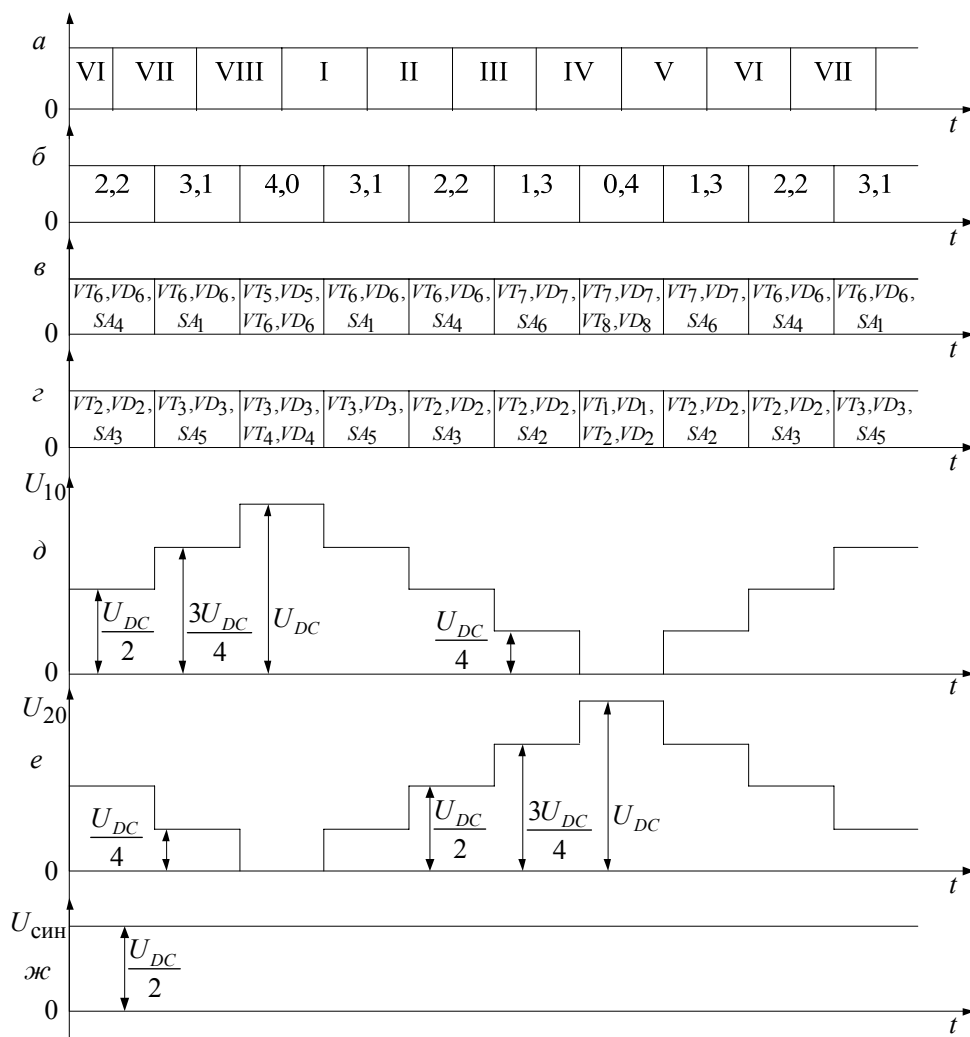


Рис. 5. Временные диаграммы, поясняющие алгоритм работы преобразователя: а – сектора; б – КСК; в – коммутируемые ключи и транзисторы 1-й стойки; г – коммутируемые ключи и транзисторы 2-й стойки; д –  $U_{10}$ ; е –  $U_{20}$ ; ж –  $U_{\text{син}}$

На рис. 6 представлены эпюры тока сети, синфазного тока утечки и синфазного напряжения в СГЭЭ на базе однофазного трехуровневого преобразователя, работающего на сеть без подавления синфазного тока утечки, полученные путем имитационного моделирования в ПО Power Sim. Видно, что синфазное напряжение имеет переменный характер. Синфазный ток значительно ухудшает генерируемый преобразователем ток.

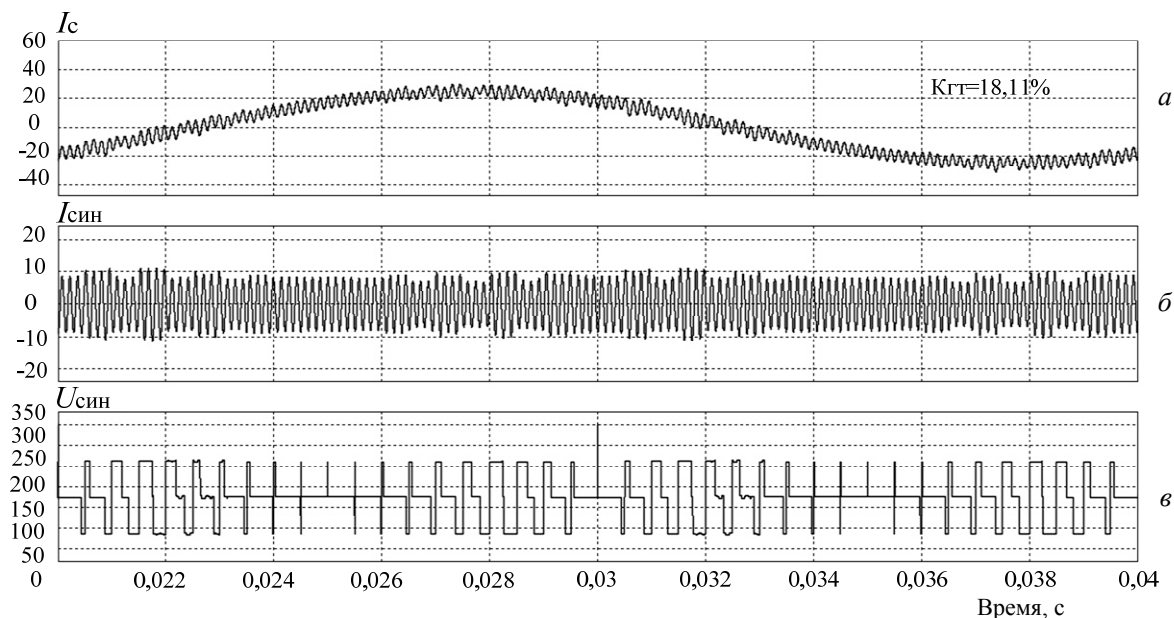


Рис. 6. Диаграммы токов и напряжения без подавления синфазного тока утечки:  
а – ток сети; б – синфазный ток утечки; в – синфазное напряжение

На рис. 7 представлены эпюры тока сети, синфазного тока утечки и синфазного напряжения в СГЭЭ на базе новой топологии преобразователя, работающего на сеть с подавлением синфазного тока утечки, полученные путем имитационного моделирования в ПО Power Sim. Из сравнения диаграмм видно, что предложенное решение позволило получить постоянное синфазное напряжение, а следовательно, подавить синфазный ток утечки.

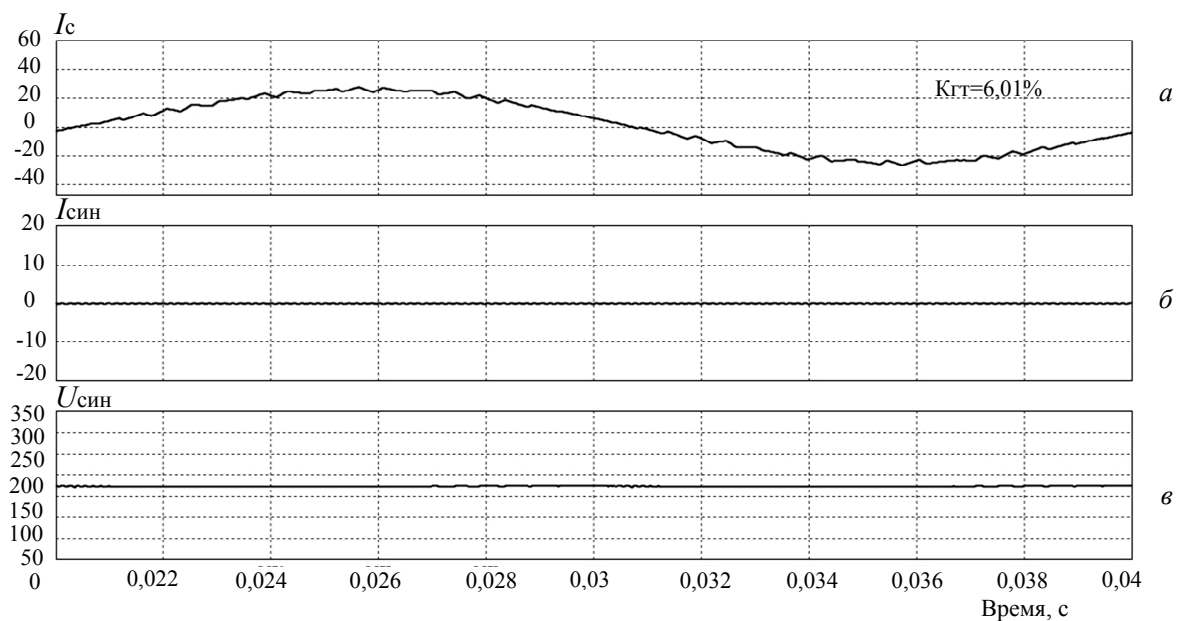


Рис. 7. Диаграммы токов и напряжения с подавлением синфазного тока утечки:  
а – ток сети; б – синфазный ток утечки; в – синфазное напряжение

**Заключение.** В процессе проведенной работы была синтезирована новая топология пятиуровневого полупроводникового преобразователя и предложен алгоритм векторной широтно-

импульсной модуляции для управления данным преобразователем. Результаты моделирования в среде Power Sim подтвердили возможность полного исключения синфазного тока утечки и улучшения качества генерируемого тока в сеть. Это в свою очередь дает основание пролагать, что реализация автономных систем генерирования электрической энергии с использованием предложенного типа полупроводникового преобразователя позволит улучшить функциональные и эксплуатационные характеристики СГЭЭ.

#### *Литература*

1. Zhang L. A family of neutral point clamped full-bridge topologies for transformerless photovoltaic grid-tied inverters / L. Zhang, K. Sun, L. Feng, H. Wu, Y. Xing // *Power Electronics, IEEE Transactions on.* – 2013. – Vol. 28, № 2. – P. 730–739.
2. Single-phase hybrid clamped three-level inverter based photovoltaic generation system / A. Chen, W. Wang, C. Du, C. Zhang // *Power Electronics for Distributed Generation Systems 2-nd IEEE International Symposium on.* – 2010. – P. 635–638.
3. Equalization of dc bus voltage in three-level NPC half-bridge inverters for PV applications by even harmonics injection or fundamental phase modulation / R. Petrella, N. Buonocunto, A. Revelant, P. Stocco // *Energy Conversion Congress and Exposition.* – 2011. – P. 3427–3434.
4. Anandababu C. Improved full-bridge neutral point clamped transformerless inverter for photovoltaic grid-connected system / C. Anandababu, B.G. Fernandes // *Industrial Electronics Society, IECON 39th Annual Conference of the IEEE.* – 2013. – P. 7996–8001.
5. A New Approach for Current Calculation in a Single-phase Three-level NPC Converter with Space Vector PWM / S. Brovanov, S. Kharitonov, M. Dybko, E. Grishanov // *Computational Technologies in Electrical and Electronics Engineering (SIBIRCON), IEEE Region 8 International Conference.* – 2010. – P. 639–644.
6. Брованов С.В. Анализ способов баланса напряжений на конденсаторах звена постоянного тока в однофазном трехуровневом преобразователе / С.В. Брованов, Е.В. Гришанов // *Научный Вестник НГТУ.* – 2015. – № 1(58). – С. 213–230.
7. Брованов С.В. Комбинации состояний ключей и анализ электромагнитных процессов в многоуровневых преобразователях // *Электротехника.* – 2009. – № 6. – С. 20–27.
8. Брованов С.В. Анализ скалярной и векторной широтно-импульсных модуляций для однофазных многоуровневых полупроводниковых преобразователей с фиксирующими диодами / С.В. Брованов, Е.В. Гришанов // *Доклады АН ВШ РФ.* – 2014. – № 4(25). – С. 47–55.
9. Xiao H. Leakage current analytical model and application in single-phase transformerless photovoltaic grid-connected inverter / H. Xiao, S. Xie // *Electromagnetic Compatibility. IEEE Transactions on.* – 2010. – Vol. 52, № 4. – P. 902–913.
10. Leakage current elimination mechanism for photovoltaic grid-tied inverters / X. Shi, T. Tang, J. Xu, R. Huang // *Industrial Electronics Society. 39-th Annual Conference of the IEEE.* – 2013. – P. 955–960.
11. A high efficiency and reliability single-phase photovoltaic micro-inverter with high magnetics utilization for nonisolated AC-module applications / B. Chen, B. Gu, J.S. Lai, W. Yu // *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE).* – 2013. – P. 2406–2411.
12. Ground currents in single-phase transformerless photovoltaic systems / E. Gubia, P. Sanchis, A. Ursua, J. Lopez // *Progress in photovoltaics: research and applications.* – 2007. – Vol. 15, №7. – P. 629–650.
13. Ground leakage current elimination in a transformerless unipolar modulation based single phase grid-connected photovoltaic system / A. Datta, G. Bhattacharya, D. Mukherjee, H. Saha // *Power and Energy Engineering Conference. IEEE PES Asia. – Pacific.* – 2013. – P. 1–5.
14. Comparison and Analysis of Single-Phase Transformerless Grid-Connected PV Inverters / T.K.S. Freddy, N.A. Rahim, W. Hew, H.S. Che // *Power Electronics, IEEE Transactions on.* – 2014. – Vol. 29, № 10. – P. 5358–5369.
15. Eliminating ground current in a transformerless photovoltaic application / O. Lopez, R. Teodorescu, F. Freijedo, J. Doval-Gandoy // *Energy Conversion. IEEE Transactions on.* – 2010. – Vol. 25, № 1. – P. 140–147.
16. Брованов С.В. Классификация многоуровневых полупроводниковых преобразователей электрической энергии с емкостным делителем напряжения // *Научный вестник НГТУ.* – 2011. – №4(45). – С. 132–136.

**Брованов Сергей Викторович**

Д-р техн. наук, зав. каф. вычислительной техники (ВТ)  
Новосибирского государственного технического университета (НГТУ)  
Тел.: 8 (383-3) 46-11-33  
Эл. почта: brovanov@corp.nstu.ru

**Гришанов Евгений Валерьевич**

Аспирант каф. ВТ  
Тел.: 8 (383-3) 46-11-33  
Эл. почта: grev88@yandex.ru

**Дыбко Максим Александрович**

Канд. техн. наук, доцент каф. электроники и электротехники (ЭЭ) НГТУ  
Тел.: 8 (383-3) 46-11-33  
Эл. почта: dybko@corp.nstu.ru

Brovanov S.V., Grishanov E.V., Dybko M.A.

**A New Multilevel Converter for PV Power Generation Systems with Leakage Current Suppression**

This paper studies major reasons causing the common-mode leakage current flow in a photovoltaic (PV) power generation system. It is noted that the main reason for the formation of a common-mode leakage current is the presence of harmonic common-mode voltage at the output terminals generation system. To suppress the common mode leakage current usage of a new topology of a single-phase multilevel power converter and specified space vector PWM strategy are suggested. This solution has made it possible to keep the common-mode voltage constant and reduce the leakage current to zero. A simulation model is given to prove the effectiveness of the presented multilevel topology and its PWM strategy.

**Keywords:** multilevel voltage source converters, common-mode voltage, common-mode leakage current, photovoltaic power generation system, space vector pulse width modulation.

## **СООБЩЕНИЯ**

УДК 519.612

Е.В. Лежнин, Р.Р. Ахунов, С.П. Куксенко

## Алгоритм $ILU(0)$ -разложения с использованием OpenMP

Приведен алгоритм  $ILU(0)$ -разложения, использующий разреженный строчный формат. Разработана параллельная версия алгоритма с использованием стандарта OpenMP. Проведен вычислительный эксперимент, показавший возможность получения ускорения до 1,85 раза.

**Ключевые слова:** система линейных алгебраических уравнений,  $ILU(0)$ -разложение, итерационный метод, предобусловливание, разреженный строчный формат, OpenMP.

Из-за постоянного увеличения сложности радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) целесообразен учёт электромагнитной совместимости (ЭМС) на этапе проектирования РЭА посредством имитационного моделирования с помощью специализированного программного обеспечения (ПО). При этом основные вычислительные затраты в задаче имитационного моделирования часто приходится на решение СЛАУ с плотной матрицей большой размерности. Существуют два класса методов решения СЛАУ: точные методы (например, метод Гаусса) и итерационные методы. Для точных методов основные вычислительные затраты пропорциональны  $N^3$  ( $N$  – порядок матрицы), что существенно ограничивает использование таких методов, особенно при большом порядке матрицы СЛАУ. Для итерационных методов вычислительные затраты пропорциональны  $N_{it} \times N^2$  ( $N_{it}$  – количество итераций). Из этого следует, что при  $N_{it} < N$  (а это часто имеет место) использовать итерационные методы выгоднее. Для уменьшения вычислительных затрат в итерационных методах используют предобусловливание. Однако для предобусловливания необходимо хранить элементы дополнительной матрицы, что приводит к увеличению требуемой памяти компьютера. Между тем разреженность данной матрицы позволяет уменьшить дополнительную память и, кроме того, получать ускорение решения СЛАУ при использовании специализированных форматов хранения разреженных матриц [1]. Наиболее работоспособные методы построения неявного преобусловливания основаны на LU-разложении. Однако при этом происходит неконтролируемое появление новых ненулевых элементов, что при использовании разреженных форматов недопустимо, так как данные форматы могут стать неэффективными. В работе [2] предложен алгоритм  $ILU(0)$ -разложения, основанный на использовании разреженного строчного формата, позволяющий сократить количество обрабатываемых данных, тем самым увеличив скорость вычисления предобусловливателя. Однако существующая реализация алгоритма работает последовательно и остаётся неисследованной возможность использования параллельной версии для снижения времени решения СЛАУ. Для реализации параллельных циклов широко используется стандарт OpenMP [3].

Цель данной работы – разработка алгоритма  $ILU(0)$ -разложения с использованием OpenMP.

Для ясности дальнейшего изложения далее приведен алгоритм  $ILU(0)$ -разложения с использованием разреженного строчного формата [2].

Элементы матрицы хранятся в массиве **aelem**. С целью ускорения работы алгоритма используются массивы **iptr**, **jptr**, **diag**, **tmpvec**, **tmpjptr**, позволяющие избежать добавления дополнительных условий внутри цикла [2]. Алгоритм содержит внешний цикл (строки 1–25) и внутренние циклы (строки 4–7, 8–24, 21–24). Итерации циклов 1–25 и 8–24 имеют зависимости от предыдущих. Поэтому эти циклы нельзя распараллелить с помощью OpenMP. Циклы 4–7 и 21–24 не имеют зависимостей, и их можно распараллелить. Однако сложность цикла 4–7 невысока, и поэтому в данной работе он не рассматривается. Параллельная область создаётся внутри цикла 21–24 и данные делятся между потоками. Для этого используется директива `#pragma parallel for`.

Для вычислительного эксперимента использовался персональный компьютер с параметрами: платформа – Intel(R) Core(TM) i7 CPU 970; частота процессора – 3,20 ГГц; объём ОЗУ – 24 Гбайт; число ядер – 6; число виртуальных процессоров – 12; операционная система – Windows 7x64; компилятор Microsoft Visual C++ 2013.

Матрицы СЛАУ получены из задачи вычисления электрической ёмкости двух полосок на диэлектрическом слое над идеально проводящей плоскостью (рис. 1) в системе TALGAT [4]. За счёт изменения числа сегментов сформированы матрицы порядков 4800 и 9600.



```

1  Для  $i = 2, \dots, N$ 
2       $s_1 = \mathbf{iptr}(i)$  – номер начального элемента
3       $pr_1 = \text{Истина}$ 
4      Для  $j = s_1, \dots, \mathbf{iptr}(i+1)$ 
5           $\mathbf{tmpvec}(\mathbf{jptr}(j)) = \text{Истина}$ 
6           $\mathbf{tmpjptr}(\mathbf{jptr}(j)) = j$ 
7      Увеличить  $j$ 
8      Пока  $pr_1 = \text{Истина}$  Продолжать
9           $k = \mathbf{jptr}(s_1)$ 
10         Если  $k \geq i$ 
11             Прервать текущий цикл
12          $\mathbf{aelem}(s_1) = \mathbf{aelem}(s_1) / \mathbf{aelem}(\mathbf{diag}(k))$ 
13          $s_2 = s_1$ 
14          $s_1 = s_1 + 1$ 
15          $y_1 = s_1$ 
16          $y_{\text{end1}} = \mathbf{iptr}(i+1)$ 
17          $y_2 = \mathbf{diag}(k) + 1$ 
18          $y_{\text{end2}} = \mathbf{iptr}(k+1)$ 
19         Если  $y_{\text{end1}} \leq y_1$  или  $y_{\text{end2}} \leq y_2$  Тогда
20             Продолжить текущий цикл
21         Для  $j = y_2, \dots, y_{\text{end2}}$ 
22             Если  $\mathbf{tmpvec}(\mathbf{jptr}(j)) = \text{Истина}$ 
23                  $\mathbf{aelem}(\mathbf{tmpjptr}(\mathbf{jptr}(j))) = \mathbf{aelem}(\mathbf{tmpjptr}(\mathbf{jptr}(j))) -$ 
24                  $\mathbf{aelem}(s_2) \times \mathbf{aelem}(j)$ 
25             Увеличить  $j$ 
26     Увеличить  $i$ 

```

Алгоритм 1. ILU(0)-разложение



Рис. 1. Исследуемая конфигурация из двух проводников и диэлектрика

В таблице приведено ускорение за счёт использования параллельной версии алгоритма при увеличении количества потоков от 2 до 12. Видно, что при плотности матрицы 100% для любых  $N$  быстрее всего оказывается реализация алгоритма, использующая 4 потока. Для плотности матрицы 61–62% эффективным оказывается реализация, использующая более 2 потоков, но менее 11 потоков. При плотности матрицы менее 60% последовательная реализация алгоритма оказывается более эффективной, чем параллельная. Этот факт объясняется тем, что при данной плотности начинают преобладать вычислительные затраты на создание потоков, а не на вычисление элементов матрицы.

Ускорение вычисления при использовании параллельной версии алгоритма  
ILU(0)-разложения относительно последовательной при разном количестве потоков

Количество потоков	$N = 4800$			$N = 9600$		
	100%	61%	46%	100%	62%	57%
2	1,33	1,07	0,88	1,29	1,29	0,45
3	1,65	1,29	0,93	1,76	1,67	0,57
4	1,81	1,29	0,98	1,85	1,72	0,60
5	1,62	1,32	0,96	1,64	1,68	0,60
6	1,40	1,32	0,95	1,48	1,61	0,54
7	1,28	1,31	0,95	1,42	1,65	0,54
8	1,30	1,32	0,90	1,48	1,69	0,53
9	1,37	1,37	0,93	1,53	1,74	0,53
10	1,42	1,35	0,90	1,58	1,73	0,53
11	1,29	1,02	0,83	1,56	1,61	0,43
12	1,03	0,81	0,83	1,14	0,81	0,18

Таким образом, в работе приведены результаты разработки параллельной версии алгоритма  $ILU(0)$ -разложения с использованием стандарта OpenMP. Получены результаты работы алгоритма при изменении порядка матриц, их плотности и количества используемых потоков. Из полученных результатов можно сделать вывод об областях параметров, при которых эффективно использовать параллельную реализацию алгоритма.

#### *Литература*

1. Писсанецки С. Технология разреженных матриц. – М.: Мир, 1988. – 410 с.
2. Ахунов Р.Р. Усовершенствование алгоритма  $ILU(0)$ -разложения, использующего разреженный строчный формат / Р.Р. Ахунов, С.П. Куксенко, В.К. Салов, Т.Р. Газизов // Численные методы и вопросы организации вычислений: Зап. научн. сем. ПОМИ. – 2012. – Т. 405. – С. 40–53.
3. Библиотека OpenMP [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://openmp.org/wp/>, свободный (дата обращения: 06.10.2015).
4. Куксенко С.П. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости «TALGAT» / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Докл. Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 2(36). – С. 45–50.

---

#### **Лежнин Евгений Владимирович**

Магистрант каф. автоматизированных систем управления ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 41-34-39  
Эл. почта: zlvlezhnin@gmail.com

#### **Ахунов Роман Раисович**

Аспирант каф. телевидения и управления (ТУ) ТУСУРа  
Тел.: 8 (382-2) 41-34-39  
Эл. почта: argr@pop3.ru

#### **Куксенко Сергей Петрович**

Канд. техн. наук, доцент, каф. ТУ  
Тел.: 8-983-237-75-19  
Эл. почта: KSergP@mail.ru

Lezhnin E.V., Ahunov R.R., Kuksenko S.P.

#### **$ILU(0)$ -factorization algorithm with the use of OpenMP**

$ILU(0)$  factorization with the use of compressed sparse row matrix is described. Parallel realization of the algorithm with the use of OpenMP is developed. Computational experiment showing acceleration of the parallelization up to 1.85 times is done.

**Keywords:** system of linear equations,  $ILU(0)$  factorization, iterative method, compressed sparse row format, preconditioning, OpenMP.

**Требования к подготовке рукописей статей,  
представляемых для публикации в журнале  
«Доклады Томского государственного университета  
систем управления и радиоэлектроники»**

1. Оригинал на бумажном носителе должен полностью соответствовать электронному варианту.
  2. Электронный вариант должен быть представлен в виде файла, названного по-русски фамилией первого автора, в формате **Word 2003**, предпочтительнее по электронной почте.
  3. Текст статьи должен быть отпечатан без принудительных переносов через один интервал (множитель 1,05) шрифтом Times New Roman 10,5 кегля на одной стороне листа белой писчей бумаги формата А4 с полями шириной 25 мм, без помарок и вставок. Шаблон статьи размещен на сайте: [http://tusur.ru/ru/science/tusur\\_reports\\_magazine/shablon-2012.dot](http://tusur.ru/ru/science/tusur_reports_magazine/shablon-2012.dot). Размер статьи со всеми атрибутами должен быть, как правило, не более пяти страниц.
  4. Одни и те же символы в тексте, формулах, таблицах и рисунках должны быть единообразными по написанию шрифтом Times New Roman. Русские, греческие символы и цифры всегда набираются прямым шрифтом, а переменные, обозначенные латинскими буквами, – курсивом, кроме слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул (const, input;  $\sin x(t_1)$ ;  $U_{in}$ ;  $I_{BX}$ ;  $T_z$ ;  $\beta_1$ ;  $H_2O$ , Adobe Acrobat, Cisco и т.д.); векторные величины – жирным, прямо (не курсив) – **A**, **M**,  **$\beta$** .
  5. Все употребляемые обозначения и сокращения должны быть пояснены.
  6. Единицы измерения физических величин должны соответствовать Международной системе единиц (СИ).
  7. Таблицы и рисунки должны иметь тематические заголовки (не повторяющие фразы-ссылки на них в тексте). (Рис. 1. Название рисунка; Таблица 1. Название таблицы). Большие блоки расшифровки условных обозначений лучше приводить в тексте. Подписи и надписи – Times New Roman, 10 пт. На все рисунки и таблицы должны быть ссылки в тексте (... на рис. 3, ... в табл. 2).
  8. Рисунки и фотографии должны быть **черно-белыми**, четкими, контрастными, аккуратными, сгруппированными. Надписи на графиках и рисунках – так же как в тексте (не жирным), сетка – четко. Единицы измерения – на русском, через пробел ( $x$ , ГГц; 20 ГГц;  $U$ , град; 7 °C). Десятичные числа пишутся через запятую (не точку).  
Рисунки могут быть выполнены в программах CorelDraw, Illustrator, Word, Visio и должны давать возможность внесения исправлений.
  9. Иллюстрации, разрешением не менее 300 dpi, дублируются отдельными файлами. Если это невозможно, должны быть предоставлены оригиналы иллюстраций, пригодные для полиграфического исполнения. Масштаб изображения – наиболее мелкий (при условии читаемости).
  10. Формулы должны быть набраны в формульном редакторе (Equation, MathType) программы Word.
  11. На все источники, указанные в списке литературы, должны быть ссылки по тексту (нумерация в порядке упоминания, например, [1, 2], [5–7]). Описание источников должно соответствовать ГОСТ 7.1–2003 и ГОСТ Р 7.0.5–2008 и содержать всю необходимую для идентификации источника информацию, а именно: для *непериодических изданий* – фамилию и инициалы автора, полное название работы, место издания, название издательства, год издания, количество страниц; для *периодических изданий* – фамилию, инициалы автора, полное название работы, название журнала, год выпуска, том, номер, номера страниц.
  12. Статья должна иметь (в порядке следования): УДК; И.О. Фамилии авторов; заглавие; аннотация (не реферат); ключевые слова; основной текст статьи; список библиографий под подзаголовком «Литература»; сведения об авторах; далее на английском языке: Фамилии авторов И.О., заглавие статьи, аннотацию, ключевые слова. Сведения об авторах включают в себя фамилию, имя, отчество, ученую степень, ученое звание, должность, место работы, телефон, электронный адрес (см. шаблон статьи на сайте).
- Бумажный вариант рукописи статьи должен быть подписан авторами и иметь сопроводительное письмо на бланке организации (для сторонних авторов).
- Плата за публикацию статей не взимается.
- Материальные претензии авторов, связанные с распространением материалов их статей после опубликования, не принимаются.
- Авторы несут полную ответственность за содержание статей и за последствия, связанные с их публикацией.

**Примечание.** Адрес для переписки: vnmas@main.tusur.ru. Тел.: +7-(382-2) 51-21-21.