

ISSN 1818-0442

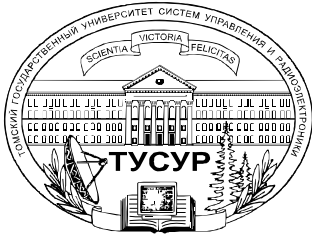
Доклады ТУСУРа. №3(33), 2014

ДОКЛАДЫ

Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники

3(33) • 2014





Министерство образования и науки Российской Федерации

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

3(33) • сентябрь 2014

Периодический научный журнал

Выходит 4 раза в год

Основан в 1997 г.

ISSN 1818-0442

Гл. редактор:

Ю.А. Шурыгин, д.т.н., проф.

Зам. гл. редактора:

А.В. Кобзев, д.т.н., проф.

А.А. Шелупанов, д.т.н., проф.

Редакционный совет:

Л.А. Боков, к.ф.-м.н., проф.

А.Г. Буймов, д.т.н., проф.

Ю.П. Ехлаков, д.т.н., проф.

А.М. Кориков, д.т.н., проф.

Е.М. Окс, д.т.н., проф.

И.Н. Пустынский, д.т.н., проф.

В.Н. Татаринцов, д.т.н., проф.

С.М. Шандаров, д.ф.-м.н., проф.

Г.С. Шарыгин, 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. Бочкарева
Техн. редактор В.М. Бочкарева
Корректор В.Г. Лихачева

Подписано в печать 28.09.2014.
Формат 60×84 1/8.
Усл. печ. л. 16,2
Тираж 500. Заказ 24.

Содержание

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

| | |
|--|----|
| Абраменко А.Ю., Гошин Г.Г. Метод коррекции дисбаланса квадратурных составляющих в передающем устройстве | 5 |
| Гошин Г.Г., Михеев Ф.А. Исследование влияния неидеальности направленного устройства на точность измерения коэффициента отражения | 11 |
| Дмитриев В.Д., Терешков В.В., Саяпин В.Ю., Сунцов С.Б., Крат М.В. Макет многоканального приемного модуля системы автономной навигации | 16 |
| Куприц В.Ю., Шарыгин Г.С., Школьный В.Н. Повышение помехоустойчивости автономной системы навигации космических аппаратов | 22 |
| Калимуллин И.Ф., Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Кузнецова-Таджибаева О.М. Совместный учёт паразитных параметров компонентов и монтажа при вычислении частотных характеристик пассивных цепей бортовой аппаратуры космических аппаратов | 27 |
| Убайчин А.В. Помехоустойчивая радиосвязь на основе измерения параметров недетерминированных радиосигналов | 36 |
| Убайчин А.В., Рогожников Е.В. Антенны с управляемой диаграммой направленности в задаче повышения чувствительности радиометрических систем | 43 |
| Мищенко Н.И., Пустынский И.Н. Методы и средства повышения технических характеристик активно-импульсных телевизионно-вычислительных систем наблюдения | 47 |
| Савин А.А. Линейная обработка верификационных измерений векторного анализатора цепей в составе зондовой станции | 53 |
| Бычков С.А., Шкоркин В.В. Трансформатор тороидальной конструкции с заданным распределением напряженности магнитного поля | 58 |
| Якушевич Г.Н. Математическая модель активного четырехполюсника для широкополосного усилителя с четырехполюсником параллельной обратной связи | 61 |
| Великовский Л.Э., Сим П.Е. Оптимизация омических контактов к AlGaIn/GaN-транзисторам с высокой подвижностью электронов | 66 |
| Гущин В.А., Юнусов И.В., Плотникова А.Ю. СВЧ МИС на основе GaAs-pin-диодов для управления амплитудой сигнала в диапазоне частот 4–27 ГГц | 70 |
| Рубанович М.Г., Вагин Д.В., Хрусталев В.А., Богомолов П.Г., Столяренко А.А. Использование метода конечных элементов для расчёта парциального распределения ёмкости микрополосковой линии | 75 |

**УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА
И ИНФОРМАТИКА**

| | |
|---|----|
| Задорин А.С., Махорин Д.А. Модель системы квантового распределения ключей по оптическому волокну с временным кодированием | 85 |
|---|----|

| | |
|---|-----|
| Задорин А.С., Махорин Д.А. Статистическая обработка сигналов в системах квантового распределения ключей..... | 90 |
| Зубов М.В., Пустыгин А.Н., Старцев Е.В. Математическое моделирование универсальных многоуровневых промежуточных представлений для статического анализа исходного кода..... | 94 |
| Аширбакиев Р.И., Мелкозеров А.О., Лежнин Ег.В. Алгоритм аппроксимации набора данных в применении к параметрам трасс печатных плат..... | 100 |
| Аширбакиев Р.И., Мелкозеров А.О., Лежнин Ег.В. Математический метод моделирования печатных цепей с помощью графов..... | 103 |
| Сальников А.С., Добуш И.М., Горяинов А.Е., Бабак Л.И. Построение параметрической модели монолитного тонкопленочного резистора на основе СВЧ-измерений и электромагнитного моделирования..... | 109 |
| Борисенко Н.П., Нгуен В.Л. Алгоритмы минимизации числа логических элементов при реализации линейных отображений | 118 |
| Матвеев С.А., Моисеев А.Н., Назаров А.А. Применение метода начальных моментов для исследования многофазной системы массового обслуживания $GI/(M/\infty)^K$ | 129 |
| Ошнуров Н.А., Пустыгин А.Н., Ковалевский А.А. Построение универсального промежуточного представления исходных текстов на языках C++ и C# | 135 |
| Рубцова Ю.В. Методы автоматического извлечения терминов в динамически обновляемых коллекциях для построения словаря эмоциональной лексики на основе микроблоговой платформы Twitter..... | 140 |
| Тузовский А.Ф., Ле Х. Архитектура электронных библиотек на основе технологий Semantic Web | 145 |
| Сергеев В.Л., Наймушин А.Г., Лонг Ч.Н. Интегрированные системы идентификации характеристик вытеснения в задачах мониторинга и управления разработкой нефтяных месторождений | 152 |

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

| | |
|--|-----|
| Балковой Н.Н., Михальченко Г.Я. Эталонная цифровая модель управляющего двигателя-маховика системы ориентации и стабилизации космического аппарата | 161 |
| Балковой Н.Н., Муравяткин Ю.Е., Лянзбург В.П., Михальченко Г.Я. Цифровой астатический электропривод систем ориентации и стабилизации космических аппаратов | 168 |
| Баховцев И.А. Анализ выходного напряжения многофазных четырехуровневых инверторов напряжения с ШИМ | 175 |

СООБЩЕНИЯ

| | |
|---|-----|
| Федорчук Ю.М., Русина О.Н., Саденова М.А., Литовкин С.В. Система управления сульфаткальциевыми отходами для получения каркасно-монолитных модулей | 183 |
|---|-----|

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

УДК 621.396

А.Ю. Абраменко, Г.Г. Гошин

Метод коррекции дисбаланса квадратурных составляющих в передающем устройстве

Рассмотрен оригинальный способ определения параметров рассогласования амплитуды, фазы и постоянного смещения в передающих устройствах, выполненных на основе схемы непосредственной модуляции на высоких частотах. Проведен анализ точности и скорости измерения. Приведены результаты экспериментального исследования.

Ключевые слова: квадратурный модулятор, калибровка, рассогласование амплитуды, рассогласование фазы, модуль вектора ошибки.

Желание получить высокую скорость передачи данных с одновременно низким уровнем ошибки в современных системах цифровой связи накладывает жесткие условия на качество модулированного сигнала. Не всегда доступная элементная база способна обеспечить заданные требования. В таких случаях используются сложные алгоритмы коррекции и калибровки. В статье рассматривается оригинальный способ калибровки дисбаланса квадратурных составляющих, обладающий высокими точностью и скоростью измерения, что особенно важно при коррекции в широком диапазоне частот.

Постановка задачи. Большинство современных передающих устройств выполняются путём непосредственной модуляции на высоких частотах (ВЧ) с использованием комплексных сигналов. В основе такого подхода лежит принцип представления узкополосного сигнала в виде линейной комбинации двух компонент:

$$S(t) = I(t)\sin(\omega t) + Q(t)\cos(\omega t), \quad (1)$$

где ω – центральная частота несущего сигнала; $I(t)$ – синфазная составляющая узкополосного сигнала; $Q(t)$ – квадратурная составляющая узкополосного сигнала.

Синфазная и квадратурная составляющие формируются в цифровой форме с последующим преобразованием в аналоговые сигналы с использованием цифроаналогового преобразователя [1]. Перенос сигнала на ВЧ в соответствии с формулой (1) выполняет аналоговый квадратурный модулятор (КМ), функциональная схема которого приведена на рис. 1, а. Такая схема подвержена линейным искажениям, ухудшающим модуль вектора ошибки (EVM) и, как следствие, вероятности правильной передачи информации или скорости передачи данных. Основные виды возникающих линейных искажений: рассогласование амплитуды, рассогласование фазы и постоянное смещение. В работе [2] проведён подробный анализ причин возникновения линейных искажений и аппаратных методов их минимизации, а в работе [1] приведена структурная схема передающего устройства с цифровой коррекцией, позволяющей уменьшить величину искажений. В стремлении оценить величину отличия реальных и идеальных характеристик КМ используется математическая модель (рис. 1, б).

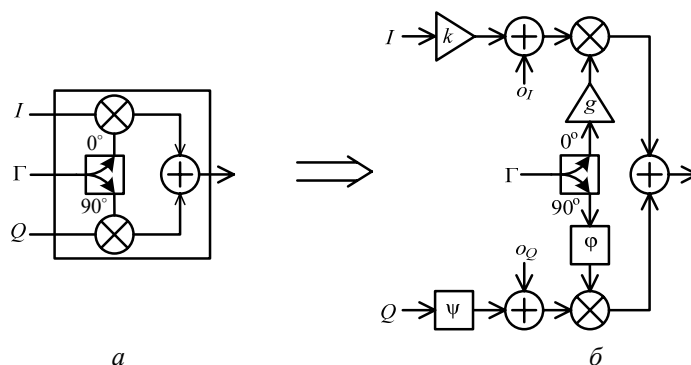


Рис. 1. Функциональная схема квадратурного модулятора (а) и его математическая модель с учетом линейных искажений (б)

Модель включает в себя характеристики не только квадратурного модулятора, но и аналогового тракта распространения модулирующих сигналов. Рассогласование амплитуды описывается произведением коэффициентов k и g ; коэффициент k является функцией частоты модулирующего сигнала и определяется отношением АЧХ-трактов распространения синфазной и квадратурной составляющих узкополосного сигнала; коэффициент g зависит от частоты несущего сигнала гетеродина (Γ). Рассогласование фазы описывается суммой коэффициентов ψ и ϕ ; коэффициент ψ является функцией частоты модулирующего сигнала и определяется разностью ФЧХ-трактов распространения компонент узкополосного сигнала; фаза ϕ зависит от частоты несущего сигнала и определяется характеристиками квадратурного делителя в КМ. Постоянное смещение определяется отдельно для синфазной o_I и квадратурной o_Q составляющих узкополосного сигнала и влияет на остаточный уровень несущей. Наличие рассогласования амплитуды и фазы, постоянного смещения оказывают непосредственное влияние на качество цифрового сигнала, искажая диаграмму созвездия [3] и уменьшая EVM. Характеристики серийно выпускаемых квадратурных модуляторов не позволяют получить низкое значение EVM (измеренное значение может составлять более 1% в зависимости от частоты несущего сигнала), что требует применения калибровки, заключающейся в извлечении параметров математической модели КМ с последующей коррекцией путём внесения предварительных цифровых искажений.

Метод извлечения параметров модели. Частоты модулирующего и модулируемого сигналов во время измерений постоянны, поэтому рассогласование амплитуды и рассогласование фазы можно считать константами k и ϕ соответственно. Существующие методы векторной калибровки во многом сложны либо требуют наличия специализированных средств. В работе [4] рассматривается метод калибровки, заключающийся в определении максимума подавления нежелательной боковой составляющей при формировании сигнала с одной боковой полосой (ОБП сигнала). Максимум подавления достигается за счет последовательной подстройки рассогласования амплитуды и фазы, позволяя одновременно определять параметры модели. Относительность измерений дает возможность получать высокую точность: менее $0,1^\circ$ для рассогласования фазы и менее 0,01 дБ для рассогласования амплитуды. С другой стороны, любой итерационный алгоритм требует значительных временных ресурсов – в среднем порядка нескольких сотен измерений. Известный метод измерений по постоянному току [5] не позволяет измерить рассогласование амплитуды и фазы для отличной от нуля частоты модулирующего сигнала. Для калибровки передатчиков разрабатываются специализированные системы, к примеру, компанией Agilent Technologies [6], основанные на математическом анализе широкополосного сигнала, использовании диодного детектора и высокоскоростной АЦП. В передатчиках может использоваться обратная связь, которая позволяет проводить коррекцию в масштабе реального времени, но чаще она используется для коррекции нелинейных искажений. Наконец, можно использовать векторный анализатор сигналов, позволяющий определить величину рассогласования амплитуды, фазы и постоянного смещения, но только для модулированных сигналов и с обычно низкой точностью.

Рассмотрим более простой метод, содержащий высокие точность и скорость калибровки. Как и в [4], для формирования ОБП сигнала будем подавать ортогональные сигналы для синфазной $\sin(\omega_m t)$ и квадратурной $\cos(\omega_m t)$ составляющих (ω_m – частота модулирующего сигнала). Сформируем два утверждения.

Первое утверждение: достаточно измерять уровень нежелательной боковой составляющей, а не уровень её подавления. Приведённое утверждение вытекает из анализа сигнала на выходе КМ при условии формирования ОБП сигнала и позволяет уменьшить число необходимых измерений в два раза. Мощность нежелательной боковой составляющей описывается формулой

$$P(c, k, \phi) = c(1 - 2k \cos \phi + k^2), \quad (2)$$

где c – неизвестная константа, постоянная в процессе измерения; k – величина рассогласования амплитуды (в раз); ϕ – величина рассогласования фазы (в град).

Второе утверждение: уровень нежелательной боковой составляющей может быть достоверно аппроксимирован параболой. Измеренное значение уровня нежелательной боковой составляющей для текущей величины рассогласования амплитуды и фазы определяется формулой

$$f(x_i) = ax_i + bx_i + c, \quad (3)$$

где i – номер измерения; x_i – величина рассогласования фазы или амплитуды.

Тогда минимум функции может быть определен по трём измерениям в соответствии с формулой нахождения минимума функции, описывающей параболу:

$$x = x_2 - \frac{(x_2 - x_1)^2 (f_2 - f_3) - (x_2 - x_3)^2 (f_2 - f_1)}{2(x_2 - x_1)(f_2 - f_3) - (x_2 - x_3)(f_2 - f_1)}. \quad (4)$$

Определив минимум этой функции, можно найти величину рассогласования амплитуды и фазы. При этом необходимо провести шесть измерений: три для определения рассогласования амплитуды при фиксированной величине рассогласования фазы и три для определения рассогласования фазы при фиксированной величине рассогласования амплитуды. Ещё шесть измерений потребуется для определения постоянного смещения.

Оценка точности определения минимума нежелательной боковой составляющей. Предположим, что уровень мощности можно измерить с абсолютной погрешностью Δf . Тогда абсолютную погрешность измерения величины рассогласования можно найти по формуле

$$\Delta x = \sqrt{\frac{dx^2}{df_1} \Delta f^2 + \frac{dx^2}{df_2} \Delta f^2 + \frac{dx^2}{df_3} \Delta f^2}, \quad (5)$$

$$\frac{dx}{df_1} = \frac{\ln(10)}{10} f_1 \left[\frac{2(x_2 - x_3)A}{B^2} - \frac{(x_2 - x_3)^2}{B} \right], \quad (6)$$

$$\frac{dx}{df_2} = \frac{\ln(10)}{10} f_2 \left[\frac{2(x_3 - x_1)A}{B^2} + \frac{(x_2 - x_3)^2 - (x_1 - x_2)^2}{B} \right], \quad (7)$$

$$\frac{dx}{df_3} = \frac{\ln(10)}{10} f_3 \left[\frac{2(x_1 - x_2)A}{B^2} + \frac{(x_1 - x_2)^2}{B} \right], \quad (8)$$

$$A = (x_2 - x_1)^2 (f_2 - f_3) - (x_2 - x_3)^2 (f_2 - f_1), \quad (9)$$

$$B = 2[(x_2 - x_1)(f_2 - f_3) - (x_2 - x_3)(f_2 - f_1)]. \quad (10)$$

В формулах (6)–(8) множитель $\frac{\ln(10)}{10} f_i$ появляется с учётом того, что $f_i = 10^{f_i'/10}$, где f_i' – измеренное значение мощности в дБм.

Для измерения рассогласования амплитуды определим $x_2 = 0$, $x_3 = -x_1 = \Delta k$ и проанализируем влияние выбора Δk на точность измерения при абсолютной погрешности $\Delta f = 0,1$ дБ (рис. 2), а также влияние абсолютной погрешности Δf на точность измерения при выборе $\Delta k = 1,5$ дБ (рис. 3).

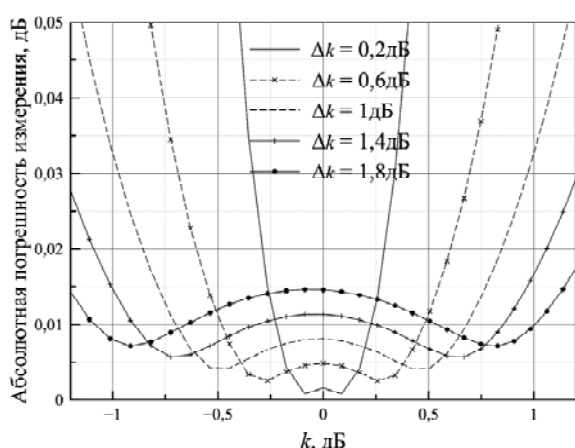


Рис. 2. Зависимость абсолютной погрешности измерения от величины рассогласования амплитуды (k) и выбора Δk

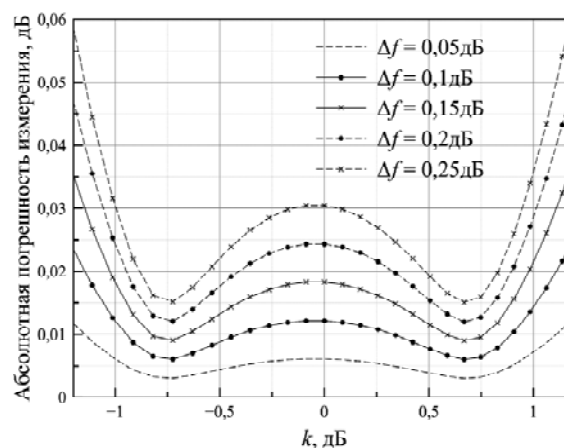


Рис. 3. Зависимость абсолютной погрешности измерения от величины рассогласования амплитуды (k) и абсолютной погрешности Δf

На основе анализа зависимости (см. рис. 2) можно сделать вывод: чем больше величина рассогласования амплитуды, тем больше должен быть шаг Δk для достижения той же точности измерения. Отметим, что увеличение Δk приводит к уменьшению точности измерения рассогласования ам-

плитуды. Например, при величине рассогласования амплитуды ± 1 дБ необходимость обеспечить ошибку измерения рассогласования амплитуды менее 0,0125 дБ, что потребует два измерения с различными Δk . В большинстве серийно выпускаемых устройств допускается ошибка порядка 0,05 дБ. Даже при высокой абсолютной погрешности такая точность может быть обеспечена одним измерением (см. рис. 3).

Так как на уровень нежелательной боковой составляющей помимо рассогласования амплитуды оказывает влияние и рассогласование фазы, то необходимо учитывать её влияние на результаты измерений. Например, при малой величине рассогласования амплитуды (менее $\pm 0,1$ дБ) и высокой величине рассогласования фазы (более $\pm 1^\circ$) ошибка измерения амплитуды значительно увеличивается. Выводы и общие зависимости, приведенные на рис. 2 и 3, будут выполняться как для рассогласования амплитуды, так и для измерения величины рассогласования фазы и постоянного дифференциального смещения. Поэтому необходимо чередовать измерения величины рассогласования амплитуды и фазы с применением результатов перед каждым следующим измерением для обеспечения высокой точности.

Результаты экспериментальных исследований. Для проверки предлагаемого метода проведена калибровка платы с квадратурным модулятором фирмы Texas Instruments TRF370417. В качестве генератора модулирующих сигналов использовался универсальный генератор модулирующих сигналов (УГМС), схема которого описана в статье [1]. Для измерения мощности нежелательной боковой составляющей использовался анализатор спектра фирмы Agilent Technologies, погрешность которого (Δf) во время измерения принималась равной 0,1 дБ. Учитывая абсолютные погрешности используемого анализатора спектра и ожидаемой величины рассогласования амплитуды и фазы, был выбран следующий алгоритм калибровки:

1. Определение величины рассогласования амплитуды с $\Delta k = 1$ дБ (три измерения).
2. Определение величины рассогласования фазы с $\Delta \phi = 5$ град (три измерения).
3. Определение величины рассогласования амплитуды с $\Delta k = 0,05$ дБ (три измерения).
4. Определение величины рассогласования фазы с $\Delta \phi = 0,3$ град (три измерения).

Такая же процедура применялась для измерения постоянного смещения. На рис. 4 приведён спектр ОБП сигнала до и после коррекции. Очевидно, что уровень просачивания несущей на частоте 1,9 ГГц заметно уменьшился, как и уровень подавления нежелательной боковой составляющей на частоте 1,901 МГц. Используя приведённый алгоритм, выполним коррекцию в диапазоне от 300 МГц до 4 ГГц (рис. 5).

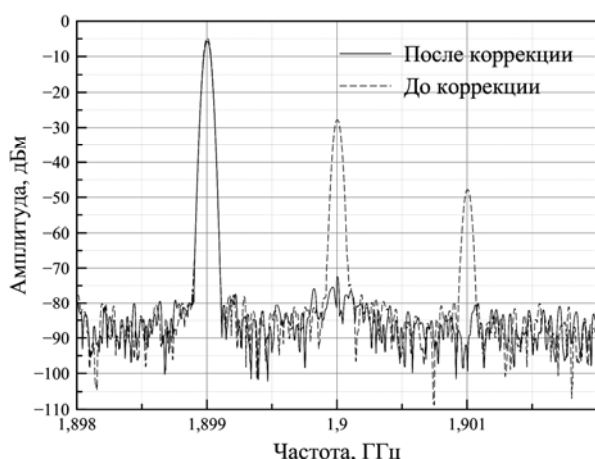


Рис. 4. Спектр ОБП сигнала на частоте 1,9 ГГц

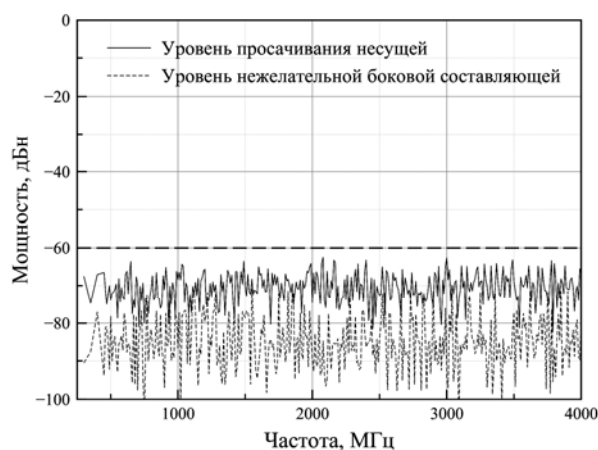


Рис. 5. Уровень просачивания несущей и нежелательной боковой составляющей

Величина EVM, вызванная линейными искажениями в КМ, составляет менее -60 дБ, или 0,1%, и обеспечивается во всем диапазоне измеренных частот. Найденные значения рассогласования амплитуды и фазы с рассчитанными возможными максимальными отклонениями приведены на рис. 6 и 7, соответственно.

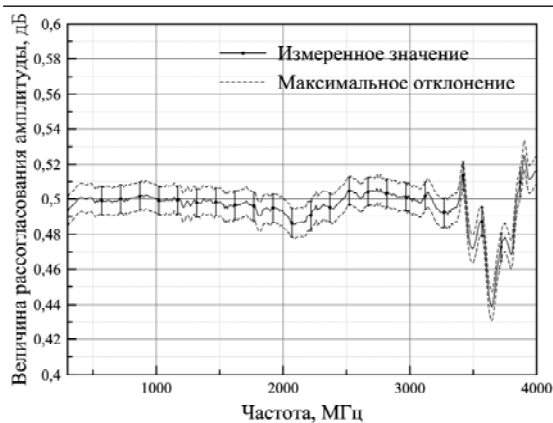


Рис. 6. Величина рассогласования амплитуды



Рис. 7. Величина рассогласования фазы

Заключение. Метод калибровки разрабатывался для компенсации рассогласования амплитуды, фазы и постоянного смещения в генераторах прецизионного класса производства ЗАО «НПФ Микран», но может быть использован для любого передающего устройства, построенного по принципу непосредственной модуляции на ВЧ с использованием комплексных сигналов. Отличительные особенности метода: высокая скорость калибровки за счет минимизации необходимого числа измерений, высокая точность определения величин рассогласования. Для измерения рассогласования амплитуды и фазы на одной частоте достаточно двенадцати измерений с использованием скалярного анализатора спектра, при этом величина EVM составляет менее 0,1%; ещё двенадцать измерений потребуется для коррекции постоянного смещения. В статье показана калибровка для фиксированной частоты модулирующего сигнала, но не исключается возможность измерения АЧХ и ФЧХ, а также временной задержки между каналами. Для этого достаточно измерить рассогласование амплитуды и фазы на двух и более модулирующих частотах. Таким образом, предложенный метод может использоваться для комплексного анализа и калибровки передающих устройств, в составе которых используется квадратурный модулятор.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по договору № 02.G25.31.0091.

Литература

1. Абраменко А.Ю. Структура универсального генератора сигналов / А.Ю. Абраменко, Г.Г. Гошин // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 3 (29). – С. 5–9.
2. Джан И. Баланс квадратурных составляющих и подавления зеркального канала в беспроводных передатчиках // Беспроводные технологии. – 2011. – № 1. – С. 58–62.
3. Волков К.В. Алгоритм тестирования цифрового радиочастотного оборудования / К.В. Волков, С.В. Мелихов // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), ч. 1. – С. 85–88.
4. Application Note AN-1039. Correcting Imperfections in IQ Modulators to Improve RF Signal Fidelity [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.analog.com/static/importedfiles/application_notes/AN-1039.pdf, свободный (дата обращения: 1.08.2014).
5. Faulkner M. Automatic adjustment of quadrature modulators / M. Faulkner, T. Mattson, W. Yates // Electronics Letters. – 1991. – Vol. 27. – P. 214–216.
6. Patent 8224269 B2 US. Vector modulator calibration system / R.L. Jungerman, G. Hoperaft, Z. Azary; assignee Agilent Technologies, Inc. – 11/587876; filed 16.10.2006; date of patent 17.07.2012.

Абраменко Александр Юрьевич

Аспирант каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники ТУСУРа, мл. науч. сотрудник НИИ СЭС ТУСУРа

Тел.: 8-960-979-13-42

Эл. почта: abramenkoay@gmail.com

Гошин Геннадий Георгиевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 70-15-18

Эл. почта: goshingg@svch.tusur.ru

Abramenko A.Yu., Goshin G.G.

Method of IQ imbalance compensation for RF transceivers

The paper describes a technique for measuring gain and phase imbalance, DC offset in RF quadrature modulators. The method uses a signal source analyzer for correction carrier leakage and power of undesired sideband. The experimental data is obtained, measurement speed and accuracy are analyzed.

Keywords: quadrature modulator, calibration, gain imbalance, phase imbalance, EVM.

УДК 621.372

Г.Г. Гошин, Ф.А. Михеев

Исследование влияния неидеальности направленного устройства на точность измерения коэффициента отражения

Рассмотрены паразитные параметры направленного устройства, влияющие на точность измерения коэффициента отражения. Проведена оценка их влияния на точность измерения коэффициента отражения испытываемого устройства.

Ключевые слова: направленное устройство, коэффициент отражения, анализатор цепей, направленность, ошибка измерения.

Одной из наиболее сложных задач при анализе цепей в диапазоне СВЧ является измерение коэффициента отражения испытываемого устройства (ИУ). В автоматизированных анализаторах параметров цепей эта задача решается с помощью деления направленным устройством падающих и отражённых волн. Структурная схема измерительного блока анализатора цепей показана на рис. 1.

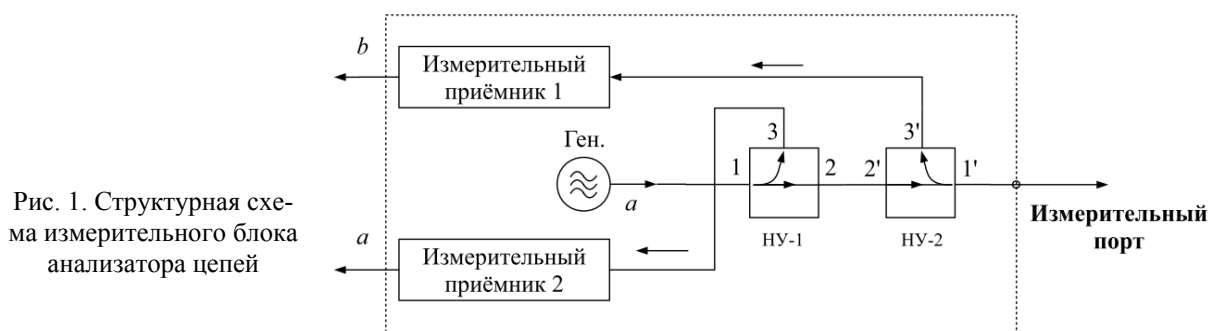


Рис. 1. Структурная схема измерительного блока анализатора цепей

Направленное устройство (НУ) может быть построено на основе или направленного ответвителя, или моста [1–3]. Основными электрическими характеристиками направленных устройств являются: переходное ослабление (C), направленность (D), потери в основном канале (L), КСВН портов. Переходное ослабление определяет величину связи между основным и вторичным каналами и находится как отношение мощностей на входе основного и выходе вторичного каналов

$$C = 10 \cdot \lg \left(\frac{P_1}{P_3} \right), \text{ дБ.} \quad (1)$$

Направленность характеризует, насколько хорошо НУ разделяет сигналы, распространяющиеся в прямом и обратном направлениях, и определяется соотношением

$$D = (I - (C + L)), \text{ дБ,} \quad (2)$$

где I – параметр, называемый развязкой и являющийся отношением мощности на входе направленного устройства к мощности на развязанном порте.

В идеальном НУ переходное ослабление и потери в основном канале равны 0 дБ, направленность равна бесконечности и измерительный порт полностью согласован. Если при справедливости перечисленных выше предположений об идеальности НУ обеспечена стабильность падающей волны генератора a , то отражённая волна b будет прямо пропорциональна коэффициенту отражения $\Gamma_{\text{ИУ}}$ от ИУ. Однако на практике идеальные параметры НУ не достижимы, что приводит к возникновению ошибок при измерении коэффициента отражения [1, 2]. Поэтому при измерении коэффициента отражения мешающие измерению факторы, создаваемые направленным устройством, учитываются и, насколько это возможно, исключаются из результатов измерения.

Рассмотрим случай, когда в структурной схеме измерительного блока анализатора цепей неидеальным элементом является только НУ. В первую очередь в реальном НУ переходное ослабление и потери в основном канале всегда больше 0 дБ. При сложении этих двух величин получается коэффициент, который может быть назван поправкой на отражение [1]:

$$R = (C + L), \text{ дБ.} \quad (3)$$

Связь измеренного коэффициента отражения ИУ и поправки на отражение R с истинным коэффициентом отражения $\Gamma_{\text{ИУ}}$ выражается соотношением

$$M = \frac{b}{a} = 10^{\frac{R}{20}} \cdot \Gamma_{\text{ИУ}}. \quad (4)$$

В реальном направленном устройстве также присутствует паразитный путь прохождения сигнала от порта 2(2') к порту 3(3'), искажающий измерения. Эти искажения связаны с величиной развязки I . В качестве меры отличия между реальным и идеальным поведением направленного устройства удобно использовать специальное отношение, известное как поправка на направленность (2), которая векторно добавляется к величине $\Gamma_{\text{ИУ}}$. Поэтому формула (4) может быть переписана следующим образом:

$$M = \frac{b}{a} = 10^{\frac{R}{20}} \cdot \left(\Gamma_{\text{ИУ}} + 10^{\frac{D}{20}} \right). \quad (5)$$

Для оценки ошибки измерений её удобно привести к виду

$$M = \frac{b}{a} = W \cdot (1 + X), \quad (6)$$

где $X = D/\Gamma_{\text{ИУ}}$ и $W = R \cdot \Gamma_{\text{ИУ}}$.

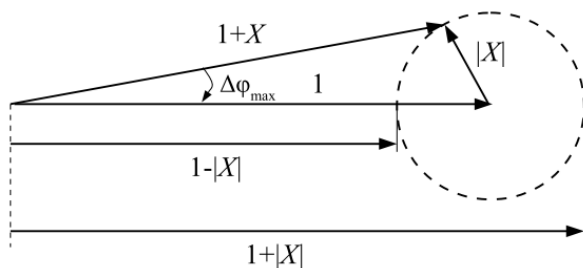


Рис. 2. Векторная суперпозиция составляющих 1 и $|X|$

Множитель $(1 + X)$ характеризует относительное отклонение измеренной величины M от её истинного значения W . Относительное отклонение $(1 + X)$ показано на рис. 2.

Например, при идеальном значении поправки на отражение R , равным 1, если величина поправки на направленность D составляет минус 40 дБ и значение W равно -30 дБ, то величины $20 \lg(1 + |X|)$ и $20 \lg(1 - |X|)$ будут равны 2,39 и $-3,3$ дБ соответственно. Исходя из значения

W , равного -30 дБ, возможные пределы модуля измеряемой величины M : верхний предел равен $-27,61$ дБ и нижний предел равен $-33,3$ дБ. В случае X , равном 1, т.е. когда величины D и $\Gamma_{\text{ИУ}}$ равны между собой, измеряемое значение M расположено в пределах от минус бесконечности до $-6,02$ дБ. Таким образом, становится понятным, что невозможно непосредственно измерять коэффициенты отражения меньше, чем поправка на направленность.

Еще одним мешающим фактором при измерении коэффициента отражения ИУ является возможное наличие ненулевого коэффициента отражения от измерительного порта ИУ. Данный мешающий фактор называется рассогласованием измерительного порта S . Рассогласование измерительного порта приводит к возникновению многократных отражений между измерительным портом и ИУ (рис. 3). После учёта двукратного отражения (этого обычно достаточно) суммарный вклад выглядит следующим образом:

$$a_r = b_r \cdot \Gamma_{\text{ИУ}} \cdot (1 + \Gamma_{\text{ИУ}} \cdot S). \quad (7)$$

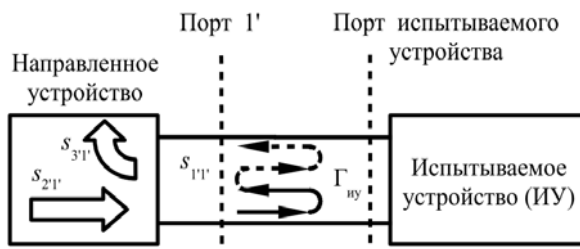


Рис. 3. Многократные отражения от измерительного порта

Таким образом, удаётся оценить ошибку измерений, вносимую рассогласованием измерительного порта, используя вместо $(1+X)$ выражение $(1+\Gamma_{\text{ИУ}}S)$. Из анализа данного выражения можно сделать вывод о том, что рассогласование измерительного порта в основном влияет на измерение больших значений $\Gamma_{\text{ИУ}}$. Суммарное влияние неидеальностей ИУ на измеренное отношение M может быть выражено формулой

$$M = 10^{\frac{R}{20}} \cdot \left(\Gamma_{\text{ИУ}} \cdot (1 + S \cdot \Gamma_{\text{ИУ}}) + 10^{\frac{D}{20}} \right). \quad (8)$$

Поправка на отражение R приводит к относительной ошибке измерения, которая не зависит от величины $\Gamma_{иу}$. Она может быть легко скорректирована введением комплексного поправочного коэффициента. Поправки на направленность D и на рассогласование измерительного порта приводят к ошибке измерения, которая зависит от коэффициента отражения $\Gamma_{иу}$. Для компенсации этой систематической ошибки должна использоваться комплексная коррекция данных неидеальностей.

В случае если анализатор цепей может измерять только модуль $\Gamma_{иу}$ (т.е. является скалярным), то обе величины D и S невозможно исключить из результатов измерения, и они будут давать вклад в общую ошибку. При этом поправка на направленность ограничивает точность измерения для малых значений модуля коэффициента отражения, а рассогласование измерительного порта определяет предел измерения больших значений модуля коэффициента отражения (рис. 4).

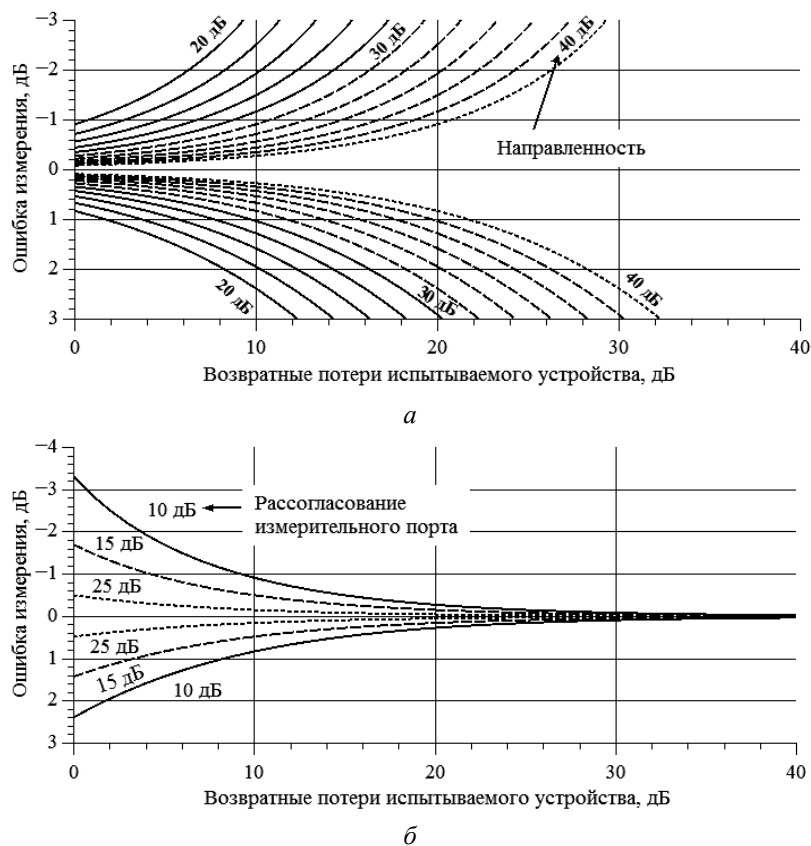


Рис. 4. Неопределённость измерения как функция поправки на направленность (а), поправки на рассогласование измерительного порта (б) и значения возвратных потерь

Неопределённость измерения заключается в отсутствии информации о фазе X , что создаёт область неоднозначных значений, ограниченных пунктирной окружностью (см. рис. 2). Из представленной на рис. 4 неопределённости становится ясно, что для обеспечения точного измерения значений возвратных потерь более 30 дБ требуется НУ с направленностью выше 38 дБ. Поскольку в скалярных анализаторах цепей в качестве НУ применяются мосты, то данное значение направленности вполне достижимо [4].

В то же время в векторном анализаторе цепей влияние направленного устройства на ошибку измерения коэффициента отражения может быть сведено к минимуму из-за наличия возможности исключения поправки на направленность и рассогласования измерительного порта после выполнения калибровки [1, 2]. Однако, это не означает, что обе величины D и S раздельно или в совокупности никакого влияния на измерения не оказывают. Влияние любой из этих величин будет проявляться в ухудшении стабильности измерения коэффициента отражения векторным анализатором цепей при изменении температур окружающей среды или внутри корпуса прибора. Математически описать это влияние очень сложно, так как невозможно учесть поведение всех компонентов системы при изменении температуры. Поэтому данное предположение было проверено экспериментально.

Экспериментальное исследование проведено с использованием векторного анализатора цепей P4M-18. В процессе эксперимента на одном из измерительных портов анализатора цепей заменялось направленное устройство НУ-2 (см. рис. 1), выделяющее отраженную волну. В качестве направленного устройства были применены направленные ответвители с направленностью 10 и 20 дБ, а также разделитель мощности. При этом замена НУ проводилась для одного и того же измерительного порта. После его замены проводилась проверка стабильности измерения коэффициента отражения при нагревании анализатора цепей в термокамере на 10 градусов Цельсия относительно комнатной температуры. Также стоит отметить, что испытываемое устройство (в данном случае согласованная нагрузка) подключалось непосредственно к измерительному порту без использования кабелей. Полученные частотные зависимости модуля коэффициента отражения испытываемого устройства приведены на рис. 5.

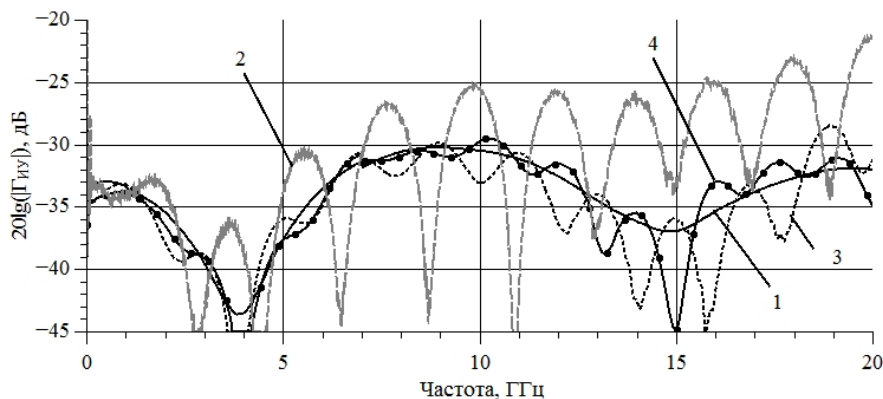


Рис. 5. Частотные зависимости модуля коэффициента отражения испытываемого устройства

Частотные зависимости, приведённые на рис. 5, получены при следующих условиях. Первая частотная зависимость получена сразу после выполнения калибровки. Вторая и последующие частотные зависимости получены при нагреве векторного анализатора цепей на 10 градусов Цельсия. При этом во втором случае в качестве НУ-2 использован разделитель мощности. В третьем случае в качестве НУ-2 использован направленный ответвитель с направленностью 10 дБ. В четвёртом случае в качестве НУ-2 использован направленный ответвитель с направленностью 20 дБ. Из анализа полученных частотных зависимостей следует, что при ухудшении направленности нестабильность измерения возрастает.

На основе полученных теоретических и экспериментальных данных можно сделать следующие выводы:

1. На ошибку измерения коэффициента отражения влияют такие параметры направленного устройства, как поправка на отражение, поправка на направленность, рассогласование измерительного порта. При этом поправка на отражение может быть легко учтена и исключена из результатов измерения независимо от типа анализатора цепей (скалярный или векторный).

2. В случае скалярных измерений поправки на направленность и рассогласование измерительного порта учтены и полностью исключены из результата измерения быть не могут. Поэтому к направленному устройству предъявляются достаточно жесткие требования.

3. В случае векторных измерений все паразитные параметры направленного устройства могут быть учтены и исключены из результата измерения. Однако чем хуже параметры направленного устройства, тем хуже стабильность векторного анализатора цепей во времени и по температуре.

Авторы благодарят инженера А.В. Банщикова и с.н.с ЗАО «НПФ «Микран» В.Н. Ульянова за помощь в проведении эксперимента.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по контракту № 02.G25.31.0091.

Литература

1. Михаэль Хибель. Основы векторного анализа цепей / пер. с англ. С.М. Смольского; под ред. У. Филипп. – М.: Издательский дом МЭИ, 2009. – 500 с.

2. Collier R.J. Microwave Measurements / R.J. Collier, A.D. Skinner. – 3th ed. The institution of engineering and technology 2007. – 506 p.

3. Сверхширокополосный направленный мост для векторного анализатора цепей диапазона СВЧ / Ф.А. Михеев, Г.Г. Гошин, А.В. Фатеев, М.С. Ройтман // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), ч. 1. – С. 219–222.

4. Anritsu Precision RF & Microwave Components: Product Catalog. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.anritsu.com/en-US/Products-Solutions/Instructional/Precision-RF-Microwave-Components-Catalog.aspx>, свободный (дата обращения: 04.09.2014).

Гошин Геннадий Георгиевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники (СВЧ и КР) ТУСУРа

Тел.: (382-2) 70-15-18

Эл. почта: goshingg@svch.tusur.ru

Михеев Филипп Александрович

Аспирант каф. СВЧ и КР ТУСУРа

Тел.: (382-2) 90-00-41

Эл. почта: LINFOX@mail2000.ru

Goshin G.G., Miheev Ph.A.

Analysis of the effect of non-ideal directional device on accuracy of the measurement reflection coefficient

We considered parasitic parameters of a directional device, which impact on measurement accuracy of the reflection coefficient. We estimated their impact on the measurement accuracy of the reflection coefficient device under test.

Keywords: directional device, reflection coefficient, network analyzer, directivity, measurement error.

УДК 621.396.49

В.Д. Дмитриев, В.В. Терешков, В.Ю. Саяпин, С.Б. Сунцов, М.В. Крат

Макет многоканального приемного модуля системы автономной навигации

Разработан и изготовлен макет многоканального приемного модуля системы автономной навигации для одновременного приема сигналов глобальных навигационных спутниковых систем ГЛОНАСС, GPS, GALILEO и COMPASS в L1-диапазоне. Проведены экспериментальные исследования основных параметров, сделан вывод о возможности построения многоканального приемника на основе интегральных микросхем гетеродинного типа с однократным преобразованием частоты.

Ключевые слова: система навигации, многоканальный приемный модуль, динамический диапазон, коэффициент шума, избирательность по соседнему каналу.

Система автономной навигации (САН) предназначена для координатно-временного обеспечения низкоорбитальных и высокоорбитальных космических аппаратов. Для её реализации требуется создание многоканального приемного модуля (ПМ), позволяющего проводить одновременный прием и обработку сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) такие, как ГЛОНАСС, GPS, GALILEO и COMPASS, в частотном диапазоне L1 согласно таблице [1].

Частотный диапазон L1

| Система | Центральная частота, МГц | Полоса частот, МГц |
|---------|--------------------------|--------------------|
| ГЛОНАСС | 1602 | 10 |
| GPS | 1575,42 | 2,046 |
| GALILEO | 1575,42 | 4 |
| COMPASS | 1561,098 | 4,092 |

Одновременный прием следует производить с помощью многоканальной системы с частотным разделением принимаемых сигналов. Для САН число разделяемых каналов должно быть равно трем, т.к. сигналы GPS и GALILEO имеют одинаковую центральную частоту, и их разделение производится в блоке обработки.

ПМ навигационных систем, как и связи, строятся по гетеродинному типу, поэтому разделение частотных каналов можно производить в высокочастотном диапазоне (ВЧ) или на промежуточной частоте (ПЧ) [2]. При построении многоканального ПМ САН с разделением каналов по ВЧ возможно применение разработанных ПМ в монолитно-интегральном исполнении (МИС). Известно достаточно большое число МИС, выпускаемых иностранными фирмами для систем навигации [3]: MAX2769 и MAX2769B – фирмы MAXIM; GP2015 – фирмы ZARLING; MRF1G1505 – фирмы MOTOROLA; CXA1951AQ – фирмы SONY и др.

Как уже отмечалось, МИС ПМ навигационных систем строятся по гетеродинному принципу и содержат необходимые встроенные узлы: малошумящий усилитель (МШУ), смеситель (СМ), гетеродин с синтезатором частот, усилитель промежуточной частоты (ПЧ) с автоматической регулировкой усиления (АРУ). В свою очередь ПМ гетеродинного типа делятся на супергетеродинные с двойным преобразованием частоты и приемники прямого преобразования с однократным преобразованием частоты [3]. По первому принципу построено большинство МИС ПМ для навигационных систем. Приемники с двойным преобразованием частоты обладают высокой избирательностью и чувствительностью, однако требуют подключения внешних высокодобротных полосовых фильтров (ПФ) по ВЧ и ПЧ, что приводит к увеличению стоимости и размеров. Кроме того, в них накладываются дополнительные требования к сигналу гетеродина и линейности смесителя вследствие возможности возникновения комбинационных частот, попадающих в спектр основного сигнала.

В настоящее время в системах связи и навигации все большее применение находят ПМ с однократным преобразованием частоты. Достоинством такой архитектуры является возможность дости-

жения высокой интеграции без использования внешних ПФ. При этом, по сравнению с двойным преобразованием частоты, возрастают требования к избирательности ПФ на ПЧ. Однако эта проблема в последнее время успешно разрешается использованием полифазных фильтров в интегральном исполнении [4].

Указанное решение было реализовано в МИС ПМ фирмы MAXIM – MAX2769B [5], в которой достигается высокая избирательность по соседнему и зеркальному каналам с помощью полифазных фильтров пятого порядка без применения внешних ПФ.

Следует также отметить, что из большого числа МИС ПМ для систем навигации, представленных на рынке, лишь некоторые позволяют производить прием всех сигналов ГНСС (ГЛОНАСС, GPS, GALILEO, COMPASS). В их числе находятся и отмеченная выше МИС MAX2769B. Большинство же МИС ПМ ориентированы на прием только GPS-сигналов.

Таким образом, для САН предпочтительней использовать серийно выпускаемые модули с минимальным числом навесных элементов (MAX 2769B). Это позволяет уменьшить массогабаритные параметры многоканального ПМ, а также повысить надежность, что особенно важно для систем космического применения.

При построении структурной схемы многоканального ПМ с разделением по ВЧ необходимо также учитывать влияние сигналов гетеродина на соседние каналы. При использовании отмеченных МИС сигналы гетеродинов находятся в области принимаемых сигналов, поэтому необходимо обеспечить дополнительную межканальную развязку, которую можно увеличить путем включения буферных усилителей (БУ). С учетом этого структурную схему ПМ САН с разделением каналов по ВЧ можно представить в виде рис. 1.

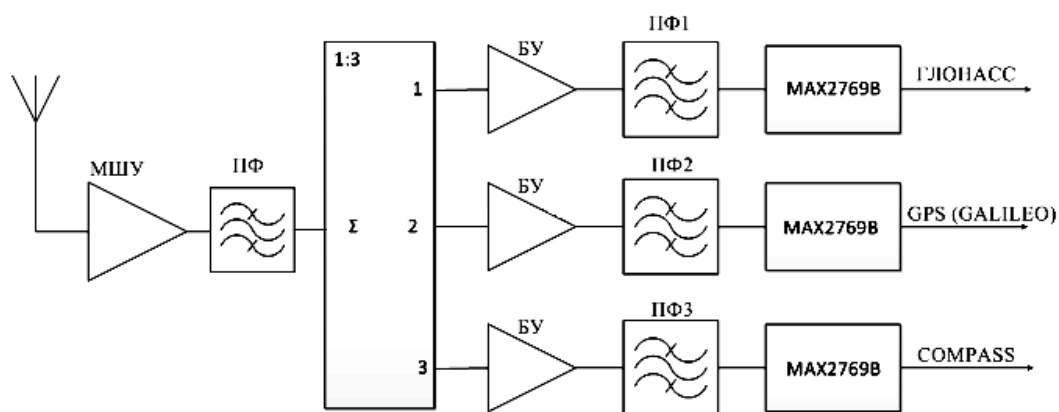


Рис. 1. Структурная схема ПМ САН с разделением каналов по ВЧ

Для проверки работоспособности многоканального ПМ САН был разработан макет на основе MAX2769B. В качестве входного МШУ и БУ был использован усилитель фирмы NEC UPC 8230 [6], имеющий в частотном диапазоне $L1$ следующие параметры: коэффициент шума $K_{ш} = 0,85$ дБ; коэффициент усиления $K_p = 18,5$ дБ; КСВ по входу и выходу 1,7; IP_3 по выходу 13 дБм·Вт. Деление на три канала осуществляется с помощью синфазного делителя фирмы MiniCircuit SCN-3-16 [7], имеющего в данном частотном диапазоне прямые потери не более 0,6 дБ и развязку между каналами не хуже 20 дБ.

Отличительными особенностями ПМ MAX2769B являются наличие встроенных высокоизбирательных ПФ по ПЧ, а также фазовый метод подавления зеркального канала, поэтому при макетировании не были использованы дополнительные фильтры ПФ₁, ПФ₂ и ПФ₃ по ВЧ. Помехозащищенность от сигналов, не относящихся к ГНСС, обеспечивается ПАВ-фильтром ФП-592 1587B51 [8], имеющим полосу пропускания 58 МГц.

Важнейшими параметрами многоканального ПМ САН являются коэффициент шума $K_{ш}$, определяющий чувствительность, и динамический диапазон, оценивающий способность одновременного приема сигналов от объектов, находящихся на разных орбитах. Динамический диапазон для системы САН должен быть не менее 40 дБ. Он определяется входными цепями ПМ. Оценка суммарного коэффициента шума и динамического диапазона была произведена для структурной схемы, изображенной на рис. 2.

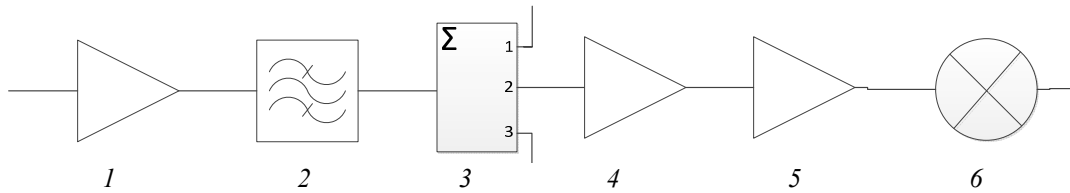


Рис. 2. Структурная схема входной цепи многоканального ПМ:
 1 – МШУ (УРС 8230). $K_p=18,5$ дБ; $F_{ш}=0,85$ дБ; $IP_3=13,5$ дБм·Вт;
 2 – ПАВ-фильтр: $K_p=2$ дБ; $F_{ш}=2$ дБ; $IP_3=50$ дБм·Вт;
 3 – делитель на 3 (SCN 3-16): $K_p=6$ дБ; $F_{ш}=6$ дБ; $IP_3=50$ дБм·Вт;
 4 – БУ (УРС 8230): $K_p=18,5$ дБ; $F_{ш}=0,85$ дБ; $IP_3=13,5$ дБм·Вт;
 5 – МШУ (МАХ 2769В): $K_p=13$ дБ; $F_{ш}=1,4$ дБ; $IP_3=14$ дБм·Вт;
 6 – СМ (МАХ 2769В): $K_p=17$ дБ; $F_{ш}=10,3$ дБ; $IP_3=10$ дБм·Вт

Для расчета суммарного коэффициента шума была использована известная формула Фрииса [9]:

$$K_{ш} = 1 + (K_{ш1} - 1) + \frac{(K_{ш2} - 1)}{K_{p1}} + \frac{(K_{ш3} - 1)}{K_{p1} \cdot K_{p2}} + \dots \quad (1)$$

Расчет динамического диапазона производится по известному выражению [9]

$$D_{\text{ими}} = \frac{2}{3} \cdot (IP_3 - P_{\text{min}}), \quad (2)$$

где $P_{\text{min}} = -174$ дБ + Δf (дБ) + $K_{ш}$ (дБ) + K_p (дБ),

$$\frac{1}{IP_3} = \frac{1}{IP_{31}} + \frac{K_{p1}}{IP_{32}} + \frac{K_{p1} \cdot K_{p2}}{IP_{33}} + \dots ;$$

IP_{3i} – точка пересечения основной и комбинационной составляющих третьего порядка отдельного каскада.

Результаты расчета по выражениям (1), (2) дают следующие значения: $K_p=57$ дБ, $K_{ш}=1,4$ дБ, $P_{\text{min}}=-38,4$ дБм·Вт, $IP_3=9,96$ дБ, $D_{\text{ими}}=32,2$ дБ. Таким образом, включение БУ приводит к увеличению суммарного коэффициента усиления и снижению динамического диапазона. Следует отметить, что без использования БУ динамический диапазон составлял 44 дБ, но при этом развязка между каналами по цепям гетеродина была не более 45 дБ. Для обеспечения требуемого динамического диапазона (не менее 40 дБ) между БУ и МШУ МАХ 2769В был включен резистивный аттенуатор с коэффициентом затухания -12 дБ. Это позволило уменьшить суммарный коэффициент усиления входной ВЧ-цепи многоканального ПМ до 45 дБ и повысить динамический диапазон до 41 дБ, кроме того, развязка по цепям гетеродина между каналами стала более 80 дБ.

На основе структурной электрической схемы, представленной на рис. 1, был разработан макет многоканального ПМ САН, фотография которого представлена на рис. 3.

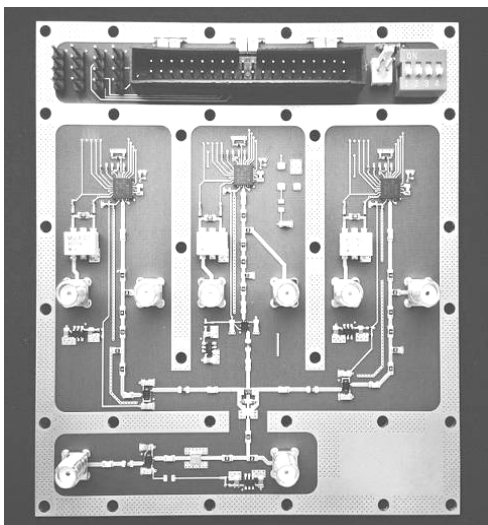


Рис. 3. Внешний вид многоканального ПМ

В ходе эксперимента были измерены основные характеристики многоканального ПМ: частотная зависимость коэффициента передачи, коэффициент шума, коэффициент отражения по входу, избирательность по соседним каналам, динамический диапазон, межканальная развязка по цепям гетеродина и диапазон регулировки АРУ. На рис. 4 представлена частотная зависимость коэффициента передачи $|S_{21}|$ и коэффициента отражения $|S_{11}|$ общего канала ПМ, включающего МШУ и ПАВ-фильтр. Из представленного графика видно, что ПАВ-фильтр совместно с МШУ обеспечивает достаточно высокую избирательность и согласование с 50-омным трактом (КСВ не более 1,4). Измеренный коэффициент шума в частотном диапазоне 1550–1610 МГц не превышает 1,55 дБ, что близко к расчету.

Основной задачей при проведении экспериментальных исследований многоканального ПМ САН являлась

оценка возможности получения избирательности по соседним каналам с помощью встроенных в МИС МАХ 2769В программируемых полифазных фильтров по ПЧ без применения дополнительных внешних фильтров. С этой целью отмеченные фильтры были запрограммированы как полосно-пропускающие фильтры (ППФ) 5-го порядка, имеющие наилучшие избирательные характеристики. Кроме отмеченного вида, полифазные фильтры можно программным способом реализовать как ППФ 3-го порядка или ФНЧ 3-го и 5-го порядка.

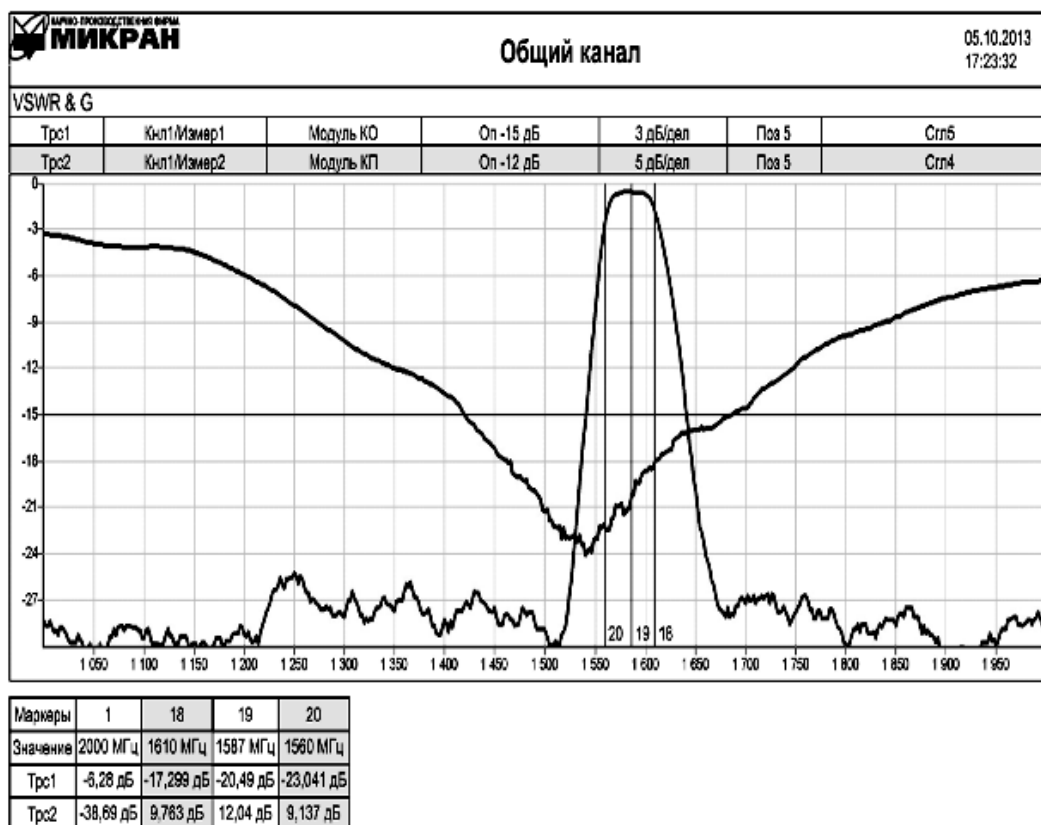


Рис. 4. Зависимость $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ общего канала ПМ от частоты

В канале ГЛОНАСС ППФ был настроен на центральную частоту 9 МГц с полосой пропускания 8 МГц, в каналах GPS (GALILEO) и COMPASS центральная частота и полоса пропускания составляли 4 МГц.

На рис. 5 и 6 приведены экспериментально полученные характеристики частотной зависимости ППФ-канала ГЛОНАСС и каналов GPS, COMPASS. Следует отметить, что результаты соответствуют характеристикам, представленным в описании МАХ 2769В [3]. Отличительной особенностью ППФ 5-го порядка является высокая избирательность, так, при отстройке от крайней частоты полосы пропускания на 6 МГц затухание составляет не менее 40 дБ. Кроме того, как отмечалось выше, в МИС МАХ2769В осуществляется фазовый метод подавления зеркального канала, которое составляет не менее 25 дБ.

Результаты экспериментального исследования показали, что развязка между каналами GPS и COMPASS составила не менее 60 дБ, а между каналами ГЛОНАСС и GPS – более 70 дБ. Таким образом, необходимая избирательность (40 дБ) между соседними каналами была достигнута без применения дополнительных внешних фильтров.

Оценка динамического диапазона производилась при двухчастотном входном воздействии и составила не менее 40 дБ. Ослабление сигнала гетеродина в соседних каналах было не менее 87 дБ, что практически исключало его влияние на прием основного сигнала.

На основании проведенных исследований был сделан вывод о возможности построения многоканального ПМ САН с разделением каналов по ВЧ на основе МИС с однократным преобразованием частоты, что позволяет существенно уменьшить число используемых компонент и упростить настройку ПМ.

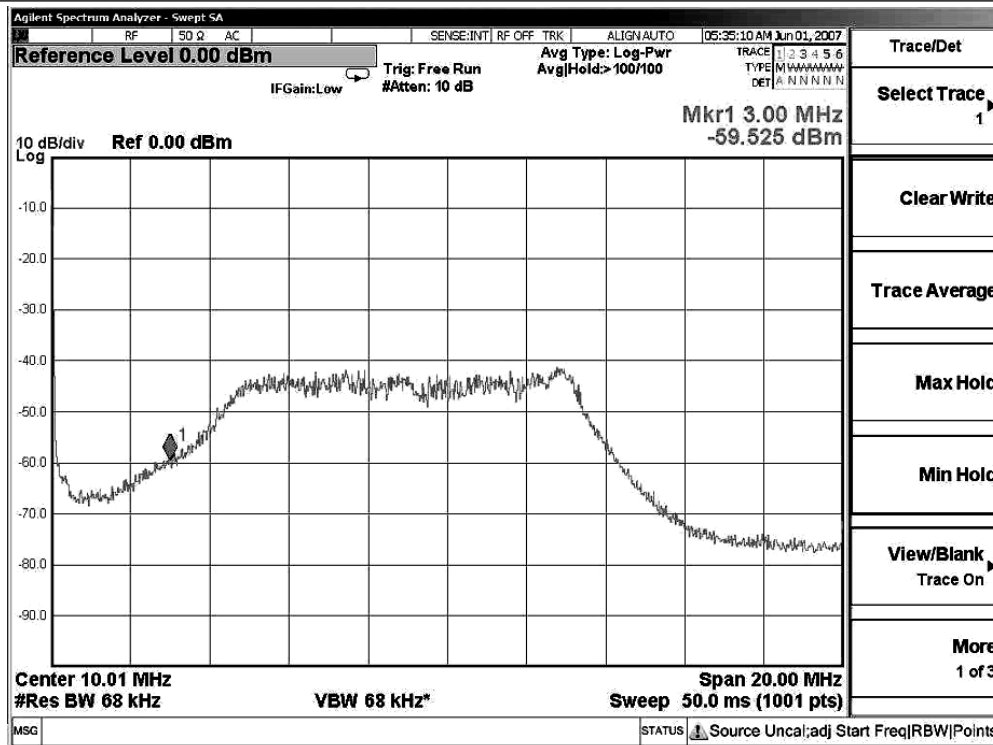


Рис. 5. Частотная характеристика ППФ-канала ГЛОНАСС

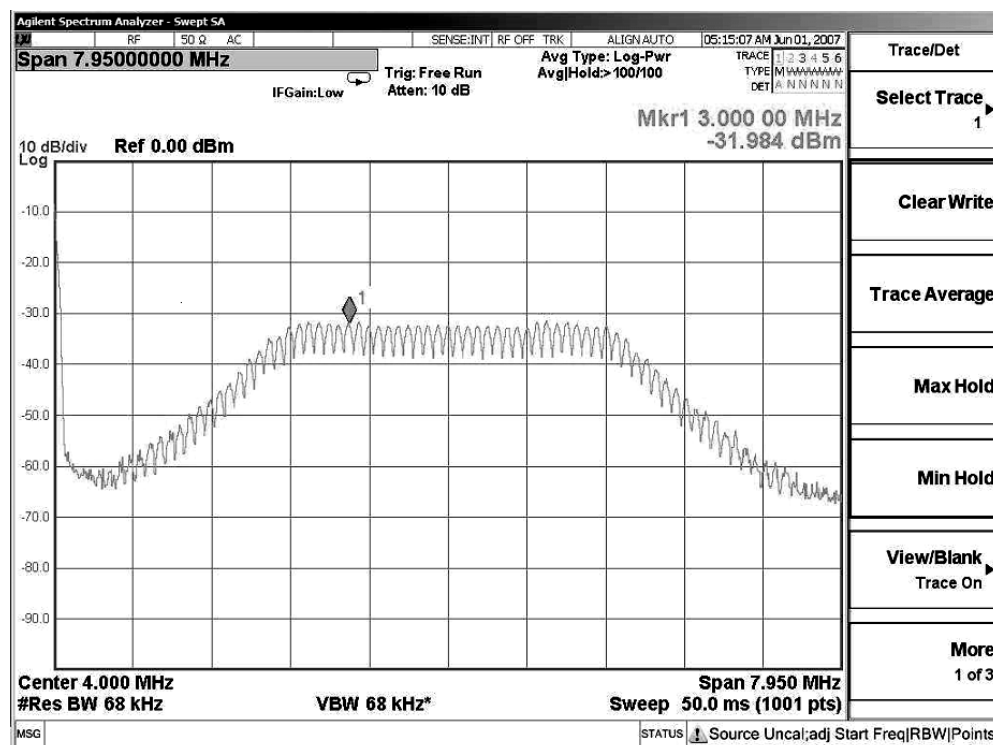


Рис. 6. Частотная характеристика ППФ-каналов GPS и COMPASS

Работа выполнена в рамках реализации постановления Правительства РФ от 09.04.2010 г. № 218 и договора между ОАО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 12.02.2013 г. № 02.G 25.31.0042.

Литература

1. A Dual-Channel GPS/Compass/Galileo/GLONASS Reconfigurable GNSS Receiver in 65 nm CMOS / N. Qi, Y.Xu, B. Chi, X.Yu, X.Zhang, Z. Wang. // Custom Integrated Circuits Conference, Sep. 2011. – San Jose, California, USA, 2011. – P. 49–53.

2. Поголяев Е. Системы спутниковой навигации ГЛОНАСС и GPS. – Ч. 2. Аппаратура потребителей системы / Е. Поголяев, С. Хуторной // Chip News. – 2002. – № 1. – С. 4–10.
3. Damman A. GSA-227890 Grammar D.1.4 Version 1.17 Gap Analysis of GNSS Receivers and Technology / A. Damman, I. Groh, C. Mensing, S. Sand, M. Dettratti, S. Lohan, H. Hurskainen, H. Lepakosti. – 2012. – 71 p. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.kn-s.dlr.de/grammar/documents/documents/D14.pdf>, свободный (дата обращения: 10.06.2013).
4. Hornak T. Using polyphase filters as image attenuators // RF Design. – 2001. – № 6. – P. 26–34.
5. Maxim Integrated. MAX 2769B Universal GPS Receiver. Product Datasheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.maximintegrated.com/MAX2769B.retated>, свободный (дата обращения: 10.04.13).
6. California Eastern Labs (CEL). Bipolar Analog Integrated Circuit UPC 8230TU. Product Datasheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.cel.com>, свободный (дата обращения: 05.07.2013).
7. Mini-Circuits. Power Splitter / Combiner SCN-3-16. Product Datasheet (HTML) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.minicircuits.com>, свободный (дата обращения: 19.06.2013).
8. Каталог фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ) в МТУСИ. Официальный сайт лаборатории акустоэлектронных устройств (НИП 330 в НИЧ МТУСИ) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.saw-filters.ru>, свободный (дата обращения: 25.05.2013).
9. Chang K. RF and Microwave Wireless System. – N.Y.: John Wiley & Sons, Inc, 2000. – 355 p.

Дмитриев Владимир Дмитриевич

Канд. техн. наук, доцент каф. телекоммуникации и основ радиотехники ТУСУРа

Тел.: (382-2) 41-33-98

Эл. почта: dvd51@mail.ru

Терешков Виктор Владимирович

Аспирант каф. радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: (382-2) 41-33-98

Эл. почта: goodvictor90@gmail.com

Саяпин Вячеслав Юрьевич

Аспирант каф. радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: 8-923-425-03-27

Эл. почта: nasl@sibmail.com

Сунцов Сергей Борисович

Нач. отдела ОАО «Информационные спутниковые системы (ИСС)» им. акад. М.Ф. Решетнева

Тел.: 8-913-562-8286

Эл. почта: sbsun@iss-reshetnev.ru

Крат Михаил Викторович

Вед. инженер ОАО «ИСС»

Тел.: 8-913-507-1096

Эл. почта: krat@iss-reshetnev.ru

Dmitriev V.D., Tereshkov V.V., Sayapin V.Y., Suntsov S.B., Krat M.V.

Multi-channel RF down-converter prototype unit for autonomous navigation system

In this research, the authors designed and manufactured a prototype unit of multichannel receiver module system for autonomous navigation which provides the concurrent reception of Global Navigation Satellite System (GNSS) signals (GLONASS, GPS, GALILEO and COMPASS) in L1-band. The experimental tests of the basic parameters were carried out. Rationale for choosing was obtained about design features of multichannel receiver with integrated VCO circuits and single frequency conversion.

Keywords: navigation system, multichannel receiver, dynamic range, noise figure, adjacent channel selectivity.

УДК 621.396.677.31

В.Ю. Куприц, Г.С. Шарыгин, В.Н. Школьный

Повышение помехоустойчивости автономной системы навигации космических аппаратов

Рассмотрены методы повышения помехоустойчивости автономной системы навигации космических аппаратов, использующие пространственную селекцию принимаемых навигационных сигналов. Приведены результаты моделирования адаптивного алгоритма формирования диаграммы направленности цифровой антенной решетки, позволяющего подавлять когерентные и некогерентные помехи.

Ключевые слова: система автономной навигации, адаптивная антенная решетка, космические аппараты.

Для повышения точности и автономности навигационного обеспечения космических аппаратов (КА) в бортовом комплексе управления КА используется система автономной навигации (САН). В 1970–1974 гг. была разработана и внедрена в эксплуатацию одна из первых систем автономной навигации, реализованная на базе программного обеспечения, бортовой ЦВМ КА «Салют-3М», двух астровизирующих (по звездам) устройств и радиовысотомера [1]. В дальнейшем САН модифицировалась, а в 1980-е гг. начались работы по разработке нового типа систем спутниковой навигации, использующих сигналы спутниковых радионавигационных систем ГЛОНАСС и GPS. Структурная схема такой системы представлена на рис. 1 [1].

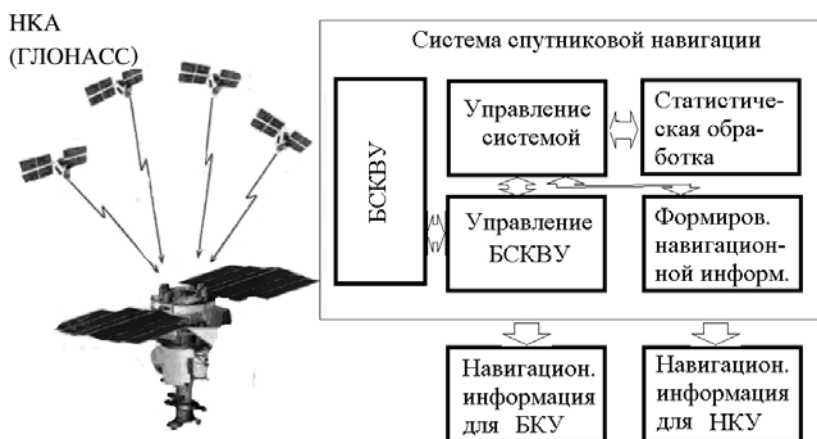


Рис. 1 Структурная схема спутниковой системы навигации: НКА – навигационный космический аппарат; БСКВУ – бортовое синхронизирующее координатно-временное устройство; БКУ – бортовой комплекс управления; НКУ – наземный комплекс управления

Высота орбит большинства навигационных космических аппаратов (НКА) современных спутниковых радионавигационных систем (СРНС) составляет примерно 20 тыс. км [2]. Диаграмма направленности антенн НКА, излучающих навигационные радиосигналы, ориентирована на Землю, а ее ширина соответствует угловым размерам земного диска. Таким образом, в зависимости от высоты КА возможны два варианта взаимного расположения КА и НКА. При расположении КА на высотах ниже группировки НКА условия навигации практически те же, как у наземного потребителя. Во втором варианте, при размещении КА выше группировки НКА, возможен прием сигналов только тех НКА, которые находятся в зоне радиовидимости – с противоположной стороны Земли. Варианты взаимного расположения КА и группировки СРНС показаны на рис. 1 в статье [3]. При расположении КА на высоких орбитах (высокоэллиптической или геостационарной) уровень и количество принимаемых сигналов НКА уменьшаются. При таких условиях существенно возрастают требования к помехозащищенности САН КА, так как точность измерения координат существенно зависит от отношения сигнал/помеха.

В общем случае помеха представляет собой сумму шумовых составляющих и сигналы от преднамеренных постановщиков помех, которые могут располагаться на других космических аппаратах либо непосредственно на поверхности Земли. Более вероятно использование прицельных специально наведенных помех (СНП), эквивалентных полезным сигналам, но со специально измененными

характеристиками. Источником этих помех могут быть генераторы навигационных сигналов, расположенные на борту космических аппаратов или на Земле (псевдоспутники). Сигналы таких помех полностью копируют формат полезных навигационных сигналов КА, при этом формирователи сигналов помехи используют системную шкалу времени ГЛОНАСС и обеспечивают программное изменение задержки кодовой (дальномерной) псевдослучайной последовательности (ПСП) и доплеровского сдвига частоты навигационных сигналов от нескольких виртуальных КА, дополняя своими ложными сигналами сигналы реального рабочего созвездия КА ГЛОНАСС. Очевидно, что уровень излучаемой мощности псевдоспутников, расположенных на Земле, может быть значительно выше, чем мощность сигналов штатных навигационных КА.

Формирование в излученном помеховом сигнале навигационного сообщения, содержащего данные о текущих эфемеридах, частотно-временных поправках, альманахе системы и др., и управление изменением временной задержки модулирующих дальномерных ПСП и фазы высокочастотного сигнала могут выполняться независимо и не соответствовать друг другу. Прием сигналов такого ложного КА не позволит бортовому приемнику навигационного КА получить достоверную навигационную информацию.

Все принципы защиты аппаратуры радионавигации космического аппарата от помех сводятся к селекции и отбраковке помеховых сигналов. Для эффективного подавления естественных и преднамеренных помех необходимо обеспечить:

- пространственную селекцию, основанную на фактическом разнесении в пространстве источников навигационных сигналов и помех;
- использование различий в доплеровском смещении частоты и времени прихода навигационных сигналов и помех, источники которых фактически разнесены в пространстве;
- частотную селекцию;
- отбраковку специально наведенных помех, эквивалентных полезным сигналам.

В настоящей статье рассматриваются методы пространственной селекции сигналов с целью подавления коррелированных и некоррелированных помех. Для САН КА, расположенных на геостационарной орбите, обычно используют зеркальные приемные антенны, но такие антенны не позволяют осуществить пространственную селекцию. Поэтому перспективным направлением увеличения помехоустойчивости САН КА является использование многолучевых адаптивных цифровых антенных решеток (ЦАР). Основным достоинством такого решения являются увеличение отношения сигнал/помеха за счет:

- пространственной селекции сигналов НКА адаптивными методами, т.е. ориентации максимумов диаграммы направленности ЦАР непосредственно на навигационные спутники и формирования «нулей» диаграммы направленности в сторону постановщиков помех;
- когерентного и некогерентного накопления сигналов ЦАР с помощью цифровой обработки принятых сигналов.

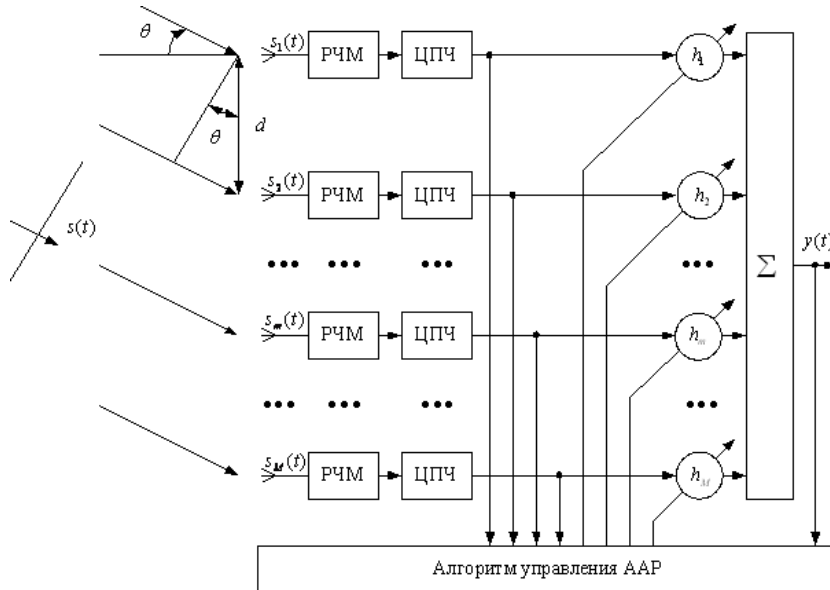
Адаптивные алгоритмы, применяемые в цифровых антенных решетках, базируются на теории оптимальной винеровской фильтрации. Описание этой теории и основных разновидностей адаптивных алгоритмов можно найти в специализированных книгах [4–7]. К простым относятся разновидности градиентных адаптивных алгоритмов по критерию наименьших квадратов (Least Mean Square, LMS), а к сложным – разновидности рекурсивных алгоритмов по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS), базирующихся на использовании леммы об обращении матрицы (Matrix Inversion Lemma, MIL) и QR-разложения [7].

Адаптивный алгоритм, применяемый при обработке сигналов многолучевой цифровой антенной решетки САН КА, должен обеспечивать:

- стабильность уровней навигационных сигналов, принимаемых с НКА;
- подавление коррелированных и некоррелированных помех.

В результате анализа перечисленных выше адаптивных методов для повышения помехозащищенности САН КА предлагается использовать линейно ограниченный адаптивный алгоритм по методу наименьших квадратов (Linearly Constrained Least Mean Square, LC LMS) [7]. Основное преимущество этого алгоритма по сравнению с другими заключается в возможности введения линейных ограничений, которые позволяют получить стабильный уровень полезных навигационных сигналов и подавить когерентные помехи (в том числе и отбракованные навигационные сигналы с «псевдоспутников»). Другим преимуществом является невысокая вычислительная сложность алгоритма. К недостаткам алгоритма LC LMS можно отнести медленную сходимость.

На рис. 2 представлена обобщенная структурная схема адаптивной ЦАР. Расстояние между элементами обычно равно $0,5\lambda_0$, где λ_0 – длина волны. Если принять элемент с номером 1 (см. рис. 3) за опорный, то сигнал на выходе этого элемента будет равен $s_1(t) = \text{Re}\{s(t)\}$. На практике антенные элементы обладают конечной направленностью, что учитывается дополнительным множителем, являющимся функцией угла прихода θ в выражении для $s_1(t)$. Этот множитель является масштабирующим, и его наличие не влияет на принципы адаптивной обработки сигналов [7].



Этот множитель является масштабирующим, и его наличие не влияет на принципы адаптивной обработки сигналов [7].

Рис. 2. Обобщенная структурная схема адаптивной ЦАР: РЧМ – радиочастотный модуль; ЦПЧ – цифровой преобразователь частоты; h_m – комплексные весовые коэффициенты

Сигнал на выходе m -го элемента ЦАР можно представить как [7]

$$s_m(t) = \text{Re}\left\{A(t + \tau_m)e^{i\omega_0(t + \tau_m)}\right\} = A_I(t + \tau_m)\cos[\omega_0(t + \tau_m)] - A_Q(t + \tau_m)\sin[\omega_0(t + \tau_m)], \quad (1)$$

где τ_m – абсолютная задержка между сигналами на входе опорного и m -го антенного элементов; A_I – действительная часть модулирующего сигнала; A_Q – мнимая часть модулирующего сигнала; $\omega_0 = 2\pi f_0$; $f_0 = 1/\lambda_0$ – частота сигнала; t – текущее время.

В случае узкополосных сигналов, т.е. когда $f_0 \gg \Delta f$, где Δf – полоса сигнала, $A_a(t + \tau_m) \approx A_a(t)$ и

$$s_m(t) = A_I(t)\cos[\omega_0(t + \tau_m)] - A_Q(t)\sin[\omega_0(t + \tau_m)]. \quad (2)$$

Если перед цифровой обработкой выполняется преобразование частоты, то сигнал на выходе преобразователя можно представить как [7]

$$x_{I,m}(t) = A_I(t)\cos(\omega_0\tau_m) - A_Q(t)\sin(\omega_0\tau_m) + z_{I,m}(t), \quad (3)$$

$$x_{Q,m}(t) = A_Q(t)\cos(\omega_0\tau_m) + A_I(t)\sin(\omega_0\tau_m) + z_{Q,m}(t), \quad (4)$$

где $z_{I,m}(t)$ и $z_{Q,m}(t)$ – аддитивный шум, обусловленный конечным подавлением фильтрами низкой частоты составляющих сигналов с частотой $2\omega_0$. Правые части уравнений (3) и (4) можно представить как действительную и мнимую части комплексной переменной [7]

$$x_m(t) = x_{I,m}(t) + ix_{Q,m}(t) = A(t)e^{i\omega_0\tau_m} + z_{I,m}(t) + iz_{Q,m}(t) = A(t)e^{i\omega_0\tau_m} + z_m(t). \quad (5)$$

При цифровой обработке отсчеты сигнала осуществляются на дискретных интервалах времени, равных интервалу дискретизации $T_s = 1/f_s$, где f_s – частота дискретизации сигналов. В этом случае сигнал можно представить в виде

$$x_m(k) = x_{I,m}(k) + ix_{Q,m}(k) = A(k)e^{i\omega_0\tau_m} + z_m(k), \quad (6)$$

где $z_m(k)$ – шум, включающий в себя также эффекты квантования сигналов при аналого-цифровом преобразовании. Если в АР поступает J сигналов, то, согласно принципу суперпозиции [8], сигнал $x_m(k)$ представляется как

$$x_m(k) = \sum_{j=1}^J x_m^{(j)}(k) = \left\{ \sum_{j=1}^J A^{(j)}(k)e^{i\omega_0\tau_m^{(j)}} \right\} + z_m(k), \quad (7)$$

где верхний индекс J указывает на параметры j -го сигнала.

Идея линейно ограниченного LC LMS алгоритма состоит в том, что поиск оптимальных комплексных коэффициентов h_m осуществляется при наличии линейных ограничений вида [7]:

$$\mathbf{C}_{MJ}^H \mathbf{h}_M^H = \mathbf{f}_J, \quad (8)$$

где \mathbf{f}_J – вектор J значений ограничиваемого параметра; \mathbf{C}_{MJ}^H – матрица J ограничений:

$$\mathbf{C}_M(\theta) = [C_1(\theta), \dots, C_m(\theta), \dots, C_M(\theta)]^T, \quad (9)$$

$$C_m(\theta) = e^{i(2\pi d(m-1)\sin\theta)/\lambda_0}, \quad (10)$$

а знаки H и $*$ обозначают эрмитово и комплексное сопряжения соответственно; T – знак транспонирования вектора.

Обобщенный LS LMS алгоритм с линейными ограничениями представлен ниже в виде последовательности вычислений, исполняемых в течение K итераций:

$$\mathbf{f}_J = [1, 0, \dots, 0]^T, \mathbf{x}_M(0) = \mathbf{0}_M, \mathbf{h}_M(0) = \mathbf{C}_{MJ} (\mathbf{C}_{MJ}^H \mathbf{C}_{MJ})^{-1} \mathbf{f}_J, \quad (11)$$

$$\mathbf{P}_M = \mathbf{I}_M - \mathbf{C}_{MJ} (\mathbf{C}_{JM}^H \mathbf{C}_{MJ})^{-1} \mathbf{C}_{JM}^H, \quad (12)$$

$$\mathbf{x}_M(k) = [x_1(k), x_2(k), \dots, x_m(k), \dots, x_M(k)]^T, \quad (13)$$

$$e(k) = d(k) - \mathbf{h}_M^H(k-1) \mathbf{x}_M(k), \quad (14)$$

где $d(k)$ – значение опорного сигнала.

$$\mathbf{h}_M(k) = \mathbf{P}_M \left\{ \mathbf{h}_M(k-1) + \mu \mathbf{x}_M(k) e^*(k) \right\} + \mathbf{C}_{MJ} (\mathbf{C}_{JM}^H \mathbf{C}_{MJ})^{-1} \mathbf{f}_J, \quad (15)$$

Шаг сходимости μ рассмотренного алгоритма должен ограничиваться значениями [7]

$$0 < \mu < \frac{2}{3tr(\mathbf{R}_M)}, \quad (16)$$

где tr – след корреляционной матрицы \mathbf{R}_M сигналов на входе ЦАР $x(n)$; $tr(\mathbf{R}_M) = \sigma_x^2 M$; σ_x^2 – дисперсия входных сигналов ЦАР.

На рис. 3 приведены результаты численного моделирования задачи подавления помех с помощью рассмотренного алгоритма с ЦАР в виде линейной антенной решетке с числом антенн $N = 10$.

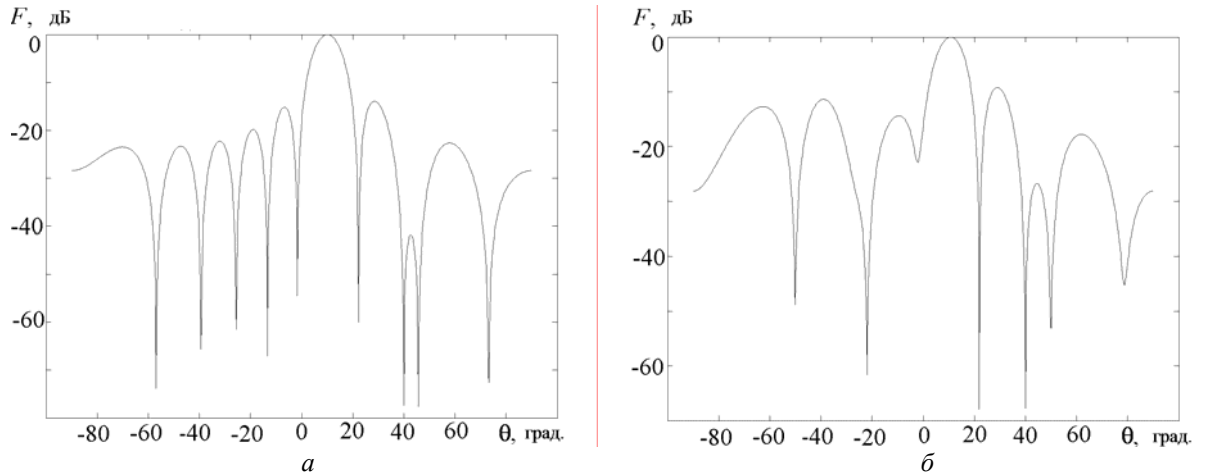


Рис. 3. Диаграмма направленности адаптивной ЦАР (10 элементов), использующей линейно ограниченный адаптивный алгоритм по методу наименьших квадратов LC LMS: a – на первой итерации; b – после завершения адаптации

При моделировании вводились два линейных ограничения на значение основного лепестка ДН (полезный навигационный сигнал) и на значение ДН в направлении коррелированной помехи. Основной лепесток ДН ориентирован в направлении $\theta_s = 10^\circ$. Источник коррелированной помехи располагается под углом $\theta_{pc} = 40^\circ$ и две некоррелированные помехи под углами $\theta_{p1} = -22^\circ$, $\theta_{p2} = -50^\circ$.

Как видно, благодаря использованию линейных ограничений в начале работы (на первой итерации) рассмотренного адаптивного алгоритма обеспечивается заданный уровень максимума ДН

ЦАР в направлении приема полезного навигационного сигнала и подавление коррелированной помехи, а после завершения адаптации – некоррелированных помех. Общее число подавляемых помех ограничено числом степени свободы антенной решетки M (числом элементов) и, например, при приеме полезного сигнала с одного направления оставшиеся $M-1$ степеней свободы можно использовать для подавления $M-1$ помех.

Таким образом, результаты моделирования подтверждают эффективность рассмотренного адаптивного LC LMS-алгоритма, с помощью которого поддерживается требуемый уровень основного лепестка ДН, исключается ориентирование максимума ДН ЦАР на коррелированные помехи (явление «захвата» коррелированной помехи), а также обеспечивается подавление коррелированных помех, принимаемых с известных направлений, и адаптивное подавление некоррелированных помех, принимаемых с неизвестных направлений.

Работа выполнена в рамках реализации Постановления Правительства РФ от 09.04.2010 г., № 218 и договора между ОАО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 12.02.2013 г. № 02.G 25.31.0042.

Литература

1. Автономная навигация космических аппаратов / Г.П. Аншаков, А.Д. Голяков, В.Ф. Петрищев, В.А. Фурсов. – Самара: Изд-во ГНП РКЦ «ЦСКБ-Прогресс», 2011. – 569 с.
2. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Петрова, В.Н. Харисова. – 4-е изд. – М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.
3. Крат Н.М. Контрольно-проверочная аппаратура системы автономной навигации космических аппаратов / Н.М. Крат, А.А. Савин, Г.С. Шарыгин // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – № 1 (31). – С. 28–32.
4. Уидроу Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Уидроу, С.Д. Стирнз (пер. с англ. под ред. В.В. Шахгильдяна). – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
5. Sayed A.H. Fundamentals of adaptive filtering / A.H. Sayed – NJ, Hoboken: John Wiley and Sons, Inc, 2008. – 820 p.
6. Diniz P.S.R. Adaptive filtering algorithms and practical implementation / P.S.R. Diniz. – Third edition. – New York: Springer Science + Business Media, 2008. – 636 p.
7. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы / В.И. Джиган. – М.: Техносфера, 2013. – 528 с.
8. Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки / Р.С. Хансен, А.И. Синани (пер. с англ., ред.). – 2-е изд. – М.: Техносфера, 2012. – 558 с.

Куприц Владимир Юрьевич

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

Тел.: (382-2) 41-38-89

Эл. почта: tomskvlad@mail.ru

Шарыгин Герман Сергеевич

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. РТС ТУСУРа

Тел.: (382-2) 41-38-98

Эл. почта: gssh@mail.tomsknet.ru

Школьный Вадим Николаевич

Гл. конструктор ОАО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнёва,

г. Железногорск Красноярского края

Тел.: 8 (39197) 64006

Эл. почта: shkolniy@iss-reshetnev.ru

Kuprith V.Yu., Sharygin G.S., Shkolniy V.N.

Improvement of noise stability in autonomous spacecraft navigation system

The paper studies the methods of increasing the noise stability of an autonomous spacecraft navigation system by means of spatial selection of the received navigation signals. We discuss the results of an adaptive algorithm used to form the pattern of the digital antenna array modeling. The algorithm allows to suppress the coherent and incoherent interference.

Keywords: system of autonomous navigation, adaptive array, spacecrafts.

УДК 621.3.088

И.Ф. Калимулин, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, О.М. Кузнецова-Таджибаева

Совместный учёт паразитных параметров компонентов и монтажа при вычислении частотных характеристик пассивных цепей бортовой аппаратуры космических аппаратов

Анализ электромагнитной совместимости бортовой аппаратуры космических аппаратов по стандартам MIL-STD-461F и AIAA S-121-2009 рекомендуется проводить в диапазоне от 10 кГц до 40 ГГц. Однако математические модели для низкочастотных пассивных компонентов в этом диапазоне частот описываются уже не отдельными элементами R , L , C , а более сложными эквивалентными схемами. Кроме того, значительное влияние могут оказывать даже такие небольшие печатные структуры, как контактные площадки компонентов для поверхностного монтажа. В данной работе описано получение таких эквивалентных схем, в которых учитываются паразитные параметры компонентов и монтажа. На примере 4 реальных цепей бортовой аппаратуры космических аппаратов показано влияние паразитных параметров.

Ключевые слова: паразитные параметры, бортовая аппаратура, космический аппарат, широкополосная модель, эквивалентная схема, квазистатический анализ, TALGAT.

Для проверки надёжности функционирования космических аппаратов выполняются комплексные испытания, в частности, на электромагнитную совместимость (ЭМС). По стандартам MIL-STD-461F [1] и AIAA S-121-2009 [2] рекомендуются проводить испытания от 10 кГц до 40 ГГц. В данном частотном диапазоне частотные характеристики пассивных цепей отличаются от идеальных из-за влияния паразитных параметров компонентов и контактных площадок печатной платы [3]. Известно, что частотные характеристики пассивных компонентов R , L и C на высоких частотах отличаются от их идеальных математических представлений [4] и каждый компонент R , L , C имеет свой рабочий диапазон. Реальная характеристика отличается от идеальной наличием резонансов, которые изменяют поведение компонента [5]. Как правило, разработчика интересует частота первого резонанса, до которой фактически компонент сохраняет необходимое поведение и частотную характеристику. Общеизвестные эквивалентные схемы компонентов R , L , C охватывают диапазон, включающий первый резонанс [4].

При проектировании печатных плат высокоскоростных цифровых интерфейсов используются широкополосные модели межсоединений. Например, в работе [6] описано получение модели структур печатной платы для передачи данных на скорости до 25 Гбит/с, работающей в области до 50 ГГц. В работе [7] описана оптимизация посадочного места коаксиального разъёма 2,4 мм на плату с рабочим диапазоном до 50 ГГц (используемого для измерения цепей печатных плат цифровых устройств). Для этого применялось трёхмерное электродинамическое моделирование разъёма и посадочного места.

При разработке монолитных интегральных схем (МИС) также используются широкополосные модели пассивных компонентов. Например, в работе [8] описано получение моделей копланарных компонентов, работающих до 40 ГГц. В работе [9] описана экстракция параметров модели спиральной индуктивности, работающей до 20 ГГц. Разница между моделями компонентов обычных устройств и компонентов МИС в диапазоне частот до 40 ГГц в том, что частотная характеристика у первых содержит несколько резонансов (из-за влияния неоднородностей печатных структур и паразитных параметров пассивных компонентов), а значит, существующие методики синтеза широкополосных моделей пассивных компонентов не подходят.

Таким образом, в настоящее время для проведения анализа ЭМС сравнительно низкочастотных блоков возникает необходимость в моделях, которые корректно описывают поведение низкочастотного компонента в диапазоне частот, захватывающем несколько резонансов [10]. Кроме того, на частотную характеристику цепи влияют не только паразитные параметры компонента, но и элементы печатной платы, такие как контактные площадки и переходные отверстия. Их электрические пара-

метры зависят от геометрических и электрических параметров материалов платы. Таким образом, вычисления частотных характеристик цепей необходимо выполнять с учётом паразитных параметров компонентов и контактных площадок платы [11].

Цель работы – представить результаты анализа схем из низкочастотных компонентов, но в диапазоне до 40 ГГц и с совместным учётом паразитных параметров компонентов и контактных площадок.

Для этого сначала рассмотрено вычисление паразитных параметров, а затем проанализированы четыре цепи из системы автономной навигации космического аппарата: LC-фильтр перед малошумящим усилителем радиотракта (А); фильтр для дифференциального сигнала (Б); согласующая цепь на входе ПАВ-фильтра (В); согласующая цепь на выходе ПАВ-фильтра (Г). Для каждой цепи приведены три характеристики: идеальные элементы (вариант 1); вместо каждого идеального элемента включается эквивалентная схема, учитывающая его паразитные параметры (вариант 2); к схеме добавляются паразитные параметры монтажа (вариант 3). При вычислениях характеристик цепей и значений паразитных параметров использовалась система TALGAT [12].

Вычисление паразитных параметров

Для характеристик варианта 2 необходима эквивалентная схема (или модель) компонентов, которую можно получить у производителя или создать самостоятельно. Чтобы её получить, необходимо выполнить измерение частотной характеристики коэффициента отражения S_{11} . Далее можно воспользоваться методикой [13], модифицировав её при необходимости: 1) пересчёт S_{11} в импеданс Z ; 2) аппроксимация импеданса Z рациональной функцией; 3) разложение рациональной функции на элементарные дроби; 4) реализация элементарных дробей эквивалентными схемами, используя методы синтеза цепей; 5) формирование итоговой SPICE-модели.

В случае если нет возможности выполнить измерение, можно использовать эквивалентные схемы, адекватные до частот в области первого резонанса (рис. 1).

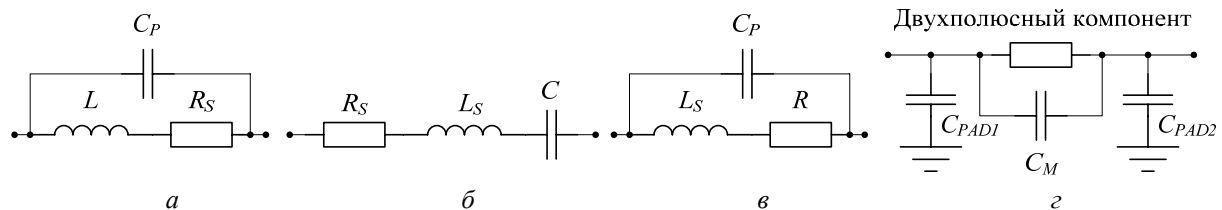


Рис. 1. Эквивалентные схемы индуктивности (а), конденсатора (б), резистора (в) и контактных площадок (г)

Значения паразитных параметров эквивалентной схемы можно либо вычислить из справочных данных, приводимых в спецификации (таких, как резонансные частоты), либо взять известные значения для аналогичного компонента. Аналогичный компонент выбирается, исходя из номинала, размера и конфигурации корпуса, а также типа (для конденсаторов, к примеру, это танталовый, электролитический, высокочастотный и т.п.).

Для характеристик варианта 3 необходимо вычислить значения паразитных параметров контактных площадок. При схемотехническом моделировании влияние контактных площадок компонента с двумя выводами можно учесть в виде схемы из трёх ёмкостей. Эквивалентная схема представлена на рис. 1, г, где C_{PAD1} , C_{PAD2} – собственные ёмкости контактных площадок; C_M – взаимная ёмкость между двумя контактными площадками. Из рис. 1, г видно, что контактные площадки представляются в виде схемы из элементов с сосредоточенными параметрами. Упрощено оценить верхнюю рабочую частоту модели контактных площадок можно из соотношения $\lambda/10 > l$, где l – длина площадки, $\lambda = c/f$, c – скорость света. Если неравенство выполняется, то контактная площадка считается электрически короткой, и её можно представлять в виде схемы из элементов с сосредоточенными параметрами до частоты f .

Для вычисления ёмкости контактных площадок использовалась система TALGAT. В ней вначале создавалась трёхмерная геометрическая модель посадочного места (рис. 2), более подробное описание этого представлено в работе [14].

Затем производилось вычисление ёмкостной матрицы C и матрицы ошибок (т.е. показывающей асимметрию, насколько друг от друга отличаются симметричные внедиагональные элементы, которые при одинаковых размерах контактных площадок и наличии двух осей симметрии должны быть

равны). Если матрица ошибок была велика, то производилось повторное вычисление с увеличением сегментации структуры. Из матрицы C (внедиагональные элементы которой отрицательны) по формулам

$$C = \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} \\ C_{21} & C_{22} \end{bmatrix},$$

$$C_M = \frac{|C_{12} + C_{21}|}{2}, \tag{1}$$

$$C_{PAD1} = C_{11} - C_M, C_{PAD2} = C_{22} - C_M \tag{2}$$

вычислялись взаимная и собственная ёмкости контактных площадок.

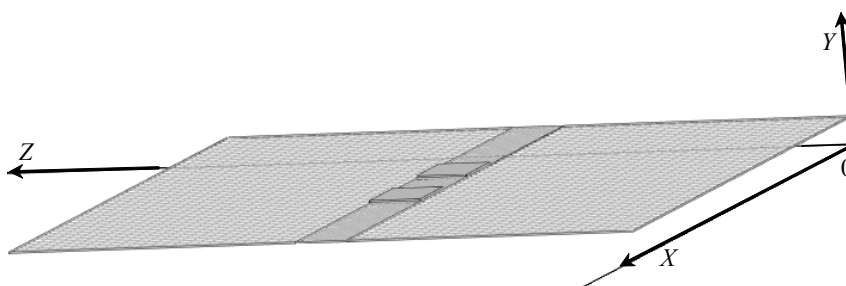


Рис. 2. 3D-модель посадочного места компонента, вид сбоку

Анализ цепей. *Цепь А* представлена на рис. 3 и состоит из индуктивности LQG18HN4N7S00 [15], конденсатора К10-79-100В [16]. Для имитации нагрузки и входной цепи в этой и последующих цепях используются резисторы сопротивлением 50 Ом (R_G и R_L). Центральная частота полезного сигнала – 1580 МГц.

Вычислены параметры эквивалентных схем компонентов. В спецификации на индуктивность [15] указано, что на частоте 100 МГц минимальное значение добротности равно 12, индуктивности – 4,7 нГн, а минимальная частота собственного резонанса – 6000 МГц. Для индуктивности добротность определяется как

$$Q = \frac{\omega L}{R_L}, \tag{3}$$

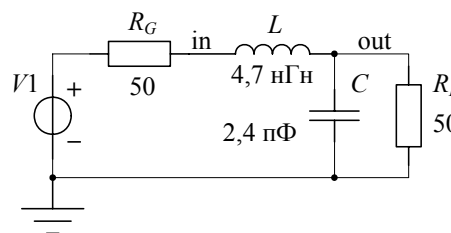


Рис. 3. Схема цепи А

для максимального значения внутреннего сопротивления индуктивности

$$R_L^{\max} = \frac{2\pi f L}{Q_{\min}} \tag{4}$$

получим $R_L^{\max} = 0,246$ Ом.

Частота резонанса для индуктивности

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \tag{5}$$

тогда соответственно для паразитной ёмкости

$$C_P = \frac{1}{(2\pi f)^2 L}, \tag{6}$$

получим $C_P = 0,15$ пФ.

Корпус конденсатора имеет размеры 1,6×0,8 мм и соответствует типоразмеру 0603 для поверхностного монтажа. В спецификации [16] отсутствуют паразитные параметры или иные значения, из которых их можно вычислить. При анализе в качестве паразитных параметров конденсатора взяты значения для аналогичных конденсаторов, имеющих такой же размер корпуса. $L_S = 870$ пГн [17], $R_S = 0,004$ Ом взято для конденсатора C0603C105K8PAC из программы LTspice.

Ёмкости контактных площадок компонентов, рассчитанные с помощью трёхмерного квазистатического анализа для реального стека печатной платы бортовой аппаратуры космических аппаратов (геометрические параметры и порядок слоёв диэлектриков и проводников), приведены в таблице.

Значения ёмкостей контактных площадок компонентов

| Компонент | Размеры площадки (длина × ширина), мм | Расстояние между площадками, мм | Тип корпуса | Ёмкость площадки, пФ | Взаимная ёмкость, пФ |
|---|---------------------------------------|---------------------------------|-------------|----------------------|----------------------|
| K10-79-100B | 1,4 × 1,8 | 0,475 | 0603 | 0,23 | 0,03 |
| LQG18HN4N7S00, LQG18HN12NJ00, LQG18HN15NJ00, LQG18HN3N9J00 | 1,1 × 1 | 0,6 | 0603 | 0,13 | 0,01 |
| GRM21BR71E225KA73L | 1,3 × 1,5 | 0,6 | 0805 | 0,20 | 0,02 |
| P1-16П-0,125Вт | 1,8 × 2,6 | 0,7 | 1206 | 0,37 | 0,03 |

На основе полученных данных составлены три схемы для цепи А и вычислен коэффициент передачи (рис. 4). По нему вычислены полосы пропускания для каждого из вариантов: 1) 0–1777 МГц; 2) 0–1564 МГц; 3) 0–1492 МГц. Полосы пропускания для всех цепей рассчитаны по уровню $1/\sqrt{2}$ от локальных максимумов. Видно, что для вариантов 2 и 3 из-за влияния паразитных параметров компонентов полезный сигнал на частоте 1588 МГц не попадает в полосу пропускания фильтра. При этом для варианта 2 появляется вторая полоса пропускания.

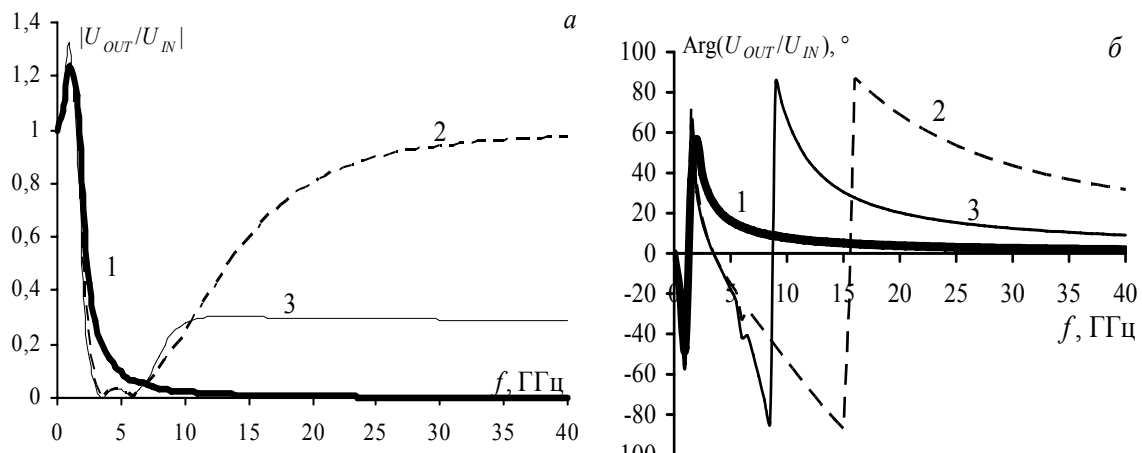


Рис. 4. Цепь А: АЧХ (а), ФЧХ (б). 1 – вариант 1, каждый компонент представлен в виде идеальных элементов; 2 – вариант 2, каждый компонент представлен в виде эквивалентных схем; 3 – вариант 3, цепь в варианте 2 плюс паразитные параметры контактных площадок

На частотах выше 19 ГГц коэффициент передачи приближается к единице. Таким образом, фильтр из ФНЧ становится полосозаграждающим, и через паразитную полосу пропускания могут проходить помехи и нарушать работу схемы. При анализе варианта 3 коэффициент передачи фильтра возрастает даже с несколько большей крутизной, но на частотах больше 10 ГГц стабилизируется на уровне 0,3. Значит, паразитные элементы монтажа могут оказывать положительное влияние на частотные характеристики цепи.

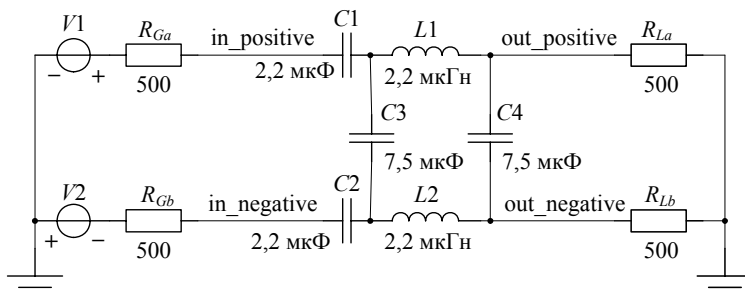


Рис. 5. Схема цепи Б

Цепь Б (рис. 5) состоит из конденсаторов C1 и C2 марки GRM21BR71E225KA73L [18] и C3 и C4 марки K10-79-100B, индуктивностей L1 и L2 марки LQM21NN2K2R10 [19]. Данная цепь предназначена для фильтрации дифференциального сигнала, с нагрузкой и входной цепью сопротивлением 1 кОм, для их имитации включаются по два резистора сопротивлением 500 Ом (R_{Ga} и R_{Gb} , R_{La} и R_{Lb}). Частота среза цепи по исходным данным составляет 25 МГц [20].

Для конденсатора GRM21BR71E225KA73L производитель предоставляет широкополосную модель. Для конденсатора K10-79-100B параметры эквивалентной схемы взяты такие же, как для це-

пи А. В спецификации на индуктивность [19] указано, что на частоте 100 МГц минимальное значение добротности равно 45, индуктивности – 2,2 мкГн, а минимальная частота собственного резонанса равна 71 МГц. По формуле (4) $R_L=3,072$ Ом, а по (6) $C_P=2,284$ пФ. Ёмкость контактных площадок приведена в таблице. Коэффициент передачи рассчитан по формуле $K = |U_{OUT}/U_{IN}| = |(out_positive-out_negative)/(in_positive-in_negative)|$ (рис. 6).

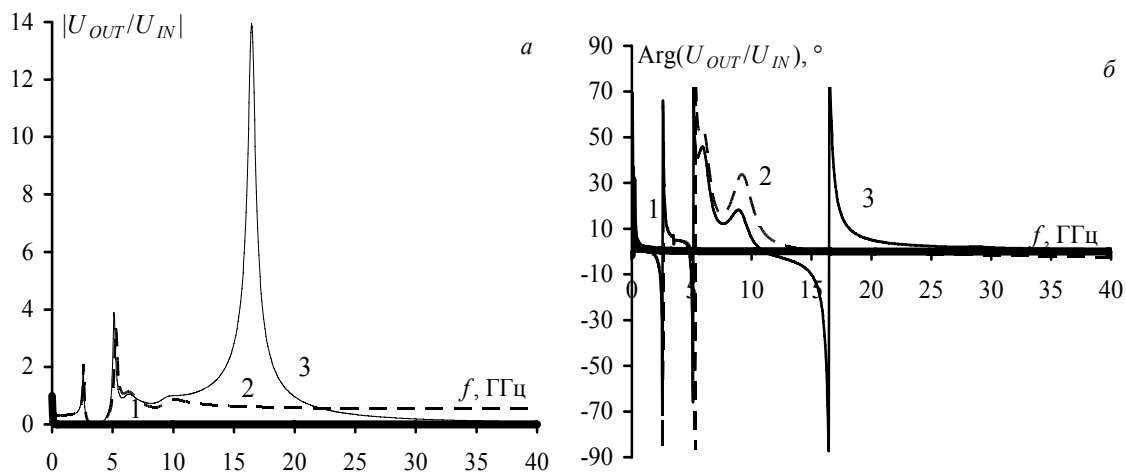


Рис. 6. Цепь Б: АЧХ (а), ФЧХ (б). 1 – вариант 1, каждый компонент представлен в виде идеальных элементов; 2 – вариант 2, каждый компонент представлен в виде эквивалентных схем; 3 – вариант 3, цепь в варианте 2 плюс паразитные параметры контактных площадок

При варианте 1 полоса пропускания цепи 0–33 МГц, резонанс на $f = 25$ МГц, $K = 1,397$. При варианте 2 полоса пропускания цепи содержит 4 участка: 1) 0–37 МГц; 2) 2,541–2,643 ГГц; 3) 5,168–5,379 ГГц; 4) 8,838–16,282 ГГц. Резонансы: 1) $K = 0,995$, $f = 9$ МГц; 2) $K = 2,115$, $f = 2,597$ ГГц; 3) $K = 3,390$, $f = 5,266$ ГГц; 4) $K = 0,868$, $f = 10,067$ ГГц. При варианте 3 полоса пропускания цепи содержит 4 участка: 1) 0–37 МГц; 2) 2,508–2,614 ГГц; 3) 5,041–5,204 ГГц; 4) 16,175–16,739 ГГц. Резонансы: 1) $K = 1$, $f = 14$ МГц; 2) $K = 2,107$, $f = 2,566$ ГГц; 3) $K = 4$, $f = 5,117$ ГГц; 4) $K = 13,957$, $f = 16,461$ ГГц.

Полезный сигнал на частоте 25 МГц проходит для всех вариантов схем, но паразитные параметры вызвали появление 3 полос пропускания на высоких частотах. При сравнении варианта 3 и варианта 2 выявлено появление резонанса в полосе 10–20 ГГц и снижение коэффициента передачи в полосе 21–40 ГГц.

Цепь В представлена на рис. 7 и состоит из конденсаторов С1 и С2 марки К10-79-100В, резистора R1-16П-0,125 Вт [21] и индуктивностей L1 и L2 марки LQG18HN15NJ00 и LQG18HN12NJ00 соответственно.

Резистор имеет корпус типоразмера 1206 для поверхностного монтажа. В технической документации [21] отсутствуют паразитные параметры. Для резистора паразитные параметры приняты равными $L_S = 8,858$ мкГн, $C_P = 58,224$ фФ (взяты для резистора CR1206 номиналом 10 кОм на частоте 1 МГц [22]).

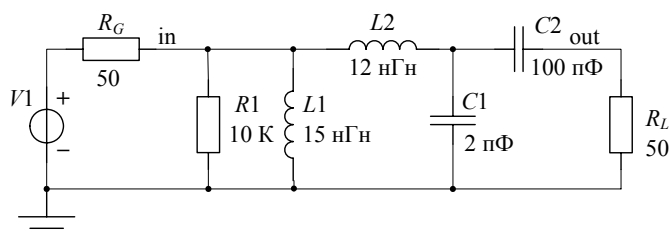


Рис. 7. Схема цепи В

В спецификации на индуктивность L2 [15] указано, что на частоте 100 МГц минимальное значение добротности равно 12, индуктивности – 12 нГн, а минимальная частота собственного резонанса – 3000 МГц. По (4) $R_L = 0,628$ Ом, а по (6) $C_P = 234,54$ пФ. Для L1 $Q = 12$, $L = 15$ нГн, $f_{ИЗМ} = 100$ МГц, $f_{РЕЗ} = 2800$ МГц, получим $R_L = 0,785$ Ом и $C_P = 215,394$ пФ. Для конденсатора К10-79-100В параметры эквивалентной схемы взяты такие же, как для цепи А. Ёмкость контактных площадок приведена в таблице. Коэффициент передачи K для 3 вариантов цепи В приведён на рис. 8.

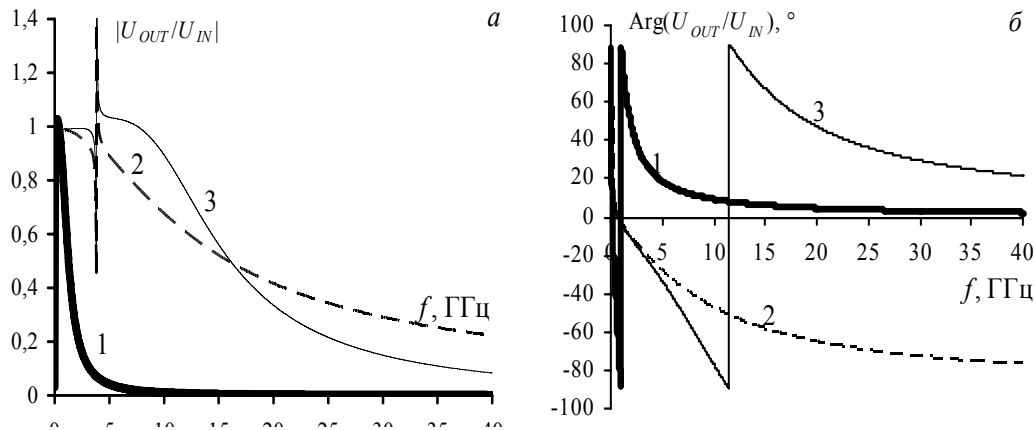


Рис. 8. Цепь В: АЧХ (а), ФЧХ (б). 1 – вариант 1, каждый компонент представлен в виде идеальных элементов; 2 – вариант 2, каждый компонент представлен в виде эквивалентных схем; 3 – вариант 3, цепь в варианте 2 плюс паразитные параметры контактных площадок

Данная цепь является входной по отношению к ПАВ фильтру с центральной частотой 1588,75 МГц и полосой 1533,75–1643,75 МГц. При варианте 1 полоса пропускания цепи составляет 28,6–901,68 МГц, при этом есть резонанс $K = 1,027$ на частоте $f = 207,5$ МГц. При варианте 2 полоса пропускания цепи имеет три области: 1) 31,7 МГц–89,2 МГц; 2) 112,7 МГц–3,8 ГГц; 3) 3,831–3,8321 ГГц, и есть пять резонансов: 1) $K = 1,021$ на $f = 80,17$ МГц; 2) минимум на $f = 94,84$ МГц; 3) $K = 0,991$ на $f = 639,7$ МГц; 4) минимум на $f = 3,811$ ГГц; 5) $K = 36,17$ на $f = 3,832$ ГГц. При варианте 3 полоса пропускания цепи имеет три области: 1) 32–90 МГц; 2) 105 МГц–3,779 ГГц; 3) 3,831–3,832 ГГц. Есть пять резонансов: 1) $K = 1,027$ на $f = 80,72$ МГц; 2) минимум на $f = 94,76$ МГц; 3) $K = 0,993$ на $f = 2,27$ ГГц; 4) минимум на $f = 3,832$ ГГц; 5) $K = 38,65$ на $f = 3,832$ ГГц. Полезный сигнал на частоте 1588,75 МГц не попадает в полосу для схемы варианта 1, однако для схем вариантов 2, 3 полезный сигнал проходит. При сравнении варианта 3 с вариантом 2 выявлено появление резонанса в полосе 2–10 ГГц и снижение коэффициента передачи в полосе 16–40 ГГц.

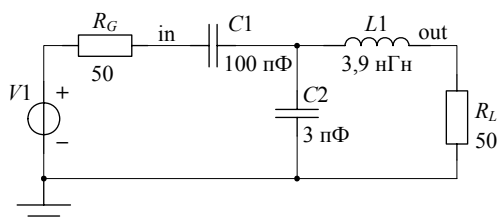


Рис. 9. Схема цепи Г

Цепь Г (рис. 9) состоит из двух конденсаторов марки К10-79-100В и индуктивности LQG18HN3N9J00.

В спецификации на индуктивность [15] указано, что на частоте 100 МГц минимальное значение добротности равно 12, индуктивности – 3,9 нГн, а минимальная частота собственного резонанса – 6000 МГц. По (4) $R_L = 0,2$ Ом, а по (6) $C_p = 0,18$ пФ. Для конденсатора К10-79-100В параметры эквивалентной схемы взяты такие же, как для цепи А. Ёмкость контактных площадок приведена в таблице. Коэффициент передачи для 3 вариантов

цепи Г приведён на рис. 10.

Данная цепь является выходной по отношению к ПАВ-фильтру с центральной частотой 1588,75 МГц и полосой 1533,75–1643,75 МГц. При варианте 1 полоса пропускания цепи составляет 25 МГц–2,069 ГГц. При варианте 2 есть два резонанса: 1) $K = 0,972$ на $f = 280,2$ МГц; 2) $K = 6,895$ на $f = 2,291$ ГГц. Полоса пропускания начинается с 30,13 МГц, но после 2,091 ГГц характеристика не только не затухает, но и переходит в резонанс. Затухание ($K < 1$) наступает только на частоте больше 2,5 ГГц. Соответственно, в области частот 2,091–2,5 ГГц не происходит фильтрация сигналов.

При варианте 3 полоса пропускания цепи состоит из двух участков: 1) 2,193–2,291 ГГц; 2) 9,484–9,802 ГГц. Соответствующие резонансы: 1) $K = 6,65$ на частоте 2,25 ГГц; 2) $K = 3,5$ на частоте 9,64 ГГц.

Данная цепь является выходной по отношению к ПАВ-фильтру с центральной частотой 1588,75 МГц и полосой 1533,75–1643,75 МГц. Полезный сигнал проходит как в случае идеальных, так и в случае паразитных параметров. При сравнении варианта 3 с вариантом 2 выявлено появление резонанса в полосе 7–11 ГГц и снижение коэффициента передачи в полосе 11–40 ГГц.

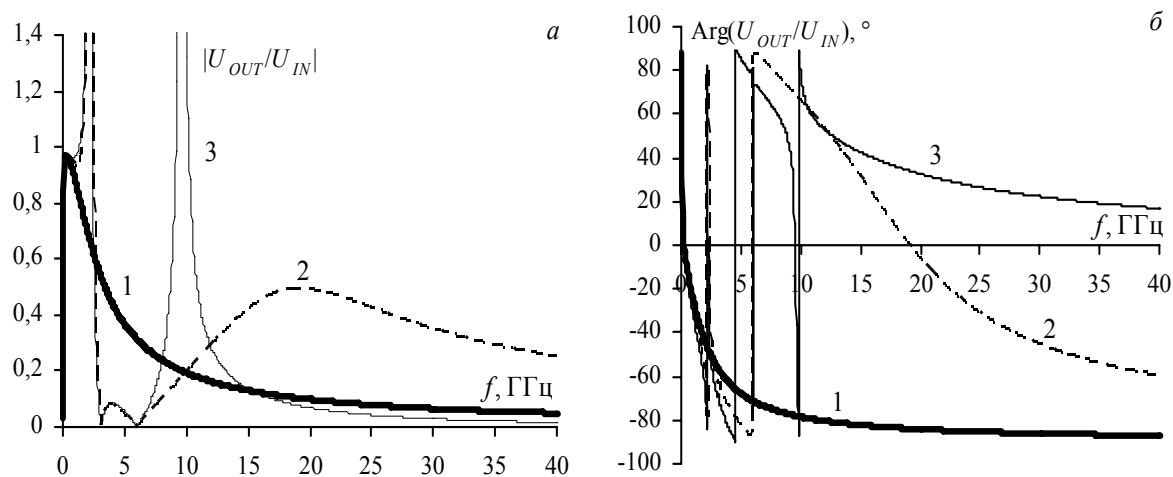


Рис. 10. Цепь Г: АЧХ (а), ФЧХ (б). 1 – вариант 1, каждый компонент представлен в виде идеальных элементов; 2 – вариант 2, каждый компонент представлен в виде эквивалентных схем; 3 – вариант 3, цепь в варианте 2 плюс паразитные параметры контактных площадок

Заключение. Описано вычисление паразитных параметров компонентов и монтажа бортовой аппаратуры космических аппаратов. Исследованы частотные характеристики 4 частотно-избирательных цепей. Для варианта 1 полезный сигнал не проходит только для одной цепи (входная цепь фильтра на ПАВ). Для варианта 2 наблюдается как расширение, так и сужение основной полосы пропускания, но при этом добавляются паразитные резонансы и полосы пропускания на высоких частотах. В варианте 3 обнаружено, что на частотах в десятки гигагерц улучшается фильтрация сигнала, т.к. коэффициент передачи затухает быстрее. Для трёх из четырёх исследованных цепей вариант 3 усиливает один из резонансов, что приводит к расширению одной из паразитных полос пропускания.

Таким образом, при схемотехническом моделировании на этапе разработки схемы, когда топология печатной платы ещё не разрабатывается, важно учитывать паразитные параметры монтажа, даже, на первый взгляд, несущественные по значению. Такой учёт позволит более точно сформулировать ограничения и рекомендации для топологии печатной платы, элементов экранирования и защиты, а также для компоновки блоков.

В данном случае эквивалентные схемы компонентов не являются точными в диапазоне частот до 40 ГГц. Поэтому возможно изменение частотных характеристик цепей, что является дополнительным аргументом для разработки методики получения широкополосных моделей компонентов, состоящей из измерения S -параметров компонента; деэмбединга (исключения неоднородностей) измерительной оснастки; постобработки результатов измерений (фильтрация, пассивизация, симметрирование); аппроксимации рациональной функцией специального вида; реализации функции в виде схемотехнических элементов. Кроме этого, модели контактных площадок, может быть, необходимо представить в виде цепей с распределёнными параметрами, если условие $\lambda/10 > l$ перестанет выполняться.

Исследование выполнено за счёт гранта Российского научного фонда (проект №14–19–01232) в ТУСУРе.

Литература

1. MIL-STD-461F. Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment. – 2007 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://acc.dau.mil/adl/en-US/185709/file/32162/MIL-STD-461F.pdf>, свободный (дата обращения: 07.07.2014).
2. AIAA. Electromagnetic Compatibility Requirements for Space Equipment and Systems / AIAA / S-121-2009 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.emccompliance.com/upload-image/127882503390574.pdf>, свободный (дата обращения: 07.09.2012).
3. Калимулин И.Ф. Коэффициент передачи LC-фильтра с учётом паразитных параметров компонентов и элементов монтажа печатной платы бортовой аппаратуры космического аппарата // 11-я Междунар. конф. «Авиация и космонавтика – 2012», 13–15 ноября 2012 г. Москва: тезисы докладов. – СПб.: Мастерская печати, 2012. – С. 269–270.

4. Барнс Дж. Электронное конструирование: Методы борьбы с помехами – М.: Мир, 1990. – 238 с.
5. Калимулин И.Ф. Импеданс низкочастотных пассивных компонентов бортовой аппаратуры в диапазоне до 20 ГГц / И.Ф. Калимулин, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Приборы и техника эксперимента. – 2012. – № 2. – С. 91–97.
6. Shlepnev Y. Decompositional electromagnetic analysis of digital interconnects // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. – Denver, CO, USA: IEEE, 2013. – P. 563–568.
7. Dunham D. Design and Optimization of a Novel 2.4 mm Coaxial Field Replaceable Connector Suitable for 25 Gbps System and Material Characterization up to 50 GHz / D. Dunham, J. Lee, S. McMorrow, and Y. Shlepnev // DesignCon. Santa Clara, CA, USA, 2011. – P. 1–29 [Электронный ресурс]. – URL: http://www.simberian.com/AppNotes/13-WA4Paper_Shlepnev.pdf (дата обращения: 07.07.2014).
8. Экспериментальное исследование и построение моделей пассивных компонентов СВЧ-монокристаллических интегральных схем с учётом технологического разброса параметров / А.С. Сальников, И.М. Добуш, Л.И. Бабак, Н.А. Торохов // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 2(26), ч. 2. – С. 5–10.
9. Kang M., Gil J., Shin H.A. Simple Parameter Extraction Method of Spiral On-Chip Inductors // IEEE Trans. Electron Devices, 2005. – Vol. 52, № 9. – P. 1976–1981.
10. Prymak J. Technical panel TP-M3: Capacitor Modeling Requirements in the 21st Century / J. Prymak, S. Pytel, B. Archambeault, I. Novak // DesignCon. Santa Clara, CA, USA, 2011. – P. 1–21. [Электронный ресурс]. URL: http://www.electrical-integrity.com/Paper_download_files/DC11_TP-M3.pdf
11. Lakshminarayanan B., Gordon H.C., Weller T.M. A substrate-dependent CAD model for ceramic multilayer capacitors // IEEE Trans. Microw. Theory Tech, 2000. – Vol. 48. – No 10. – P. 1687–1693.
12. Официальный сайт TALGAT System [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://talgat.org/>, свободный (дата обращения: 07.07.2014).
13. Калимулин И.Ф. Методика получения широкополосной модели чип-резистора: матер. докладов IV молодёжной науч.-техн. конф. «Инновационный арсенал молодёжи 2013», 26–28 июня 2013 г. – СПб.: ФГУП «КБ «Арсенал» им. М.В. Фрунзе», Балт. гос. техн. ун-т, 2013. – С. 150–152.
14. Калимулин И.Ф. Оценка электромагнитной наводки со входа на выход посадочного места ПАВ-фильтра // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 4(30), ч. 2. – С. 54–57.
15. Техническая документация. Murata Manufacturing Co., Ltd. Chip Inductor (Chip Coil) for High Frequency Multilayer Type. LQG18H Series (0603 Size) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.murata.com/>, свободный (дата обращения: 07.07.2014).
16. Техническая документация. Керамические конденсаторы. K10-79. АЖЯР.673511.004 ТУ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.giricond.ru/>, свободный (дата обращения: 07.07.2014).
17. Cain J. Parasitic inductance of multilayer ceramic capacitors // AVX Corporation. – Technical Information. – S-PIMCC2.5M697-N. – 2002 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.avx.com/docs/techinfo/parasite.pdf>, свободный (дата обращения: 07.07.2014).
18. Техническая документация. Murata Manufacturing Co., Ltd. Chip Monolithic Ceramic Capacitor. GRM series [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.murata.com/>, свободный (дата обращения: 07.07.2014).
19. Техническая документация. Murata Manufacturing Co., Ltd. Chip Inductor (Chip Coil) for High Frequency Multilayer Type. LQM21H Series (0805 Size) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.murata.com/>, свободный (дата обращения: 07.07.2014).
20. Техническая документация. Микросхема интегральная RFIC03. Технические условия ТСЮИ.431328.003 ТУ. 2009. – ОАО «РИРВ». – С. 96.
21. Техническая документация. Прецизионные резисторы для поверхностного монтажа. P1-16П. – ОАО «НПО «ЭРКОН» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.erkon-nn.ru/>, свободный (дата обращения: 07.07.2014).
22. Техническая документация. Venkel Ltd. Thick Film Chip Resistors. Impedance, Parasitic Capacitance, & Parasitic Inductance Data. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://venkel.com/>, свободный (дата обращения: 07.07.2014).

Калимулин Илья Фидайлович

Аспирант каф. телевидения и управления ТУСУРа
Тел.: +7 (923) 417-74-02
Эл. почта: ilirium115@gmail.com

Газизов Тальгат Рашитович

Д-р техн. наук, профессор каф. телевидения и управления ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 413-439
Эл. почта: talgat@tu.tusur.ru

Заблоцкий Александр Михайлович

Канд. техн. наук, доцент каф. телевидения и управления ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 413-439
Эл. почта: zabolotsky_am@mail.ru

Кузнецова-Таджибаева Ольга Михайловна

Канд. техн. наук, ведущий инженер-конструктор ОАО «НПЦ «Полюс»
Тел.: +7 (382-2) 55-46-94
Эл. почта: ktom@sibmail.com

Kalimulin I.F., Gazizov T.R., Zabolotsky A.M., Kuznetsova-Tajibayeva O.M.

Combined taking into account for parasitic parameters of components and their installation in calculation of passive circuit frequency characteristics of spaceborne equipment

Electromagnetic compatibility analysis of spaceborne equipment on MIL-STD-461F and AIAA S-121-2009 standards is recommended in the range from 10 kHz to 40 GHz. However, mathematical models of the low-frequency passive components in this frequency range are described not by R, L, C individual elements, but more complex equivalent circuits. In addition, such small PCB structures as surface mounting components pads can have even the considerable impact. In this paper, we describe extraction of parameters for equivalent circuit, which use the parasitic parameters of components and their installation. We show the influence through the example of 4 real circuits of spaceborne equipment.

Keywords: parasitic elements, spaceborne equipment, spacecraft, wideband model, equivalent circuit, quasi-static analysis, TALGAT.

УДК 621.3.091.1

А.В. Убайчин

Помехоустойчивая радиосвязь на основе измерения параметров недетерминированных радиосигналов

Описан способ организации помехоустойчивой радиосвязи с высокой скрытностью. Помехоустойчивость и скрытность обеспечиваются за счет использования недетерминированных радиосигналов – белого шума для передачи информационных сообщений. Приведены структурные схемы передатчика и приемника, позволяющие реализовать технические средства абонентского оборудования для организации радиосвязи. Рассмотрены аспекты дальности действия, возможности обнаружения пассивными радиолокационными станциями и влияния преднамеренных радиопомех. Проведен анализ эффективности применения концепции многоприемниковости в нулевых модифицированных микроволновых радиометрах для повышения дальности действия радиосвязи.

Ключевые слова: недетерминированные радиосигналы, нулевой СВЧ-радиометр, многоприемниковый радиометр, новые виды радиосвязи, радиоэлектронная борьба, противодействие радиоэлектронным разведкам.

Современный уровень развития систем военной и специальной связи, коммуникационной части систем автоматизированного управления тактическими операциями диктует необходимость создания новых средств радиосвязи. Особенности эксплуатации средств военной и специальной радиосвязи обуславливают специфические характеристики каналов связи. Одной из важных характеристик специальных видов связи является скрытность. Процесс совершенствования специальной техники послужил стимулом к разработке многих способов обеспечения скрытой радиосвязи, основная концепция которых сводится к уменьшению спектральной плотности радиосигналов для усложнения их обнаружения «третьими лицами» [1]. Предельным случаем данного подхода является передача информационных сообщений посредством радиосигналов, мощность которых сопоставима с мощностью собственных (тепловых) шумов приемника.

Реализация предельного случая данного подхода позволяет скрыть радиосвязь от третьих лиц на энергетическом уровне. Практическая реализация данного подхода требует разработки новых технических средств приема, передачи и обработки радиосигналов, реализации новых типов кодирования и адаптации типов радиосигналов.

Данная статья описывает способ организации скрытной, помехоустойчивой радиосвязи на основе измерения энергии недетерминированных радиосигналов (белого шума) радиометрическими методами.

Классическая схема передачи радиосообщений состоит из передатчика, среды передачи радиосигналов и приемника [2]. В предлагаемом подходе по созданию системы радиосвязи на основе измерения энергии недетерминированных радиосигналов используется аналогичная концепция.

Разработка новой системы связи обуславливает перечень вопросов, которые необходимо рассмотреть при ее создании:

1. Создание методов и алгоритмов передачи информации при помощи недетерминированных радиосигналов.
2. Адаптация существующих методов кодирования для работы с недетерминированными сигналами.
3. Реализация аппаратной части «передатчик-приемник» в виде портативного устройства персональной связи, способного работать в жестких климатических условиях и обеспечивать скорость передачи данных не менее 32 кбит/с.
4. Разработка методов и алгоритмов, позволяющих понизить влияние помех в канале связи.

Затруднительно принимать детерминированные радиосигналы, если их мощность ниже уровня мощности собственных шумов приемника [1].

Обозначим собственные шумы на входе приемника как $s_{ш}(t)$ на временном интервале $(0 \dots t_1)$. Тепловой шум на входе радиоприемного устройства подчиняется нормальному закону распределения спектральной плотности [3]. Математическое ожидание $M_{ш}$ сигнала $s_{ш}(t)$ равно

$$M_{\text{ш}} = \frac{\int_0^{t_1} s_{\text{ш}}(t) dt}{t_1}. \quad (1)$$

Пусть $s_c(t)$ – недетерминированный радиосигнал с величиной математического ожидания M_c . Аналогично $s_{\text{ш}}(t)$ для $s(t)$ выполняется условие (1).

Если выполняется равенство

$$\int_0^{t_1} s(t) \cdot s_{\text{ш}}(t) dt = 0, \quad (2)$$

то сигналы $s_{\text{ш}}(t)$ и $s(t)$ некоррелированы.

Выполнение (2) обуславливает выражение

$$D_{\Sigma} = D + D_{\text{ш}} = M((s(t) - M_c)^2) + M((s_{\text{ш}}(t) - M_{\text{ш}})^2), \quad (3)$$

где D – дисперсия сигнала $s(t)$; $D_{\text{ш}}$ – дисперсия сигнала $s_{\text{ш}}(t)$; M – математическое ожидание, вычисляемое аналогично (1).

Выражение (3) показывает возможность изменения дисперсии (эквивалентно увеличению мощности шума) шумов на входе приемника. В рассматриваемом аспекте для наглядности примера удобно осуществлять амплитудную модуляцию сигнала $s(t)$. Таким образом, осуществляется способ формирования на входе приемника изменяющейся по закону $s(t)$ мощности шума.

Концепция построения радиосвязи на основе измерения энергии недетерминированных радиосигналов имеет много общего с классическими системами связи. Практическая реализация системы требует новых, не стандартных решений. Для оценки параметров шумовых сигналов с равномерной спектральной плотностью применяют микроволновые радиометры (СВЧ-радиометры). Следовательно, основой приемной части должен являться специализированный СВЧ-радиометр.

Амплитудно-модулированный шумовой сигнал пригоден для передачи аналоговых сообщений. С точки зрения повышения помехоустойчивости и эффективности использования радиометрического канала передачи данных наибольший интерес представляется в возможности передачи данных в цифровом виде. Для недетерминированных радиосигналов наиболее наглядный способ формирования цифровой передачи данных заключается в организации канала радиосвязи с частотным разделением. В этом случае каждый разряд информационного слова передается в определенной полосе частот.

На рис. 1 представлена структурная схема передатчика радиометрической системы связи. В основу алгоритма работы передатчика заложен принцип формирования опорного шумового сигнала при дифференциальных радиометрических измерениях [3].

Передатчик радиометрической системы связи функционирует следующим образом. Информационное сообщение формируется в источнике сигнала ИС

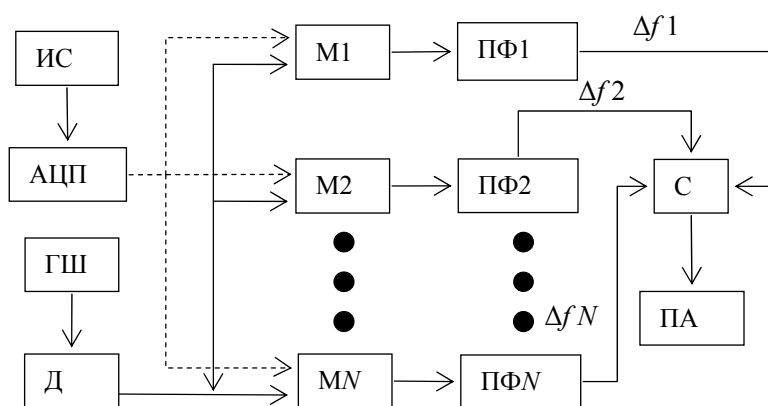


Рис. 1 Структурная схема передатчика

в аналоговом виде. Аналоговый сигнал ИС поступает на вход аналого-цифрового преобразователя АЦП, выходы которого управляют состоянием СВЧ-импульсных модуляторов $M_1, M_2 \dots M_N$. Модуляторы представляют собой СВЧ-переключатели поглощающего типа «один вход – один выход» с двумя функциональными состояниями – «открыт-закрыт». Входы модуляторов соединены с выходами делителя мощности Д, ко входу которого подключен широкополосный генератор шума ГШ. Выходы модуляторов соединены с входами полосовых фильтров ПФ 1, ПФ 2, ..., ПФ N, имеющих полосы пропускания $\Delta f_1, \Delta f_2 \dots \Delta f_N$. Выходы полосовых фильтров соединены с входами СВЧ-сумматора (С). Выход сумматора соединен с широкополосной передающей антенной ПА. Таким образом, сигнал генератора шума поступает на полосовые фильтры под управлением модуляторов,

контроль над которыми осуществляется логическими сигналами АЦП. Разрядность цифрового кода передаваемого слова N в данной структурной схеме определяется количеством совокупных пар полосовых фильтров и модуляторов.

Для формирования передаваемого информационного слова осуществляется амплитудно-импульсная модуляция сигнала генератора шума. Логическая единица на выходе АЦП соответствует открытому состоянию модулятора, что увеличивает мощность шумового сигнала в соответствующей полосе частот. При закрытом состоянии модулятора сигнал ГШ не поступает на ПФ, поглощаясь на согласованной нагрузке модулятора.

На рис. 2 приведен пример распределения спектральной плотности в рабочей полосе частот, формируемой шеститбитным передатчиком, при передаче символа «+», цифровое обозначение по таблице символов ASCII-43, что соответствует последовательности 101011 в двоичной системе счисления.

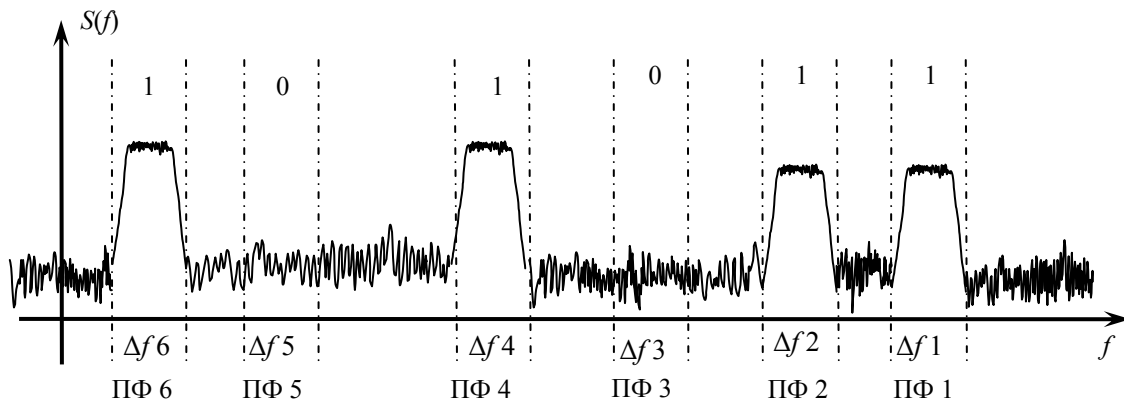


Рис. 2. Спектральная плотность в рабочей полосе частот при передаче символа «+»

Для анализа информационного сообщения приемник осуществляет операции частотной селекции, усиления, детектирования цифровых сигналов, полосы рабочих частот аналогичны рабочим полосам передатчика. Структурная схема приемника представлена на рис. 3.

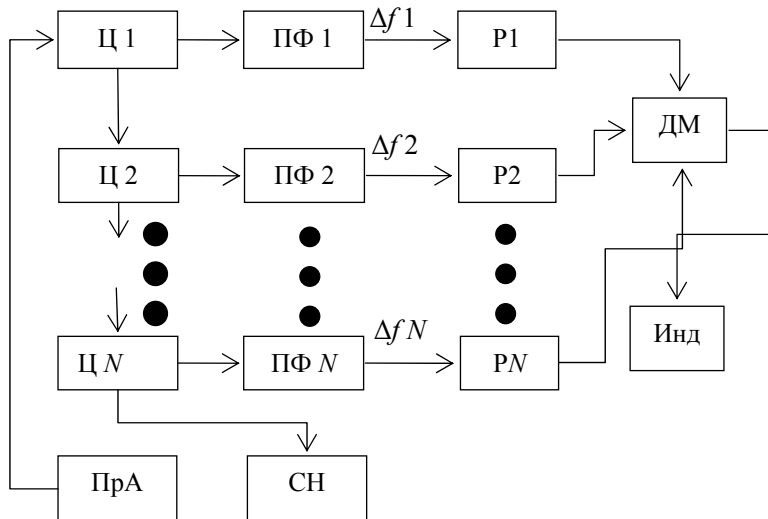


Рис. 3. Структурная схема приемника

Приемник состоит из широкополосной приемной антенны ПрА, циркуляторов Ц 1, Ц 2 ... Ц N, полосовых фильтров ПФ 1, ПФ 2, ..., ПФ N, радиометров Р 1, Р2, ..., РN, демодулятора ДМ, индикатора Инд. Функционирование приемника осуществляется следующим образом. На вход приемной антенны поступает сигнал, излученный передающей антенной (вид сигнала см. на рис. 2). Выход антенны соединен с входом циркулятора Ц 1. Циркулятор Ц 1 передает сигнал на выход, соединенный с полосовым фильтром ПФ 1. В соответствии с частотной характеристикой фильтра ПФ 1 на вход циркулятора Ц 2 поступает сигнал, переотраженный от входа ПФ 1. Шумовой сигнал с полосой Δf^1 поступает на вход радиометра Р 1. Аналогично функционируют другие приемные каналы. Выходные сигналы радиометров поступают на демодулятор, производящий восстановление принятого цифрового кода в цифровую форму, пригодную для интерпретации.

Основное звено приемника – радиометры. При помощи классических схемных решений [4] по реализации микроволновых радиометров невозможно регистрировать «быстрые» изменения шумо-

вой температуры антенны с точностью более 15...20% ввиду флуктуаций коэффициента передачи приемника [5], что накладывает ограничения на максимальную пропускную способность канала связи. Долговременная стабильность классических решений невысока без применения дополнительных технических средств – криогенное охлаждение, системы контроля усиления, термостатирования [6].

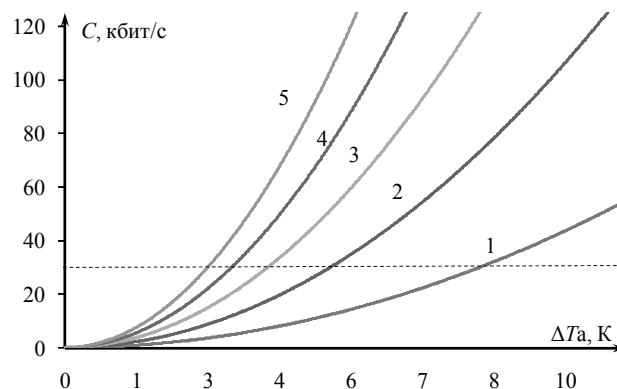
Разрабатываются новые типы радиометров [5, 7]. В [7] описан радиометр, основанный на модифицированном методе нулевых измерений и концепции многоприемниковости для построения радиометрических систем, состоящих из четырех приемников. Совокупность схемных решений, исходя из указанной концепции, позволяет создавать радиометрические системы с чувствительностью, превосходящей чувствительность идеального компенсационного радиометра, а также улучшить динамические свойства системы. Как показали проведенные изыскания, данные радиометрические системы обладают высокой стабильностью в условиях изменяющихся факторов внешней среды – термостатирование приемника не требуется.

В основе работы радиометров заложен процесс усреднения измеряемых сигналов. Зачастую при проектировании необходимо решать противоречивую задачу увеличения чувствительности при заданных динамических характеристиках системы. На примере приемника нулевого радиометра с полосой пропускания $\Delta f = 100$ МГц, уровнем собственных шумов $T_{ш} = 150$ К, динамическим диапазоном 50 ... 350 К при заданной флуктуационной чувствительности $\Delta T_a = 1$ К время одного измерения составляет $t_{изм} = 1,1$ мс [5]. Для передачи одного информационного бита требуется время, превышающее время одного измерения не менее чем в два раза – $t_{бит} = 2,2$ мс, что соответствует максимальной скорости передачи $C_{макс} \approx 0,452$ кбит/с. В данном случае типовые технические характеристики радиометра не удовлетворяют минимальным требованиям пропускной способности радиоканала. Для увеличения скорости передачи требуется повысить чувствительность, что эквивалентно уменьшению времени измерения (повышению динамики измерений).

Эффективным решением увеличения флуктуационной чувствительности для модифицированных нулевых радиометров является применение концепции многоприемниковости [8]. Применение четырех приемников в составе одного радиометра позволяет повысить флуктуационную чувствительность в два раза [7]. На рис. 4 представлены графики функций, характеризующих эффективность применения нулевых радиометров с различным числом приемников в зависимости от требуемой динамики измерений. Пунктиром обозначен уровень скорости передачи данных 32 кбит/с.

Анализ рис. 4 показывает, что применение в составе одного канала радиометра с четырьмя приемниками позволяет увеличить динамику измерений в два раза. Данная зависимость хорошо согласуется с исследованиями, проведенными ранее [9].

Рис. 4. Зависимость скорости канала от флуктуационной чувствительности радиометров



Актуальным вопросом является возможность обнаружения радиометрической связи. Эффективный способ обнаружения источников радиоизлучения – применение пассивных радиолокационных станций (РЛС) [10]. Чувствительность современных пассивных РЛС (на примере РЛС «Кольчуга») составляет $-90...-120$ дБ/Вт [11], что соответствует мощности $10^{-9}...10^{-12}$ Вт в минимальной полосе приема – 50 кГц. Рассматриваемый случай максимальной чувствительности (-120 дБ) РЛС способен обнаружить работу радиоканала, если мощность передатчика превышает $1,45 \cdot 10^5$ К (эквивалент мощности 10^{-12} Вт). Предположим, что центральная частота организуемой радиометрической радиосвязи составляет 3 ГГц. Ослабление свободного пространства на радиотрассе длиной 100 км для данной рабочей частоты составляет $\gamma \approx -140$ дБ [2].

Максимальная мощность (шумовая температура) передатчика в совокупности с флуктуационной чувствительностью радиометра в составе приемника при учете вносимого ослабления средой

распространения определяет дальность радиосвязи без учета направленного действия антенных систем и других факторов.

Исходя из исследований, проведенных в [4], функционально зависимость дальности от числа приемных каналов описывается законом

$$r \sim \frac{1}{\sqrt{H}}, \quad (4)$$

где r – дальность радиосвязи; H – число приемных каналов радиометра. На рис. 5 представлены расчетные зависимости потенциальной дальности радиосвязи в зависимости от флуктуационной чувствительности приемника при обеспечении пропускной способности канала связи не менее 32 кбит/с. Треугольными маркерами отмечена расчетная зависимость, пунктирной линией – зависимость вида (4).

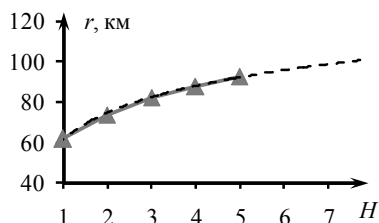


Рис. 5. Зависимость расчетной дальности действия радиосвязи как функции числа приемников в составе радиометра

Отличительной особенностью разрабатываемой радиосвязи является помехоустойчивость. Как отмечено в литературе [12], шумовые помехи могут эффективно использоваться для подавления радиоэлектронных средств любого назначения. В зависимости от способа генерации различают прямошумовые и модулированные шумовые помехи. Рассмотрим влияние таковых на организованный канал радиосвязи.

На рис. 6 приведен пример сравнения частотного диапазона радиосвязи до воздействия помехи (спектр отмечен пунктирной линией) и после воздействия прямошумовой помехи. Прямошумовые помехи генерируются при помощи специальных генераторов шума СВЧ. Прямошумовые помехи и сигнал передатчика имеют одинаковую природу (в том числе выполнены по аналогичному схемотехническому исполнению), следовательно, выполняется условие (2). Исходя из этого, спектральные плотности помехи и сигнала радиосвязи складываются, что проиллюстрировано на рис. 6, а.

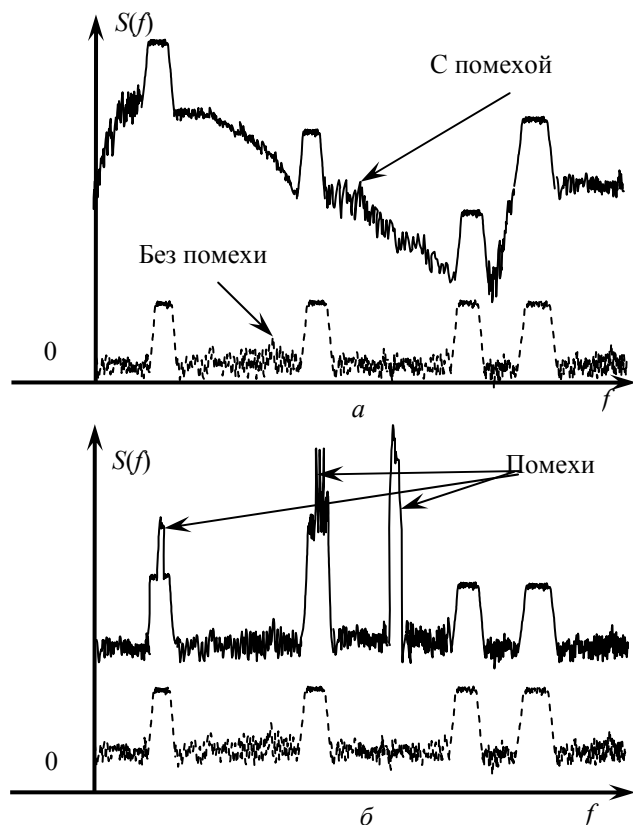


Рис. 6. Влияние преднамеренных помех на радиосвязь

Изменение спектральной плотности при воздействии аддитивной мощности сигнала прямошумовой помехи представлено рис. 6, а.

Эффективным способом борьбы с преднамеренными прямошумовыми помехами является адаптивное изменение динамического диапазона. В отличие от классических схемных решений радиометров [13, 14] в нулевых модифицированных радиометрах изменение динамического диапазона осуществляется без конструктивных изменений схемотехнической части приемника. Процесс перестройки динамического диапазона осуществляется оперативно, при помощи встроенных цифровых средств управления радиометром [15]. Ограничение работы описанного способа борьбы с прямошумовыми помехами заключается в конечном динамическом диапазоне линейности радиоприемного тракта и диапазоне изменения мощности опорных источников шумового сигнала радиометра [5].

В части воздействия модулированных шумовых помех радиометрический радиоканал уязвим в большей степени. Воздействие амплитудно-модулированных шумовых радиопомех проиллюстрировано на рис. 6, б.

Попадание такой помехи в рабочую полосу приемника с энергией, большей, чем энергия, приходящая на один дискрет цифрового кода длительности широтно-импульсного сигнала (эквивалент энергии приращения флюктуационной чувствительности [5]), приводит к искажению передаваемого бита. Решение данной проблемы может заключаться в применении алгоритма адаптивного синхронного изменения рабочих частот приемника и передатчика. Практическая реализация подобных алгоритмов применительно к нулевым модифицированным радиометрам в данной работе не рассматривается.

Аналогичные задачи по устранению влияния помех на радиометрические измерения решаются в работах [16–18]. Устранение влияния помех достигается при помощи прямой оцифровки результатов измерений с последующей обработкой на цифровых сигнальных процессорах [19]. Данные алгоритмы эффективно применяются для компенсационных радиометров. В открытых источниках аналогичных методов обработки сигналов для нулевых радиометров нами не выявлено.

Заключение. Предложен способ организации скрытного, помехозащищенного канала радиосвязи на основе недетерминированных радиосигналов. Рассмотрен метод передачи цифровой информации на основе частотного разделения. Показана эффективность применения многоприемниковых нулевых радиометров для реализации приемной части абонентского радиооборудования.

В рамках статьи недостаточно полно освещены вопросы эффективности радиосвязи при воздействии преднамеренных радиопомех и практической реализации технической части абонентских устройств. Ответы на эти и другие вопросы будут получены в последующих исследованиях, которые включают в себя работы по разработке имитационных макетов приемника и передатчика, принципиальных схем, созданию макетов и исследованию их характеристик, проведению экспериментов по передаче речевых сообщений, разработке алгоритмов адаптации к помеховой обстановке.

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

Литература

1. Борисов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи: вероятностно-временной подход / В.И. Борисов, В.М. Зинчук. – М.: РадиоСофт. – 2009. – 260 с.
2. Акулиничев Ю.П. Теория электрической связи / Ю. П. Акулиничев. – М.: Лань, 2010. – 240 с.
3. Краус Д.Д. Радиоастрономия / Д.Д. Краус. – М.: Сов радио, 1973. – 456 с.
4. Filatov A.V. The dynamic properties of a digital radiometer system and its operating efficiency / A.V. Filatov, A.V. Ubaichin // *Measurement Techniques*. – 2012. – Т. 54, № 10. – Р. 1–6.
5. Филатов А.В. Радиометрические системы нулевого метода измерений. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 276 с.
6. Филатов А.В. Двухканальный микроволновый радиометр повышенной точности / А.В. Филатов, А.В. Убайчин, Н.О. Жуков // *Радиотехника*. – 2011. – № 1. – С. 47–55.
7. Filatov A.V. A microwave four-channel null L-band radiometer / A.V. Filatov, A.V. Ubaichin, D.E. Paraev // *Instruments and Experimental Techniques*. – 2012. – Vol. 55, № 1. – Р. 59–64.
8. Filatov A.V. A two-receiver microwave radiometer with high transfer characteristic linearity / A.V. Filatov, A.V. Ubaichin, A.A. Bombizov // *Measurement Techniques*. – 2013. – Vol. 55, № 11. – Р. 1281–1286.
9. Филатов А.В. Микроволновый нулевой радиометр с комбинированной импульсной модуляцией / А.В. Филатов, Н.А. Каратаева, В.Д. Дмитриев // *Измерительная техника*. – 2007. – № 03. – С. 65–68.
10. Радзиевский В.Г. Особенности совместного применения маскирующих и имитирующих помех в условиях конфликтной радиолокации / В.Г. Радзиевский, Н.А. Шляхин // *Радиотехника*. – 1992. – № 1–2. – С. 18–24.
11. Коробка О.Г. Пасивна радіолокація. Загальні перспективи розвитку та конкретні зразки техніки // *Радіоелектронні і комп'ютерні системи*. – 2004. – № 2 (6). – С. 11–15.
12. Палий А.И. Радиозлектронная борьба: (Средства и способы подавления и защиты радиозлектронных систем). – М.: Воениздат, 1981. – 320 с.
13. Алексеев П.В. Микроволновый сканирующий радиометр интегрального влажностного зондирования атмосферы (МИВЗА) // *Исследование Земли из космоса*. – 2003. – № 5. – С. 68–77.
14. Микроволновый радиометр-спектрометр с предельными характеристиками для изучения Земли из космоса в диапазоне 6...220 ГГц / Ю.Б. Хапин, А.В. Кузьмин, А.Г. Семин, Е.А. Шарков //

Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. – 2013. – Т. 10, № 4. – С. 64–75.

15. Убайчин А.В. Линейность передаточной характеристики нулевых радиометров с комбинированной импульсной модуляцией при высоком динамическом диапазоне измеряемых шумовых температур // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2012. – Т. 55, № 9–3. – С. 130–133.

16. Первушин Р.В. Спектральный анализ при поляризационных измерениях в радиотеплолокации // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2011. – № 1. – С. 53–55.

17. Метод компенсации искажений, возникающих в корреляционном радиометре при воздействии / В.А. Калинин, Д.Н. Ивлев, В.С. Беагон, А.В. Калинин // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. – 2012. – № 7(1). – С. 71–78.

18. Калинин В.А. Корреляционный радиометр для антенных и интерферометрических измерений / В.А. Калинин, В.С. Беагон, А.В. Калинин // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. – 2011. – № 5(3). – С. 88–94.

19. Тимошенко А.Г. О влиянии разрядности и быстродействия ЦАП на параметры каналов связи / А.Г. Тимошенко, Л.В. Перцев, М.А. Можняков // Естественные и технические науки. – 2011. – № 6. – С. 447–449.

Убайчин Антон Викторович

Науч. сотрудник СКБ «Смена» ТУСУРа

Тел.: +7-952-883-67-67.

Эл. почта: dualog@mail.ru

Ubaichin A.V.

On the issue of a noise-immune radio communication by using a radiometric methods

The paper describes a new approach to noise-immune radio communication. The noise-immune properties are provided by a non-deterministic signal - white noise for information message transfer. The structure of a receiver and a transmitter is determined. The range, the detection possibility and the influence of radio interference are discussed.

Keywords: non-deterministic signals, zero radiometer multi-receiver radiometer, new types of radio communications, radio electronic warfare, anti-electronic intelligence, radio electronic intelligence opposition.

УДК 621.3.091.1

А.В. Убайчин, Е.В. Рогожников

Антенны с управляемой диаграммой направленности в задаче повышения чувствительности радиометрических систем

Описан способ увеличения чувствительности радиометров, использующих метод дифференциальных измерений, за счет упрощения конструкции входной СВЧ-части на примере модифицированного нулевого радиометра. Показана эффективность способа для реализации радиометрической системы бортового базирования. Проведен анализ предложенной структурной схемы устройства, рассмотрен алгоритм ее работы и управления.

Ключевые слова: нулевой радиометр, метод дифференциальных измерений, микроволновая радиометрия, пассивные СВЧ-устройства.

Радиометрические исследования являются одними из важнейших способов получения информации о состоянии окружающей среды из космоса [1, 2]. Неуклонный рост потребности к повышению качества данных, полученных радиометрическими методами, обуславливает все большие требования к техническим свойствам радиометров, таким как чувствительность, динамика измерений, абсолютная точность, надежность и массогабаритные параметры. Улучшение перечисленных характеристик свойственно процессу совершенствования широкого класса радиоизмерительной аппаратуры, однако в радиометрах, в силу специфики исследуемых радиотепловых сигналов и схемотехнического исполнения, повышение качества аппаратуры достигается лишь при совместном улучшении группы параметров.

Активно разрабатываются и применяются новые системные решения в создании перспективных средств радиометрической аппаратуры, позволяющие вывести основные технические характеристики радиометров на новый уровень [3, 4]. Несмотря на множество схемотехнических исполнений различных типов радиометров [5], дифференциальный метод измерений (его частный случай – нулевой метод) обуславливает наличие отдельных функциональных блоков, ограничивающих предельные технические характеристики радиометров. Примером функционального блока, ухудшающего потенциальные технические характеристики, является СВЧ-переключатель, устанавливаемый на входе приемника. Ослабление сигнала на входе радиометра приводит к увеличению шумовой температуры приемника, что сказывается на ухудшении флуктуационной чувствительности. Последние модели выпускаемых промышленностью СВЧ-переключателей для S -диапазона обладают уровнем собственных потерь 1...2,5 дБ. Реализация широкополосных СВЧ-переключателей на более высоких частотах (30...300 ГГц) с приемлемым уровнем ослабления затруднительна [6].

В работе приводится способ повышения чувствительности в модифицированных нулевых радиометрах с комбинированной импульсной модуляцией за счет реализации метода нулевых измерений без использования СВЧ-переключателя.

При создании радиометров бортового базирования на основе классических схемотехнических исполнений [7, 8] разработчикам приходится решать многокритериальную противоречивую задачу создания прибора, обладающего приемлемой долговременной стабильностью или высокой чувствительностью, динамикой, надежностью, низкими массогабаритными параметрами.

Например, в составе спутника «Метеор-3» использован компенсационный радиометр с долговременной стабильностью 25 с [9]. Реализованная в данном техническом решении долговременная стабильность не позволяет проводить непрерывные измерения с длительностью более 25 с, что сказывается на эффективности использования спутниковой аппаратуры. Процесс калибровки обуславливает наличие дополнительных технических средств в модуле полезной нагрузки спутника, что негативно влияет на массогабаритные параметры и надежность.

По сравнению с классическими схемами эффективным решением данной проблемы является применение радиометра, описанного в [3, 10]. Данный тип радиометров уступает компенсационному радиометру по сложности исполнения входной СВЧ-части – измерение шумовой температуры

антенны модифицированными нулевыми радиометрами реализуется при помощи СВЧ-переключателей, направленных ответвителей, генераторов СВЧ-шума. Усложнение входной части компенсируется значительным улучшением чувствительности [11].

При реализации модифицированного метода приема [11] использование СВЧ-переключателя можно избежать в случае применения пространственно разнесенных опорных источников шумового сигнала. Для реализации этого подхода требуется изменение пространственной ориентации диаграммы направленности антенны, что осуществляется, например, её механической перестройкой, как это показано на рис. 1.

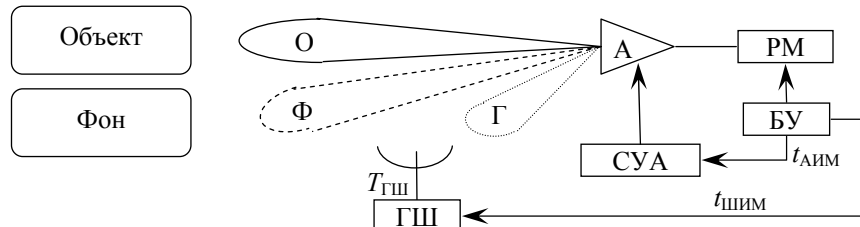


Рис. 1. Изменение пространственной ориентации приемной антенны

На рис. 1: антенна (А) с изменяемой диаграммой направленности (главный лепесток имеет положения «О» и «Ф», отмечен пунктиром, боковой лепесток с пространственным положением «Г» отмечен прерывистой линией), радиометр на основе модификации нулевого метода измерений (РМ), блок управления (БУ), система управления антенной (СУА), генератор шума (ГШ).

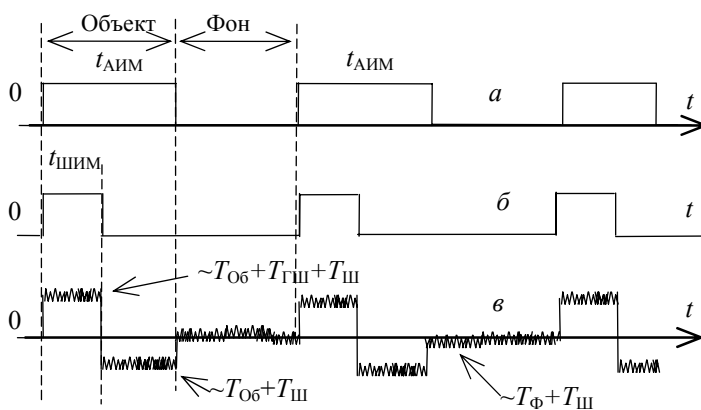


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие принцип работы радиометра

Управление работой системы производится по сигналам амплитудной и широтно-импульсной модуляции (рис. 2).

На рис. 2 $T_{Ш}$ – шумовая температура приемника радиометра, $T_{Об}$ – шумовая температура объекта, $T_{Ш}$ – сигнал генератора шума, $T_{Ф}$ – шумовая температура фонового излучения. Во время сигнала $t_{АИМ}$ (рис. 2, диаграмма а) антенна направлена на объект (рис. 1 положение «О» главного лепестка диаграммы направленности антенны). На вход радиометра поступает сигнал $T_{Об} + T_{Ш}$. Во время сигнала

$t_{ШИМ}$ (рис. 2, диаграмма б) включается генератор шума и на вход радиометра поступает сигнал, пропорциональный $\sim T_{Об} + T_{ГШ} + T_{Ш}$. Во время отсутствия сигналов $t_{АИМ}$ и $t_{ШИМ}$ антенна направлена в область фонового излучения (см. рис. 1 положение «Ф» главного лепестка антенны), тогда на вход радиометра поступает сигнал, пропорциональный $\sim T_{Ф} + T_{Ш}$. Анализ временных диаграмм, представленных на рис. 2, показывает, что модификация нулевого метода измерений [11] реализуется без применения СВЧ-переключателя с представленным (см. рис. 2) способом модуляции при выполнении условия $T_{Ф} > T_{Об}$.

Эффективность использования данного способа реализации модификации нулевого метода измерений иллюстрируется понижением шумовой температуры приемника в отсутствие СВЧ-переключателя.

Состав приемной части радиометрической системы представлен на рис. 3.

Приемная часть состоит из антенны (А), фидера (Ф), маломощного усилителя (МШУ), усилителя высоких частот (УВЧ), полосового фильтра (ПФ), квадратичного детектора (КД), низкочастотного блока обработки сигналов (НЧБ).

Рассчитаем приведенную ко входу приемника эффективную температуру $T_{ш}$ собственных шумов. Согласно [12] шумы усилительной части приемника $T_{ш,пр}$ рассчитываются по формуле

$$T_{ш,пр} = T_{ш,МШУ} + \frac{T_{ш,УВЧ}}{G_{МШУ}}, \quad (1)$$

где $T_{ш,МШУ}$ и $T_{ш,УВЧ}$ – шумовые температуры усилителей МШУ и УВЧ приемника, определяемые как $(F_{ш} - 1)T$, где $F_{ш}$ – коэффициент шума усилителей; T – температура рабочей среды радиометра; $G_{МШУ}$ – коэффициент усиления малошумящего усилителя. Для усилителей (МШУ – СМА-62+ и УВЧ – GVA-63+) при температуре окружающей среды $T = 300$ К: $T_{ш,МШУ} = 56,6$ К, $T_{ш,УВЧ} = 298,5$ К, $G_{МШУ} = 14,1$. После подстановки этих значений в формулу (1) получим $T_{ш,пр} = 77,7$ К.

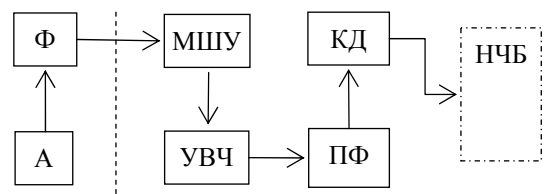


Рис. 3. Структура нулевого модифицированного радиометра

Во входном блоке радиометра при распространении сигнала через СВЧ-узлы, обладающие потерями, возникают новые шумы, которые пропорциональны величине потерь и определяются из следующей формулы (в случае, если узлы находятся при одной и той же температуре):

$$T_{ш,вх} = (1 - \alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_n) T_0, \tag{2}$$

где $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ – коэффициенты передачи отдельных узлов входного тракта, T_0 – термодинамическая температура входного узла (расчетное значение 290 К). Если передача сигнала происходит без потерь, т.е. $\alpha_1 = \alpha_2 = \dots = \alpha_n = 1$, то, как следует из (2), входной тракт не вносит дополнительных шумов. В рассмотренном радиометре (см. рис. 3) основные потери возникают при передаче сигнала через СВЧ-переключатель – сигнал ослабляется на -2 дБ (на примере использования НМС253LC4 $\alpha_1 = 0,794$). Тогда, подставляя данные величины в (2), получим $T_{ш,вх} = 107,02$ К.

Таким образом, полная эффективная температура собственных шумов будет равна $T_{ш} = T_{ш,пр} + T_{ш,вх} = 184,722$ К. Максимальная флуктуационная чувствительность модифицированного нулевого радиометра с приведенным выше типом модуляции (конфигурации входной СВЧ-части) описывается формулой [13]:

$$\Delta T_{\max} = \frac{\sqrt{2(T_{оп,1} + T_{ш})^2 + \frac{T_{оп,2}^2}{4}}}{\sqrt{2\Delta f \tau R}}, \tag{3}$$

где τ – постоянная времени синхронного фильтра; R – количество усредненных цифровых кодов длительности $t_{шум}$ в цифровом устройстве НЧБ на интервале одного измерения; $T_{оп1}$ и $T_{оп2}$ – шумовые температуры опорных источников шума. Принимая условия: $\Delta f = 50$ МГц, $\tau = 1$ мкс, $R = 100$, $T_{оп1} = 300$ К, $T_{оп2} = 50$ К (что соответствует динамическому диапазону измерений 50...300 К) и подставляя в (3), получим $\Delta T_{\max} = 0,686$ К.

При реализации радиометра по описанному выше способу с применением антенны с перестраиваемой диаграммой направленности, позволяющему не устанавливать СВЧ-переключатель на входе радиометра, шумовая температура системы понижается и, учитывая (2), принимает значение $T_{ш} = T_{ш,пр} = 77,7$ К. Уменьшение шумовой температуры приемника повышает флуктуационную чувствительность, которая с учетом (2) и условия отсутствия СВЧ-переключателя по (3) принимает значение: $\Delta T_{\max 1} = 0,535$ К.

Заключение. Использование разработанной входной СВЧ-части позволяет повысить флуктуационную чувствительность радиометрических систем, использующих дифференциальный метод измерений. В рассмотренной радиометрической системе на расчетном примере флуктуационная чувствительность повышена на 22 %.

Несмотря на эффективность способа, существуют ограничения по его применимости. Так, например, подразумевается, что на вход антенны поступает постоянный сигнал фонового излучения и генератора шума (см. рис. 1), что накладывает дополнительные требования к диаграмме направленности антенны. Описанный способ механической перестройки диаграммы направленности антенны ограничивает частоту модуляции в радиометре, что отрицательно сказывается при наблюдении быстроменяющихся радиотепловых портретов. Физические ограничения, связанные с временами переходных процессов в радиоизмерительном тракте и частотой модуляции нулевых радиометров, описаны в [11]. Понижение влияния данных эффектов при увеличении динамики работы разработанной схемы видится в использовании цифровых сигнальных процессоров и фазированных антенных решеток для электронного управления диаграммой направленности антенны.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта №13-07-98009 р_сибир_а.

Литература

1. Астафьева Н.М., Раев М.Д., Шарков Е.А. Портрет Земли из космоса. Глобальное радиотепловое поле // Природа. – 2006. – № 9. – С.20–35.
2. Гельцер А.А. Экспериментальная оценка ослабления радиоволн зимним лиственным лесом / А.А. Гельцер, Н.А. Кузнецова // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 2–2. – С. 26–28.
3. Filatov A.V. A microwave four-channel null L-band radiometer / A.V. Filatov, A.V. Ubaichin, D.E. Paraev // Instruments and Experimental Techniques. – 2012. – V. 55. – № 1. – С. 59–64.
4. Алексеев П.В. Микроволновый сканирующий радиометр интегрального влажностного зондирования атмосферы (МИВЗА) // Исследование Земли из космоса. – 2003. – № 5. – С. 68–77.
5. Camps A., Tarongi J.M. Microwave radiometer resolution optimization using variable observation times // Remote Sensing. – 2010. – Vol. 2. – P. 1826–1843
6. Гошин Г.Г. О применении метода электродинамического подобия при моделировании широкополосных устройств СВЧ / Г.Г. Гошин, А.В. Фатеев // Известия высших учебных заведений. Физика. – 2010. – Т. 53, № 9–2. – С. 180–181.
7. Анализ СВЧ-радиометрических данных L-диапазона, полученных в эксперименте на РС МКС / А.Б. Аквилонова, М.Т. Смирнов, О.О. Кузнецов, А.А. Халдин // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. – 2013. – Т. 10, № 2. – С. 252–262.
8. Космические радиометры L-диапазона / Н.А. Арманд, М.Т. Смирнов, Ю.Г. Тищенко и др. // Космонавтика и ракетостроение. – 2008. – № 2. – С. 39–43.
9. Микроволновый радиометр-спектрометр с предельными характеристиками для изучения Земли из космоса в диапазоне 6...220 ГГц / Ю.Б. Хапин, А.В. Кузьмин, А.Г. Семин, Е.А. Шарков // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. – 2013. – Т. 10, № 4. – С. 64–75.
10. Filatov A.V. The dynamic properties of a digital radiometer system and its operating efficiency / A.V. Filatov, A.V. Ubaichin. – Measurement Techniques. – 2012. – Vol. 54, № 10. – P. 1–6.
11. Филатов А.В. Радиометрические системы нулевого метода измерений / А.В. Филатов. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 276 с.
12. Алмазов–Долженко К.И. Шумовые параметры шестиполосников / К.И. Алмазов–Долженко, С.В. Пантыкин // Радиотехника. – 2009 – № 6. – С. 32–34.
13. Филатов А.В. Двухканальный микроволновый радиометр повышенной точности / А.В. Филатов, А.В. Убайчин, Н.О. Жуков // Радиотехника. – 2011. – № 1. – С. 47–55.

Убайчин Антон Викторович

Науч. сотрудник СКБ «Смена» ТУСУРа
Тел.: +7-952-883-67-67.
Эл. почта: dualog@mail.ru

Рогожников Евгений Викторович

Науч. сотрудник СКБ «Смена» ТУСУРа
Тел.: +7-952-883-67-67.
Эл. почта: dualog@mail.ru

Ubaichin A.V., Rogozhnikov E.V.

Using a tunable antenna diagram at the radiometers sensitivity enhancement

A new method of radiometer sensitivity enhancement is described. The effect is achieved by simplifying of radiometers input microwave part. Simplifying process is used only for differential type of radiometers. All scientific results are shown at particular case of differential type radiometers – null type radiometers. The calculated efficiency is shown for on-board null radiometer used in remote sensing.

Keywords: null radiometers, method of differential measurement, microwave radiometry, passive microwave devices.

УДК 621.397.4

Н.И. Мищенко, И.Н. Пустынский

Методы и средства повышения технических характеристик активно-импульсных телевизионно-вычислительных систем наблюдения

Рассматриваются принципы действия активно-импульсных телевизионно-вычислительных систем, предназначенных для наблюдения за объектами в различных условиях окружающей среды, в том числе при наличии оптических помех. Предлагаются методы и средства повышения характеристик систем: дальности видимости, чувствительности, качества изображений, помехоустойчивости, достоверности обнаружения и распознавания, точности измерения информативных параметров объектов.

Ключевые слова: телевизионная система, преобразователь, изображение объекта, излучатель, освещенность, контраст, наблюдение, дальность, помеха.

Принцип действия системы. В настоящее время для обнаружения, наблюдения и измерения параметров объектов в различных условиях окружающей среды применяются активно-импульсные телевизионно-вычислительные системы (АИТВС). Принцип их действия основан на импульсном методе подсветки поля зрения системы лазерными излучателями и стробировании по времени импульсов излучения, отраженных от объектов наблюдения. Системы могут применяться как в нормальных, так и в сложных условиях наблюдения за объектами: в солнечный день, в сумерки и ночью, при ограниченной или низкой прозрачности среды распространения излучения, при наличии дымки, тумана, различных осадков, естественных и искусственных световых помех [1].

В активно-импульсном режиме работы системы наблюдаемый объект подсвечивается лазерными импульсами излучения. Синхронно с импульсами подсветки выполняются стробирование и прием отраженного от объекта сигнала излучения электронно-оптическим преобразователем (ЭОП), снабженным быстродействующим затвором, открывающимся в такт с посылкой импульсов излучения. В момент прихода отраженного от наблюдаемого объекта импульса излучения затвор открывается на время длительности импульса стробирования. Если временная задержка между моментом излучения импульса подсветки и моментом открывания затвора равна времени прохождения излучения до объекта и обратно, то принимается сигнал, отраженный только от наблюдаемого объекта и окружающего его участка или зоны наблюдения по дальности. Глубина зоны наблюдения АИТВС определяется длительностью стробирующего импульса и временем открытого состояния затвора ЭОП, а дальность до зоны наблюдения объекта – величиной задержки импульса стробирования относительно импульса излучения [2, 3]. При постоянной частоте и уменьшении длительности импульсов излучения и стробирования повышаются качество изображения, помехоустойчивость, разрешающая способность, точность определения информативных параметров объектов, но уменьшается дальность видимости, равная глубине зоны наблюдения. Для увеличения глубины дальности видимости АИТВС применяются изменение задержки импульса стробирования относительно импульса подсветки, смещение или сканирование зоны наблюдения по дальности и согласованный с ними по времени прием отраженных от объекта импульсов излучения. После обзора, временной селекции и приема полезного сигнала от объекта производится обнаружение, распознавание, измерение дальности и других информативных параметров объекта интереса [4].

Сформированное входным объективом на фотокатод ЭОП изображение поля зрения АИТВС после преобразования и усиления яркости переносится через согласующий объектив с экрана ЭОП на светочувствительные элементы матрицы прибора с зарядовой связью (ПЗС) видеокамеры, обрабатывается аппаратно-программными средствами и отображается на мониторе оператора. Полученная в результате обработки телевизионно-вычислительными средствами видеoinформация используется для наблюдения, измерения, контроля и регистрации информативных параметров объектов. В зависимости от изменения условий окружающей среды применяются различные режимы работы

АИТВС: пассивные – непрерывный или импульсный стробируемый и активно-импульсные – без стробирования или с временной селекцией импульсов излучения, отраженных от объектов.

Пассивный режим работы системы. Основными требованиями, предъявляемыми к АИТВС, являются повышенные качество изображения и дальность наблюдения, которые зависят от внешних условий и режимов работы системы. Для адаптации к условиям наблюдения применяется оперативное изменение режимов работы и параметров системы. Пассивный непрерывный режим работы АИТВС без подсветки объектов наблюдения импульсами излучения применяется при нормальных уровнях естественной освещенности объекта и фона, позволяющих получить высокое качество изображения поля зрения системы.

Максимальная освещенность фона, достигающая в дневных условиях до 10^5 лк, снижает контраст изображения и дальность наблюдения объектов. Для защиты от высокой освещенности фона и яркости оптических помех применяется режим стробирования сигналов объектов. Если длительность стробирующих импульсов выбрана 100 нс, а частота стробирования и импульсной лазерной подсветки изменяется от 50 Гц до 5 кГц, то скважность импульсов стробирования и коэффициент подавления избыточной освещенности фона и яркости помех равны соответственно от 10^5 до 10^3 при условии достаточно надежного запирающего затвора ЭОП.

Избыточная освещенность фона и яркость естественных и искусственных световых помех могут не только ухудшать качество изображения, но и вызывать эффект насыщения ЭОП и видеокамеры. Для устранения эффекта насыщения применяется регулировка входной освещенности АИТВС. Для регулировки используется ручное или автоматическое изменение диафрагмы объективов ЭОП и ПЗС-камеры в зависимости от уровня освещенности фона, помех и объекта наблюдения. Прямое ручное или автоматическое изменение относительного отверстия объективов может обеспечить регулировку входной освещенности до 10^2 раз при незначительных изменениях отношения сигнала к шуму. Объективы с прямым управлением используются в видеокамерах, имеющих режимы автоматической регулировки усиления сигналов и автоматического электронного затвора, изменяющего экспозицию чувствительных элементов ПЗС-матрицы. Наиболее эффективным является применение вариообъективов с переменным фокусным расстоянием и с автодиафрагмой, которые поддерживают освещенность фотокатода ЭОП и матрицы ПЗС-камеры на постоянном уровне и могут обеспечить высококонтрастное, без засветки или затемнения изображение поля зрения системы при изменении входной освещенности в 10^2 – 10^3 раз.

Для защиты от световых перегрузок и адаптации АИТВС к изменениям внешних условий применяется автоматическая регулировка напряжений питания и усиления ЭОП. Лучшей чувствительностью к регулированию усиления является изменение напряжения на микроканальной пластине (МКП) и напряжения между выходом МКП и экраном. Каналы МКП обладают свойством самонасыщения усиления при увеличении выходного тока, что также позволяет эффективно подавлять световые помехи и предохраняет АИТВС от избыточной входной освещенности. Регулировка диафрагмы объективов, напряжений питания МКП и времени открытого состояния затвора ЭОП повышает качество изображений и дальность наблюдения АИТВС в дневных условиях, во время сумерек и в ночных условиях при изменении входной освещенности до 10^8 раз, от 10^5 лк днем при чистом небе до 10^{-3} лк в безлунную ночь.

Активный режим работы системы. Активный непрерывный режим работы АИТВС без стробирования импульсов излучения, отраженных от объекта наблюдения, применяется при низких уровнях естественной освещенности, недостаточных для получения высококачественного изображения в пассивном режиме работы системы. Активный непрерывный режим работы с подсветкой объектов импульсами излучения повышает качество изображения и дальность видимости системы при прозрачной для излучения атмосфере и минимальной входной освещенности до 10^{-4} лк в безлунную ночь и при сплошной облачности.

Предельная дальность наблюдения АИТВС, как и мощность лазерного излучения, зависят от частоты импульсов стробирования и равных им по частоте и длительности импульсов подсветки объектов. Для однозначного обнаружения объекта и измерения его дальности минимальный период следования импульсов должен превышать время прохождения светом расстояния до объекта наблюдения и обратно, так как при недостаточном периоде следования отраженный от объекта импульс излучения не успевает вернуться к приемнику до начала следующих импульсов подсветки и стробирования. Если в качестве источника подсветки выбран полупроводниковый лазерный излучатель, работающий с максимальной частотой повторения импульсов 5 кГц, то предельная дальность на-

блюдения АИТВС при достаточной мощности импульсов излучения и высокой прозрачности атмосферы равна 30 км. Максимальная дальность наблюдения в активно-импульсном режиме зависит от числа зон сканирования по дальности за время обзора. Если зоны сканирования расположены вплотную, без промежутков и перекрытий, то при длительности импульсов излучения и стробирования 100 нс и соответствующей им глубине зоны видимости 30 м, дальность наблюдения при высоких контрастах изображения объекта и времени обзора, равном периоду кадра ПЗС-камеры 20 мс, может достигать 3 км.

Дальность наблюдения АИТВС зависит не только от мощности излучения источника подсветки, но и от прозрачности атмосферы и окружающей среды в виде дымки, пыли, тумана, дождя, снега и других осадков. Качество изображения систем, работающих в сложных условиях наблюдения, значительно ухудшается, так как источник излучения подсвечивает как объекты наблюдения, так и фон, создающий обратное рассеянное в окружающей среде излучение и встречную засветку, снижающую контраст изображения и возможность достоверного визуального обнаружения, распознавания и идентификации изображений объектов [5]. Стробирование и временная селекция импульсов излучения, отраженных от объектов, значительно уменьшают яркость оптических помех, расположенных на других дальностях, и помех, вносимых встречной засветкой. Малая длительность стробируемых импульсов и временная селекция сигналов снижают рассеянное излучение фона, яркость локальных естественных и искусственных оптических помех в число крат, равное скважности импульсов стробирования, что значительно увеличивает контраст изображения объектов и дальность видимости системы в сложных условиях наблюдения.

Преимуществами импульсных лазерных излучателей являются высокая мощность и узкий спектр излучения. С учетом максимальной чувствительности фотокатода ЭОП и пропускания излучения окружающей среды применяются лазерные инфракрасные излучатели с длиной волны в диапазоне 845–850 нм. Для защиты от избыточной естественной освещенности фона и яркости помех в оптической системе ЭОП используются узкополосные интерференционные фильтры с полосой пропускания, соответствующей рабочей области спектра излучателя. Спектральная селекция сигналов может в $10\text{--}10^2$ раз уменьшать освещенность фона и яркость оптических помех, не совпадающих со спектром излучения подсветки. Изменение диафрагмы объективов и напряжений питания ЭОП, временная и спектральная селекции сигналов обеспечивают регулировку входной освещенности фона в диапазоне от 10^{-4} до 10^5 лк и позволяют повысить качество изображения поля зрения и помехоустойчивость системы при воздействии естественных и искусственных оптических помех.

Для увеличения быстродействия АИТВС необходимо уменьшать время обзора и обнаружения объекта, которые зависят от выбранного числа зон наблюдения по дальности и частоты их сканирования. В сложных условиях окружающей среды при средней мощности лазерного излучения до 200 мВт реальная дальность наблюдения АИТВС может составлять 400 м [4]. При такой дальности наблюдения и глубине зоны видимости 30 м в режиме обзора выбирается 14–16 сканируемых по дальности зон, расположенных вплотную или с небольшим перекрытием. Если время обзора равно периоду кадра, то частоту сканирования при выбранном числе зон необходимо повышать до 700–800 Гц. Для предельно допустимой частоты излучения 5 кГц за период сканирования зоны принимается и накапливается до 6–7 отраженных от объекта импульсов излучения. Накопление импульсов излучения, принятых за период сканирования, повышает отношение сигнала к шуму, так как суммирование зарядов элементов ПЗС-матрицы может осуществляться многократно после каждого импульса излучения, а шум в процессе считывания выходного электрического сигнала вносится лишь один раз.

Наиболее эффективным способом уменьшения времени обзора и обнаружения объектов является выбор частоты сканирования зоны, равной частоте импульсов излучения и стробирования, при котором из зоны наблюдения принимаются одиночные импульсы излучения отраженные от объекта и накапливаются за период кадра. В таком режиме работы при частоте сканирования 5 кГц и числе зон, равном 14–16, частота обзора может повышаться до 300–350 Гц и значительно увеличиваться быстродействие системы.

Режимы управления системы. В зависимости от принципов действия и условий наблюдения АИТВС может работать в ручном, полуавтоматическом и автоматическом режимах управления. В ручном режиме управления зона видимости устанавливается на выбранной дальности действия системы. Для обзора и поиска объекта вручную изменяются задержка импульса стробирования и смещение зоны видимости по дальности до появления и обнаружения в ней объекта наблюдения. После

распознавания объекта смещение зоны прекращается, определяется и регистрируется дальность до объекта. Недостатками ручного режима управления АИТВС являются малая глубина дальности видимости, равная величине зоны наблюдения, и необходимость ручного изменения задержки импульса стробирования и смещения зоны наблюдения по дальности.

В полуавтоматическом режиме управления АИТВС осуществляются программно-управляемое сканирование и обзор по дальности с частотой кадров ПЗС-камеры. Сканирование зоны в режиме обзора может выполняться как в прямом направлении при увеличении задержки импульсов стробирования и дальности, так и в обратном направлении при уменьшении задержки и дальности. После обнаружения объекта в поле зрения системы частота сканирования зоны уменьшается, и при появлении объекта в зоне наблюдения выполняется ручная остановка сканирования, распознавание и измерение дальности объекта. Автоматическое сканирование зоны по дальности и обнаружение объекта в поле зрения АИТВС являются преимуществом по сравнению с ручным режимом управления, но время обнаружения объекта в зоне наблюдения, остановка сканирования и распознавание объекта значительно превышают период кадра и уменьшают быстродействие системы.

В автоматическом режиме управления, как и в полуавтоматическом, выполняется программно-управляемое изменение задержки импульса стробирования, сканирование зоны наблюдения и обзор по дальности с частотой кадров. После селекции импульсов излучения, отраженных от объекта, приема сигналов и обнаружения объекта в зоне наблюдения выполняется автоматическая остановка сканирования, распознавание объекта и измерение его дальности. Автоматический режим управления позволяет уменьшить время обзора, обнаружения и измерения дальности объекта и повысить быстродействие АИТВС по сравнению с ручным или полуавтоматическим режимами управления. К недостаткам автоматического режима работы системы по сравнению с полуавтоматическим режимом следует отнести уменьшение отношения сигнала к шуму, достоверности обнаружения и распознавания объекта, полученных в результате повышения частоты сканирования и уменьшения числа сигналов, принятых за период сканирования зоны наблюдения.

Методы повышения характеристик системы. Для повышения отношения сигнала к шуму в режиме обзора применяется двухэтапный метод обнаружения и распознавания объектов. На первом этапе обнаружения сигналы импульсов излучения, отраженных от объекта, принимаются, суммируются в течение времени нахождения объекта в зоне наблюдения и сравниваются с первым пороговым уровнем решающего устройства цифровой обработки сигналов. После превышения сигналами первого порогового уровня сканирование зоны по дальности останавливается и выполняется переход системы на второй этап анализа и накопления сигналов. Если накопленные за время анализа сигналы превышают второй пороговый уровень, то принимается решение о достоверном обнаружении объекта наблюдения, выполняется распознавание и измерение дальности объекта. Если второй порог не превышает, то продолжается автоматическое сканирование и смещение зоны видимости по дальности в режиме обзора. При выборе времени анализа равном периоду кадра число накапливаемых сигналов может увеличиться от 6–7 в режиме обзора до 100 сигналов в режиме анализа. Накопление сигналов и улучшение отношения сигнала к шуму за время анализа повышают достоверность обнаружения и распознавания, точность измерения дальности и других информативных параметров объектов.

Контраст изображения и дальность обнаружения объекта зависят от расположения объекта относительно зоны наблюдения и его облученности импульсами излучения. В результате смещения зоны наблюдения в прямом направлении сканирования объект выделяется в начале зоны стробирования при положительном сигнале и контрасте в виде светлого, позитивного изображения на более темном фоне. При дальнейшем смещении зоны уровень сигнала и контраст изображения уменьшаются и изменяют свой знак на противоположный, так как объект подсвечивается не прямым, а обратным рассеянным в окружающей среде излучением фона. При отрицательных сигналах и контрастах в следующих зонах наблюдения формируются и выделяются негативные изображения объекта в виде темного силуэта на более светлом фоне обратного излучения. В режиме обзора для увеличения отношения сигнала к шуму и повышения достоверности обнаружения объектов может использоваться обратное направление сканирования и переход от максимальных отрицательных значений сигнала и негативных изображений к меньшим по абсолютной величине положительным сигналам и позитивным изображениям объектов. В режиме анализа для повышения точности измерения параметров, достоверности распознавания и идентификации объекта выбирается прямое направление

сканирования и выделяется наиболее информативное позитивное изображение объекта в положительном контрасте в начале или в центре зоны наблюдения.

Точность измерения дальности объекта зависит от ошибки определения временного положения сигнала объекта относительно импульса стробирования или зоны наблюдения. Точность измерения положения сигнала возрастает при увеличении крутизны фронтов сигнала и отношения сигнала к шуму. Поэтому для определения временного положения сигнала в режиме анализа могут использоваться максимальные крутизна фронтов и отношение сигнала к шуму, полученные при переходе от положительного сигнала и контраста изображения объекта к отрицательному сигналу и от отрицательного сигнала и контраста к положительному в результате изменения направления сканирования зоны. Точность определения положения объекта и зоны наблюдения по дальности возрастает при уменьшении шага и повышении частоты сканирования зоны. При выборе частоты сканирования в режиме анализа и накопления сигналов, равной 5 кГц, и смещении зоны в прямом и обратном направлениях сканирования 75–100 м шаг сканирования и точность измерения дальности составят соответственно 1,5–2 м. Для увеличения точности измерения параметров и достоверности распознавания быстро движущихся объектов может применяться стробирование и слежение за объектом наблюдения по дальности и по угловым координатам поля зрения системы [4].

Средства обработки видеоинформации. Цифровая обработка сигналов и изображений, измерение и контроль информативных параметров объектов, управление режимами работы АИТВС могут выполняться на базе современных персональных компьютеров. Для обработки сигналов и изображений в реальном времени, повышения качества изображений, точности измерения параметров объектов применяются устройства, реализованные на основе быстродействующих универсальных или цифровых сигнальных процессоров и программируемой логики на базе программируемых логических интегральных схем.

Эффективность АИТВС может значительно увеличиться в результате применения новых методов и принципов построения системы, при которых обработка видеоинформации производится не дополнительными аппаратно-программными средствами на выходе ПЗС-камеры, а в самом процессе преобразования, формирования, выборки и считывания видеоданных. Эту задачу можно решить в результате разработки принципиально новых аппаратно-программных средств на основе комбинированных металл-окисел полупроводниковых (КМОП) преобразователей с произвольным доступом, выборкой светочувствительных элементов, с управляемыми режимами накопления и считывания зарядов элементов матрицы. Разработка и создание АИТВС на базе КМОП-преобразователей с электронным сканированием элементов матрицы, программно-управляемыми параметрами зоны наблюдения по дальности и автоматическим переключением режимов работы позволят решить задачу адаптации АИТВС к изменяющимся внешним условиям окружающей среды. Основным преимуществом метода считывания и обработки видеоинформации на основе КМОП-технологии является очень высокий уровень интеграции, который достигается за счет реализации многих функций системы на одной сверхбольшой интегральной схеме, позволяющей объединить сложные узлы или блоки устройства на одном чипе. На базе КМОП-преобразователей могут создаваться программно-управляемые устройства, представляющие собой объединение на одном кристалле непосредственно матрицы светочувствительных фотодиодов, модулей коммутации элементов с координатной адресацией, в которых могут храниться и считываться адреса элементов матрицы, формирующих зоны наблюдения по дальности и окна сканирования по угловым координатам поля зрения системы. Совмещенные с КМОП-преобразователем логические схемы могут обеспечить адаптивное управление частотой и размерами зон видимости и окон сканирования, регулировку экспозиции элементов матрицы, синхронизацию импульсов излучения подсветки, стробирования сигналов и сканирования зоны наблюдения. Применение принципиально новых аппаратно-программных средств на базе КМОП-матрицы и отдельных ее элементов позволит разработать и создать адаптивную, многофункциональную АИТВС, эффективно работающую как в нормальных, так и в сложных условиях наблюдения.

Заключение. Регулировка диафрагмы входного и согласующего объективов, напряжений питания ЭОП, временная и спектральная селекция сигналов повышают качество изображений и дальность действия АИТВС в широком диапазоне изменения освещенности фона, яркости естественных и искусственных оптических помех, прозрачности атмосферы и окружающей среды. Преимуществами автоматического режима управления по сравнению с ручным и полуавтоматическим режимом являются уменьшение времени обзора, обнаружения, распознавания, измерения дальности объекта

и повышение быстродействия АИТВС. Накопление сигналов и улучшение отношения сигнала к шуму за время анализа сигнала при двухэтапном методе обнаружения объектов увеличивает достоверность обнаружения и распознавания объектов. Изменение направления сканирования зоны по дальности, использование в режиме анализа положительного и отрицательного контрастов изображений объекта увеличивают точность измерения дальности объектов. Реализация предлагаемых методов на базе стандартных ПЗС-камер и телевизионно-вычислительных средств или на основе КМОП-преобразователей позволит повысить основные технические характеристики и эффективность работы АИТВС в различных условиях окружающей среды.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках базовой части государственного задания № 2014/225 по проекту 769.

Литература

1. Гейхман И.Л. Видение и безопасность / И.Л. Гейхман, В.Г. Волков. – М.: РАЕН, 2009. – 840 с.
2. Кирпиченко Ю.Р. Видеоинформационные системы наблюдения / Ю.Р. Кирпиченко, М.И. Курячий, И.Н. Пустынский // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 2 (26), ч. 1. – С. 105–110.
3. Пустынский И.Н. Особенности построения систем измерительного телевидения / И.Н. Пустынский, М.И. Курячий, А.Г. Костевич, Н.И. Мищенко // Изв. вузов. Приборостроение. – 2005. – № 11. – С. 13–18.
4. Мищенко Н.И. Возможные пути улучшения технических характеристик телевизионных измерительных систем // Доклады ТУСУРа. – 2008. – № 2 (18), ч. 2. – С. 40–43.
5. Kopeika N.S. A system engineering approach to imaging. – Bellingham, WA, USA: SPIE Optical Engineering Press, 1998. – 679 p.

Мищенко Николай Иванович

Ст. науч. сотр. каф. телевидения и управления ТУСУРа
Тел.: 41-33-68
Эл. почта: mish@tu.tusur.ru

Пустынский Иван Николаевич

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. телевидения и управления ТУСУРа
Тел.: (382-2) 41-34-23
Эл. почта: in@tu.tusur.ru

Mishchenko N.I., Pustynsky I.N.

Methods and means of increasing technical characteristics of active pulse television computing systems for supervision

The paper considers the principles of operation of active pulse television computing systems for supervision over objects in various environmental conditions, even in presence of an optical noise source. We offer the following methods and means of increasing technical characteristics: visibility range, sensitivity, image quality, noise stability, reliability of detection and recognition, accuracy in measuring informative parameters of objects.

Keywords: television system, converter, object image, radiator, illumination, contrast, supervision, range, noise.

УДК 621.317.7

А.А. Савин

Линейная обработка верификационных измерений векторного анализатора цепей в составе зондовой станции

Предложен алгоритм верификации векторных анализаторов цепей, выполняющих измерения параметров устройств на полупроводниковой пластине. Основой алгоритма являются специальная модель прибора во временной области и интерполяция частотных характеристик рядом Котельникова. Выполнено экспериментальное исследование алгоритма в диапазоне частот до 110 ГГц.

Ключевые слова: векторный анализатор цепей, S-параметры, калибровка, зондовая станция, полупроводниковая пластина, верификация, систематическая погрешность.

Задача верификации векторного анализатора цепей в составе зондовой станции. Измерение S-параметров интегральных микросхем в диапазонах СВЧ и КВЧ на полупроводниковой пластине производится с помощью векторных анализаторов цепей (ВАЦ) в составе зондовой станции. Достижение высокой точности измерений возможно только после выполнения калибровки измерительной установки. Существуют различные методы калибровки ВАЦ [1]. Для калибровки двухпортовых ВАЦ с качественной изоляцией измерительных портов используют специальную 10-параметрическую модель измерительной системы. Независимо от специфики применения ВАЦ (измерения в коаксиальном волноводе либо измерения на полупроводниковой пластине при помощи зондов) модель прибора содержит два искажающих адаптера: для первого и второго портов. Каждый адаптер содержит по три параметра. К указанным шести параметрам добавляются четыре параметра, которые характеризуют влияние приемного порта при прямом и обратном зондировании. От точности определения всех параметров во многом зависит точность измерения S-параметров тестируемого устройства. По разным причинам не существует идеального метода калибровки ВАЦ. В результате влияние искажающих параметров не может быть полностью исключено коррекцией, и возникает систематическая погрешность измерений. Величина систематической погрешности зависит от эффективных (действующих после калибровки или остаточных) параметров ВАЦ.

Эффективные параметры ВАЦ определяются с помощью специальной процедуры, называемой верификацией. Известны несколько методов верификации, которые позволяют определить абсолютные значения эффективных параметров. К ним относится, например, тест на биения. Другой метод – сравнение калибровок, предполагающий наличие некоторого эталонного способа калибровки. Часто для верификации ВАЦ в составе зондовой станции используют именно сравнение калибровок. Однако в этом случае о качестве эталонной калибровки можно судить только по косвенным признакам. Известны методы верификации, разработанные для применения в коаксиальном волноводе, которые основаны на разделении эффективных параметров во временной области и позволяют определить комплексные оценки эффективных параметров. Наличие информации о фазе может позволить существенно повысить точность путем применения вторичной коррекции измерений. Так, например, в работах [2, 3] рассмотрены результаты обработки экспериментальных измерений в коаксиальном волноводе для двух алгоритмов, которые формируют оценки комплексных значений эффективных параметров однопортового ВАЦ. Оба подхода используют в качестве верификационного стандарта линию передачи достаточной длины.

Важной отличительной особенностью работы на полупроводниковой пластине, по сравнению с коаксиальным волноводом, являются малые размеры доступных линий передачи. В результате разрешающая способность во временной области оказывается низкой даже с учетом широкого диапазона рабочих частот. Тем не менее в работе [4] показано, что применение алгоритма, предложенного в [3], возможно и при низкой разрешающей способности во временной области. В качестве экспериментальной базы в работах [3, 4] использованы измерения в коаксиальном волноводе. В работе [5] рассмотрен алгоритм верификации двухпортового ВАЦ и приведены примеры обработки верификационных измерений ВАЦ в коаксиальном волноводе и на полупроводниковой пластине. Дан-

ный алгоритм использует модель представления комплексных частотных характеристик эффективных параметров с помощью интерполяции кубическими сплайнами. Нелинейная модель системы существенно увеличивает нагрузку на вычислитель. В данной работе предлагается упрощенная модель, требующая значительно меньших вычислительных ресурсов. Рассмотрим линейную модель системы и алгоритм обработки верификационных измерений ВАЦ в составе зондовой станции.

Модель калиброванной измерительной системы и методика верификации. Для калибровки ВАЦ в составе зондовой станции применяют специальные калибровочные пластины, содержащие все необходимые меры (измерительные стандарты). Размеры мер малы, а значит, все эффективные параметры (погрешности калибровки), зависящие от неточности задания параметров мер, будут сконцентрированы вблизи плоскости калибровки (плоскость сочленения зондов первого и второго порта). Фактически это означает, что эффективные параметры локализованы во временной области. С учетом последнего замечания рассмотрим специальную модель калиброванного прибора при верификации.

Существуют верификационные пластины, которые содержат несколько прецизионных линий передачи с открытыми или короткозамкнутыми портами. При подключении к ВАЦ линии с некоторой известной длиной l возникает рассредоточение локализованных во временной области эффективных параметров. Введем обозначения эффективных параметров ВАЦ: D – направленность; R – трекинг отражения; S – рассогласование источника; T – трекинг передачи; L – рассогласование нагрузки. На рис. 1 показана модель ВАЦ при тестировании и измерении коэффициента отражения линии с открытым или короткозамкнутым портом. Модель справедлива для любого порта ВАЦ. Первым на вход поступает сигнал, определяемый направленностью порта. На расстоянии $2 \cdot l$ от него располагается сигнал, пропорциональный трекингу отражения. Далее располагается сигнал, зависящий от рассогласования источника порта ВАЦ. Таким образом, все три сигнала локализованы в различных областях по оси расстояния и характеризуют некоторый эффективный параметр. Частотные свойства каждого сигнала заданы ограниченным набором комплексных опорных отсчетов. Очевидно, что параметры второго и третьего сигналов также зависят от свойств линии и холостого хода или короткого замыкания на ее свободном порту. На рис. 2 показана модель ВАЦ при тестировании и измерении коэффициента отражения линии на проход, т.е. при подключении прибора к обоим портам линии. В этом случае имеем две составляющие: направленность передающего порта и рассогласование нагрузки приемного порта.

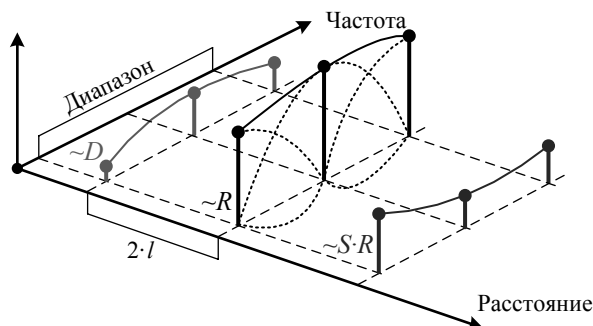


Рис. 1. Модель калиброванной измерительной системы при подключении к одному порту линии с открытым или короткозамкнутым свободным портом

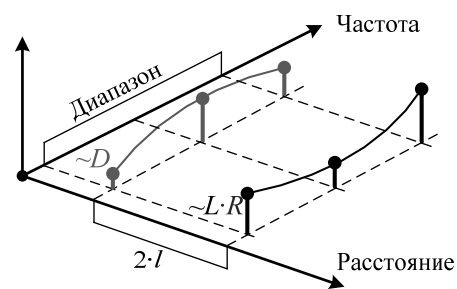


Рис. 2. Модель калиброванной измерительной системы при подключении к двум портам линии передачи и измерении коэффициента отражения

Модель ВАЦ при тестировании и измерении коэффициента передачи линии на проход содержит всего одну компоненту во временной области, характеризующую T . Рассмотренные модели точно согласованы с математической моделью ВАЦ в виде потокового графа, используемого при стандартных процедурах калибровки и коррекции.

Измерения параметров рассеяния верификационных стандартов могут выполняться с малым шагом по частоте. Количество опорных отсчетов в рабочем диапазоне должно быть меньше, чем число измерительных точек. Локализация во временной области определяет относительно медленный характер изменения свойств эффективных параметров калиброванного ВАЦ. Поэтому очень важной частью модели измерительной системы при верификации является способ представления частотных характеристик каждого из парциальных сигналов. В работах [3–5] использована интерполяция кубическими сплайнами, которая обладает малой методической погрешностью представле-

ния произвольной комплексной функции. В данной работе для расчета частотной характеристики парциального сигнала на произвольной частоте по опорным отсчетам использована интерполяция рядом Котельникова (базисные функции показаны пунктирными линиями на рис. 1 для сигнала, пропорционального R).

Рассмотрим методику верификации двухпортового ВАЦ, подключенного к зондовой станции. Для достижения наилучших результатов необходимо выполнить несколько манипуляций с верификационной линией передачи максимальной длины. Во-первых, опустить зонд первого порта ВАЦ на первый порт линии и измерить коэффициент отражения Γ_{O1} (только прямое зондирование) в диапазоне частот работы ВАЦ. Далее, не поднимая первый зонд, опустить зонд второго порта ВАЦ на второй порт линии и измерить полную матрицу рассеяния с элементами S_{11} , S_{21} , S_{12} и S_{22} . Затем, подняв зонд первого порта ВАЦ, измерить Γ_{O2} (только обратное зондирование). И наконец, измерить коэффициент отражения короткозамкнутой линии для первого Γ_{S1} и второго Γ_{S2} портов. Отметим, что индексы «O» и «S» при обозначении коэффициентов отражения Γ получены от Open (холостой ход) и Short (короткое замыкание). Далее в соответствии с рассмотренной моделью необходимо выполнить обработку полученных измерений и сформировать оценки неизвестных эффективных параметров ВАЦ.

Алгоритм верификации векторного анализатора цепей. Наборы опорных отсчетов для каждого парциального сигнала объединим в векторы. Вектор состояния, подлежащий оцениванию, составим из десяти векторов, содержащих комплексные опорные отсчеты эффективных параметров для прямого и обратного направлений зондирования:

$$\mathbf{x} = \left[\mathbf{D}_F^T \quad \mathbf{R}_F^T \quad \mathbf{S}_{1F}^T \quad \mathbf{L}_{1F}^T \quad \mathbf{T}_F^T \quad \mathbf{D}_R^T \quad \mathbf{R}_R^T \quad \mathbf{S}_{1R}^T \quad \mathbf{L}_{1R}^T \quad \mathbf{T}_R^T \right]^T, \quad (1)$$

где индексы F и R указывают направление зондирования (прямое и обратное соответственно). Векторы \mathbf{S}_1 и \mathbf{L}_1 для прямого и обратного зондирования введены для обозначения поэлементных произведений $\mathbf{S} \cdot \mathbf{R}$ и $\mathbf{L} \cdot \mathbf{R}$ соответственно, так как именно они фигурируют в модели системы. Зная указанные произведения и \mathbf{R} , несложно найти \mathbf{S} и \mathbf{L} .

Для обработки составного вектора измерений

$$\mathbf{z} = \left[\Gamma_{O1}^T \quad \Gamma_{S1}^T \quad \Gamma_{O2}^T \quad \Gamma_{S2}^T \quad S_{11}^T \quad S_{21}^T \quad S_{12}^T \quad S_{22}^T \right]^T \quad (2)$$

с целью оценки вектора состояния \mathbf{x} необходимо определить связь этих двух векторов. При использовании принятого метода интерполяции можно записать

$$\mathbf{z} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}, \quad (3)$$

где матрица линейного преобразования вектора состояния в вектор наблюдения имеет вид

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{W} & \mathbf{W}_1 & \mathbf{W}_2 & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} \\ \mathbf{W} & \mathbf{W}_3 & \mathbf{W}_4 & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{W} & \mathbf{W}_1 & \mathbf{W}_2 & \mathbf{O} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{W} & \mathbf{W}_3 & \mathbf{W}_4 & \mathbf{O} & \mathbf{O} \\ \mathbf{W} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{W}_5 & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{W}_6 & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} \\ \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{W}_6 \\ \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{W} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{W}_5 & \mathbf{O} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

здесь \mathbf{O} – нулевая матрица; \mathbf{W} , $\mathbf{W}_1 - \mathbf{W}_6$ – матрицы, столбцы которых составлены из значений функции отсчетов $\text{sinc}(k) = \sin(k)/k$ с различными аргументами: $k = (f-f_i)/\Delta f$, где f – значения частот, в которых выполнены верификационные измерения; f_i – частота положения i -й опорной точки; i – номер столбца; Δf – шаг размещения опорных точек по частоте. Нижний индекс матрицы \mathbf{W} означает, что при формировании матрицы необходимо учесть комплексный коэффициент передачи линии и комплексные коэффициенты отражения короткого замыкания или холостого хода, которые зависят от частоты. В частности, индексы означают: 1 – необходимо учесть изменения сигнала при распространении в линии до холостого хода, при отражении от холостого хода и при распространении в линии обратно; 2 – необходимо дважды учесть изменения, характерные для 1; 3 – необходимо учесть изменения сигнала при распространении в линии до короткого замыкания, при отражении от короткого замыкания и при распространении в линии обратно; 4 – необходимо дважды учесть изменения, характерные для 3; 5 – необходимо учесть изменения сигнала при распространении в линии в одном и в противоположном направлениях; 6 – необходимо учесть изменения сигнала при распространении в линии лишь в одном направлении. Размерности матриц \mathbf{O} и \mathbf{W} равны и определяется

размерностью вектора опорных отсчетов одного парциального сигнала и числом измерительных точек по частоте.

Для решения уравнения (3) воспользуемся методом наименьших квадратов. В результате иско-мая оценка может быть найдена по формуле

$$\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{C}^H \cdot \mathbf{C})^{-1} \cdot \mathbf{C}^H \cdot \mathbf{z}, \quad (5)$$

где \mathbf{H} – оператор Эрмитава сопряжения.

Экспериментальные оценки эффективных параметров. Экспериментальные исследования предложенного алгоритма выполнены при помощи ВАЦ PNA компании Agilent Technologies. Использована зондовая станция PM8 в составе с зондами ACP-L GSG компании Cascade Microtech. Проведена высокоточная калибровка multiline TRL [6] в копланарном волноводе. Измерения проведены в диапазоне частот от 50 МГц до 110 ГГц. Общее число частотных точек составило 242 с разным шагом в начале и конце диапазона, а размерность вектора наблюдений равна 1936. На верификационной пластине выбрана линия длиной 8,25 мм. Первая опорная точка расположена на частоте $f_1 = 50$ МГц, вторая – 10 ГГц и далее через 10 ГГц. Таким образом, интервал по частоте при размещении опорных отсчетов составил $\Delta f = 10$ ГГц, число опорных отсчетов для каждого эффективного параметра оказалось равным 12, а общее число неизвестных (размерность вектора состояния) – 120. Отметим, что расчет коэффициента передачи линии выполнен с учетом потерь в линии. Коэффициент отражения открытого порта линии принят равным 1 на всех частотах. Коэффициент отражения короткозамкнутого порта линии принят равным -1 на всех частотах.

Оценки эффективных параметров низкого уровня для прямого и обратного зондирования показаны на рис. 3 и 4 соответственно.

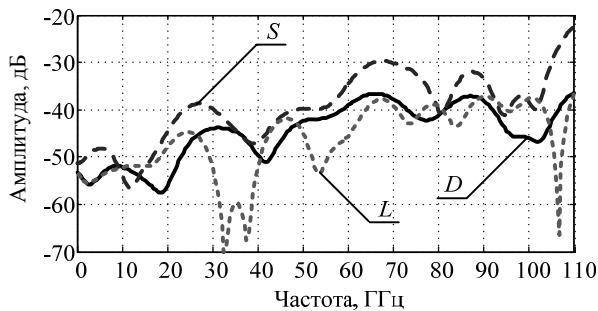


Рис. 3. Амплитуды эффективных значений направленности, согласования источника и согласования нагрузки для прямого зондирования

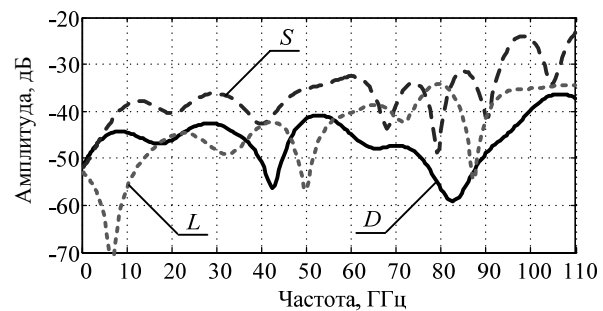


Рис. 4. Амплитуды эффективных значений направленности, согласования источника и согласования нагрузки для обратного зондирования

Оценки эффективных параметров высокого уровня для прямого и обратного зондирования показаны на рис. 5 и 6 соответственно. На графиках через T' обозначена оценка трекинга передачи, полученная алгоритмом из [5], который использует сплайн-интерполяцию.

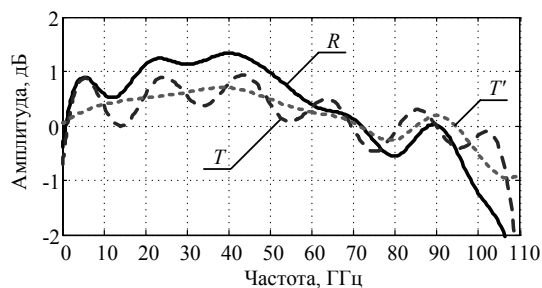


Рис. 5. Амплитуды эффективных значений трекингов отражения и передачи для прямого зондирования

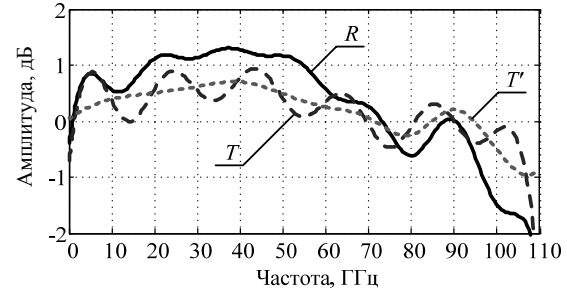


Рис. 6. Амплитуды эффективных значений трекингов отражения и передачи для обратного зондирования

Полученные оценки соответствуют точности, заявленной производителем калибровочной пластины. Значения амплитуды оценок эффективных параметров низкого уровня фактически определены повторяемостью соединителя (т.е. зонда) при повторных подключениях. Большие величины

трекингов отражения можно объяснить погрешностями описания верификационных стандартов и принятого способа интерполяции. Последнее, в частности, выражается в характерном отклонении графиков T от T' . Тем не менее рассмотренный алгоритм формирует достаточно точные оценки, а скорость расчета в отличие от прочих алгоритмов существенно выше, что важно при практической реализации в программном обеспечении ВАЦ.

Заключение. В работе рассмотрен удобный для практического применения алгоритм обработки верификационных данных при определении точности измерений на полупроводниковой пластине. Выполнена экспериментальная апробация предлагаемого подхода. Для получения максимально достоверных оценок эффективных параметров ВАЦ необходимы точное электромагнитное моделирование и расчет действительных параметров верификационных стандартов: коэффициента передачи планарной линии и коэффициентов отражения открытого и короткозамкнутого портов линии.

Автор выражает благодарность Владимиру Губе из НПК «ТАИР» (Томск, Россия) за помощь в интерпретации результатов работы и Андрею Румянцеву из Бранденбургского университета технологий (BTU, Котбус, Германия) за консультативную поддержку работы и предоставленные экспериментальные измерения.

Работа выполнена в рамках проекта РФФИ 14-07-31312.

Литература

1. Губа В.Г. Классификация и анализ методов калибровки векторных анализаторов цепей / В.Г. Губа, А.А. Ладур, А.А. Савин // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2(24), ч. 1. – С. 149–155.
2. Determination of the Complex Residual Error Parameters of a Calibrated One-Port Vector Network Analyzer / G. Wübbeler, C. Elster, T. Reichel, R. Judaschke // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 2009. – Vol. 58, issue 9. – P. 3238–3244.
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 82nd 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 / V.G. Guba, A. Rumiantsev, B.D. Maxson // Proceedings of the 83rd ARFTG Microwave Measurement Conference. – Tampa, USA, 2014 (принято к публикации).
6. 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.

Савин Александр Александрович

Канд. техн. наук, директор НИИ радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: +7-952-806-20-96

Эл. почта: saasavin@mail.ru

Savin A.A.

Linear processing of verification data of vector network analyzer for wafer-level application

The article describes a new algorithm for verification of residual errors in calibrated two-port vector network analyzers for wafer-level applications. Calibration residual errors are extracted from a distance-frequency system model with the Kotelnikov interpolation and special time-domain technique. Experimental studies were conducted at the wafer-level for the 110 GHz frequency band.

Keywords: Vector network analyzer, S-parameters, calibration, probe station, on-wafer equipment, verification, systematic error.

УДК 621.314

С.А. Бычков, В.В. Шкоркин

Трансформатор тороидальной конструкции с заданным распределением напряженности магнитного поля

Для снижения помехоэмиссии импульсных источников вторичного электропитания предложена конструкция тороидального трансформатора с заданным распределением напряженности магнитного поля в ближней зоне.

Ключевые слова: источники вторичного электропитания, помехоэмиссия, рациональная компоновка, угловое распределение напряженности поля трансформатора тороидальной конструкции.

В настоящее время требования к энергопреобразующей аппаратуре по помехоэмиссии ужесточаются. Обеспечение защиты от помех в источниках вторичного электропитания (ИВЭП) с повышением частот преобразования и плотности компоновки элементов становится важнейшей задачей конструирования аппаратуры в целом.

Исследование промышленных образцов ИВЭП показало, что при минимизации площадей излучающих контуров наибольший уровень помех создают электромагнитные элементы – силовые дроссели и трансформаторы. Создаваемые ими паразитные излучения представляют собой поля рассеяния. Поля рассеяния силовых электромагнитных элементов (трансформаторов, дросселей) оказывают паразитное влияние своими кондуктивными наводками на печатные проводники и компоненты электронных схем преобразовательных устройств, что приводит к ложному срабатыванию электронных элементов и повышению кондуктивных электромагнитных помех на входных и выходных цепях преобразователей. Как правило, электромагнитные помехи, создаваемые электромагнитными элементами, являются определяющими в общем уровне радиопомех от преобразовательных устройств.

Графическое изображение характеристики направленности поля в ближней зоне называют угловым распределением напряженности (магнитного или электрического) поля [1]. Угловое распределение напряженности магнитного поля силового трансформатора тороидальной конструкции с равномерным распределением витков обмоток по периметру магнитопровода в азимутальной плоскости имеет форму «восьмерки» (рис. 1), как у магнитного диполя [2].

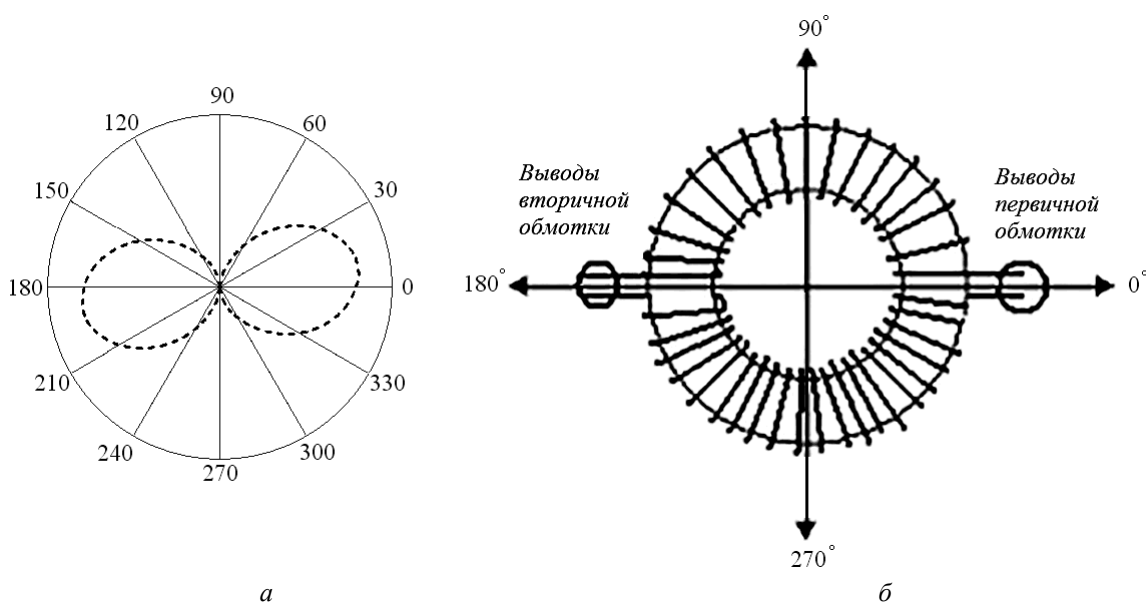


Рис. 1. Поле рассеяния силового трансформатора в азимутальной плоскости (а) и условная система отсчета (б)

Для обеспечения устойчивой работы преобразователя и снижения уровня кондуктивных помех на входных и выходных цепях преобразователей необходимо учитывать направление максимумов напряженности внешнего магнитного поля с целью уменьшения их влияния на восприимчивые элементы схемы преобразователей, а также на входные и выходные цепи, уровень кондуктивных помех которых ограничен техническими требованиями. Особенно остро этот вопрос стоит при настройке полупроводниковых преобразовательных устройств с высокой плотностью монтажа элементов при промышленном производстве.

Авторами статьи экспериментально установлено, что положение максимумов в угловом распределении напряженности магнитного поля в относительной системе отсчета у силовых трансформаторов и дросселей тороидальной конструкции при равномерном распределении витков обмотки на сердечнике зависит от качества намотки. Так как практически невозможно изготовить электромагнитный элемент с идеальной равномерной намоткой, то малейшее (случайное) отклонение намотки от равномерной приводит к появлению поля рассеяния со случайным распределением напряженности магнитного поля в азимутальной плоскости. Таким образом, угловые распределения максимумов напряженностей магнитных полей электромагнитных элементов из одной партии при производстве будут иметь разные азимутальные направления.

Авторами спроектирован трансформатор тороидальной конструкции с заданным угловым расположением минимумов и максимумов напряженности магнитного поля путем преднамеренного создания неоднородностей в намотке, расположенных друг против друга. Витки обмоток трансформатора равномерно распределены по периметру магнитопровода. Между выводами первичной обмотки создана первая неоднородность в виде пропуска трех витков. Вторая неоднородность, созданная между выводами вторичной обмотки, также выполнена в виде пропуска трех витков. Выводы первичной и вторичной обмоток расположены друг против друга.

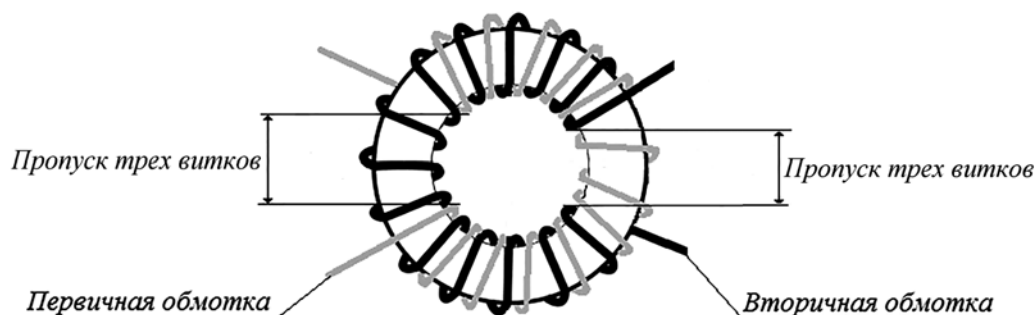


Рис. 2. Неоднородности в обмотках трансформатора

Для исследования углового распределения напряженности магнитного и электрического полей изготовлен поворотный стол из диэлектрического материала, позволяющий установить испытуемый образец на любой угол в трех ортогональных плоскостях относительно измерительной антенны [2]. Измерения напряженности магнитного поля, создаваемого трансформаторами, проводятся в соответствии с ГОСТ Р 51320–99 [3] при условии равномерного распределения витков обмоток по периметру сердечника и при введении в них зазоров. Силовые трансформаторы мостовой и однотактной обратноточковой схем преобразователей выполнены на кольцевых сердечниках молибденового пермаллоя марки МП 140 (2 шт.) с разным количеством витков первичной и вторичной обмоток. В ходе измерений находят максимальные значения напряженности магнитного поля при прочих равных условиях.

Угловое распределение напряженности магнитного поля трансформатора в азимутальной плоскости построено по экспериментально снятым данным с использованием программы MathCAD в полярной системе координат. За 0° в азимутальной плоскости принято место установки выводов первичной обмотки, а выводы вторичной обмотки совмещены со 180° . Результаты экспериментов показали (рис. 3), что при создании двух неоднородностей в намотке трансформатора их угловые положения совпадают с угловыми положениями минимумов напряженности магнитного поля в азимутальной плоскости, и такое положение «восьмерки» не зависит от схемы преобразователя и количества витков обмоток трансформатора. Однако создание этих неоднородностей в намотке приводит к увеличению напряженности магнитного поля трансформатора на 6–10 дБ.

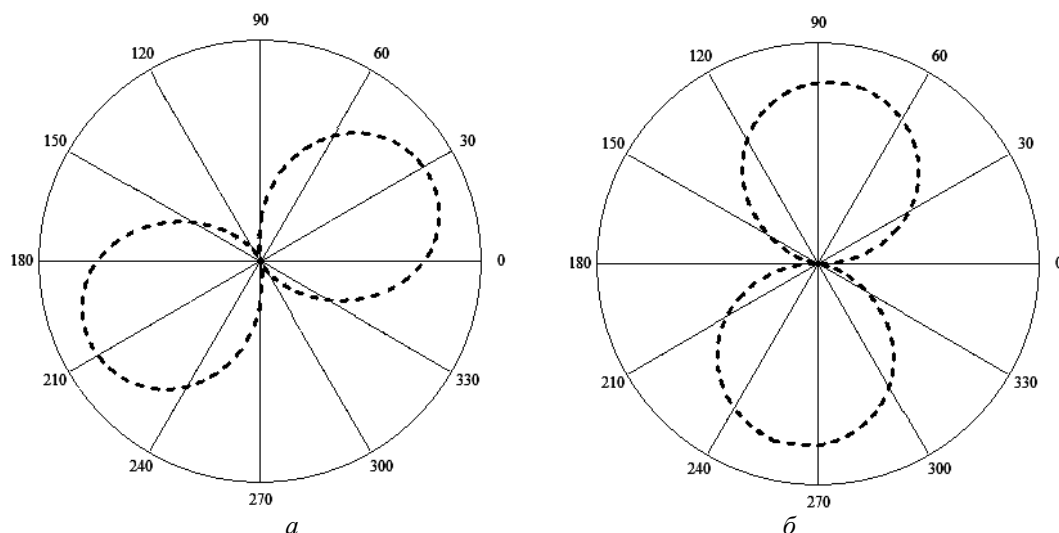


Рис. 3. Угловое распределение напряженности магнитного поля трансформатора:
 а – равномерная намотка; б – введены неоднородности в намотку

Полученные результаты можно использовать для обеспечения устойчивой работы ИВЭП и снижения уровня кондуктивных помех на входных и выходных цепях. Поле рассеяния трансформатора наводит ток помех на всех цепях ИВЭП. Минимальные и максимальные значения напряженности поля отличаются друг от друга не более чем на 40 дБ, поэтому необходимо размещать силовой трансформатор в конструкции таким образом, чтобы максимумы напряженности магнитного поля не были направлены на восприимчивые элементы схемы, а также на входные и выходные цепи, уровень кондуктивных помех которых оценивается.

Литература

1. Белоцерковский Г.Б. Антенны. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Оборонгиз, 1962. – 492 с.
2. Бычков С.А. Физическая модель трансформатора тороидальной конструкции как излучателя магнитного поля / С.А. Бычков, В.В. Шкоркин // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 1 (31). – С. 51–53.
3. ГОСТ Р 51320–99. Совместимость технических средств электромагнитная. Радиопомехи промышленные. Методы испытаний технических средств – источников промышленных радиопомех. – М.: Госстандарт РФ, 2000. – 27 с.

Бычков Сергей Алексеевич

Аспирант каф. промышленной электроники ТУСУРа,
 инженер по испытаниям 3-й кат. ОАО «Научно-производственный центр «Полус»
 Тел.: 8 (3-822) 55-59-90
 Эл. почта: polus@online.tomsk.net

Шкоркин Вячеслав Васильевич

Канд. техн. наук, начальник сектора ЭМС ОАО «Научно-производственный центр «Полус»
 Тел.: 8 (3-822) 55-59-90
 Эл. почта: polus@online.tomsk.net

Bychkov S.A., Shkorkin V.V.

Toroidal transformer with preset magnetic field distribution

We offer a toroidal transformer with preset near-field distribution to reduce interference emission of switched mode secondary power supply.

Keywords: Secondary power sources, emission, rational layout, angular distribution of the field strength of the toroidal transformer design.

УДК 621.372:621.375

Г.Н. Якушевич

Математическая модель активного четырехполюсника для широкополосного усилителя с четырехполюсником параллельной обратной связи

Получена математическая модель активного четырехполюсника для широкополосного усилителя с четырехполюсником параллельной обратной связи (ОС) на основе заданных коэффициентов передачи, отражения активного четырехполюсника с ОС и параметров четырехполюсника параллельной обратной связи.

Ключевые слова: математическая модель, активный четырехполюсник, широкополосный усилитель, четырехполюсник параллельной ОС.

В работе [1] при разработке усилителя используется декомпозиционный метод синтеза (ДМС). ДМС предполагает, что требования к активному устройству предварительно преобразуются в требования к корректирующим и согласующим цепям (КЦ и СЦ), которые представляются в виде областей допустимых значений (ОДЗ) иммитанса или коэффициента отражения цепей на фиксированных частотах. Далее КЦ и СЦ синтезируются по указанным ОДЗ. В работах [2, 3] было показано, что прежде чем охватить активный элемент (транзистор) двухполюсником обратной связи, необходимо приблизить параметры активного элемента к требуемым параметрам активного четырехполюсника.

В работах [2, 3] были получены математические модели активных четырехполюсников для широкополосных усилителей с двухполюсниками параллельной и комбинированной ОС на основе требуемых параметров в виде следующей функциональной зависимости: $[S] = F([S_{OC}], [Y_{OC}])$. В работах [4–6] предложены алгоритмы моделирования и проектирования широкополосных усилителей на основе полученных математических моделей активного четырехполюсника. Показан выигрыш на верхней частоте в коэффициенте усиления широкополосного усилителя с двухполюсником параллельной ОС по отношению к номинальному коэффициенту передачи по мощности [2–6]. Но выигрыш в коэффициенте передачи на верхней частоте уменьшается с уменьшением коэффициента передачи четырехполюсника с параллельной ОС, так как начинают влиять параметры двухполюсника параллельной ОС. Поэтому представляет интерес получение математической модели активного четырехполюсника для широкополосного усилителя с четырехполюсником параллельной ОС в виде приведенной выше функциональной зависимости.

Постановка задачи. Математическую модель активного четырехполюсника для широкополосного усилителя с четырехполюсником параллельной ОС найдем в виде аналитических выражений для требуемых параметров активного элемента без четырехполюсника параллельной ОС, рассчитанных по заданным коэффициентам передачи, отражения усилителя с ОС и структуры четырехполюсника параллельной ОС

Математическая модель. Определение математической модели активного четырехполюсника для широкополосного усилителя с четырехполюсником параллельной ОС для схемы, приведенной на рис. 1, проведем в матричном виде. Для этого примем следующие обозначения:

$$[S_{OC}] = \begin{bmatrix} S_{11OC} & S_{12OC} \\ S_{21OC} & S_{22OC} \end{bmatrix}, [S_{AЧ}] = \begin{bmatrix} S_{11AЧ} & S_{12AЧ} \\ S_{21AЧ} & S_{22AЧ} \end{bmatrix}, [Y_{ЧOC}] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix},$$

это обобщенные матрицы параметров рассеяния широкополосного усилителя с четырехполюсником параллельной ОС, параметров рассеяния активного четырехполюсника и параметров четырехполюсника параллельной ОС.

Алгоритм нахождения матрицы требуемых параметров рассеяния активного четырехполюсника для широкополосного усилителя с четырехполюсником параллельной ОС запишется в следующем виде [2]:

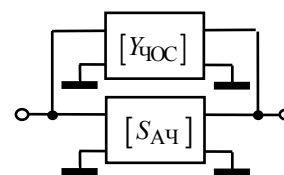


Рис. 1. Активный четырехполюсник с четырехполюсником параллельной ОС

$$[S_{Aч}] = 2 \left(2([S_{OC}] + [E])^{-1} - [Y_{чOC}] \right)^{-1} - [E], \quad (1)$$

где $[E]$ – единичная матрица.

Из выражения (1), с учетом введенных выше обозначений, получим математическую модель в виде аналитических выражений для требуемых S -параметров активного четырехполюсника для широкополосного усилителя с ОС [7], при этом ошибочный ранее знак «+» перед последним слагаемым в числителе формулы (5) исправлен на знак «-»

$$S_{11Aч} = \frac{4S_{11OC} + 2[Y_{11}(S_{11OC} + 1) + Y_{22}(S_{22OC} + 1 - S_S OC) + Y_{12}S_{21OC} + Y_{21}S_{12OC}] - Y_Y S_S OC}{4 - 2[Y_{11}(S_{11OC} + 1) + Y_{22}(S_{22OC} + 1) + Y_{12}S_{21OC} + Y_{21}S_{12OC}] + Y_Y S_S OC}; \quad (2)$$

$$S_{12Aч} = \frac{2(2S_{12OC} + Y_{12} S_S OC)}{4 - 2[Y_{11}(S_{11OC} + 1) + Y_{22}(S_{22OC} + 1) + Y_{12}S_{21OC} + Y_{21}S_{12OC}] + Y_Y S_S OC}; \quad (3)$$

$$S_{21Aч} = \frac{2(2S_{21OC} + Y_{21} S_S OC)}{4 - 2[Y_{11}(S_{11OC} + 1) + Y_{22}(S_{22OC} + 1) + Y_{12}S_{21OC} + Y_{21}S_{12OC}] + Y_Y S_S OC}; \quad (4)$$

$$S_{22Aч} = \frac{4S_{22OC} + 2[Y_{11}(S_{11OC} + 1 - S_S OC) + Y_{22}(S_{22OC} + 1) + Y_{12}S_{21OC} + Y_{21}S_{12OC}] - Y_Y S_S OC}{4 - 2[Y_{11}(S_{11OC} + 1) + Y_{22}(S_{22OC} + 1) + Y_{12}S_{21OC} + Y_{21}S_{12OC}] + Y_Y S_S OC}, \quad (5)$$

где $Y_Y = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}$, $S_S OC = (S_{11OC} + 1)(S_{22OC} + 1) - S_{12OC}S_{21OC}$.

Полученные соотношения (2)–(5) позволяют рассчитывать требуемые $S_{Aч}$ – параметры активного четырехполюсника для широкополосного усилителя на основе заданных коэффициентов прямой S_{21OC} и обратной S_{12OC} передачи, коэффициентов отражения S_{11OC} и S_{22OC} , заданных $Y_{чOC}$ -параметров четырехполюсника параллельной ОС.

Из полученного соотношения (3) найдем коэффициент обратной передачи S_{12OC} :

$$S_{12OC} = \frac{S_{12Aч} \{4 - 2[Y_{11}(S_{11OC} + 1) + Y_{22}(S_{22OC} + 1) + Y_{12}S_{21OC}] + Y_Y S_S OC\} - 2Y_{12} S_S OC}{S_{12Aч} (2Y_{21} + Y_Y S_{21OC}) + 4 - 2Y_{12} S_{21OC}}, \quad (6)$$

где $S_S OC = (S_{11OC} + 1)(S_{22OC} + 1)$.

Тогда с учетом выражения (6) соотношения (2), (4), (5) запишутся

$$S_{11Aч} = \frac{2S_{11OC} + Y_{11}(1 + S_{11OC}) + Y_{12}S_{21OC} + S_{12Aч} S_A}{2 - Y_{11}(1 + S_{11OC}) - Y_{12}S_{21OC}}; \quad (7)$$

$$S_{21Aч} = \frac{4S_{21OC} + 2Y_{21}(1 + S_{11OC})(1 + S_{22OC}) - 2Y_{12}S_{21OC}^2 + S_{12Aч} S_A S_B}{[2 - Y_{11}(1 + S_{11OC}) - Y_{12}S_{21OC}][2 - Y_{22}(1 + S_{22OC}) - Y_{12}S_{21OC}]}; \quad (8)$$

$$S_{22Aч} = \frac{2S_{22OC} + Y_{22}(1 + S_{22OC}) + Y_{12}S_{21OC} + S_{12Aч} S_B}{2 - Y_{22}(1 + S_{22OC}) - Y_{12}S_{21OC}}, \quad (9)$$

где $S_A = S_{21}Y_{22} + (S_{11} + 1)Y_{21}$, $S_B = S_{21}Y_{11} + (S_{22} + 1)Y_{21}$.

Полученные соотношения (7)–(9) определяют математическую модель активного четырехполюсника для широкополосного усилителя с четырехполюсником ОС в виде аналитических выражений требуемых S -параметров активного четырехполюсника без четырехполюсника ОС.

Задавая значения коэффициентов отражения S_{11OC} , S_{22OC} и значение комплексного коэффициента передачи S_{21OC}^* широкополосного усилителя с ОС в виде $S_{21OC}^* = |S_{21OC}| \exp(i \Theta_{21OC})$, где $|S_{21OC}|$ и Θ_{21OC} – модуль и фаза комплексного коэффициента передачи, для заданной структуры четырехполюсника ОС по соотношениям (7)–(9) можно рассчитать требуемые S -параметры активного четырехполюсника без четырехполюсника ОС.

Требуемые S -параметры идеально однонаправленного активного четырехполюсника для согласованного широкополосного усилителя с четырехполюсником параллельной ОС. Для идеально однонаправленного активного четырехполюсника $S_{12Aч} = 0$, а для согласованного широко-

полосного усилителя $S_{11OC} = S_{22OC} = 0$. Тогда согласно (7)–(9) требуемые S -параметры и номинальный коэффициент передачи по мощности $G_{НОМ}$ определяются выражениями:

$$S_{12OC} = \frac{Y_{12}}{2 + Y_{12} S_{21OC}}; \tag{10}$$

$$S_{11AЧ} = \frac{Y_{11} + Y_{12} S_{21OC}}{2 - Y_{11} - Y_{12} S_{21OC}}; \tag{11}$$

$$S_{21AЧ} = \frac{2(2S_{21OC} + Y_{21} - Y_{12} S_{21OC}^2)}{(2 - Y_{11} - Y_{12} S_{21OC})(2 - Y_{22} - Y_{12} S_{21OC})}; \tag{12}$$

$$S_{22AЧ} = \frac{Y_{22} + Y_{12} S_{21OC}}{2 - Y_{22} - Y_{12} S_{21OC}}; \tag{13}$$

$$G_{НОМ} = |S_{21AЧ}|^2 / [(1 - |S_{11AЧ}|^2)(1 - |S_{22AЧ}|^2)]. \tag{14}$$

На рис. 2 приведены зависимости модулей коэффициентов передачи $|S_{21AЧ}|$, $|S_{21OC}|$ и коэффициентов передачи по мощности $G_{НОМ}$ для активного четырехполюсника с однонаправленными четырехполюсниками OC ($Y_{11} = Y_{22} = Y_{12} = 0$) R -типа, RL -типа, RC -типа [2, 3] для коэффициента передачи широкополосного усилителя $|S_{21OC}| = 6$ дБ от фазы коэффициента передачи $\Theta_{21OC AЧ}$.

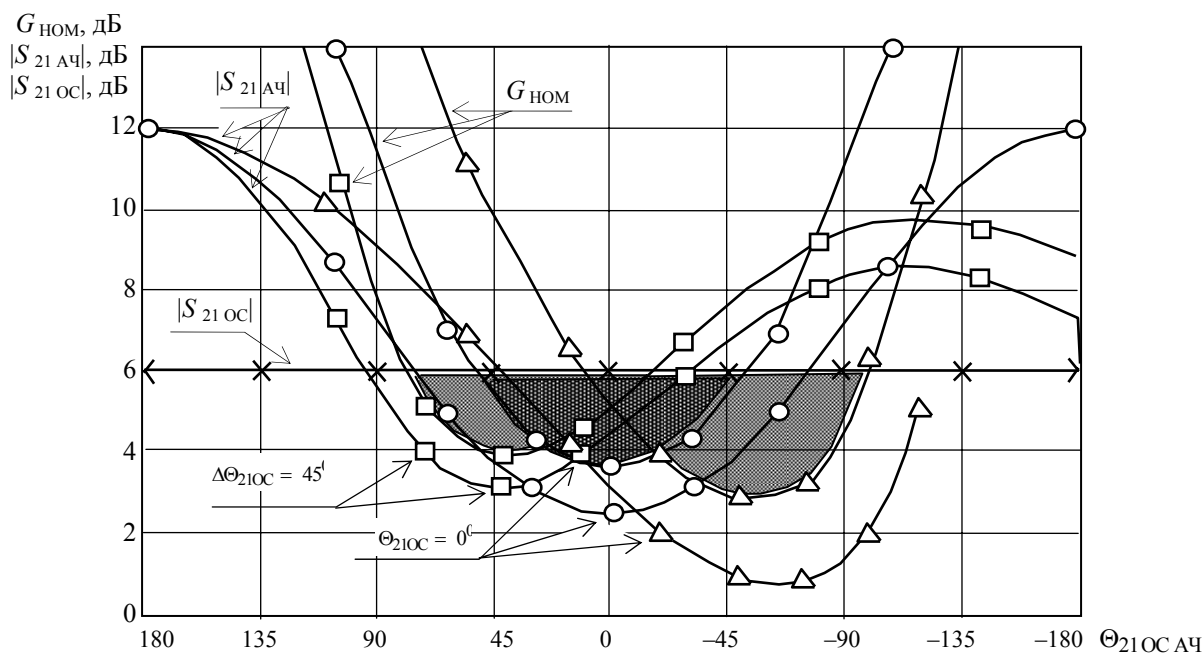


Рис. 2. Зависимости модулей коэффициентов передачи $|S_{21AЧ}|$, $|S_{21OC}|$ и коэффициентов передачи по мощности $G_{НОМ}$ для активного четырехполюсника с однонаправленными четырехполюсниками OC: \circ – R -типа; \square – RL -типа; \triangle – RC -типа от фазы коэффициента передачи $\Theta_{21OC AЧ}$

Анализ зависимостей, приведенных на рис. 2, показывает, что в областях ниже коэффициента передачи для каскада широкополосного усилителя с OC $|S_{21OC}| = 6$ дБ получается выигрыш по коэффициенту усиления и по верхней граничной частоте по отношению к номинальному коэффициенту передачи по мощности активного элемента (см. заштрихованные области). Для активного четырехполюсника с однонаправленными четырехполюсниками OC RL -типа выигрыш составляет 2,16 дБ, R -типа – 2,5 дБ, RC -типа – 3,15 дБ.

Приведенные в табл. 1 значения выигрыша коэффициентов передачи $|S_{21OC}|$ активного четырехполюсника с R -двухполюсником OC и с однонаправленным R -четырёхполюсником OC показывают, что с уменьшением коэффициента передачи $|S_{21OC}|$ активного четырехполюсника с R -двухполюсником OC величина выигрыша уменьшается, а для активного четырехполюсника с однонаправленным R -четырёхполюсником OC остается постоянной.

Таблица 1

**Выигрыш в коэффициенте передачи $|S_{21OC}|$ активного
четырёхполюсника с R -двухполюсником ОС
и с однонаправленным R -четырёхполюсником ОС**

| $ S_{21OC} $, дБ | 6 | 12 | 20 |
|--|------|------|------|
| Выигрыш с R -двухполюсником ОС, дБ | 0,56 | 1,29 | 1,97 |
| Выигрыш с однонаправленным R -четырёхполюсником ОС, дБ | 2,5 | 2,5 | 2,5 |

В общем случае зависимости S -параметров активного элемента отличаются от требуемых S -параметров активного четырёхполюсника, приведенных на рис. 2, и для их сближения на входе и выходе активного элемента включают фазирово-трансформирующие цепи (ФТЦ), фазирово-согласующие цепи (ФСЦ), симметрирующие цепи (СЦ) [2–6].

Математическое моделирование широкополосного усилителя с однонаправленным R -четырёхполюсником ОС. Математическое моделирование проведем на основе, приведенной на рис. 3 эквивалентной схемы кристалла [8], отражающей в широком диапазоне частот частотные свойства полевого транзистора по алгоритму проектирования, предложенному в работе [5].

Принципиальная схема широкополосного усилителя на полевом транзисторе $VT1$ с четырёхполюсником ОС на основе схемы каскода общий сток ($VT2$) – общий затвор ($VT3$) приведена на рис. 4. СЦ на выходе и индуктивность в истоке приближают S -параметры полевого транзистора $VT1$ к требуемым параметрам активного четырёхполюсника, приведенным на рис. 1. Значения элементов эквивалентной схемы полевых транзисторов $VT1$, $VT2$, $VT3$ приведены в табл. 2.

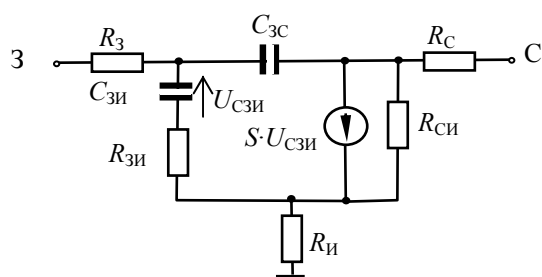


Рис. 3. Эквивалентная схема кристалла полевого транзистора

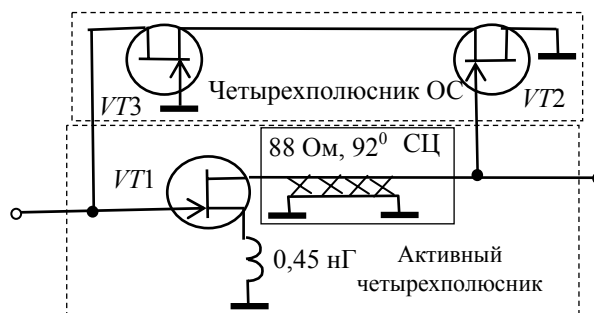


Рис. 4. Принципиальная схема широкополосного усилителя с четырёхполюсником ОС

Таблица 2

Значения элементов эквивалентной схемы полевых транзисторов

| Параметры | $R_{3и}$, Ом | $R_{си}$, Ом | $C_{3и}$, пФ | $C_{3с}$, пФ | S , А/В | R_3 , Ом | $R_с$, Ом | $R_и$, Ом |
|------------------------------------|---------------|---------------|---------------|---------------|-----------|------------|------------|------------|
| Полевого транзистора $VT1$ | 5 | 400 | 1 | 0,01 | 0,06 | 2 | 2 | 2 |
| Полевого транзистора ОС $VT2, VT3$ | 20 | 1600 | 0,25 | 0,0025 | 0,015 | 8 | 8 | 8 |

На рис. 5 приведены результаты расчета S -параметров широкополосного усилителя с четырёхполюсником ОС на основе схемы каскода общий сток ($VT2$) – общий затвор ($VT3$). Результаты математического моделирования показывают выигрыш в коэффициенте усиления по отношению к номинальному коэффициенту передачи по мощности на частоте 8 ГГц порядка 2 дБ (см. рис. 5, а).

В работах [1, 2] приведены результаты экспериментальных исследований, подтверждающие достоверность аналогичных теоретических исследований с помощью математического моделирования на основе эквивалентных схем активных элементов.

Полученные результаты. Определены алгоритмическая математическая модель в виде выражения (1) и аналитическая математическая модель в виде выражений (7)–(9) для требуемых параметров активного четырёхполюсника для широкополосного усилителя с четырёхполюсником ОС, к которым необходимо приблизить параметры активного элемента, прежде чем ввести четырёхполюсник ОС.

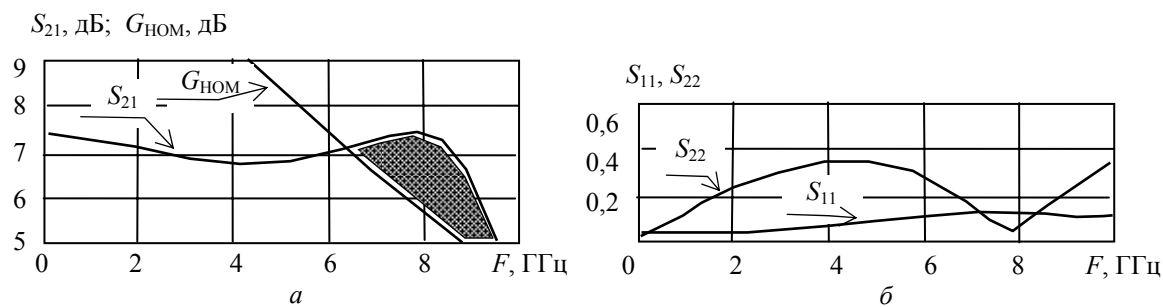


Рис. 5. Коэффициенты S_{21} и $G_{\text{НОМ}}$ (а), S_{11} и S_{22} (б) широкополосного усилителя с четырехполюсником ОС

Литература

1. Разработка GaAs-pHEMT-монокристаллического малошумящего усилителя диапазона 3–20 ГГц с использованием программ «визуального» проектирования / И.М. Добуш, А.А. Самуилов, А.А. Калентьев и др. // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2013. – № 4 (30). – С. 39–44.
2. Якушевич Г.Н. Математическая модель активного четырехполюсника для широкополосного СВЧ-усилителя с двухполюсником параллельной обратной связи // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2009. – №2 (20). – С. 32–37.
3. Якушевич Г.Н. Математическая модель активного четырехполюсника для широкополосного усилителя с двухполюсниками комбинированной обратной связи // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – №1 (25). – С. 34–39.
4. Якушевич Г.Н. Алгоритм расчета транзисторного широкополосного усилителя с двухполюсником параллельной обратной связи // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – №1 (21), ч. 2. – С. 63–68.
5. 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.
6. Якушевич Г.Н. Алгоритм расчета транзисторного широкополосного усилителя с двухполюсниками комбинированной обратной связи // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2013. – № 1 (27). – С. 28–33.
7. Jakushevitch G.N. A Model of the Active Four-port for the Wide Band UHF Amplifier with the Parallel Feedback Two-Port // The third International Symposium «Appfication of the Conversion Research Results for International Cooperation» (SIBKONVERS'99). Proceedings. – Tomsk: Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 1999. – P. 161–162.
8. Зи С. Физика полупроводниковых приборов: пер. с англ.; в 2 кн. – Кн. 1. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Мир, 1984. – 456 с.

Якушевич Геннадий Николаевич

Канд. техн. наук, доцент каф. средств радиосвязи ТУСУРа

Тел.: (382-2) 41-37-09

Эл. почта: mrc@main.tusur.ru

Jakushevitch G.N.

A mathematical model of an active four-pole network for a wideband amplifier with four-port parallel feedback

The paper describes a math model of an active four-port network for a wideband amplifier with four-port parallel feedback (FB). The model is built to provide the necessary transfer coefficient and reflection coefficients of the system after introduction the feedback. The feedback four-port parameters are specified.

Keywords: mathematical model, active four-pole, wideband amplifier, four -port parallel feedback.

УДК 621.382.323

Л.Э. Великовский, П.Е. Сим

Оптимизация омических контактов к AlGaN/GaN-транзисторам с высокой подвижностью электронов

Рассматриваются проблемы оптимизации состава омических контактов к транзисторам с высокой подвижностью электронов на основе гетероструктуры $Al_xGa_{1-x}N/GaN$, сформированной на подложках из кремния, сапфира и карбида кремния. В результате проведения исследований были найдены зависимости контактного сопротивления от соотношения толщин слоев металлизации на основе Ti/Al/Mo/Au. Оптимизированный состав контактной металлизации обеспечивает низкое контактное сопротивление ($0,3-0,5 \text{ Ом} \cdot \text{мм}$) при гладкой морфологии поверхности омических контактов.

Ключевые слова: транзистор с высокой подвижностью электронов (HEMT), быстрый термический отжиг, омические контакты, метод длинных линий, нитрид галлия.

Сопротивление омических контактов оказывает сильное влияние на важнейшие параметры СВЧ-транзисторов на основе GaN. Для производства таких транзисторов необходимо минимизировать разброс сопротивления омических контактов по пластине и от пластины к пластине, а также обеспечить приемлемые для используемой технологии производства рельеф поверхности и неровность границ контактов.

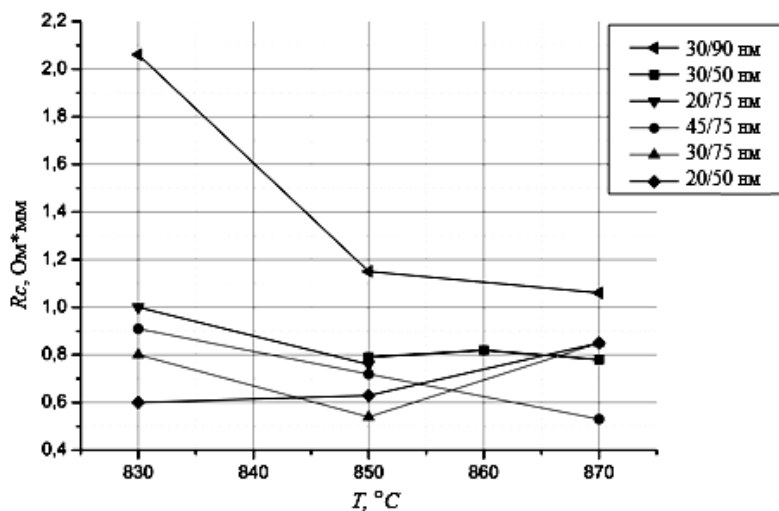
В литературе проблемы качества омических контактов связывают с образованием в ходе отжига высокоомных соединений Al_2O_3 , Au_5Al_2 и $AuAl_2$ [1–3], а также с неоптимальным составом слоев металлизации контакта [2, 4]. Поэтому для решения задачи по оптимизации технологии и структуры формирования контактов необходим учет всех факторов, влияющих на формирование контакта, и глубокое понимание химических реакций, происходящих в процессе отжига металлизации контакта.

Самым распространенным типом металлизации омических контактов является система Ti/Al/Барьерный слой/Au. Механизм формирования омического контакта к AlGaN/GaN до конца не изучен, но известно, что для образования низкоомного контакта к GaN необходимо образование TiN на границе и в глубине нитрида галлия. Для получения одновременно низкого контактного сопротивления и минимального рельефа поверхности в качестве барьерного слоя было предложено использовать молибден [4–7]. Поскольку для используемой при производстве транзисторов технологии минимизация рельефа поверхности является одним из важных критериев оценки качества контактов, для исследования была выбрана структура металлизации, содержащая молибден в качестве барьерного слоя (Ti/Al/Mo/Au).

Экспериментальная часть. Слои Ti/Al/Mo/Au на исследуемых образцах были сформированы методом электронно-лучевого напыления. Для формирования контактов полученные образцы помещались в установку быстрого термического отжига и отжигались в диапазоне температур 780–900 °C в течение 30 с в атмосфере азота при давлении 40–375 мм рт. ст. Измерение контактного и слоевого сопротивления производилось методом длинных линий (TLM).

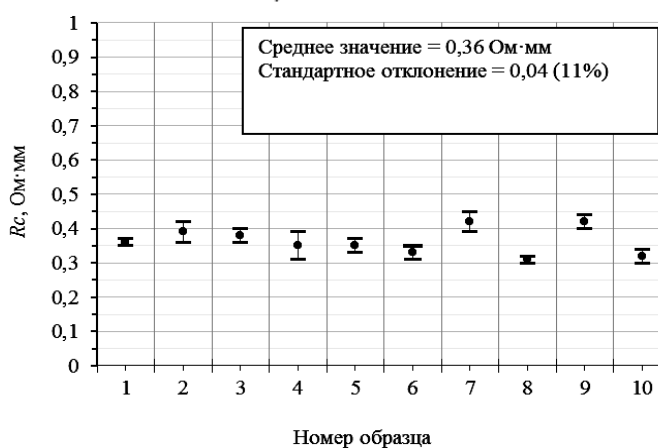
В результате проведенных исследований были получены данные по более чем 200 экспериментальным образцам. Они включали величины контактных сопротивлений, внешнего вида, рельефа и слоевого сопротивления образцов для различных материалов подложки (кремний, сапфир и карбид кремния) и режимов быстрого термического отжига. На рис. 1 представлена часть полученных экспериментальных данных. Наименьшим значением контактного сопротивления обладали структуры со следующими толщинами титана и алюминия: 20/50, 30/75, 45/75 нм, но с учетом того, что температура процесса быстрого термического отжига оказывает прямое влияние на морфологию поверхности омических контактов, с технологической точки зрения наибольший интерес представляет структура с толщинами Ti/Al/ 20/50 нм, так как имеет низкое значение контактного сопротивления при наименьшей температуре. По характеру кривой для данной структуры можно предположить, что минимум контактного сопротивления должен соответствовать температурам быстрого термического отжига ниже 830 °C. Таким образом, оптимальная температура, позволяющая достичь значений контактного сопротивления в диапазоне $0,3-0,5 \text{ Ом} \cdot \text{мм}$ для данной структуры составила 800 °C.

Рис. 1. Зависимость контактного сопротивления от температуры быстрого термического отжига для образцов с различным соотношением толщин Ti/Al



После того как были найдены оптимальные соотношения толщин Al/Ti (20/50 нм), была проведена серия напылений и проанализированы полученные данные (рис. 2).

Рис. 2. Разброс значения контактного сопротивления для серии образцов GaN на SiC



Таким образом, на данных образцах, помимо низкого значения контактного сопротивления, удалось добиться воспроизводимости результатов, являющейся критичной для производства.

На рис. 3 показан внешний вид образцов после отжига омических контактов, из которого видно, что поверхность оптимизированной структуры контакта имеет более мелкий рельеф при ровной границе края контакта по сравнению со структурой Ti/Al/Ni/Au.

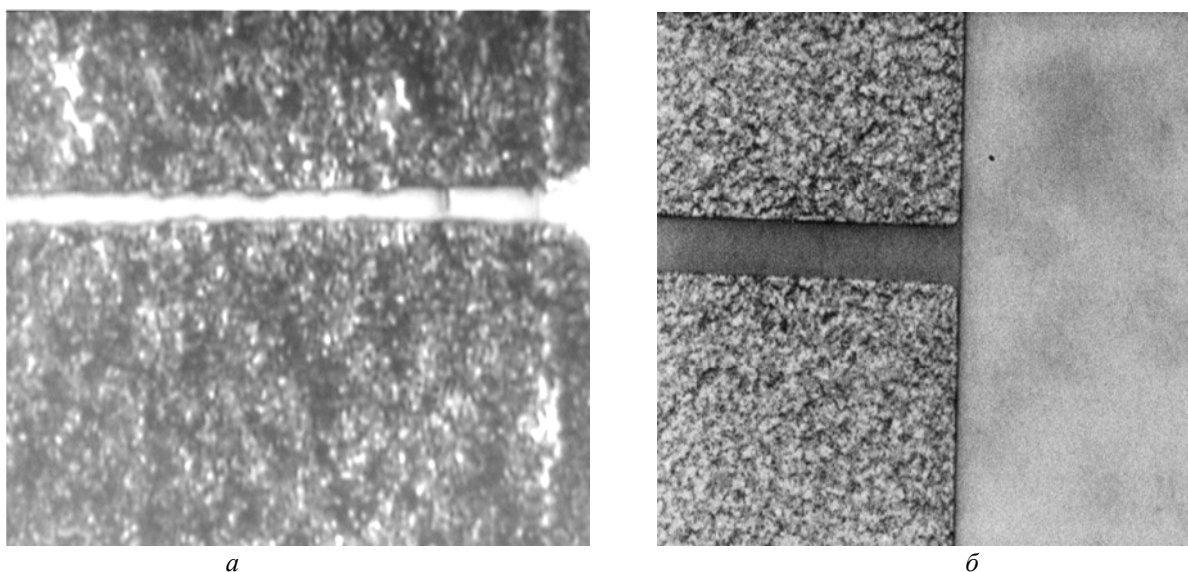
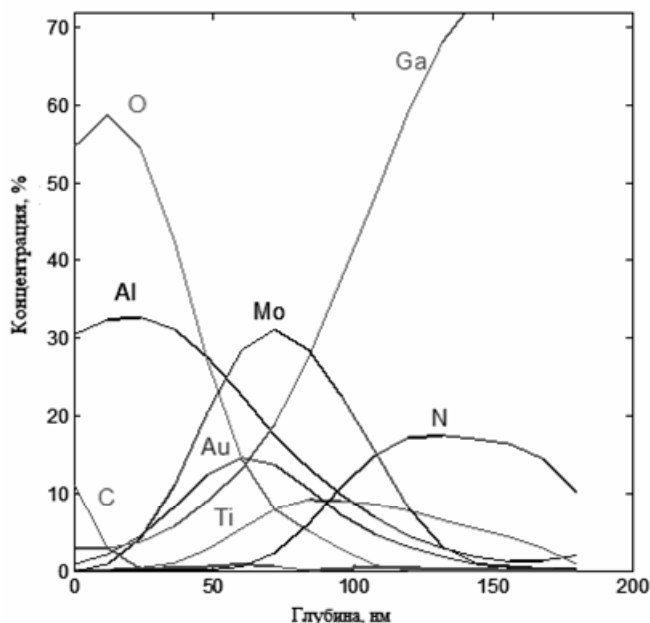


Рис. 3. Внешний вид омических контактов к AlGaN/GaN HEMT при увеличении 1500×: а – Ti/Al/Ni/Au; б – Ti/Al/Mo/Au

Для определения профиля элементного и химического состава металлизации контакта, образцы были исследованы методом рентгеновской фотоэлектронной спектроскопии. Из представленного на рис. 4 элементного профиля по глубине видно, что при отжиге Ti/Al/Mo/Au, происходит сильное перемешивание слоев металлизации контакта, в результате которого на поверхности оказывается оксид алюминия. В качестве барьерного слоя молибден, очевидно, не препятствует диффузии алюминия к поверхности контакта, однако его отсутствие отрицательно сказывается на рельефе и на контактном сопротивлении. Несмотря на перемешивание слоев металлов, в контакте не обнаружено



присутствия соединений золота с алюминием Au_5Al_2 и $AuAl_2$. Это является значительным отличием Ti/Al/Mo/Au состава металлизации от часто используемого Ti/Al/Ni/Au. Азот при отжиге диффундирует из GaN вверх, формируя TiN, что согласуется с литературными данными [1, 6–8]. Известно, что вакансии азота выступают в качестве донорных примесных центров в GaN, уменьшая ширину барьера и позволяя получить на образцах низкое значение контактного сопротивления.

Рис. 4. Элементный профиль по глубине для Ti/Al/Mo/Au омических контактов после отжига

Несмотря на то, что в сериях экспериментов на образцы с AlGaN/GaN гетероструктурами, выращенными на подложках сапфира, карбида кремния и кремния, омические контакты наносились в одном процессе, при проведении совместной операции быстрого термического отжига образцов этих трех видов низкого контактного сопротивления удалось добиться только на образцах, выращенных на подложках кремния и сапфира. Более высокое сопротивление образцов на 4H-SiC (0,5–0,6 Ом·мм) может быть связано с динамикой нагрева подложки в процессе отжига, не позволяющей быстро нагревать образцы. Решение этой проблемы было найдено в достижении однородности нагрева и увеличении мощности подаваемой на галогенные лампы установки быстрого термического отжига.

Литература

1. Correlation of contact resistance with microstructure for Au/Ni/Al/Ti/AlGaN/GaN ohmic contacts using transmission electron microscopy / A.N. Bright, P.J. Thomas, M. Weyland et al. // Journal of Applied Physics (New York). – 2001. – Vol. 89, №6. – P. 3143–3151.
2. Comparative study of Ti/Al/Mo/Au, Mo/Al/Mo/Au, and V/Al/Mo/Au ohmic contacts to AlGaN/GaN heterostructures / D. Selvanathan, F. M. Mohammed, A. Tesfayesus, I. Adesida // Journal of Vacuum Science & Technology B (New York). – 2004. – Vol. 22, № 5. – P. 2409–2417.
3. Транзистор на GaN пока самый «крепкий орешек» / В. Данилин, Т. Жукова, Ю. Кузнецов и др. // НТБ Электроника (Смоленск). – 2005. – № 4. – С. 20–29.
4. Optimization of AlGaN/GaN HEMT Ohmic Contacts for Improved Surface Morphology with Low Contact Resistance / H.P. Xin, S. Poust, W. Sutton et al. // CS Mantech conference (Beaverton). – 2010. № 9. – P. 149–152.
5. Reliable Ti/Al and Ti/Al/Ni/Au ohmic contacts to n-type GaN formed by vacuum annealing / N.A. Papanicolaou, M.V. Rao, J. Mittereder, W.T. Anderson // Journal of Vacuum Science & Technology B (New York). – 2001. – Vol. 19, № 1. – P. 261–268.
6. Investigation of Ta/Ti/Al/Ni/Au ohmic contact to AlGaN/GaN heterostructure field-effect transistor / K.H. Kim, C.M. Jeon, S.H. Oh et al. // Journal of Vacuum Science & Technology B (New York). – 2005. – Vol. 23, № 1. – P. 322–327.

7. Ohmic contact formation mechanism of Ta/Al/Mo/Au and Ti/Al/Mo/Au metallizations on Al-GaN/GaN HEMTs / F.M. Mohammed, L. Wang, D. Selvanathan et al. // Journal of Vacuum Science & Technology B (New York). – 2005. – Vol. 23, № 6. – P. 2330–2336.

8. The role of Al on Ohmic contact formation on n-type GaN and AlGaN/GaN / B. Van Daele, G. Van Tendeloo, W. Ruythooren et al. // Applied physics letters (New York). – 2005. – Vol. 87, № 6. – P. 061905.

Великовский Леонид Эдуардович

Главный технолог НПК «Микроэлектроника», НПФ «Микран», Томск

Тел.: 8-913-880-13-41

Эл. почта: level@micran.ru

Сим Павел Евгеньевич

Магистрант каф. физической электроники ТУСУРа

Тел.: 8-923-417-11-10

Эл. почта: nezt@ya.ru

Velikovsky L.E., Sim P.E.

Optimization of ohmic contacts for AlGaN/GaN high electron mobility transistors

A new manufacturing process was developed for optimization of ohmic contacts for AlGaN/GaN High Electron Mobility Transistors on silicon carbide, silicon and sapphire substrates. It has been demonstrated that by using Ti/Al/Mo/Au metallization, ohmic contacts with both smooth surface morphology and a low contact resistance (0.3–0.5 Ohm*mm) can be obtained.

Keywords: high electron mobility transistor (HEMT), rapid thermal annealing (RTA), ohmic contacts, transmission line method (TLM), gallium nitride (GaN).

УДК 621.382.2/3

В.А. Гущин, И.В. Юнусов, А.Ю. Плотникова

СВЧ МИС на основе GaAs-*pin*-диодов для управления амплитудой сигнала в диапазоне частот 4–27 ГГц

Приведены результаты разработки серии сверхвысокочастотных монолитных интегральных схем (СВЧ МИС) на основе GaAs-*pin*-диодов с интегрированными цепями управления, предназначенных для управления амплитудой сигнала в диапазоне частот (4–27) ГГц. Разработанные МИС характеризуются низкими вносимыми и обратными потерями СВЧ-сигнала, и могут успешно применяться в составе измерительной техники СВЧ.

Ключевые слова: монолитные интегральные схемы, СВЧ, арсенид галлия, *pin*-диод, коммутатор, аттенюатор, модулятор, интегрированные цепи управления.

Монолитные интегральные схемы (МИС) на основе GaAs широко используются в составе аппаратуры СВЧ различного назначения. В частности, в измерительной технике замена блоков, реализуемых в виде гибридных интегральных схем, на МИС аналогичного функционального назначения направлена на расширение рабочего диапазона частот, снижение вносимых потерь сигнала и уровня шума, значительное ускорение сборки и настройки. Использование МИС позволяет повысить технические параметры аппаратуры СВЧ при снижении ее стоимости.

Как правило, при создании измерительной аппаратуры СВЧ-производители вынуждены ориентироваться на представленную на рынке номенклатуру СВЧ МИС, однако нередко возникают технико-экономические задачи, оптимальное решение которых связано с необходимостью разработки собственных МИС, удовлетворяющих специальным требованиям.

Одним из базовых элементов в векторном анализаторе цепей являются схемы управления амплитудой СВЧ-сигнала: коммутаторы, модуляторы, аттенюаторы. Для реализации МИС данного функционального назначения на сегодняшний день существуют две основные технологии: на основе *pin*-диодов и на основе полевых транзисторов с затвором Шоттки (ПТШ). Нередко обе технологии взаимно дополняют друг друга в одной и той же системе: в нижнем диапазоне частот используются МИС на основе ПТШ, в верхнем диапазоне частот – МИС на основе *pin*-диодов. *Pin*-диоды обладают более низкой емкостью и меньшим сопротивлением потерь по сравнению с ПТШ, т.е. обладают более высоким коммутационным качеством и способны эффективно функционировать при значительно больших частотах. К преимуществам *pin*-диода также относятся простая технология изготовления, не критичная к операциям литографии, и более высокая максимально допустимая входная мощность.

В настоящей работе приведены результаты разработки СВЧ МИС коммутаторов 1×2 и 1×3 канала, модулятора с фильтром верхних частот (ФВЧ) и аттенюатора для применения в диапазоне частот (4–27) ГГц. МИС выполнены с интегрированными цепями управления (ЦУ), при этом реализован способ расширения частотного диапазона МИС с встроенными ЦУ.

Технология изготовления МИС. МИС изготовлены на основе технологии гетероструктурных AlGaAs/GaAs квазивертикальных *pin*-диодов, разработанной в ЗАО «НПФ «Микран» [2]: на полупроводниковой подложке с выращенной методом молекулярно-лучевой эпитаксии p^+i-n^+ -структурой последовательно выполняются следующие операции: формирование несплавного омического контакта к слою p^+ -GaAs, жидкостное химическое травление слоев p^+ -GaAs и i -GaAs, формирование сплавленного омического контакта к n^+ -GaAs; локальная пассивация периферии i -слоя нитридом кремния; жидкостное травление n^+ -GaAs для межэлементной изоляции; гальваническое осаждение Au для формирования металлической разводки и воздушных мостов; финишная пассивация диэлектрическим покрытием; утонение пластины; травление сквозных отверстий в GaAs; металлизация обратной стороны пластины гальваническим осаждением Au. Технология включает также блоки формирования тонкопленочных резисторов, тонкопленочных конденсаторов и защиту МИС полимерным покрытием.

Интегрированные цепи управления МИС. Основная техническая проблема при использовании *pin*-диодных СВЧ МИС – необходимость применения инжекторов питания для разделения СВЧ-

сигнала и управляющего низкочастотного сигнала, обладающих приемлемыми параметрами в широком частотном диапазоне. Существуют ограничения по диапазону частот для интегрального исполнения инжекторов питания в виде фильтра нижних частот (ФНЧ), обусловленные применением в них интегральных катушек индуктивности. Для работы в широком диапазоне частот катушка индуктивности должна удовлетворять противоречивым требованиям: с одной стороны, необходимо иметь максимальную индуктивность, что определяет нижнюю частотную границу и подразумевает использование максимального количества витков при минимальном расстоянии между ними, а с другой стороны, необходимо минимизировать суммарную емкость между витками катушки, что определяет верхнюю частотную границу функционирования. В качестве одного из решений был исследован вариант с изготовлением катушки индуктивности в виде последовательности воздушных мостиков для снижения емкости между витками.

На рис. 1 приведены микроскопические изображения тестовых катушек индуктивности одинаковой топологии, выполненных по стандартной технологии и в виде воздушных мостиков. Амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) S -параметров тестовых катушек, включенных в схему согласно рис. 2, приведены на рис. 3: кривые 2 и 3 соответствуют $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ для катушки, выполненной по стандартной технологии, а кривые 1 и 4 соответствуют $|S_{21}|$ и $|S_{11}|$ для катушки, выполненной в виде воздушных мостиков.

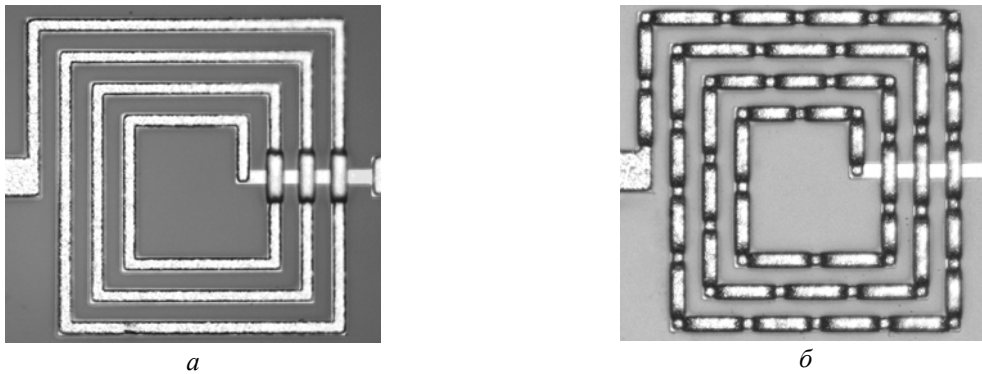


Рис. 1. Микроскопические изображения катушек индуктивности: а – выполненной по стандартной технологии; б – выполненной в виде воздушных мостиков

Как видно из рис. 3, без каких-либо изменений в стандартной технологии изготовления был расширен верх рабочий диапазон частот интегрированного инжектора питания на 2–3 ГГц.

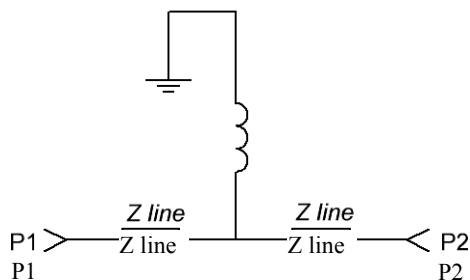


Рис. 2. Схема включения катушки индуктивности

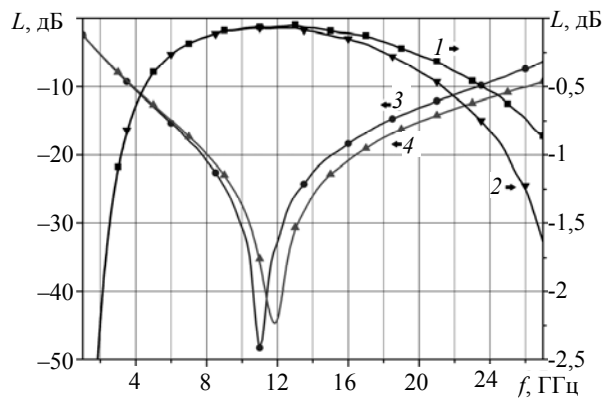


Рис. 3. АЧХ S -параметров устройства по схеме рис. 2 с различными катушками индуктивности

Данный результат использован при проектировании и изготовлении приборов, описанных ниже.

СВЧ МИС коммутаторов 1×2 и 1×3 канала. СВЧ-коммутаторы 1×2 и 1×3 канала (рис. 5 и 7) предназначены для соединения по СВЧ-сигналу входа и одного из двух (трех) выходов, обеспечивая между ними малые вносимые потери, при этом между входом и остальными выходами обеспечивается максимальная изоляция [1]. Часть топологий МИС закрыта, т.к. содержит pin-диоды с рядом конструктивных особенностей, не подлежащих разглашению. Эквивалентные низкочастотные (НЧ) схемы МИС коммутаторов (рис. 4 и 6) представляют собой последовательно-параллельное включение pin-диодов в каждом выходном канале, а также ЦУ в виде фильтра нижних частот (ФНЧ), со-

стоящего из катушки индуктивности и конденсатора [3]. На всех СВЧ-входах МИС установлены разделительные конденсаторы. Управление состоянием каналов («открыто»/«закрыто») осуществляется постоянным током ± 10 мА.

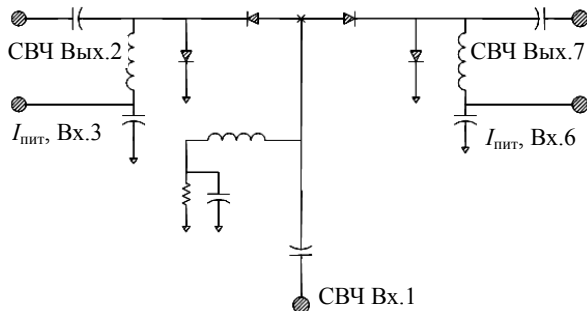


Рис. 4. Эквивалентная НЧ схема коммутатора 1×2 канала

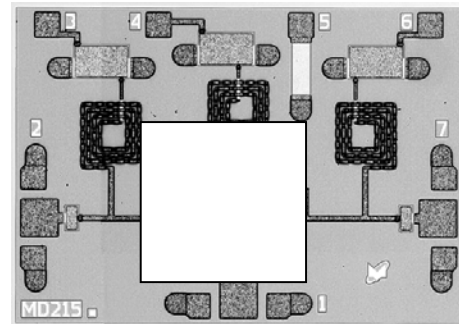


Рис. 5. Микроскопическое изображение коммутатора 1×2 канала

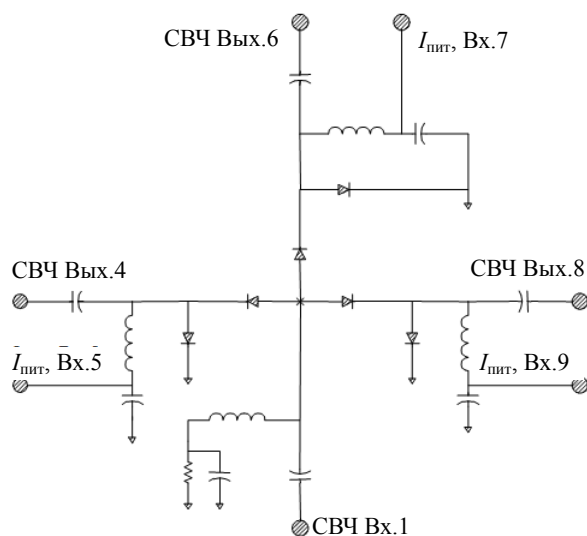


Рис. 6. Эквивалентная НЧ-схема коммутатора 1×3 канала

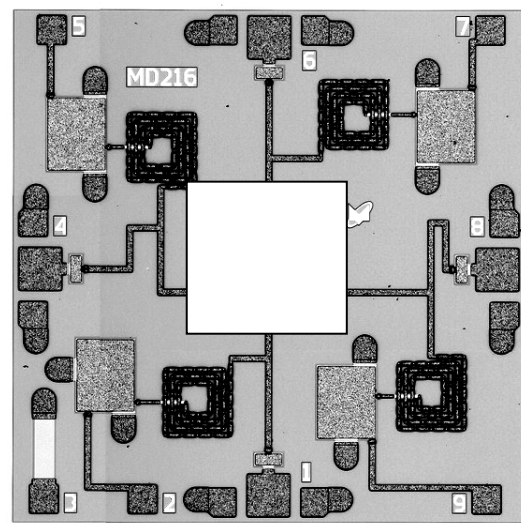


Рис. 7. Микрофотография топологии коммутатора 1×3 канала

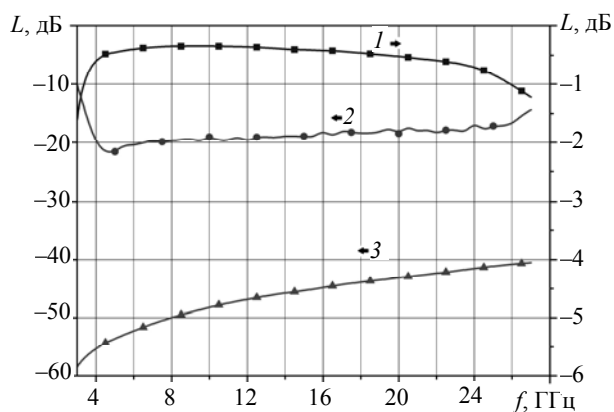


Рис. 8. Измеренные АЧХ S-параметров коммутатора 1×2 канала

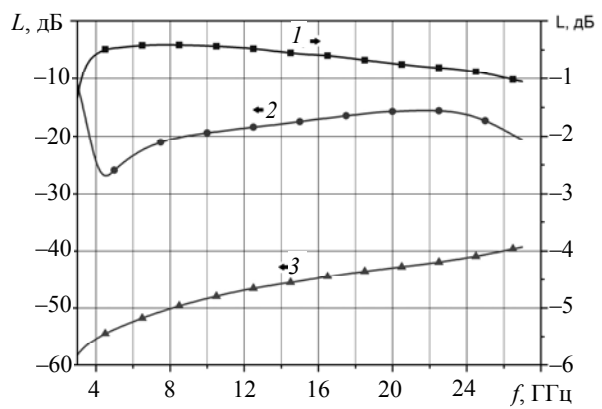


Рис. 9. Измеренные АЧХ S-параметров коммутатора 1×3 канала

Измеренные АЧХ S-параметров МИС коммутаторов в диапазоне частот (4–27) ГГц приведены на рис. 8 и 9: кривые 1 соответствуют вносимым потерям открытых каналов, кривые 2 – возвратным потерям по входу и выходу открытого канала, кривые 3 – изоляции закрытых каналов коммутаторов. Отечественных аналогов данных МИС не представлено, ближайшие аналоги – MA4SW210B и MA4SW310B фирмы M/A-COM (США).

Особенностью схем является возможность использования встроенного либо подключение внешнего токозадающего резистора в ЦУ СВЧ-входа МИС. Контактные площадки спроектированы с учетом способа монтажа МИС.

СВЧ МИС аттенюатора и СВЧ МИС модулятора с ФВЧ. Аттенюатор предназначен для управления в широком диапазоне амплитудой проходящего СВЧ-сигнала в зависимости от величины управляющего тока, при этом варьирование мощности на выходе аттенюатора происходит за счет поглощения мощности активными сопротивлениями pin-диодов и за счет отражения сигнала [1].

Эквивалентная НЧ-схема pin-диодного аттенюатора представляет собой подключенные параллельно СВЧ-тракту pin-диоды, а также ЦУ в виде фильтра нижних частот (ФНЧ), состоящего из катушки индуктивности и конденсатора, а также разделительные конденсаторы на СВЧ-входах устройства (рис. 12). СВЧ МИС модулятора (рис. 11) аналогична схеме аттенюатора (рис. 10), но содержит в СВЧ-тракте ФВЧ для предотвращения распространения частоты управляющего сигнала. ФВЧ выполнен в виде трех конденсаторов и трех катушек индуктивности (рис. 13).

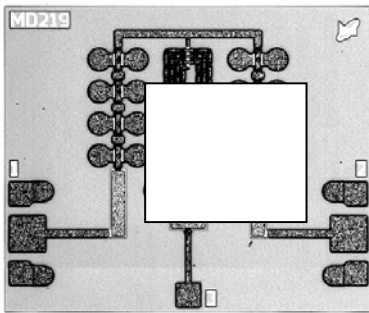


Рис. 10. Микроскопическое изображение МИС-аттенюатора

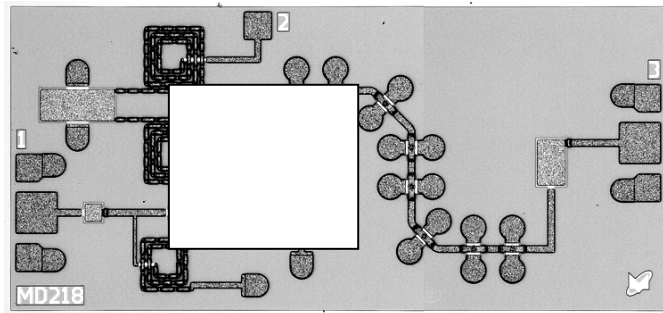


Рис. 11. Микроскопическое изображение МИС-модулятора

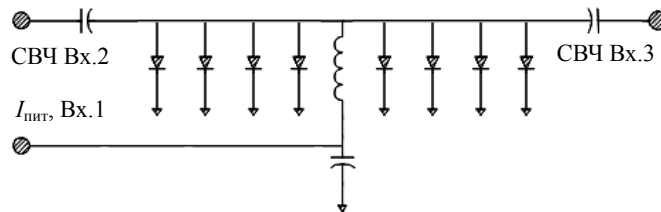


Рис. 12. Эквивалентная НЧ схема аттенюатора

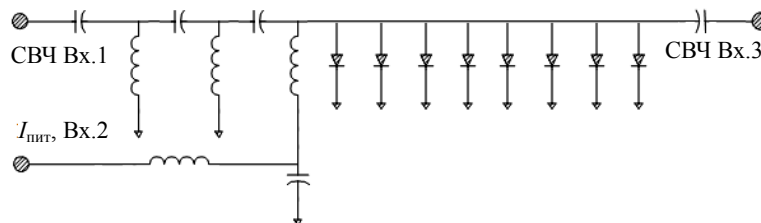


Рис. 13. Эквивалентная НЧ-схема модулятора

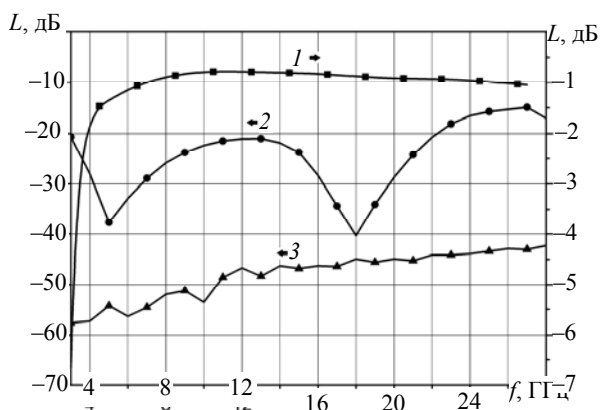


Рис. 14. Измеренные АЧХ S-параметров аттенюатора

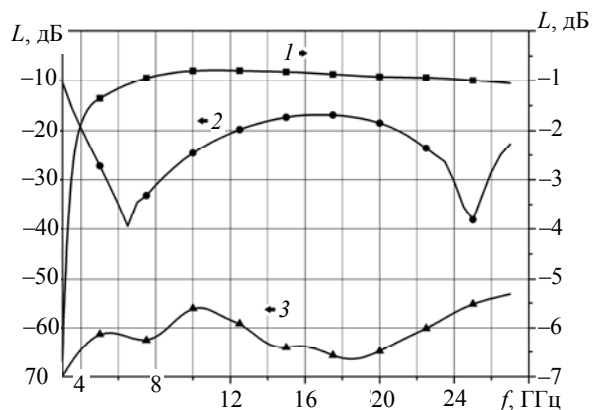


Рис. 15. Измеренные АЧХ S-параметров модулятора

Измеренные АЧХ S -параметров МИС аттенюатора и МИС модулятора в диапазоне частот (4–27) ГГц приведены на рис. 14 и 15 соответственно. Кривые 1 соответствуют вносимым потерям МИС при $I_{\text{упр}} = 0$ мА, кривые 2 – возвратным потерям по входу модулятора и аттенюатора при $I_{\text{упр}} = 0$ мА, кривые 3 – вносимым потерям МИС при $I_{\text{упр}} = 10$ мА.

Заключение. Разработан ряд СВЧ МИС для управления амплитудой сигнала, который включает коммутаторы 1×2 и 1×3 канала, модулятор и аттенюатор для применения в диапазоне частот (4–27) ГГц. Изготовленные микросхемы обладают сравнительно хорошими СВЧ-параметрами и могут успешно применяться при создании СВЧ-измерительной аппаратуры и других СВЧ-систем, позволяя провести замещение зарубежных СВЧ МИС аналогичного функционального назначения. Исползованные при проектировании схемотехнические и конструктивные решения позволили без усложнения технологии производства расширить рабочий диапазон СВЧ МИС.

Литература

1. Веселов Г.И. Микроэлектронные устройства СВЧ: учеб. пособие для радиотехнических специальностей вузов / Г.И. Веселов, Е.Н. Егоров, Ю.Н. Алехин. – М.: Высш. шк., 1988. – 280 с.
2. Монолитные интегральные схемы GaAs-pin-диодных коммутаторов СВЧ / И.В. Юнусов, А.М. Ющенко, А.Ю. Плотникова и др. // Сб. докл. Всерос. конф. «Микроэлектроника СВЧ». – СПб., 2012. – С. 93–96.
3. Хижа Г.С. СВЧ-фазовращатели и переключатели: Особенности создания на pin-диодах в интегральном исполнении / Г.С. Хижа, И.Б. Вендик, Е.А. Серебрякова. – М.: Радио и связь, 1984. – 184 с.
4. RFIC and MMIC design and technology [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.globalspec.com/reference/25581/203279/rfic-and-mmich-design-and-technology>, свободный (дата обращения: 12.04.2014).

Гущин Владимир Александрович

Студент 2-го курса магистратуры каф. физической электроники ТУСУРа
инженер-технолог НПКМ ЗАО «НПФ «Микран»
Тел.: +7-923-403-26-96
Эл. почта: vovan545182@gmail.com

Юнусов Игорь Владимирович

Начальник лаборатории диодных МИС НПКМ ЗАО «НПФ «Микран», г. Томск
Тел.: +7-952-890-98-01
Эл. почта: yunusov@micran.ru

Плотникова Александра Юрьевна

Инженер-технолог НПКМ ЗАО «НПФ «Микран»
Тел.: +7-923-402-39-60
Эл. почта: alp1@micran.ru

Gushchin V.A., Yunusov I.V., Plotnikova A.Y.

Control MMICs based on GaAs

The article describes pin-diode-based GaAs MMICs design results. MMICs are designed for using in frequency range (4–27) GHz, first of all in microwave measuring equipment. Measured characteristics show that produced MMICs can control a RF signal without adding significant insertion losses and reflections from device's input.

Keywords: monolithic microwave integrated circuit, gallium arsenide, pin diode, SPDT switch, SP3T switch, attenuator, modulator, integrated bias network.

УДК 519.632.4:621.3.01

М.Г. Рубанович, Д.В. Вагин, В.А. Хрусталеv, П.Г. Богомолов, А.А. Столяренко

Использование метода конечных элементов для расчёта парциального распределения ёмкости микрополосковой линии

Рассмотрены два метода расчёта парциального распределения ёмкости в поперечном сечении микрополосковой линии: 1) непосредственное решение двумерной краевой задачи методом конечных элементов; 2) предварительное применение конформного отображения расчётной области. В обоих случаях для нахождения потенциала электрического поля решается эллиптическая краевая задача с оператором Лапласа. В первом случае используются прямоугольные конечные элементы с билинейными базисными функциями. Во втором случае из-за наличия в расчётной области сложной границы между воздухом и диэлектриком используются треугольные конечные элементы с линейными базисными функциями. По полученному распределению потенциала вычисляются значения напряженности электрического поля вблизи поверхности микрополосковой линии. Далее по теореме Гаусса определяется распределение заряда по поверхности микрополосковой линии. Разработанные алгоритмы позволяют определять парциальную ёмкость на любом дискретном интервале поперечного сечения несимметричной полосковой линии, расположенной на диэлектрической подложке. Для второго рассмотренного метода сделана оценка погрешности расчёта суммарной ёмкости. Такая же оценка сделана для расчёта суммарной ёмкости по предложенным авторами формулам.

Ключевые слова: микрополосковая линия, ёмкость, двумерная задача электростатики, эффективная диэлектрическая проницаемость, волновое сопротивление, краевая задача, метод конечных элементов, конформно отображённая область.

При проектировании радиотехнических устройств необходимо вычислять реактивные параметры микрополосковой линии передачи. Это позволяет рассчитывать её рабочие параметры. Для расчёта ёмкости на единицу длины микрополосковой линии существует ряд методов [1, 2]. Также существует ряд других специальных методов расчёта ёмкости [3]. Целью данной работы является качественная оценка метода расчёта парциального распределения ёмкости на основе конформного отображения на примере задачи расчёта ёмкости микрополосковой линии.

Для проверки полученных результатов в работе использован метод конечных элементов, являющийся методом точного численного моделирования [4]. Также приводится сравнение с результатами расчёта суммарной ёмкости для микрополосковой линии по формулам, предложенным авторами.

Математическая модель. Вычислить значение ёмкости металлического полоска можно, определив распределение потенциала электрического поля $u(x, y)$, такого, что $E = -\text{grad}u$ в области Ω (ввиду симметрии расчётной области рассматривается только ее половина), схематично изображенной на рис. 1. Граница S_5 является плоскостью симметрии, поэтому на ней должно быть задано однородное второе краевое условие на потенциал u . Границы S_3 и S_4 предполагаются достаточно удаленными, поэтому для них также будет справедливым однородное второе краевое условие для потенциала u . Граница S_2 является поверхностью металлического полоска.

Соответствующая дифференциально-краевая задача будет иметь вид

$$-\text{div}(\epsilon \text{grad}u) = 0, \quad (1)$$

$$u|_{S_1} = 0, \quad u|_{S_2} = 1, \quad \frac{\partial u}{\partial n}|_{S_3, S_4, S_5} = 0. \quad (2)$$

Для решения этой краевой задачи воспользуемся методом конечных элементов (МКЭ) с прямоугольными конечными элементами [4]. Выпишем для уравнения (1) с краевыми условиями (2) вариационную постановку в форме Галеркина. Для этого умножим левую и правую части уравнения (1) на пробные функции

$$\int_{\Omega} (-\operatorname{div}(\varepsilon \operatorname{grad} u)) w_0 d\Omega = 0, \quad u \in H_g^1, \quad w_0 \in H_0^1, \quad (3)$$

где H_g^1 – это пространство функций, имеющих суммируемые с квадратом производные и удовлетворяющих заданным в (2) краевым условиям первого рода, а H_0^1 – пространство функций, имеющих суммируемые с квадратом производные и равные нулю на границах S_1 и S_2 . Уравнение (3) можно переписать в виде

$$\int_{\Omega} \varepsilon \operatorname{grad} u \cdot \operatorname{grad} w_0 d\Omega + \int_S \varepsilon \frac{\partial u}{\partial n} w_0 dS = 0, \quad u \in H_g^1, \quad w_0 \in H_0^1, \quad (4)$$

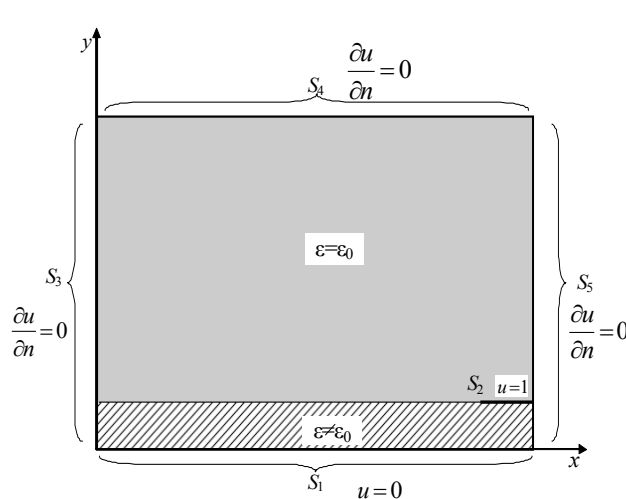


Рис. 1. Исходная расчётная область

где $S = \bigcup_{i=1}^5 S_i$. Если выбрать достаточно удаленные границы S_3 и S_4 , то на них будет справедливо краевое условие $\frac{\partial u}{\partial n} = 0$, таким образом, окончательно получаем уравнение

$$\int_{\Omega} \varepsilon \operatorname{grad} u \cdot \operatorname{grad} w_0 d\Omega = 0, \quad u \in H_g^1, \quad w_0 \in H_0^1. \quad (5)$$

Будем искать приближенное решение u^h потенциала u в виде линейной комбинации финитных базисных функций ψ_j с весами q_j

$$u^h = \sum_{j=1}^n q_j \psi_j, \quad (6)$$

где n – число узлов конечноэлементной сетки.

Выбирая в качестве пробных функций w_0 функции ψ_i , $i \in N^{bd}$, где N^{bd} – набор индексов, соответствующих узлам сетки, в которых заданы краевые условия первого рода, и подставляя (6) в (5), получаем систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) вида:

$$\begin{cases} \sum_{j=1}^n \left(\int_{\Omega} \varepsilon \operatorname{grad} \psi_j \cdot \operatorname{grad} \psi_i d\Omega \right) q_j = 0, \quad i \notin N^{bd}, \\ q_j = 0, \quad j \in N^{bd_0}, \\ q_j = 1, \quad j \in N^{bd_1}, \end{cases} \quad (7)$$

где N^{bd_0} и N^{bd_1} – это наборы индексов, соответствующих узлам сетки, расположенным на границах S_1 и S_2 соответственно, $N^{bd} = N^{bd_0} \cup N^{bd_1}$.

Парциальное распределение емкости или суммарная ёмкость C могут быть вычислены по полученному в результате решения задачи (1), (2) распределению электрического поля. Например, для определения суммарной ёмкости МПЛ надо проинтегрировать нормальную составляющую вектора напряженности электрического поля по поверхности полоска (по границе S_2):

$$C = \int_{S_2} \varepsilon E_n dS. \quad (8)$$

Математическая модель для решения задачи в конформно отображенной области. После конформного отображения расчетная область примет вид, схематично изображенный на рис. 2, где $\tilde{S}_1 - \tilde{S}_4$ – границы конформно отображенной расчетной области.

В этом случае краевые условия для потенциала электрического поля $u = u(\tilde{x}, \tilde{y})$ на соответствующих границах такие же, как и в исходной расчетной области. Для данной области удобнее использовать треугольные конечные элементы. В остальном метод численного расчета распределения потенциала u полностью совпадает с описанным выше алгоритмом расчёта в исходной области (рис. 1). Однако для вычисления емкости по описанному в работе методу интегрировать нормаль-

ную составляющую вектора напряженности электрического поля в данном случае нужно уже не по всей поверхности \tilde{S}_2 , а только по той ее части, которая соответствует реальному размеру металлического полоска. Причем для вычисления емкости полученное после интегрирования значение напряженности должно быть подставлено в формулу для расчёта ёмкости в выражение (8).

Результаты численного моделирования.

Ниже приведены результаты расчетов для двух моделей. Расчеты выполнялись на нескольких вложенных сетках. Погрешность результатов вычислений не превышает 1%.

В первой модели ширина полоска равна 1 мм, толщина полоска – 6 мкм, толщина диэлектрика – 1 мм, а значение диэлектрической проницаемости диэлектрика $\epsilon = 9,6\epsilon_0$. Во второй модели ширина полоска равна 6 мм, толщина полоска – 6 мкм, толщина диэлектрика – 4 мм, а значение диэлектрической проницаемости диэлектрика $\epsilon = 6,6\epsilon_0$.

На рис. 3 показано распределение удельного значения заряда Q^{ud} , Кл/(В·м²) по нижней (со стороны диэлектрика) и по верхней (со стороны воздуха) поверхностям металлического полоска для обеих моделей.

На рис. 4 показано распределение удельного значения заряда \tilde{Q}^{ud} , Кл/(В·м²) на границах \tilde{S}_1 и \tilde{S}_2 в конформно отображенной расчетной области.

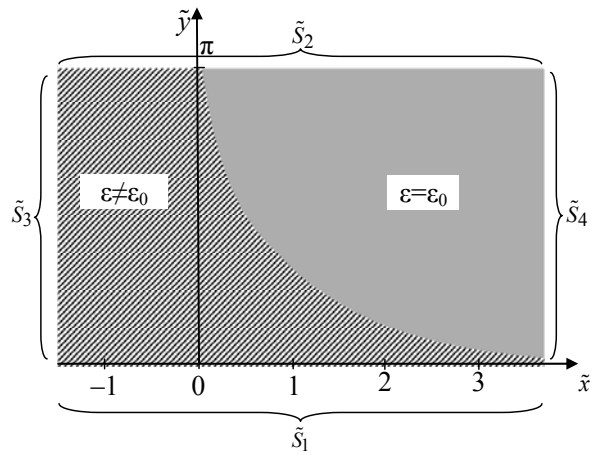


Рис. 2. Часть конформно отображенной расчетной области вблизи раздела воздуха и диэлектрика

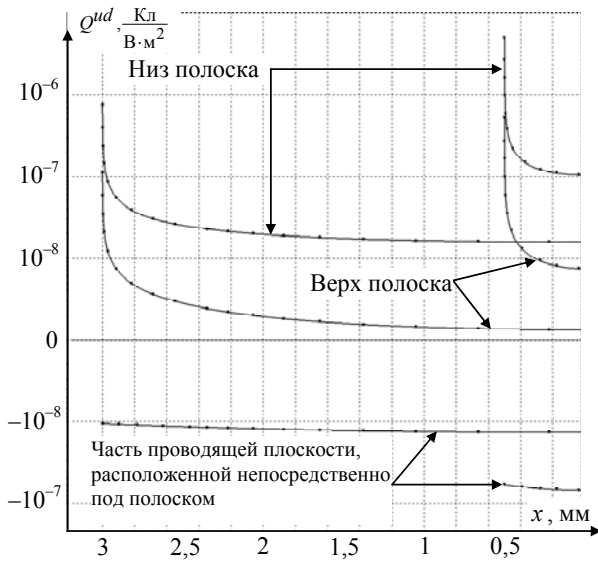


Рис. 3. Распределение удельного значения заряда по поверхности полоска и на медном основании под полоском

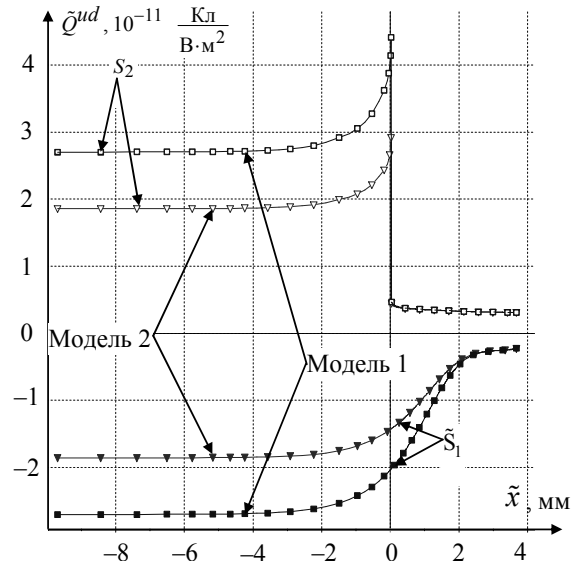


Рис. 4. Распределение удельного значения заряда на границах \tilde{S}_1 и \tilde{S}_2

Сравнение точности значений суммарной ёмкости, полученных методом конечных элементов, с соответствующими ёмкостями, полученными по предложенным формулам. Значение $\epsilon_{эфф}$ определяется отношением емкостей C_d к $C_{бд}$ [5]:

$$\epsilon_{эфф} = \frac{C_d}{C_{бд}}, \tag{9}$$

где $C_{бд}$ – погонная ёмкость МПЛ без диэлектрика; C_d – погонная ёмкость МПЛ с диэлектриком.

Расчётное $\epsilon_{эфф}$ определяется по формуле [6]:

$$\varepsilon_{\text{эфф}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10 \cdot H}{W_{\text{эфф}}}\right)^{-\frac{1}{2}}, \quad (10)$$

где H – толщина диэлектрика; $W_{\text{эфф}}$ – эффективная ширина МПЛ.

Эффективная ширина МПЛ $W_{\text{эфф}}$ по формуле [5]:

$$W_{\text{эфф}} = W + \left(\frac{\delta}{\pi}\right) \left[1 + \ln\left(\frac{2H}{\delta}\right)\right], \quad (11)$$

где δ – толщина полоска.

$W_{\text{эфф}}$ не рассчитывалась, так как при $\delta = (5-6)$ мкм W отличается от $W_{\text{эфф}}$ в пятом знаке.

Точность расчёта по формуле (10) $\pm 2\%$ [2] в широком диапазоне ε_r и $\frac{W}{H}$.

Волновое сопротивление МПЛ с диэлектриком между полосковой линией и основанием определялось по формуле [5]

$$Z_B = \frac{1}{C_{\text{бд}} \cdot c \cdot \sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}}} = \frac{1}{c \cdot \sqrt{C_{\text{бд}} \cdot C_{\text{д}}}}, \quad (12)$$

где c – скорость света.

При этом справедливы следующие соотношения (13)–(15) [5]:

$$Z_B = \frac{Z_0}{\sqrt{\varepsilon_{\text{эфф}}}}, \quad (13)$$

$$\text{при } \frac{W}{H} \leq 1, \quad Z_0 = 60 \ln\left(\frac{8H}{W} + \frac{W}{4H}\right), \quad (14)$$

$$\text{при } \frac{W}{H} \geq 1, \quad Z_0 = \frac{120\pi}{\frac{W}{H} + 2,42 - 0,44 \frac{H}{W} + \left(1 - \frac{H}{W}\right)^6}, \quad (15)$$

где Z_0 – волновое сопротивление МПЛ с воздухом между полосковой линией и основанием.

Приведённые выше выражения (9) и (12) являются системой уравнений относительно $C_{\text{бд}}$ и $C_{\text{д}}$. Если разрешить систему уравнений относительно $C_{\text{бд}}$ и $C_{\text{д}}$, то имеем [5]

$$C_{\text{бд}} = \frac{1}{c \cdot Z_0}, \quad (16)$$

$$C_{\text{д}} = \frac{\varepsilon_{\text{эфф}}}{c \cdot Z_0}. \quad (17)$$

Рассчитаем ёмкостные параметры для микрополосковой линии передачи, выполненной на основе брокерита с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r = 6,6$ размером 6×4 мм² (6 мм шириной, 4 мм толщиной) и для микрополосковой линии передачи, выполненной на основе поликора с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r = 9,6$ размером 1×1 мм² (1 мм шириной, 1 мм толщиной), полученных конформным отображением и МКЭ. Определим суммарную ёмкость при использовании метода конформного отображения (МКО) для микрополосковой линии (МПЛ) размером 6×4 мм². Суммарная ёмкость без диэлектрика равна $C_{\text{бд}} = 30,44$ пФ/м. При расчёте суммарной ёмкости МКЭ для МПЛ размером 6×4 мм² без диэлектрика ёмкость равна $C_{\text{бд}} = 32,08$ пФ/м. Разница при расчёте суммарной ёмкости составляет 1,64 пФ/м. Суммарная ёмкость при использовании метода конформного отображения для МПЛ размером 1×1 мм² без диэлектрика $C_{\text{бд}} = 24,5$ пФ/м. При использовании метода конечных элементов для МПЛ 1×1 мм² без диэлектрика $C_{\text{бд}} = 26,43$ пФ/м. Разница при расчёте суммарной ёмкости составляет 1,93 пФ/м.

Причина такой разницы в том, что расчёт МКО не учитывает взаимодействие зарядов на краях МПЛ, так как рассчитывается распределение зарядов на одном торце и прилегающих поверхностях сверху и снизу МПЛ, в то время как при расчёте МКЭ взаимодействие зарядов на краях учитывается

автоматически. Таким образом, непосредственный расчёт МКЭ (см. рис. 1) дал более точное распределение ёмкости и ее суммарное значение.

Рассчитаем ёмкость в поперечном сечении МПЛ, если МПЛ расположена на диэлектрике, с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 6,6$ для МПЛ размером $6 \times 4 \text{ мм}^2$. Расчёт проводился конформным отображением одного торца с прилегающими отрезками верха и низа МПЛ, отображёнными в прямую линию (см. рис. 2) с последующим расчётом образовавшейся области методом конечных элементов (МКО с МКЭ). Кривая граница – это граница между воздухом и диэлектриком. Также эта задача (см. рис. 1) рассчитывалась непосредственно методом конечных элементов. Суммарная ёмкость с диэлектриком при использовании МКО с МКЭ $C_d = 151,63 \text{ пФ/м}$. При использовании МКЭ $C_d = 151,24 \text{ пФ/м}$ для МПЛ размером $6 \times 4 \text{ мм}^2$ с диэлектриком под МПЛ с $\epsilon_r = 6,6$. Разница при расчёте суммарной ёмкости составляет 0,26%.

При использовании МКО с МКЭ для МПЛ размером $1 \times 1 \text{ мм}^2$ с диэлектриком под МПЛ с $\epsilon_r = 9,6$ суммарная ёмкость равна $C_d = 169,55 \text{ пФ/м}$. При использовании МКЭ суммарная ёмкость равна $C_d = 170,07 \text{ пФ/м}$. Разница полученных значений составляет 0,31%. Столь малое отличие при расчёте суммарной ёмкости методом МКО с МКЭ и методом МКЭ объясняется тем, что увеличению ёмкости на краях поперечного сечения МПЛ при расчёте МКЭ соответствует примерно равное уменьшение ёмкости на его торцах по сравнению с расчётом МКО с МКЭ.

Для оценки точности предложенных формул (16) и (17) были рассчитаны значения $C_{бд}$ и C_d для МПЛ с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 6,6$ размером $6 \times 4 \text{ мм}^2$ и для МПЛ с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 9,6$ размером $1 \times 1 \text{ мм}^2$, которые были сопоставлены с аналогичными значениями, полученными МКЭ. При размере МПЛ $6 \times 4 \text{ мм}^2$, $\epsilon_r = 6,6$, эффективная диэлектрическая проницаемость, рассчитанная по формуле (10), $\epsilon_{эфф} = 4,81$. Определённая МКЭ суммарная погонная ёмкость для МПЛ с воздухом между полосковой линией и основанием $C_{бд1} = 32,077 \text{ пФ/м}$. Рассчитав по формуле (15) волновое сопротивление для МПЛ с воздухом между полосковой линией и основанием, получим $Z_0 = 103,936 \text{ Ом}$. Определённая по формуле (16) суммарная погонная ёмкость МПЛ с воздухом между полосковой линией и основанием $C_{бд2} = 32,072 \text{ пФ/м}$. Относительная разница между $C_{бд1}$ и $C_{бд2}$ равняется 0,02%. Результаты расчёта по МКЭ и по выражению (16) мало отличаются. По формуле (17) определим суммарную погонную ёмкость МПЛ с диэлектриком между полосковой линией и основанием. Ёмкость $C_{д2} = 154,3 \text{ пФ/м}$. Определённая МКЭ суммарная погонная ёмкость для МПЛ с диэлектриком между полосковой линией и основанием $C_{д1} = 151,24 \text{ пФ/м}$. Относительная разница между $C_{д2}$ и $C_{д1}$ равняется 2%.

При размере МПЛ $1 \times 1 \text{ мм}^2$, $\epsilon_r = 9,6$ эффективная диэлектрическая проницаемость, рассчитанная по формуле (10), $\epsilon_{эфф} = 6,596$. Определённая МКЭ суммарная погонная ёмкость для МПЛ с воздухом между полосковой линией и основанием $C_{д1} = 26,43 \text{ пФ/м}$. Рассчитав по формуле (14) волновое сопротивление для МПЛ с воздухом между полосковой линией и основанием, получим $Z_0 = 126,61 \text{ Ом}$. Определённая по формуле (16) суммарная погонная ёмкость МПЛ с воздухом между полосковой линией и основанием $C_{бд2} = 26,32 \text{ пФ/м}$. Относительная разница между $C_{д1}$ и $C_{бд2}$ равняется 0,4%. Результаты расчёта по МКЭ и по выражению (16) тоже мало отличаются. По формуле (17) определим суммарную погонную ёмкость МПЛ с диэлектриком между полосковой линией и основанием. Ёмкость $C_{д2} = 173,6 \text{ пФ/м}$. Определённая МКЭ суммарная погонная ёмкость для МПЛ с диэлектриком между полосковой линией и основанием $C_{д1} = 170,08 \text{ пФ/м}$. Относительная разница между $C_{д2}$ и $C_{д1}$ равняется 2%.

Меньшая относительная погрешность определения ёмкости $C_{бд}$ объясняется тем, что в формуле (16) в знаменателе стоит Z_0 , относительная погрешность определения которой около 1% [5]. Формула (17), определяющая C_d в числителе, имеет $\epsilon_{эфф}$, относительная погрешность которой [5]

2%. Относительная погрешность частного от деления $\frac{\varepsilon_{\text{эфф}}}{Z_0}$ равняется сумме относительных погрешностей $\varepsilon_{\text{эфф}}$ и Z_0 [7]. Таким образом, относительная погрешность при расчете C_d равняется 3%.

Выводы. Расчёт ёмкости методом МКО с МКЭ не учитывает взаимодействие заряда на краях микрополосковой линии. Поэтому если необходимо получать значение ёмкости с погрешностью, не превышающей 3–5%, нужно решать задачу напрямую без конформного отображения. При более мягких требованиях к ошибке определения суммарной ёмкости удобно использовать предложенные формулы (16)–(17). Для качественной оценки полученных значений расчёта суммарных ёмкостей $C_{\text{бд}}$ и C_d для микрополосковой линии передачи, выполненной на основе брокерита с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r = 6,6$ размером 6×4 мм², и для микрополосковой линии передачи, выполненной на основе поликора с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_r = 9,6$ размером 1×1 мм², были выполнены расчёты методом конечных элементов без конформного отображения.

Полученные результаты указывают на имеющуюся систематическую погрешность МКО. Поэтому очевидно, что при более жёстких требованиях к точности расчёта парциального распределения ёмкости в поперечном сечении микрополосковой линии использовать МКО или МКО с МКЭ недопустимо. В этом случае следует предпочесть методы точного моделирования, например метод конечных элементов.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках базовой части государственного задания, тема проекта: Теория построения и практическая реализация широкополосных микроволновых устройств, предназначенных для использования в измерительном оборудовании цифровых систем телевидения и телекоммуникаций, включая вычислительные системы.

Литература

1. Ковалев И.С. Теория и расчёт полосковых волноводов / И.С. Ковалев. – Минск: Наука и техника, 1967. – 233 с.
2. Кухаркин Е.С. Машинные методы расчета в инженерной электрофизике / Е.С. Кухаркин, Б.В. Сестрорецкий. – М.: Моск. энерг. ин-т, 1986. – 68 с.
3. Иоссель Ю.Я. Расчет электрической емкости / Ю.Я. Иоссель, Э.С. Кочанов, М.Г. Струнский. – Ленингр. отд.: Энергия, 1969. – 240 с.
4. Соловейчик Ю.Г. Метод конечных элементов для решения скалярных и векторных задач / Ю.Г. Соловейчик, М.Э. Рояк, М.Г. Персова. – Новосибирск: НГТУ, 2007. – 895 с.
5. Красов В.Г. Толстоплёночная технология в СВЧ-микроволновой электронике / В.Г. Красов, Г.Б. Петраускас, Ю.С. Чернозубов. – М.: Радио и связь, 1985. – 168 с.
6. Справочник по расчёту и конструированию СВЧ-полосковых устройств / С.И. Бахарев, В.И. Вольман, Ю.Н. Либ и др.; под ред. В.И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1982. – 328 с.
7. Поршнев С.В. Вычислительная математика: курс лекций. – СПб.: БХВ-Петербург, 2004. – 302 с.

Рубанович Михаил Григорьевич

Канд. техн. наук, доцент каф. общей физики Новосибирского гос. технического университета (НГТУ)
Тел.: 8 (383) 346-08-34
Эл. почта: mihail-nstu@mail.ru

Вагин Денис Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф. прикладной математики НГТУ
Тел.: 8 (383) 346-27-76
Эл. почта: vdv_wk@mail.ru

Хрусталеv Владимир Александрович

Д-р техн. наук, профессор каф. электронных приборов НГТУ

Тел.: 8 (383) 346-06-64

Эл. почта: VA_Khructalev@ngs.ru

Богомолов Павел Геннадьевич

Аспирант каф. общей физики НГТУ

Тел.: 8 (383) 210-02-81

Эл. почта: rk_6-41@mail.ru

Столяренко Алексей Андреевич

Магистрант каф. радиоприёмных и радиопередающих устройств НГТУ

Тел.: 8 (383) 346-08-34

Эл. почта: mihail-nstu@mail.ru

Rubanovich M.G., Vagin D.V., Khrustalyov V.A., Bogomolov P.G., Stolyarenko A.A.

Using of the finite element method for calculating the partial capacity distribution in the microstrip line

The paper considers two methods for calculating the partial capacity distribution in the cross section of the microstrip line: 1) direct solution of two-dimensional boundary-value problem by the finite element method; 2) calculation with preliminary conformal mapping of the computational domain. In both cases, elliptic boundary-value problem with Laplace operator is solved to find the electric field potential. In the first case, rectangular finite elements with bilinear basis functions are used. In the second case, triangular finite elements with linear basis functions are used because of the complex boundary between air and dielectric in the computational domain. Upon receipt of the potential distribution, values of the electric field near the surface of the microstrip line are calculated. Then we define the charge distribution on the microstrip line surface by means of Gauss theorem. The developed algorithms are used to determine the partial capacity on any discrete interval of the asymmetric stripline cross-section disposed on a dielectric substrate. For the second method we calculated error estimation of the total capacity. The same estimation is made for the total capacity calculation by the formulas, proposed by the authors.

Keywords: microstrip, capacity, two dimensional electrostatic problem, effective permittivity, wave resistance, boundary problem, finite element method, conformal area mapping.

**УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА
И ИНФОРМАТИКА**

УДК 621.383.523

А.С. Задорин, Д.А. Махорин

Модель системы квантового распределения ключей по оптическому волокну с временным кодированием

Разработана и исследована программная модель системы квантового распределения ключей BB84 с временным кодированием по волоконно-оптическим линиям. Исследована зависимость ошибок генерации ключа от шумов системы и порога компаратора ФПУ. Рассмотрены возможности усиления защищенности протокола за счет статистического мониторинга ключевых параметров системы.

Ключевые слова: квантовое распределение ключей, скалярный контроль статистики квази-однофотонных состояний.

Развитие технологий квантовых вычислений и квантовых процессоров, реализующих генерацию в т.ч. одного из важнейших криптографических примитивов – квантовое распределение ключей (КРК), как известно, позволяет решить основную проблему систем электронного симметричного шифрования – формирование в режиме «одноразового блокнота» удаленными пользователями А и Б, расположенными на обеих сторонах канала КРК, идентичных копий секретного ключа. За прошедшие полтора десятилетия было предложено и исследовано большое число протоколов КРК, разработаны первые коммерческие квантовые криптосистемы [1–4]. Известное доказательство безусловной защищенности от внешних атак генерируемого таким образом ключа, строго говоря, распространяется лишь на идеальные системы, в которых все сигнальные квантовые состояния являются строго однофотонными, в канале связи отсутствуют поглощение и шумы, а квантовая эффективность фотодиода приемника составляет 100%. Тем не менее безусловная защищенность ключа может обеспечиваться и в реальных системах. Осуществляется это за счет усиления протоколов КРК комбинациями контроля нескольких параметров даже не строго однофотонных состояний, а приготавливаемых путем простого ослабления лазерного излучения [5]. Ниже такие состояния будем называть квазиоднофотонными состояниями (КОС). Известно, что защищенность ключа в указанных системах обеспечивается до тех пор, пока уровень ошибочных символов в репликах ключа на обеих сторонах канала связи (P_f) не превысит некоторой критической величины $P_{f_кр}$. Уровень $P_{f_кр}$ ограничивает длину линии L_c и зависит от используемого протокола КРК [6]. В рассматриваемых ниже системах, ориентированных на работу с волоконно-оптическими линиями связи (ВОЛС), наиболее распространен классический протокол BB84 с фазовым или временным кодированием КОС. Реализация последнего варианта протокола – BB84-ВК [7, 8] – при этом представляется наиболее доступной для построения экспериментальных моделей систем КРК.

Целью настоящей работы является изучение особенностей использования BB84-ВК в системах КРК с ВОЛС, моделирование работы системы в пакете Matlab-Simulink, а также исследование возможностей усиления протокола за счет контроля статистики КОС на приемной стороне системы.

Система КРК на основе BB84-ВК. В наиболее простом варианте в системе КРК, основанной на протоколе BB84-ВК, удаленные пользователи А и Б соединяются квантовым и классическим каналами связи. По первому из них (ВОЛС) передаются КОС, кодируемые временными сдвигами относительно границ тактовых интервалов в пределах фиксированного набора базисов, а по второму – обсуждаются результаты корректной регистрации этих КОС [7]. Предполагается, что защита квантового канала указанной системы от атак, осуществляемых агентом Е, должна гарантироваться теоремой о запрете клонирования (ТЗК) неортогональных КОС, обеспечиваемых соответствующим временным сдвигом окон в применяемых базисах.

В рассматриваемом варианте КРК-BB84-ВК условия применимости ТЗК трудновыполнимы, т.к. при КОС-ВК агент Е не связан необходимостью коммутации протокольных базисов и окон. В условиях, например, когда длительность КОС меньше длительности базисного окна T , агент Е получает прямую возможность клонирования КОС, кодовое состояние которого он позднее легко установит в результате прослушивания классического канала связи. Эффективными в данных условиях могут

быть также атаки с измерениями с определенным исходом – УМ-атаки (Unambiguous Measurements), а также PNS-атаки (Photon Number Splitting) [5]. Применение фазовых матриц (AWG) на входе ВОЛС [9] для выравнивания τ и T не может радикально устранить риск взлома ключа.

Большой уровень защищенности систем КРК-ВВ84-ВК обеспечивает введение в них блоков контроля статистики КОС или блоков генерации и обработки состояний-ловушек (decoy states), реализуемых чаще всего на основе оптических интерферометров [6, 10, 11]. Интерферометрическая обработка состояний-ловушек значительно усиливает защищенность КРК, прежде всего за счет учета фазовых состояний КОС при их обработке. Однако высокий уровень защищенности систем КРК-ВВ84-ВК от перечисленных выше атак агента Е может достигаться и при более простой, скалярной (без интерферометра) статистической обработке КОС на стороне пользователя Б.



Рис. 1. Структурная схема КРК-ВВ84-ВК

В качестве протокола взаимодействия пользователей А и Б для схемы рис. 1 нами был взят несколько измененный вариант оригинального протокола [7]. Логическая схема протокола приведена на рис. 2. Здесь изображен один тактовый интервал, в пределах которого показаны различные возможные кодовые состояния КОС. Вертикальной жирной меткой на каждом рисунке обозначены тактовые синхроимпульсы. Символами $B-i$ слева на рис. 2 пронумерованы базисные состояния КОС, а символами Δ_i снизу отмечены временные окна в пределах каждого из базисов. Введенные нами изменения касались устранения дополнительных окон в базисе 1 для символа «0» и в базисе 3 для символа «1», а также замена значений символов в окнах базиса 3 на противоположные. Введенные изменения были предприняты для обеспечения равной вероятности появления символов «0» и «1» в каждой точке тактового интервала.

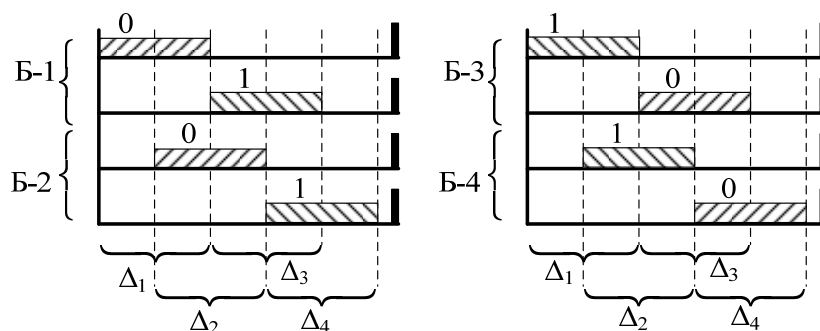


Рис. 2. Кодовые состояния базисов и окон протокола ВВ84-ВК

Данное в [7] описание этапов реализации алгоритма генерации «просеянного» ключа применимо и для схемы рис. 2.

Более подробно структура программной модели пользовательского блока А, реализованная нами в пакете Matlab-Simulink, показана на рис. 3. Здесь, в соответствии с названным алгоритмом, генераторами псевдослучайных последовательностей ПСП 0-1 и ПСП Δ_i задаются значения символов КОС и код временного окна Δ_i . Для каждой пары сгенерированных чисел в дешифраторе рассчитывается соответствующий код временного базиса первого пользователя $B-i$, который по классическому каналу пересылается для сравнения с кодом базиса второго пользователя Б.

Приемная часть аппаратуры пользователя Б содержит узлы, идентичные вышеназванным. При этом генераторы ПСП 0-1 и ПСП Δ_i приемной стороны не синхронизированы с соответствующими генераторами передатчика. Кроме этого, для обеспечения конфиденциальности состояний принятых КОС сигнал о совпадении базисов передается вторым пользователем не сразу, а в конце тактового интервала. Графический S-код обработки сигнала совпадения приведен на рис. 4.

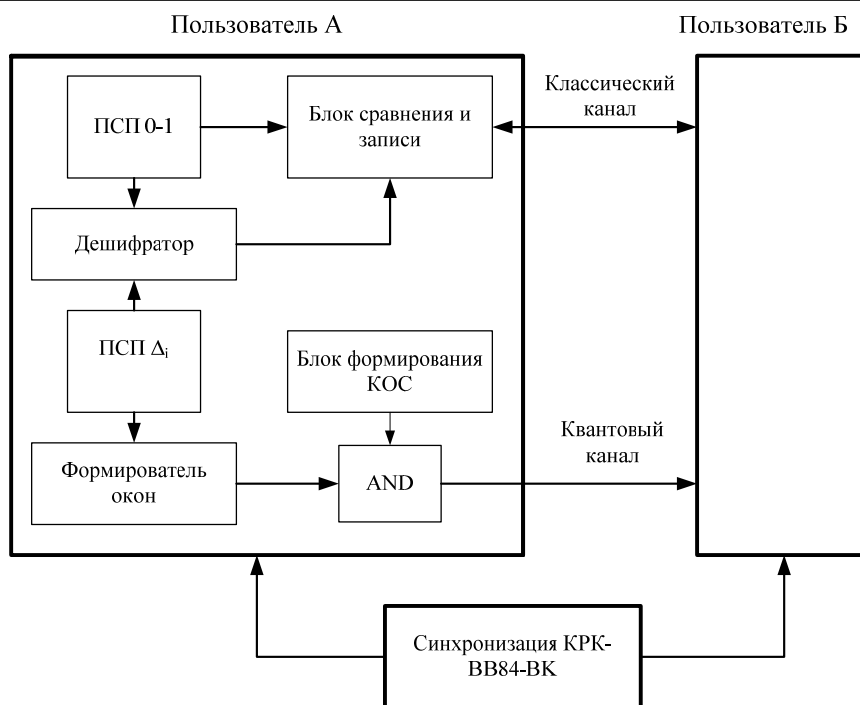


Рис. 3. Структура программной модели для пользователя А

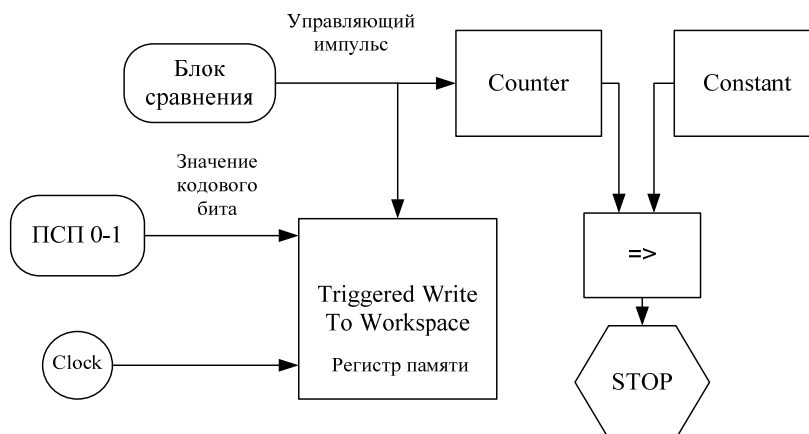


Рис. 4. Структура блока записи

Обработка, т.е. собственно генерация «просеянного» ключа (КП), сводилась к сверке пользовательских базисов и записи соответствующих состояний КОС в регистры памяти на обоих концах системы. Компонент Clock при этом фиксировал моменты времени срабатываний компараторов инициирующих запись элементов массивов ключа КП_А и КП_Б в соответствующие регистры памяти пользователей А и Б. Объем файла ключа КП при этом задавался параметрами блока Constant.

Разработанная модель использовалась для измерения вероятности генерации ложных символов P_f ключа, определяющей уровень ошибок системы, в отсутствие и при наличии белых гауссовых шумов фотоприемного устройства (ФПУ) и канала связи. Модельные эксперименты показали, что ошибочные символы в массивах КП_А и КП_Б возникают лишь при наличии шумов в системе. Усредненные по 10 выборкам расчетные зависимости P_f от уровней шума системы и порога U_0 компаратора ФПУ, нормированного к средней амплитуде a отклика приемника на одиночной КОС, показаны на рис. 5.

Цифрами 1 и 2 на рис. 5 отмечены кривые $P_f(U_p)$, измеренные при различных среднеквадратичных амплитудах шумового напряжения $U_{ш}$ на входе компаратора ФПУ, нормированного относительно a . В первом случае $U_{ш} = 0,15$, а во втором – $U_{ш} = 0,45$. Из представленных графиков хорошо видна возможность удержания допустимого системных ошибок на уровне ~11% с помощью регулировки порога ФПУ U_p .

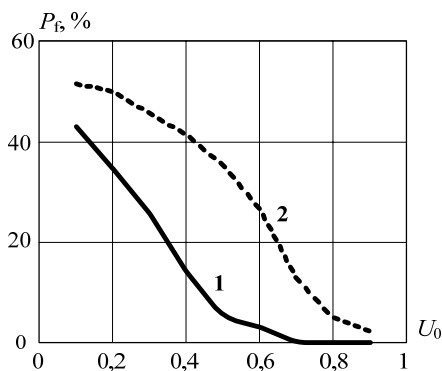


Рис. 5. Зависимость вероятности P_f от порога компаратора ФПУ U_0

Следует заметить, что повышение U_0 хотя и способствует снижению ошибок P_f , но одновременно с вероятностью P_l , приводят к пропускам сигнальных посылок в моменты опроса пороговой схемы и снижению скорости B генерации массива КП [12]

$$B = B_0(1 - P_l)p(1)k_p 10^{-\frac{\alpha L}{10}}, \quad (1)$$

где B_0 – тактовая частота системы; k_p – коэффициент снижения скорости, предусмотренный конкретным протоколом КРК; L и α – длина и погонное затухание ВОЛС соответственно; $p(n)$ – вероятность генерации n -фотонной посылки в тактовом интервале, которая при среднем числе КОС m описывается пуассоновской статистикой [13]:

$$p(n) = \frac{(m \cdot \eta)^n e^{-m \cdot \eta}}{n!}. \quad (2)$$

Вероятности P_l и P_f выражаются через плотности вероятности шума $p_n(n)$ и смеси сигнала с шумом $p_c(n)$ как [13]

$$P_l = \int_{-\infty}^{U_0} p_c(n)dn, \quad P_f = \int_{-U_0}^{\infty} p_n(n)dn, \quad (3)$$

где U_0 – порог срабатывания ФПУ, выраженный через n .

Зависящие от $U_{ш}$, U_p , $p(1)$, k_p параметры B , P_f , вместе со статистическим распределением состояний КОС $p(n)$, являются основными системными показателями. Динамическое изменение этих параметров может указывать на возможные попытки взлома ключа, поэтому их непрерывный мониторинг является одной из задач блока контроля статистики системы рис. 1. Измерение средней скорости приема КОС B и распределения $p(n)$ при этом проводится путем непосредственных измерений состояний КОС на приемной стороне квантового канала. Следует заметить, что для контроля $p(n)$ пригодны лишь фотодиоды, работающие в линейном режиме, например лавинные фотодиоды (APD), чувствительность которых, ограниченная флуктуацией коэффициента умножения M , темновым током и др., может обеспечивать режим счета одиночных фотонов [14].

Уровень же ошибок P_f оценивается пользователями путем периодического обмена частью ключей КП_А и КП_Б по классическому каналу.

Заключение. Изложенные выше результаты показывают возможность создания системы КРК на основе протокола BB84-ВК для ВОЛС, а также возможности усиления защищенности протокола за счет скалярного статистического мониторинга ключевых параметров системы.

Работа выполнена в рамках государственного задания №2406 от 21.02.2014 г.

Литература

1. Бауместер Д. Физика Квантовой Информации / Д. Бауместер, А. Экерт, А. Цайлингер. – М.: Постмаркет, 2002. – 376 с.
2. 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.
3. Килин С.Я. Квантовая криптография: идеи и практика / С.Я. Килин, Д.Б. Хорошко, А.П. Низовцев. – Минск: Белорусская наука, 2008. – 392 с.
4. Первая компьютерная сеть защищена на квантовом уровне [Электронный ресурс]. – Режим доступа <http://www.securitylab.ru/news/213933.php> свободный (дата обращения: 10.07.2014).
5. Молотков С.Н. О решении проблемы обеспечения стойкости квантовой криптографии для канала связи со сколь угодно большой длиной // Письма в ЖЭТФ. – 2011. – Т. 93, вып. 12. – С. 830–836.
6. Молотков С.Н. О предельных возможностях квантового распределения ключей с контролем статистики неоднотонного источника // Письма в ЖЭТФ. – 2008. – Т. 87, вып. 10. – С. 674–679.
7. Молотков С.Н. Об интегрировании квантовых систем засекреченной связи (квантовой криптографии) в оптоволоконные телекоммуникационные системы // Письма в ЖЭТФ. – 2004. – Т. 79. – С. 691–704.

8. Debuisschert T. Time coding protocols for quantum key distribution / T. Debuisschert, W. Boucher // *Physical Review A*. – 2004. – Vol. 70, iss. 4. – P. 042306.
9. Молотков С.Н. К вопросу об обосновании квантовой криптографии на временных сдвигах // *Письма в ЖЭТФ*. – 2004. – Т. 80, вып. 7. – С. 576–582.
10. Hwang W.-Y. Quantum key distribution with high loss: Toward global secure communication // *Phys. Rev. Lett.* – 2003. – Vol. 91. – P. 057901.
11. Хорошко Д.Б. Квантовое распределение ключа на временных сдвигах с использованием состояний-ловушек / Д.Б. Хорошко, Д.И. Пустоход, С.Я. Килин // *Оптика и спектроскопия*. – 2010. – Т. 108, вып. 3. – С. 372–379.
12. Скорость генерации кода в системе квантового распределения ключей / А.С. Задорин, А.В. Максимов, Д.А. Махорин и др. // *Доклады ТУСУРа*. – 2011. – № 2 (24), ч. 2. – С. 139–141.
13. Куликов Е.И. Прикладной статистический анализ. – М.: Горячая линия-Телеком, 2008. – 464 с.
14. Махорин Д.А. Возможность реализации линейного режима счета фотонов на лавинном фотодиоде S8664-05K при комнатной температуре / Д.А. Махорин, А.Б. Галиев, А.С. Задорин // *Доклады ТУСУРа*. – 2014. – № 1 (31). – С. 65–68.

Задорин Анатолий Семенович

Д-р физ.-мат. 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.

Model of quantum key distribution system over optical fiber with time coding

The authors developed and investigated a software model of BB84 quantum key distribution with time-coded fiber optic lines. We studied the dependence of the error key generation systems and noise-threshold comparator UPF. We analyzed the opportunity for strengthening the security protocol at the expense of statistical monitoring of key system parameters.

Keywords: quantum key distribution, scalar control statistics quasi-photon states.

УДК 621.383.523

А.С. Задорин, Д.А. Махорин

Статистическая обработка сигналов в системах квантового распределения ключей

Предложена модель усиления протокола квантового распределения ключей (КРК) за счет мониторинга статистики уровней ошибок, скорости генерации ключа и распределения квазиоднофотонных состояний в квантовом канале. Установлены границы безопасных зон работы квантового канала для различных типов атак.

Ключевые слова: система квантового распределения ключей, зоны безопасной генерации ключа, PNS-атака.

На развитие методологии построения безусловно защищенных систем конфиденциальной связи в последние полтора десятилетия заметное влияние оказали идеи использования квантовых объектов для генерации секретного ключа удаленными пользователями А и Б [1–3]. Системы, построенные на этих идеях, в литературе принято называть системами квантового распределения ключей (КРК) [4–6]. Безусловная секретность генерируемых системами КРК ключей основана, как известно, на фундаментальных запретах квантовой механики на копирование неортогональных состояний квантовых объектов, в качестве которых, как правило, предполагается использование одиночных фотонов оптического диапазона волн. Детектирование попыток подслушивания в таких системах обеспечивается за счет динамического мониторинга нескольких показателей – вероятности ошибок P_f , скорости генерации первичного ключа B , а также распределения вероятности числа фотонов $p(n)$ в сигнальных посылках. При этом абсолютный уровень криптозащищенности указанных систем гарантируется лишь для идеализированных условий – переноса сигналов по квантовому каналу строго одиночными фотонами, а также отсутствия шумов и потерь в канале связи.

В реальных условиях техника приготовления однофотонных состояний, как правило, сводится к ослаблению лазерного импульсов до уровня, характеризуемого средним числом фотонов m . При такой технологии распределение $p(n)$ значительно отклоняется от идеальной δ -функции и описывается пуассоновской статистикой [7]

$$p(n) = \frac{e^{-m}}{n!} m^n. \quad (1)$$

Соотношение (1) показывает, что указанным способом приготовить идеальные однофотонные посылки не представляется возможным. Можно лишь с помощью параметра m регулировать вероятность их появления в сигнальном импульсе. В дальнейшем стохастические состояния фотонных посылок в квантовом канале, описываемые соотношением (1), будем называть квазиоднофотонными состояниями (КОС).

Вместе с отмеченным различием (1) от $\delta(n)$, для реального квантового канала характерно ненулевое значение погонного затухания линии α_0 , а также ограниченный уровень квантовой эффективности η фотоприемного устройства (ФПУ).

Несмотря на нарушения всех названных выше теоретических условий криптоустойчивости протоколов КРК, их безусловная защищенность может обеспечиваться и в реальных системах [8, 9]. Возможность такого усиления протокола основана на контроле сразу всех параметров КОС, искажаемых при возможных атаках некоего агента Е на квантовый канал системы КРК, а также за счет дополнения протокольных состояний КОС специальными состояниями-ловушками (decoy states-D-состояние) [9–11]. Указанные D-состояния формируются пользователем А путем динамического расщепления однофотонных состояний в разбалансированном интерферометре Маха–Цендера (ИМЦ). Таким образом, создается возможность не только простого статистического подсчета числа состояний-ловушек на обоих концах канала, но также и контроля фазовых соотношений между фрагментами расщепленного D-состояния, осуществляемого путем интерференционных измерений в ИМЦ.

К основным контролируемым скалярным параметрам системы КРК относятся P_f , B , а также распределение $p(n)$. Считается, что защищенность ключа в указанных системах обеспечивается до тех пор, пока P_f не превысит критического уровня $P_{fкр} \sim 11\%$, зависящего от скорости генерации ключа системой B , используемого протокола КРК длины L и шумов P_n квантового канала [9, 12].

Последний параметр удобно выразить через P_f и другой системный показатель P_l – вероятность пропуска сигнальных КОС на приемной стороне квантового канала. Для этого обозначим порог срабатывания компаратора ФПУ как U_0 , выразим его через n , а P_n выразим через плотности вероятности шума $p_n(n)$ и смеси сигнала с шумом $p_c(n)$ [7]. Тогда

$$P_l = \int_{-\infty}^{U_0} p_c(n)dn, \quad P_f = \int_{-U_0}^{\infty} p_n(n)dn. \quad (2)$$

Скорость генерации системой КРК секретной ключевой последовательности (КП) B будет выражаться через введенные выше параметры P_l , L и α_0 как [14]

$$B = B_0(1 - P_l)p(1)k_p 10^{\frac{\alpha L}{10}}, \quad (3)$$

где B_0 – тактовая частота системы; k_p – коэффициент снижения скорости, предусмотренный конкретным протоколом КРК.

Формулы (1)–(3), дополненные шумовой моделью ФПУ системы [13], позволяют рассчитать двумерную зависимость $B(P_f, \alpha_0 L)$. Пример расчета такой поверхности дан на рис. 1. Здесь шаг изменений аргументов по оси αL составляет 2,5 дБ, а по оси P_f – 3%. График получен для $m = 0,1$ и ФПУ, рассчитанного на работу с ЛФД S8664-05K в линейном режиме с коэффициентом лавинного размножения 100 и темновым током $0,15 \times 10^{-9}$ А.

С помощью $B(P_f, \alpha_0 L)$ можно установить безопасные для конкретных видов атак агента Е границы значений скорости генерации КП B и длины квантового канала L . Отыскание данных границ и является целью настоящей работы.

Границы безопасного режима систем КРК. Рассмотрим классическую систему КРК с источником КОС, описываемым формулой (1). Как отмечалось выше, использование подобного рода неидеальных источников сопряжено с рисками реализации нескольких видов атак [8, 9, 12]. Наиболее опасные из них – PNS-атака (Photon Number Splitting), UM-атака (Unambiguous Measurements) и др. – связаны с переконфигурированием агентом Е квантового канала, а также различного рода сортировок транслируемых по нему КОС. В ходе этих сортировок из пользовательских КОС в канале целиком или полностью исключаются однофотонные состояния, что приводит к изменению статистик $p_n(n)$ и $p_c(n)$. Естественно, что для обеспечения скрытности своей процедуры агенту Е необходимо сохранить значения строго контролируемых легитимными пользователями параметров B и P_f . Из формул (1)–(3) следует, что для этого достаточно изменить значения длины и погонного затухания квантового канала. Для отыскания этих значений пометим их штриховыми индексами (α' и L') и подставим в (1)–(3). Получим общую систему уравнений для L' и α' :

$$\begin{cases} (1 - P_l(L'))p(n') \cdot 10^{\frac{\alpha' L'}{10}} = (1 - P_l(L))p(1) \cdot 10^{\frac{\alpha L}{10}}, \\ P_f(L') = P_f(L). \end{cases} \quad (4)$$

Здесь $p(n')$ – вероятности измененных в ходе атаки КОС.

Связь уравнений в системе (4) определяется критериями (2) сортировки гипотез о наличии или отсутствии КОС в моменты опроса компаратора ФПУ, т.е. соответствующим пороговым уровнем U_0 и распределениями $p_n(n)$, $p_c(n)$.

В случаях, когда шумами в квантовом канале можно пренебречь, т.е. мощность шума P_n можно считать сосредоточенной на входе ФПУ пользователя Б,

$$P'_f(L') = P_f(L), \quad P'_l(L') = P_l(L), \quad (5)$$

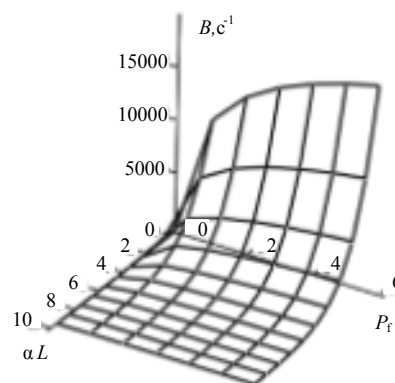


Рис. 1. Зависимость скорости генерации ключа от P_f и ослабления КОС в канале связи

уравнение (4) линеаризуется и сводится к элементарному виду:

$$\alpha'L' = \alpha L - [\lg(m(1)) - \lg(m(n'))]. \quad (6)$$

Из (6) следует, что агент Е получает необходимый для маскировки бюджет ослабления

$$\Delta\alpha L = \alpha L - \alpha'L'$$

КОС в квантовом канале лишь тогда, когда ослабление основного канала (αL) превысит критический уровень $(\alpha L)_{кр}$:

$$(\alpha L)_{кр} = [\lg(m(1)) - \lg(m(n'))]. \quad (7)$$

Последнее соотношение вместе с (3) определяют безопасную нижнюю границу $B_{кр}$ скорости генерации системой ключевой последовательности, необходимую для обеспечения мониторинга статистической обработки КОС. Так, превышение текущего значения B уровня $B_{кр}$ означает, что агент Е не располагает необходимым для организации конкретного вида атаки бюджетом ослабления $\Delta\alpha L$.

Условие (5), определяющее границы применимости (6), можно считать выполненным, например, в квантовом канале, построенном на основе волоконно-оптической линии связи (ВОЛС). Однако в другом важном для практики случае атмосферного канала указанное условие не выполняется. Здесь с увеличением его длины L имеет место накопление фонового рассеяния. В ФПУ фоновое излучение вызывает избыточный дробовой шум, снижающий помехоустойчивость системы. В данных условиях границы безопасной зоны $(\alpha L)_{кр}$ необходимо отыскивать из решения нелинейного уравнения (4).

Рассмотрим, например, возможности организации PNS-атаки по ВОЛС. Как известно [8, 9, 12], данная атака сводится к тому, что агент Е неразрушающим образом измеряет в разрыве квантового канала числа фотонов в импульсах КОС. Однофотонные импульсы при этом блокируются, а пользователю Б транслируются только импульсы с двумя и более фотонами, один из которых агент Е сохраняет в своей квантовой памяти. Битовое состояние этого фотона агент Е может легко установить позднее, после раскрытия и согласования пользователями состояний соответствующих поляризационных базисов по классическому каналу.

Для определения критического затухания в случае PNS-атаки учтем, что $p(n') = p(2)$, тогда из (6) получим $(\alpha L)_{кр} \sim 12,5$ дБ. Этот результат можно получить и прямым расчетом B по формуле (3). Соответствующие графики для параметров ФПУ к рис. 1, приведены на рис. 2.

Из рис. 2 видно, что необходимый для организации PNS-атаки бюджет ослабления в данных условиях составляет $(\alpha L)_{кр} = \Delta\alpha L \sim 12,5$ дБ, а уровень $B_{кр} \sim 1$ Кбит/с.

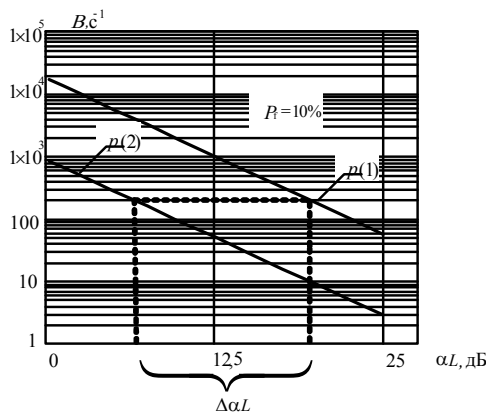


Рис. 2. Зависимость B от ослабления одно- и двух-фотонных КОС в ВОЛС

Заключение. Анализ приведенной выше модели системы КРК показывает, что усиление протокола за счет мониторинга статистики P_f , B и распределения $p(n')$ и установления границ $B_{кр}$ и $(\alpha L)_{кр}$ безопасных зон работы квантового канала для различных типов атак связано с учетом соответствующих статистик $p(n)$, $p_n(n)$ и $p_c(n)$ в формулах (1)–(7).

Из этих же соотношений видно, что использование в системах КРК традиционных лазерных источников с пуассоновской статистикой приготовления КОС, значительно увеличивает риски организации атак на генерируемый ключ и существенно снижает скорость этой генерации.

Литература

1. Quantum cryptography: Public key distribution and coin tossing [Электронный ресурс]. – Режим доступа <http://www.cs.ucsb.edu/~chong/290N-W06/BB84.pdf> свободный (дата обращения: 27.07.2014).
2. Bennett C.H. Quantum cryptography using any two nonorthogonal states // Phys. Rev. Lett. – 1992. – Vol. 68, № 21. – P. 3121.
3. Ekert A. Quantum cryptography based on Bell's theorem // Phys. Rev. Lett. – 1991. – Vol. 67, № 6. – P. 661–663.

4. Бауместер Д. Физика квантовой информации / Д. Бауместер, А. Экерт, А. Цайлингер. – М.: Постмаркет, 2002. – 376 с.
5. 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.
6. Килин С.Я. Квантовая криптография: идеи и практика / С.Я. Килин, Д.Б. Хорошко, А.П. Низовцев. – Мн: Белорусская наука, 2008. – 392 с.
7. Куликов Е.И. Прикладной статистический анализ. – М.: Горячая линия-Телеком, 2008. – 464 с.
8. Молотков С.Н. О решении проблемы обеспечения стойкости квантовой криптографии для канала связи со сколь угодно большой длиной // Письма в ЖЭТФ. – 2011. – Т. 93, вып. 12. – С 830–836.
9. Молотков С.Н. О предельных возможностях квантового распределения ключей с контролем статистики неоднотонного источника // Письма в ЖЭТФ. – 2008. – Т. 87, вып. 10. – С. 674–679.
10. Hwang W.-Y. Quantum key distribution with high loss: Toward global secure communication // Phys. Rev. Lett. – 2003. – Vol. 91. – P. 057901.
11. Хорошко Д.Б. Квантовое распределение ключа на временных сдвигах с использованием состояний-ловушек / Д.Б. Хорошко, Д.И. Пустоход, С.Я. Килин // Оптика и спектроскопия. – 2010. – Т. 108, № 3. – С. 372–379.
12. Молотков С.Н. Об интегрировании квантовых систем засекреченной связи (квантовой криптографии) в оптоволоконные телекоммуникационные системы // Письма в ЖЭТФ. – 2004. – Т. 79. – С. 691–704.
13. Махорин Д.А. Возможность реализации линейного режима счета фотонов на лавинном фотодиоде S8664-05K при комнатной температуре / Д.А. Махорин, А.Б. Галиев, А.С. Задорин // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 1 (31). – С. 65–68.

Задорин Анатолий Семенович

Д-р физ.-мат. 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.

Statistical analysis of signals in quantum key distribution systems

In the paper we propose a model of amplification protocol with quantum key distribution by monitoring the levels of statistical error rate of key generation and distribution of quasi-one-photon states in quantum channel. The boundaries of the safety zone of a quantum channel for different types of attacks has been set.

Keywords: quantum key distribution system, secure key generation zone, PNS-attack.

УДК 004.41

М.В. Зубов, А.Н. Пустыгин, Е.В. Старцев

Математическое моделирование универсальных многоуровневых промежуточных представлений для статического анализа исходного кода

Для выполнения статического анализа было предложено использовать универсальные многоуровневые промежуточные представления. Для оценки их эффективности и определения критериев качества была разработана общая математическая модель промежуточного представления. На ее основе были получены математические модели для универсального представления уровня классов и потока управления. Было выполнено численное моделирование статического анализатора, позволяющее оценить эффективность использования таких промежуточных представлений на практике.

Ключевые слова: программирование, статический анализ, промежуточное представление, математическая модель, исходный код, рефакторинг, Java.

Статический анализ служит для автоматизации задач разработки программного обеспечения. Он позволяет выполнять поиск ошибок, улучшать качество кода, делать подсказки по рефакторингу, извлекать информацию из исходного кода. Достоинства применения универсальных промежуточных представлений при статическом анализе исходного кода были освещены в [1]. В качестве универсальных промежуточных представлений выступили 2 разработанных представления – универсальное классовое представление UCR и универсальное представление потока управления UCFR. Необходимо количественно оценить эффективность использования данных представлений. Для этого необходимо формализовать критерии эффективности и провести численное моделирование.

Получение промежуточных представлений. Основным способом перевода исходного кода из текстового формата является синтаксический анализ [2]. Исходный код является текстом на формальном языке – языке программирования. Такой текст легко представляется в виде деревьев (графов без циклов) разбора согласно его формальной грамматике в виде абстрактного синтаксического дерева разбора [3]. Так как эффективной, изученной и неоднократно используемой формой представления исходного кода является дерево, то будем рассматривать собственные разрабатываемые представления как деревья.

Таковыми является большинство используемых представлений в различных анализаторах [4, 5]. Большинство анализаторов просто использует AST, например PyLint [6] или PMD [7]. Другой вариант представлений, например представление в виде реляционной базы данных, предложенное в проекте Omega [8], хранит данные в виде *B*-деревьев и фактически является табличным представлением AST. Если рассмотреть текст на логическом языке программирования в качестве представления, например из анализатора ASTLOG [9], то база знаний на таком языке является деревом, а сам текст на таких языках также можно представить в виде дерева разбора по формальной грамматике. Представление метамodelей в виде псевдокода из Moose [10] также можно считать деревом, так как такой псевдокод соответствует некоторой формальной грамматике и может быть разобран в виде дерева.

Модель промежуточного представления как дерева. Построим универсальную модель дерева. В полном дереве можно выделить конечное количество поддеревьев. Например, если рассматривать корневой узел, то он будет иметь множество своих поддеревьев, вложенных в него. Каждое из этих поддеревьев может иметь свои вложенные и т.д. Пусть $A_i \in A$ – некоторое поддерево из множества таких поддеревьев – A . Тогда A_0 – все дерево целиком, так как является поддеревом, содержащим корень. A_1, A_2, \dots, A_m – поддеревья, $m > 0$. Каждое поддерево можно разделить на корень, множество поддеревьев и множество оконечных «листьев» – элементов, от которых нет нисходящих связей. Таким образом, любое поддерево, включая корневое, можно описать следующим образом:

$$A_i = (o, AS_i, L_i), \quad (1)$$

где $o \in O$ – узел дерева из множества возможных, $AS_i \subset A$ – множество поддеревьев для текущего корня, $L_i \subset L$ – множество листьев текущего корня, L – множество всех возможных листьев.

По аналогии с формулой (1) можно составить модель, описывающую любое промежуточное представление, которое является деревом. Ранее было предложено использовать универсальные многоуровневые промежуточные представления [5]. Были разработаны универсальное классовое представление [5] и универсальное представление потока управления [11].

Так как используемые представления – деревья, то задачи анализа сводятся к задачам обхода дерева. Сложность такой задачи зависит от глубины вложенности и степени ветвления дерева. При использовании высокоуровневых представлений сокращается степень ветвления дерева. Для увеличения быстродействия анализа представления в нем также должна быть сокращена глубина вложенности. В разработанных представлениях ее можно ограничить конкретной величиной, разбив представление на уровни. Построим математические модели для представлений уровня классов и потока управления.

Модель классового представления. Классовое представление имеет более жесткую структуру с четко разделенными уровнями. Потому для обозначения поддеревьев модели имеет смысл ввести двойную индексацию. Каждое поддерево будем обозначать как $A_{i,j}$, где i – номер поддерева на уровне, а j – номер уровня. Будем использовать основную модель представления (1). Необходимо сразу ограничить набор вершин, которые будут использоваться в представлении. Это классы, их родители, поля, методы.

Возможные вершины представления: p – project, c – class, r – parent, f – field, m – method, g – arg, $O = \{p, c, r, f, m, g\}$. В таком представлении допустимо всего 4 уровня: уровень проекта, уровень класса, уровень структуры класса и уровень структуры метода. Таким образом, можно расписать поддеревья представления по уровням. Листья, обозначающие имена классов и идентификаторы, будут входить во множество L . Запишем каждый уровень в виде модели:

$$A_{i,0} = (r, AS_{i,1}, \{ \}), \quad A_{i,1} = (c, AS_{i,2}, LC_i),$$

где $lc_{i,1}$ обозначает *id*, а $lc_{i,2}$ – *name*, $lc_{i,1}, lc_{i,2} \in LC_i$;

$$A_{i,2} = (o_i, AS_{i,3}, LV_i),$$

где $o_i \in \{r, f, m\}$, а $lv_{i,j} \in LV$ характеризует конкретный корень поддерева (родитель, поле или метод);

$$A_{i,3} = (g, \{ \}, LG_i),$$

где $lg_{i,1}$ обозначает *name*, а $lg_{i,2}$ – *type*, $lg_{i,1}, lg_{i,2} \in LG_i$.

Модель представления графа потока управления. Представление графа потока управления будет описывать только конкретный участок выполнения программы – функцию или метод класса. Сам по себе граф потока управления является ориентированным графом общего вида, допускающим циклы. Чтобы привести его в более удобный вид, будем хранить дуги графа потока управления отдельными элементами, указывая, от какого блока к какому идет дуга (подход основан на GraphML [12]). Для удобства отображения и обработки будем считать условные операторы в качестве отдельных вершин. Это отличается от классической модели потока управления, где операции перехода отображаются только в виде ребер (дуг) графа [13]. Отображение такого графа будет больше соответствовать блок-схеме алгоритма, а также позволит хранить и анализировать условия, по которым выбирается направление выполнения программы.

Учитывая все возможные ветвления в графе потока управления, можно ограничить его множество вершин. $O = \{p, m, f, b, l, t, y, r, i, w, h\}$, где p – project, m – method, f – function, b – block, l – flow, t – try/except, y – finally, r – for, i – if, w – while, h – with. В таком представлении допустимо всего 3 уровня: уровень проекта, уровень функций и методов, уровень описания потока управления (вершины и переходы между ними). Основные допустимые вариации могут быть только на третьем уровне, на котором описывается сам поток управления. Он может состоять из различных типов блоков. Первый уровень не имеет листьев, а третий не имеет поддеревьев, что логично, так как модель ограничена в глубину. Таким образом, можно составить его модель по уровням поддеревьев:

$$A_{i,0} = (p, AS_{i,1}, \{ \}), \quad A_{i,1} = (o_{i,1}, AS_{i,2}, LF_i),$$

где $o_{i,1} \in \{m, f\}$, lf_i – имя функции или метода, $lf_i \in LF_i, LF_i \subset L$.

$$A_{i,2} = (o_{i,2}, AS_{i,3}, LB_i),$$

где $o_{i,2} \in \{b, l, t, y, r, i, w, h\}$, LB_i – характеристики конкретного узла (id – для блоков, $from$ и to – для дуг графа).

Реализация анализа «Контроль разделения ответственности». Для выполнения задач извлечения информации из исходного кода и предложений по рефакторингу был составлен список анализаторов, использующий разработанные представления. Часть анализов из этого списка была реализована на языке Python. Кроме того, были реализованы генераторы представлений для языков Java и Python на языках Java и Python соответственно. Исходный код опубликован в GitHub под открытой лицензией [14]. Рассмотрим анализ «Контроль разделения ответственности». Он предлагает выполнить рефакторинг классов, перегруженных функциональностью, согласно описанию в [15]. Этот анализатор просматривает все классы проекта, ищет классы, перегруженные полями и методами, а также слишком сложные методы с большим количеством ветвлений в потоке управления. Результат работы – текстовый вывод в формате, аналогичном листингу 1. В нем показан пример анализа собственного кода и предложений по улучшению класса `ru.csu.stan.java.classgen.automaton.ClassContext`.

Листинг 1

Пример текстового вывода анализатора «Контроль разделения ответственности»

```
Class ClassContext has potential problem with too many fields (20). Maybe you should divide this class into some smaller?
```

```
Class ClassContext has method processTypeTag() with too many flows (30). Maybe you need to extract a new method?
```

```
Class ClassContext has too many methods. Looks like it has too many responsibilities. Maybe you should divide it?
```

Для практической оценки эффективности использования универсальных высокоуровневых представлений необходимо было провести численное моделирование скорости анализа универсальных представлений и AST. Для этого, в свою очередь, необходимо было реализовать анализатор «Контроль разделения ответственности» на AST. Этот анализ будет основан на некоторых эвристиках, однако алгоритмически будет эквивалентен, так как заключается в полном обходе всего дерева представления для получения информации о классах и дополнительного обхода содержимого методов.

Согласно математической модели использование высокоуровневых представлений должно ускорить выполнение анализа и в целом изменить характер роста затрат на анализ при росте объема проекта. Таким образом, быстроедействие анализаторов может служить критерием эффективности использования представлений. Можно теоретически оценить быстроедействие на примере небольшого класса – `ru.csu.stan.java.classgen.util.ClassIdGenerator` из собственного кода и класса, который перегружен ответственностью, – `ru.csu.stan.java.classgen.automaton.ClassContext`. AST для первого класса содержит 195 узлов, из них 134 приходится на методы. Классовое представление содержит 33 узла, а поток управления – 47. То есть для анализа AST понадобится обойти $195 + 134 = 329$ узлов, а для высокоуровневых представлений – $33 + 47 = 80$, что в 4 раза меньше. AST для второго класса содержит 3352 узла, из них – 3015 приходятся на методы, UCR – 171, а UCFR – 364. То есть анализатору на AST придется обойти $3352 + 3015 = 6367$ узлов, а анализатору высокоуровневых представлений $171 + 364 = 535$, что почти в 12 раз меньше. То есть при анализе различных классов должна увеличиваться производительность от 4 до 12 раз.

Практическая оценка эффективности модели в задачах статического анализа. Для практической оценки эффективности по быстроедействию анализатора, написанного на высокоуровневых представлениях, необходимо собирать статистические данные на большом количестве запусков утилит, чтобы исключить случайную составляющую. Кроме того, для исследования роста времени анализа необходимо анализировать несколько проектов. Для моделирования использовались собственные разработки и открытый компилятор языка Java из пакета OpenJDK [16]. Названия проектов и их основные характеристики показаны в табл. 1.

Так как работа утилит анализа включает в себя чтение входных XML-файлов с промежуточными представлениями, то сравнивать данные простых запусков не имеет смысла. Утилита, использующая AST, выполняет 1 дисковую операцию, а использующая UCR+UCFR – 2. Любая такая операция занимает в несколько раз больше времени и вносит большую случайную составляющую в исследуемые экспериментальные данные. Во избежание этого для эксперимента были созданы спе-

циальные цели запуска (отдельные исследовательские версии утилит), которые выполняли анализ заданное число раз, при этом данные с диска читались только один раз, перед первым выполнением, и в дальнейшем брались из оперативной памяти.

Таблица 1

Характеристики используемых проектов

| Проект | Количество классов | Количество строк | Размер, кБ |
|-----------|--------------------|------------------|------------|
| Test | 13 | 172 | 48 |
| Jclassgen | 32 | 3141 | 212 |
| Jcfsen | 51 | 4575 | 276 |
| Javac | 525 | 70343 | 3277 |

Также необходимо исключить все случайные составляющие, возникающие при работе утилиты на реальной машине. При этом необходимо выполнить запуск несколько раз, а в результате взять усредненные значения. Для выполнения экспериментов использовался компьютер с 4-ядерным процессором Inter Core i5 760 2,8 ГГц 8 МБ кэша, 8 ГБ оперативной памяти DDR 1333 МГц, жестким диском WD 500ГБ 5400rpm SATA1 с файловой системой ext4, операционная система – Gentoo Linux, ядро версии 3.10.25. Для выполнения использовались следующие версии ПО: JDK – 8u45, Python – 2.7.5, система собрана с GCC – 4.7.3.

В процессе работы измерялось общее время работы на нескольких запусках без учета времени, затрачиваемого на чтение с диска. Также фиксировалось количество этих запусков – n . В результате измерений получались следующие величины: n – количество запусков утилиты; T_{AST} – общее время, за которое выполнялась утилита, использующая AST заданное число раз; T_U – общее время, за которое выполнялась утилита, использующая универсальные высокоуровневые представления заданное число раз; $\Delta = (T_{AST} - T_U)$ – разница во времени между запусками утилит; $\Delta_3 = \frac{(T_{AST} - T_U)}{n}$ – разница во времени между одним запуском утилиты.

Тогда критериями эффективности использования представлений могут выступать величины времени исполнения одного анализа и процентный прирост производительности одного анализатора, относительно другого. То есть $t_{AST} = \frac{T_{AST}}{n}$ – среднее время одного запуска утилиты, использующей AST; $t_U = \frac{T_U}{n}$ – среднее время одного запуска утилиты, использующей универсальные высокоуровневые представления; $P_{AST} = \frac{\Delta}{T_{AST}} \times 100\%$ – процентный прирост производительности относительно AST.

Исследование величин t представляет наибольший интерес, так как именно они прогнозировались в исходных графиках. В качестве n было выбрано $n = 10000$, так как это заставляет выполняться утилиту достаточно долго, что позволяет уменьшить влияние случайных нагрузок, например фоновых задач операционной системы (уменьшить случайную составляющую). Результаты исследования показывают, что на AST анализ выполняется значительно дольше, до 7 ч (табл. 2).

Таблица 2

Данные о времени работы анализаторов

| Проект | Общее время, мс | | Δ , мс | Δ_3 , мс | P_{AST} , % |
|-----------|-----------------|----------|---------------|-----------------|---------------|
| | $U-R$ | AST | | | |
| Test | 5519 | 49316 | 43797 | 4,38 | 88,81 |
| Jclassgen | 59562 | 762702 | 703140 | 70,31 | 92,19 |
| Jcfsen | 94745 | 1263926 | 1169181 | 116,92 | 92,50 |
| Javac | 2346677 | 25813860 | 23467183 | 2346,72 | 90,91 |

По табл. 2 можно рассчитать средние величины прироста производительности. $P_{AST\text{ ср}} = 91,10\%$.

Как видно, при таком приросте производительности утилита выполняется быстрее в 10 раз, что является достаточно существенной величиной (1 порядок). Такая величина вполне согласуется с полученной теоретически, так как она высчитывается для всего проекта в среднем. Для расчета критериев среднего времени воспользуемся данными табл. 2 и величиной $n = 10000$. Результаты показаны в табл. 3.

Таблица 3
Среднее время выполнения одного анализа на разных промежуточных представлениях

| Проект | U-R | AST |
|-----------|--------|---------|
| Test | 0,55 | 4,93 |
| Jclassgen | 5,96 | 76,27 |
| Jcfigen | 9,47 | 126,39 |
| Javac | 234,67 | 2581,39 |

Как видно (табл. 3), величины среднего времени выполнения отличаются на порядок. По этим данным можно построить графическую зависимость, более наглядно демонстрирующую то, как расходятся величины (рис. 1). Эти данные на практике доказывают теоретическое предположение о высокой эффективности использования универсальных многоуровневых промежуточных представлений для статического анализа.

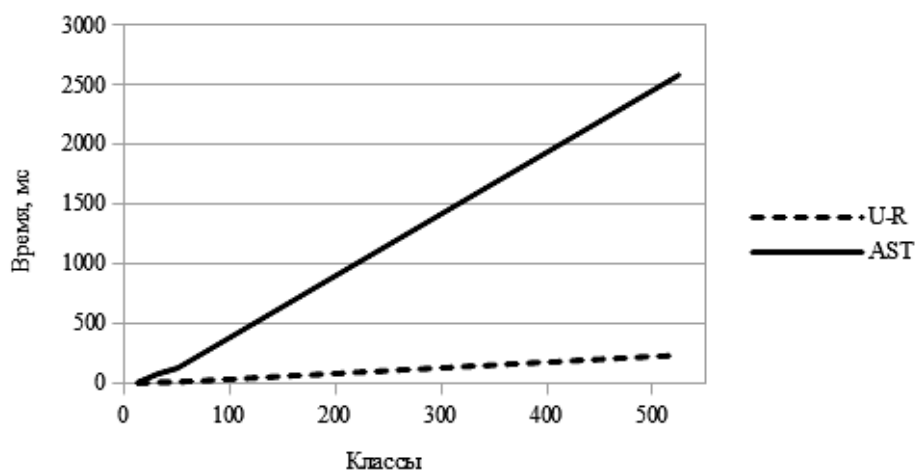


Рис. 1. Графическая зависимость времени выполнения одного анализа от количества классов

Выводы. Для выполнения статического анализа с использованием универсальных промежуточных представлений было выполнено математическое моделирование таких представлений. Модель показала преимущества, которые были предположены теоретически при разработке этих представлений. Были реализованы генераторы предложенных представлений, также были реализованы 2 варианта одного из анализаторов: на высокоуровневых представлениях и на абстрактном дереве разбора. На основе вариантов этого анализатора было выполнено численное моделирование для получения конкретной количественной оценки эффективности использования универсальных высокоуровневых представлений. Полученные количественные характеристики показывают, что в среднем реализация анализа таких представлений дает прирост производительности в 10 раз, что подтверждает теоретически рассчитанное преимущество, показанное математической моделью, при их использовании на практике.

Литература

1. Зубов М.В. Применение универсальных промежуточных представлений для статического анализа исходного программного кода / М.В. Зубов, А.Н. Пустыгин, Е.В. Старцев // Доклады ТУСУРа. – 2013. – №1(27). – С. 64–68.
2. Ахо А. Компиляторы: принципы, технологии и инструментарий / А. Ахо, М. Лам, Р. Сети, Д. Ульман. – М.: Вильямс, 2010. – 1184 с.
3. Серебряков В.А. Основы конструирования компиляторов / В.А. Серебряков, М.П. Галочкин. – М.: Эдиториал УРСС, 2001. – 224 с.
4. Зубов М.В. Сравнительный анализ существующих инструментов исследования программ по исходному коду / М.В. Зубов, А.Н. Пустыгин, Е.В. Старцев // Суперкомпьютерные технологии и открытое программное обеспечение. – Челябинск: Изд-во Челяб. гос. ун-та, 2013. – С. 37–44.

5. Зубов М.В. Краткий анализ и исследование помежуточных представлений исходного текста программ / М.В. Зубов, А.Н. Пустыгин, Е.В. Старцев // Суперкомпьютерные технологии и открытое программное обеспечение. – Челябинск: Изд-во Челяб. гос. ун-та, 2013. – С. 45–53.
6. Pylint – code analysis for Python [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.pylint.org/>, свободный (дата обращения: 12.09.2014).
7. PMD [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://pmd.sourceforge.net/>, свободный (дата обращения: 12.09.2014).
8. Linton M. Queries and Views of Programs Using a Relational Database System [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.eecs.berkeley.edu/Pubs/TechRpts/1983/5296.html, свободный (дата обращения: 12.09.2014).
9. Crew R. ASTLOG: A Language for Examining Abstract Syntax Trees / Proceedings of the Conference on Domain-Specific Languages. – Santa Barbara, California, 1997. – 15 p.
10. Moose technology [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.moosetechnology.org/>, свободный (дата обращения: 12.09.2014).
11. Зубов М.В. Построение универсального представления графа потока управления для статического анализа исходного кода / М.В. Зубов, А.Н. Пустыгин, Е.В. Старцев // Девятая конференция «СПО в высшей школе»: тезисы докладов. – М.: Альт Линукс, 2014. – С. 46–51.
12. The GraphML File Format [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://graphml.graphdrawing.org/>, свободный (дата обращения: 12.09.2014).
13. Control Flow – GNU Compiler Collection (GCC) Internals [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://graphml.graphdrawing.org/>, свободный (дата обращения: 12.09.2014).
14. CSU tools for code analysis. GitHUB [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://github.com/exbluesbreaker/csu-code-analysis>, свободный (дата обращения: 12.09.2014).
15. Фаулер М. Рефакторинг. Улучшение существующего кода. – СПб.: Символ-Плюс, 2003. – 268 с.
16. OpenJDK [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://openjdk.java.net/>, свободный (дата обращения: 12.09.2014).

Зубов Максим Валерьевич

Аспирант каф. компьютерной безопасности и прикладной алгебры (КБиПА) ЧелГУ, г. Челябинск
Тел: +7-961-784-45-31
Эл. почта: zubovmv@gmail.com

Пустыгин Алексей Николаевич

Канд. техн. наук, доцент каф. КБиПА
Тел: +7-905-835-98-68
Эл. почта: p2008an@rambler.ru

Старцев Евгений Владимирович

Аспирант каф. КБиПА
Тел: +7-961-789-69-23
Эл. почта: slayer-gurgen@yandex.ru

Zubov M.V., Pustygin A.N., Startsev E.V.

Math modeling of universal multilevel intermediate representations for source code static analysis

This article describes using of source code universal multilevel intermediate representations for static analysis. Common math model of universal representation was developed to evaluate its efficiency and quality criterions. Models for universal class representation and universal control flow representation were introduced on the basis of common model. Numerical modeling of a analysis was made in practice to compute efficiency of using such representations.

Keywords: programming, static analysis, intermediate representation, math model, source code, refactoring, Java.

УДК 621.372.2

Р.И. Аширбакиев, А.О. Мелкозеров, Ег.В. Лежнин

Алгоритм аппроксимации набора данных в применении к параметрам трасс печатных плат

Предложен алгоритм аппроксимации большого набора данных. Выполнено сравнение предложенного алгоритма и полиномиального приближения для случая аппроксимации погонной задержки линий передачи в широком диапазоне параметров основных структур печатных плат. Показана работоспособность предложенного алгоритма и описаны возможности его совершенствования.

Ключевые слова: аппроксимация данных, печатная плата, аналитические модели, полиномиальное приближение.

Для решения задачи аппроксимации больших наборов данных аналитическими моделями применяются различные методы. Широко используются: метод группового учета аргументов [1], алгоритм Лассо [2], метод наименьших углов LARS [3], генетическое программирование [4], регрессионный анализ [5]. Они обладают различными достоинствами и недостатками, поэтому целесообразно исследовать их для решения конкретных задач, а также рассмотреть возможность создания новых методов или алгоритмов. Для случая аппроксимации погонной задержки линий передачи в широком диапазоне параметров основных структур печатных плат все методы, перечисленные выше, показали неудовлетворительные результаты: относительная погрешность полученных моделей по отношению к расчетным данным составила 50% и более [6].

Цель работы – разработать новый алгоритм для аппроксимации большого набора данных.

Предложенный алгоритм. Набор данных состоит из числовых значений, которые были получены в результате длительных вычислений. Рассмотрим предложенный алгоритм аппроксимации на примере четырех независимых параметров. Пусть дан набор данных из n строк:

$$\begin{array}{cccc} x_{i1} & x_{i2} & x_{i3} & x_{i4} & y_i, \\ & & & & \dots \\ x_{n1} & x_{n2} & x_{n3} & x_{n4} & y_n, \end{array}$$

где n – количество строк, которое можно определить как $n = \prod_{k=1}^4 Cnt_k$, где Cnt_k – количество значений

k -го независимого x параметра. В данной задаче значения независимых x параметров заданы в определенном диапазоне небольшим количеством различных значений с заданным шагом, так что $x_{ik} = t_k + s_k dt_k$, где t_k – начальное значение, dt_k – шаг, $s_k = 0, 1, \dots, Cnt_k$. Набор данных представляет все комбинации значений независимых переменных, где каждой комбинации соответствует одно значение y , которое зависит от каждого значения этой комбинации.

Необходимо синтезировать функцию $f(x_1, x_2, x_3, x_4) = y$, с помощью которой можно будет вычислить приближенное значение y для заданных x_1, x_2, x_3, x_4 .

Шаг 1. Пусть $1 \leq i \leq n$, где $n = \prod_{k=1}^4 Cnt_k$, и $1 \leq j \leq m$, где $m = \prod_{k=1}^3 Cnt_k = \frac{n}{Cnt_4}$ – количество раз-

личных комбинаций без последнего параметра x_{i4} . Сформируем m блоков, в которых $x_{i1} = x_{j1}, x_{i2} = x_{j2}, x_{i3} = x_{j3}, x_{i4} = y_i$, т.е. значения повторяются в первых трех столбцах, но не в последнем.

Шаг 2. Необходимо выполнить аппроксимацию каждого из m блоков по четвертому параметру. Применим простейшую линейную регрессию. Для $x = x_{i4}$ в каждом блоке необходимо найти аппроксимирующую функцию $f(x) = y = a_1 x + b_1$. Таким образом, получаем два коэффициента a_1 и b_1 . После этого необходимо построить новый набор данных $x_{j1} x_{j2} x_{j3} a_{j1} b_{j1}$, где $1 \leq j \leq m$, а a_{j1} и b_{j1} – коэффициенты для j -го блока. (Отметим, что с помощью коэффициентов a_{j1} и b_{j1} можно обратно восстановить $y_i = a_{j1} x_{i4} + b_{j1}$.) После выполнения аппроксимации по x_{i4} формируется новый набор данных $x_{j1} x_{j2} x_{j3} a_{j1} b_{j1}$, в котором отсутствуют y_i и x_{i4} , и который в Cnt_4 раз меньше.

Шаг 3. Далее необходимо заменить таким же образом данные по x_{j3} , т.е. выделить все блоки данных, в которых $x_{i1} = x_{j1}, x_{i2} = x_{j2}, x_{i3} = a_{i1}, b_{i1}$. Однако теперь нужно получить четыре коэффициента

для $f_1(x_{i3}) = a_{i1}$ и $f_2(x_{i3}) = b_{i1}$. В итоге объем данных сократится еще в Cnt_3 раз, а коэффициентов станет в два раза больше.

Шаги 4, 5. Далее остальные переменные x_{i1} и x_{i2} заменяются по схеме, аналогичной описанной выше. После замены x_{i2} останутся коэффициенты и одна переменная $x_{i1}a_4b_4a_5b_5a_6b_6a_7b_7$. После замены x_{i1} остаются только 16 коэффициентов, по которым можно восстановить все данные: $a_8b_8a_9b_9a_{10}b_{10}a_{11}b_{11}a_{12}b_{12}a_{13}b_{13}a_{14}b_{14}a_{15}b_{15}$.

Конец.

Коэффициенты используются для формирования аппроксимирующей функции

$$f(x_1, x_2, x_3, x_4) = (((a_8x_1 + b_8)x_2 + a_9x_1 + b_9))x_3 + ((a_{10}x_1 + b_{10})x_2 + a_{11}x_1 + b_{11}))x_4 + \\ + (((a_{12}x_1 + b_{12})x_2 + (a_{13}x_1 + b_{13}))x_3 + ((a_{14}x_1 + b_{14})x_2 + (a_{15}x_1 + b_{15}))).$$

Полиномиальное приближение. Рассмотрим аппроксимацию с помощью полинома второй степени для погонной задержки линий передачи в широком диапазоне параметров основных структур печатных плат. Аппроксимирующая функция имеет вид $f(x_1, x_2, \dots, x_n) = a_0 + \sum_{i=1}^n a_i x_i + \sum_{i=1}^n b_i x_i^2 + \sum_{i=1}^n \sum_{j=i+1}^n c_{ij} x_i x_j$, где n – количество независимых параметров; x_i – значения параметров структур (например, w , t и т.д.), a_i , b_i и c_{ij} – коэффициенты.

Сравнение аппроксимации с помощью полиномиального приближения и предложенного алгоритма. Полный набор параметров структур ПП принят следующим.

ε_r диэлектриков:

- препрег и подложка: 3,8; 3,9; 4,0; 4,1; 4,2; 4,3; 4,4; 4,5 (8 значений);
- паяльная маска: 3,0; 3,1; 3,2; 3,3; 3,4; 3,5; 3,6; 3,7; 3,8; 3,9; 4,0 (11 значений);
- влагозащитное покрытие: 2,2; 2,5; 2,6; 3,3; 3,4; 3,5; 3,6; 3,7; 3,8; 3,9; 4,0; 4,2; 4,3; 4,4; 4,5; 4,6; 4,7; 4,8; 4,9; 5,0; 5,1; 5,2 (22 значения).

Толщина диэлектриков:

- влагозащитное покрытие: 8; 12; 15; 18; 22; 25; 30; 35; 40; 45; 50; 55; 60; 65; 70; 75; 150; 155; 160; 165; 170; 175; 180; 185; 190; 195; 200; 205; 210; 215; 220; 225; 230; 235; 240; 245; 250; 255; 260; 265; 270; 275; 280; 285; 290; 295; 300 мкм (47 значений);
- паяльная маска: 20, 40, 80, 100 мкм (4 значения);
- препрег: 50, 66, 100, 105, 132, 150, 180, 198, 200, 210, 250, 264, 315, 330, 360, 420, 525, 540, 720, 900 мкм (20 значений);
- подложка: 50, 75, 100, 150, 200, 250, 300, 350, 400, 450, 710, 930, 1000, 1500, 2000 мкм (15 значений).

Параметры проводников:

- толщина: 5, 18, 35 мкм (3 значения);
- ширина: 0,05; 0,075; 0,1; 0,125; 0,15; 0,175; 0,2; 0,25; 0,3 мм (9 значений);
- расстояние между краями: 0,05–1,2 мм (2 значения);

Для каждого исходного набора значений (использованного для аппроксимации) параметров каждой структуры вычислены значения относительной погрешности по формуле $\Delta\tau = ((\tau_M - \tau_T) / \tau_T) \cdot 100\%$, где τ_T – табличное (истинное) значение и τ_M – значение, вычисленное по модели. В таблице приведены средние и максимальные значения для разных структур.

Предложенный алгоритм протестирован на различных наборах данных, в которых количество независимых переменных изменяется от 4 до 11. В таблице представлены результаты практической аппроксимации данных с помощью предложенного метода. Например, набор данных для одной из структур состоит из 3428985 строк вида: hPrep EgPrep hCore EgCore t w τ , где первые 6 параметров являются независимыми. Объем данных в распакованном виде составляет 208 Мб.

Для понижения размерности в предложенном методе используется функция polyfit (из MATLAB), которая позволяет получить коэффициенты для $f(x) = \sum_{i=0}^n a_i x_i^i$, где n – степень полиномов, a_i – коэффициенты полинома. Из таблицы видно, что структуры 4, 5 и 8 аппроксимируются с приемлемой точностью, тогда как на остальных максимальная ошибка достигает больших значений. Однако средняя ошибка для всех структур меньше 12%. Точность аппроксимации можно повышать за счет увеличения степени аппроксимирующих полиномов. При этом количество коэффициентов будет равно $(p+1)^s$, где p – степень аппроксимирующих полиномов (в примере $p = 1$, что соответствует линейной регрессии), s – количество независимых параметров (в примере $s = 4$). Степень для каждого шага можно делать различную, в зависимости от данных на каждом из шагов.

Сравнение предложенного и полиномиального методов аппроксимации

| Номер структуры | Степень полиномов | | Максимальная относительная ошибка, % | | Средняя относительная ошибка, % | | Объем коэффициентов, Кбайт | |
|-----------------|-------------------|--------|--------------------------------------|--------|---------------------------------|--------|----------------------------|--------|
| | Предл. | Полин. | Предл. | Полин. | Предл. | Полин. | Предл. | Полин. |
| 4 | 5 | 4 | 2,0 | 5,5 | 0,2 | 1,0 | 5 | 3,8 |
| 5 | 4 | 4 | 6,0 | 6,1 | 1,0 | 0,5 | 61 | 3,8 |
| 6 | 4 | 4 | 521,0 | 5,5 | 11,2 | 0,9 | 61 | 3,8 |
| 7 | 4 | 7 | 78,0 | 6,0 | 1,2 | 0,4 | 61 | 93,8 |
| 8 | 5 | 4 | 12,3 | 6,2 | 0,9 | 1,0 | 185 | 3,8 |

Таким образом, разработан новый метод аппроксимации набора данных, у которого средняя ошибка для структур 4 и 8 меньше, чем во втором методе. Однако для данной задачи метод аппроксимации с помощью полиномиального приближения второй степени оказался более приемлем, поскольку позволил с ошибкой не более 6,1% выполнять аппроксимацию значений погонных задержек основных видов линий передачи в широком диапазоне параметров печатных плат.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01232) в ТУСУРе.

Литература

1. Ивахненко А.Г. Помехоустойчивость моделирования / А.Г. Ивахненко, В.С. Степашко. – Киев: Наукова думка, 1985. – 206 с.
2. Tibshirani R. Regression shrinkage and selection via the lasso / R. Tibshirani // Journal of the Royal Statistical Society. – 1996. – Vol. 32. – P. 267–288.
3. Efron B. Least angle regression / B. Efron, T. Hastie, I. Johnstone, R. Tibshirani // The Annals of Statistics. Journal of the Royal Statistical Society. – 2004. – Vol. 32. – P. 407–499.
4. Koza J.R. Genetic Programming: On the Programming of Computers by Means of Natural Selection. – Oxford, USA: MIT Press, 2012. – 609 p.
5. Стрижневой В.В. Методы выбора регрессионных моделей / В.В. Стрижневой, Е.А. Крымова. – М.: Вычислительный центр РАН, 2010. – 60 с.
6. Разработка математических моделей меандровых линий задержки с оптимальными параметрами: отчет о НИР / рук. Т.Р. Газизов; исполн. Р.И. Аширбакиев и др. – СПб.: ООО «Эремекс», 2013. – 46 с. – №. Р-2013011.

Аширбакиев Ренат Ихсанович

МНС каф. телевидения и управления ТУСУРа
Тел.: 8 (923) 419-40-29
Эл. почта: cr4cpp.2@gmail.com

Мелкозеров Александр Олегович

НС каф. телевидения и управления ТУСУРа
Тел.: 8 (913) 855-42-48
Эл. почта: alexander.melkozerov@gmail.com

Лежнин Егор Владимирович

Лаборант каф. телевидения и управления ТУСУРа
Тел.: 8 (962) 777-00-93
Эл. почта: pavertomato@gmail.com

Ashirbakiev R.I., Melkozerov A.O., Lejnin Eg.V.

An algorithm for data set approximation using coefficients

An algorithm for approximation of a large data set has been proposed. A comparison of the new algorithm and the polynomial approximation for the case of the approximation of the delay per unit length of transmission lines in a wide range of parameters of the basic structures of printed circuit boards has been performed. The performance of the proposed algorithm and the possibilities of its improvement have been described.

Keywords: data approximation, printed circuit board, analytical models, polynomial approximation.

УДК 621.372.2

Р.И. Аширбакиев, А.О. Мелкозеров, Ев.В. Лежнин

Математический метод моделирования печатных цепей с помощью графов

Разработан математический метод моделирования цепей печатных плат с помощью графов. Описаны построение модели, гомеоморфное преобразование и тестирование моделей. Выполнена проверка моделей различных печатных трасс печатной платы. Метод позволяет автоматизировать построение принципиальной схемы для квазистатического анализа печатных цепей.

Ключевые слова: печатная плата, графы, гомеоморфное преобразование, тестирование.

Необходимость моделирования печатных плат обусловлена тем, что выполнять натурные испытания становится всё более дорого (необходимо оборудование, дополнительный персонал, помещение). Математическое моделирование цепей печатных плат предполагает построение математических моделей цепей, с помощью которых можно исследовать электрофизические явления в печатных цепях. Математические модели позволяют создать принципиальную схему с учетом всех необходимых параметров цепи для расчета формы сигнала. Обзор существующих исследований показывает [1], что вопросы моделирования цепей печатных плат для квазистатического анализа освещены недостаточно полно.

Цель работы – усовершенствовать процесс квазистатического анализа путем разработки математического метода моделирования цепей печатных плат с помощью графов.

Цепь печатной платы представляет собой набор соединенных последовательно отрезков проводников с разветвлениями. Для контроля паразитных явлений в цепи с помощью квазистатического анализа необходимо при моделировании учитывать проводники, которые не соединены с рассматриваемой цепью, но проходят в непосредственной близости от отрезков цепи [2]. Для этого вдоль цепи выполняется нарезка печатной платы на поперечные сечения. Ширина поперечного сечения определяется, на каком расстоянии от рассматриваемой цепи проводники учитываются при анализе. На рис. 1, *a* представлена цепь, нарезанная на поперечные сечения (ширина задается параметром s), шаг нарезки задается параметром d (расстояние, на котором поперечные сечения находятся друг от друга). Таким образом, учитываются все проводники, которые находятся в пределах задаваемого параметра s . Полученную модель цепи с проводниками, которые влияют на цепь, можно математически описать с помощью графа. Однако, как видно на рис. 1, *a*, некоторые поперечные сечения повторяются. Эти поперечные сечения можно объединить в одну линию передачи. Таким образом, математическую модель в виде графа нужно преобразовать в модель, которая содержит лишь уникальные поперечные сечения (рис. 1, *б*).

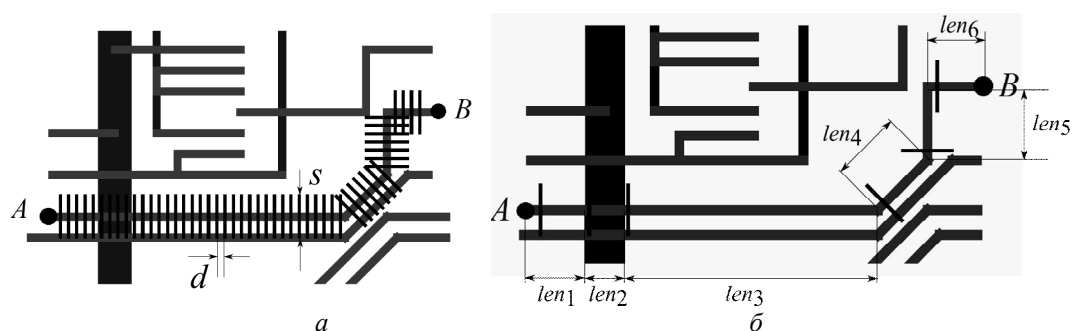


Рис. 1. Цепь, нарезанная на поперечные сечения для учета проводников в пределах параметра s – *a*; нарезанная на уникальные поперечные сечения – *б*

Для получения итоговой математической модели для исходного графа будут использованы уравнения, справедливые для транспортных сетей (flow network) [3]. Пусть сеть задается ориентирован-

ным графом $G = (V, E)$, в котором каждое ребро, принадлежащее множеству E , имеет пропускную способность $c(u, v) > 0$. Если ребро не принадлежит множеству E , то пропускная способность равна нулю. В сети выделяют источник s и сток t . Каждая вершина, принадлежащая множеству V , лежит на пути от источника к стоку. Поток является действительная функция $f: V \times V \rightarrow \mathbf{R}$, которая удовлетворяет следующим условиям: ограниченность пропускной способности

$$f(u, v) \leq c(u, v), \text{ где } v, u \in V,$$

асимметричность

$$f(u, v) = -f(v, u), \text{ где } v, u \in V,$$

сохранение потока

$$\sum_{v \in V} f(u, v) = 0, \text{ где } u \in V - \{s, t\}.$$

Величина потока определяется как

$$|f| = \sum_{v \in V} f(s, v),$$

где $|f|$ в данном случае обозначает величину потока. В задачах о максимальном потоке требуется по заданной сети определить величину максимального потока, идущего из вершины s в вершину t . Исходя из этой математической модели сети будут выполняться математическое моделирование и гомеоморфное преобразование с целью построения итоговой математической модели.

Цепь печатной платы представима множеством прямых отрезков $SG = \{L_i \mid 1 \leq i \leq m\}$, соединенных между собой концами, где m – количество простых отрезков в цепи, $L = (x, y, x_1, y_1, w, t)$ – кортеж, состоящий из компонентов, которые описывают координаты начала и конца отрезка, его толщину и ширину. Каждый отрезок цепи имеет уникальный идентификатор id .

Поперечные сечения делаются перпендикулярно отрезкам печатной цепи и представляют собой множество $SC = \{T_i \mid 1 \leq i \leq n\}$, элементы которого описывают пересекаемые отрезки, где n – количество отрезков, которые пересекает поперечное сечение, $T = (id, i, x, y, t, w)$ – кортеж, который описывает сечение одного отрезка в поперечном сечении, где id – уникальный идентификатор отрезка; i – номер слоя; x, y – координаты левого нижнего угла сечения отрезка в поперечном сечении; t – толщина проводника; w – ширина проводника.

Таким образом, печатная цепь представляется множеством упорядоченных поперечных сечений $SSC = \{P_i \mid 1 \leq i \leq N\}$, где N – количество всех поперечных сечений; $P = (j, d, SC)$ – кортеж, который состоит из следующих компонентов: j – номер отрезка цепи; d – расстояние от начала j -го отрезка; SC – множество элементов поперечного сечения.

Поскольку объектов математического моделирования множество и между ними существуют связи, то целесообразно использовать графы. Зададим общий граф $G = (V, E)$, где V – множество вершин, E – множество ребер. Каждая вершина соответствует сечению отрезка в отдельности. Поэтому чтобы отделить вершины различных поперечных сечений, будем использовать множества V_i , где $1 \leq i \leq |SSC|$. При этом существует биективная функция $f: V_i \leftrightarrow T$, где $T \in P_i$. Таким образом, множество всех вершин V и ребер E определяется как

$$V = \bigcup_{1 \leq i \leq |SSC|} V_i, \quad E = \{(u, v) \mid u \in V_i, v \in V_{i+1}, id_i = id_{i+1}, id_i \in f^{-1}(u), id_{i+1} \in f^{-1}(v)\}.$$

Рассмотрим пример моделирования печатной цепи (однослойной печатной платы), представленной на рис. 2, где вертикальными линиями показаны места поперечных сечений, а печатные трассы оканчиваются круглыми контактными площадками.

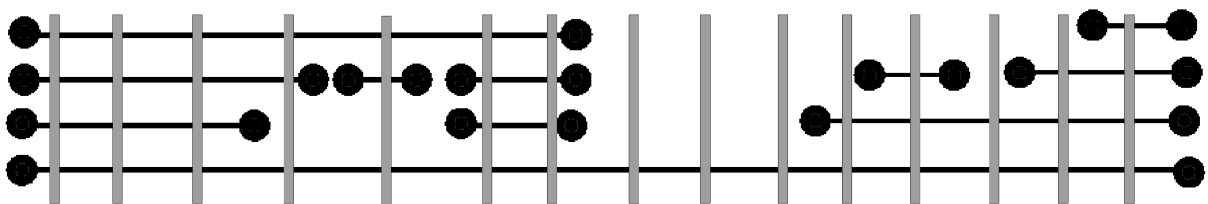


Рис. 2. Геометрическая модель печатной цепи с сечениями (выбрана нижняя цепь)

На рис. 3 представлена графовая модель печатной цепи из рис. 2, пунктирными прямоугольниками выделены подмножества вершин графа. Между всеми соседними подмножествами существуют ребра. Граф является ориентированным, все компоненты связности топологически отсортированы.

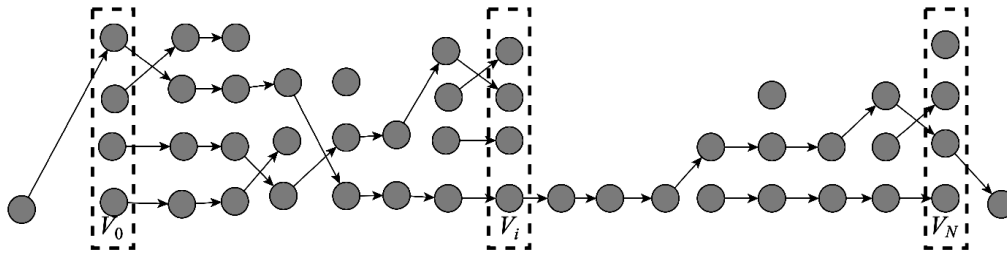


Рис. 3. Графовая модель печатной цепи

Таким образом, общая математическая модель печатной цепи представляется ориентированным графом

$$G = (V, E), \quad V = \bigcup_{1 \leq i \leq |SSC|} V_i, \quad E = \{(u, v) \mid u \in V_i, v \in V_{i+1}, id_i = id_{i+1}, id_i \in f^{-1}(u), id_{i+1} \in f^{-1}(v)\}.$$

На рис. 4 схематично представлен процесс моделирования, где L – входной параметр, который описывает отрезки печатной цепи; G^1 – математическая модель, полученная в ходе моделирования.

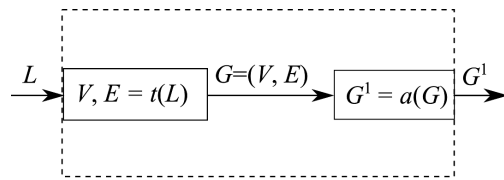


Рис. 4. Процесс моделирования печатной цепи

Первый этап моделирования заключается в установлении связей между объектами и формировании математической модели в виде графа G (с помощью функции t). Далее полученный граф преобразуется в сжатый гомеоморфный граф G^1 (с помощью функции a).

Сформулируем задачу в математической постановке. Пусть дан граф $G = (V, E)$, где $V = \bigcup_{1 \leq i \leq |SSC|} V_i$ и всем

ребрам множества $(v, u) \in E$ задана пропускная способность $c(v, u) = 1$. Тогда необходимо выполнить вершинное сжатие всех смежных вершин в соседних подмножествах V_i и V_{i+1} , если величина максимального потока $\sum_{v \in V_i} \sum_{\substack{v \in V_{i+1} \\ (v,u) \in E}} f(v, u)$ равна мощности обоих множеств (критерий сжатия).

Рассмотрим различные варианты соседних множеств V_i и V_{i+1} из рис. 5.

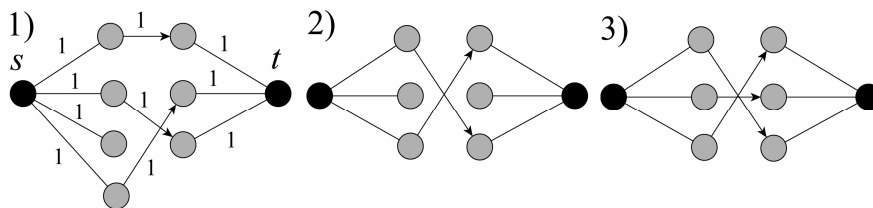


Рис. 5. Разные варианты сетей

Сначала к каждому из множеств добавляется фиктивная вершина, которая смежна всем вершинам соответствующего множества. При этом добавляемые ребра не ориентированы. Левая фиктивная вершина называется источником s , а правая – стоком t . Далее запускается алгоритм поиска максимального потока для нахождения величины $f(s, t)$. Если $f(s, t) = V_i$ и $f(s, t) = V_{i+1}$, то выполняется сжатие смежных вершин (vertex contraction) в одну, в результате из двух множеств остается только одно.

Так как на рис. 5 в первом случае поток равен 2, а мощность первого множества равна 4, то сжатие не будет произведено. Во втором случае поток равен 2, а мощность обоих множеств равна 3. В третьем случае величина потока равна мощности обоих множеств, значит, необходимо выполнить сжатие смежных нефиктивных вершин. Поскольку такое сжатие не нарушает изоморфности (graph

isomorphism) разбиений исходного и полученного графов, а удаляемые вершины не разветвляются, то граф G и сжатый G^1 являются гомеоморфными (graph homeomorphism). Однако гомеоморфизм графов выполняется только до тех пор, пока соседние множества вершин V_i сжаты минимум до двух равных по мощности соседних множеств, а величина потока между соседними множествами совпадает с мощностью множеств. Полученный граф является гомеоморфным только без учета фиктивных вершин, необходимых для поиска величин потока между множествами V_i .

Решение поставленной математической задачи рассмотрим на примере рис. 2 с ориентированным графом G из рис. 3. На основе графа G построим граф смешанного типа $GM = (G, U, A)$, где U – множество фиктивных вершин, добавленных к каждому подмножеству V_i ; A – множество неориентированных ребер, которые соединяют фиктивные вершины с соответствующими вершинами множеств V_i (рис. 6), а вершины V_i соединены между собой ориентированными ребрами.

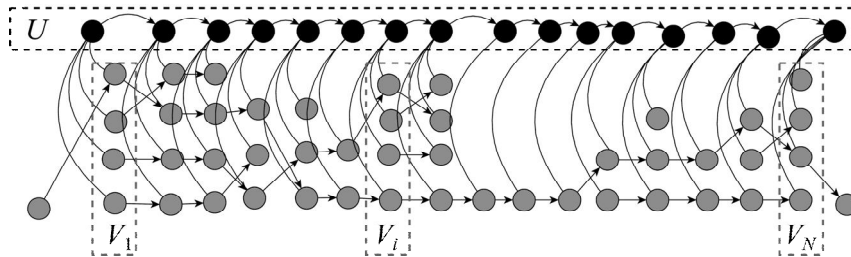


Рис. 6. Смешанный граф GM

После получения графа GM необходимо сжать все соседние множества V_i с учетом критерия сжатия. В качестве источника и стока нужно брать вершины $s, t \in U$ соответственно, также должно существовать ребро $(s, t) \in A$. В итоге сначала получим граф, гомеоморфный графу GM , а затем – сжатый гомеоморфный граф GM^1 (рис. 7).

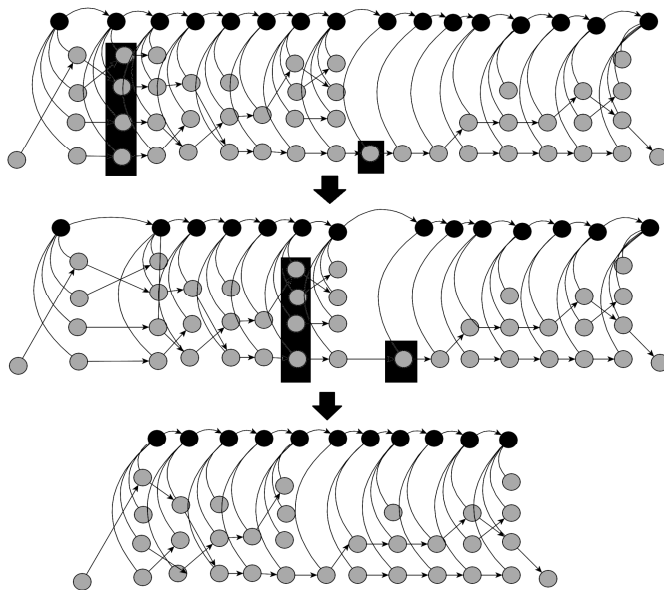


Рис. 7. Преобразование исходного графа в гомеоморфный граф и сжатый граф

Два верхних графа на рис. 7 являются гомеоморфными без учета фиктивных вершин, т.е. существует такой граф, что путем разбиения его вершин можно получить оба графа. Граф GM^1 (рис. 7) является решением поставленной задачи. Он содержит сжатый граф G^1 , гомеоморфный графу G , т.е. $G^1 \in GM^1$ и $G^1 = GM^1 \setminus (U, A)$.

В результате по полученному графу можно построить принципиальную схему. На рис. 8 приведена принципиальная схема, полученная из геометрической модели, представленной на рис. 1, б. Каждый блок моделируется отрезком линии передачи. Отдельный отрезок многопроводной линии передачи описывается телеграфными уравнениями [4].

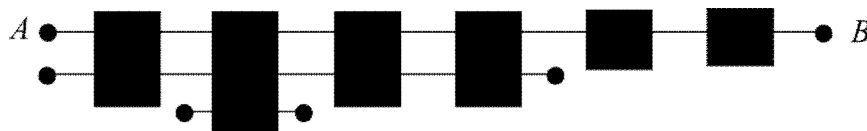


Рис. 8. Принципиальная схема

Рассмотрим разработанный алгоритм, который позволяет сжать граф с учетом гомеоморфизма. Алгоритм основан на поисках максимального потока (maximum flow). Для хранения множеств вершин и ребер используются списки смежности (adjacency list). Для обхода графа используется волновой алгоритм (breadth-first search, BFS). Алгоритм получения сжатого гомеоморфного графа:


```

G = init; M = G ∪ (U, A); Q = U[0];
WHILE (Q ≠ ∅)
  v = Q.front ();
  Q.popfront ();
  FOR (u ∈ U, v ≠ u, (v, u) ∈ E)
valueFlow = getFlow (v, u);
IF (valueFlow = (|{(v, u) ∈ E | u ∉ U}| + |{(u, u') ∈ E | u ∉ U}|) / 2)
  E = E \ (v, u);
  MAKE_RECONNECTION (v);
  FOR ((u, u') ∈ E, u' ∈ U) E = E ∪ (v, u');
  Q.pushback (v);
ELSE Q.pushback (u);

```

Функция **MAKE_RECONNECTION** удаляет заданное подмножество:

```

MAKE_RECONNECTION (v)
FOR ((v, u) ∈ E, u ∉ U)
  FOR ((u, u1) ∈ E, u1 ∉ U)
    E = E \ (u, u1);
  FOR ((u1, u2) ∈ E, u2 ∉ U)
    E = E ∪ (u, u2);

```

В этом алгоритме: Q – структура данных типа дек, которая позволяет брать первое значение (front), удалять его (popfront) и вставлять в конец очереди (pushback); **WHILE** – оператор, позволяющий выполнять блок инструкций, пока выполняется условие; **IF**, **THEN** и **ELSE** – условные операторы; getFlow (s , t) – функция, которая находит величину максимального потока между истоком s и стоком t . Так как поиск потока происходит в графах, которые относятся к двудольным, то использован алгоритм Куна для нахождения максимального паросочетания в двудольном графе. Поскольку ребра между долями графа ориентированы, то алгоритм будет работать за линейное время $O(|V|)$.

Корректность алгоритма следует из следующего инварианта: удаление вершины, которая имеет суммарную степень, равную двум, а смежные вершины к удаляемой не являются смежными между собой, не приводит к нарушению свойства гомеоморфизма полученного графа к исходному. Рассмотрим доказательство. Пусть заданы графы G , G^1 , первый граф гомеоморфен второму, количество вершин может различаться. Тогда, следуя определению гомеоморфизма графов, получаем, что операция удаления вершины может быть компенсирована операцией разбиения ребра (но не наоборот). Таким образом, доказана корректность работы алгоритма.

Чтобы удостовериться в правильной работе алгоритма, был разработан алгоритм тестирования и выполнены тесты, показавшие корректность работы алгоритма. Окно приложения с примером тестирования печатной платы приведено на рис. 9.

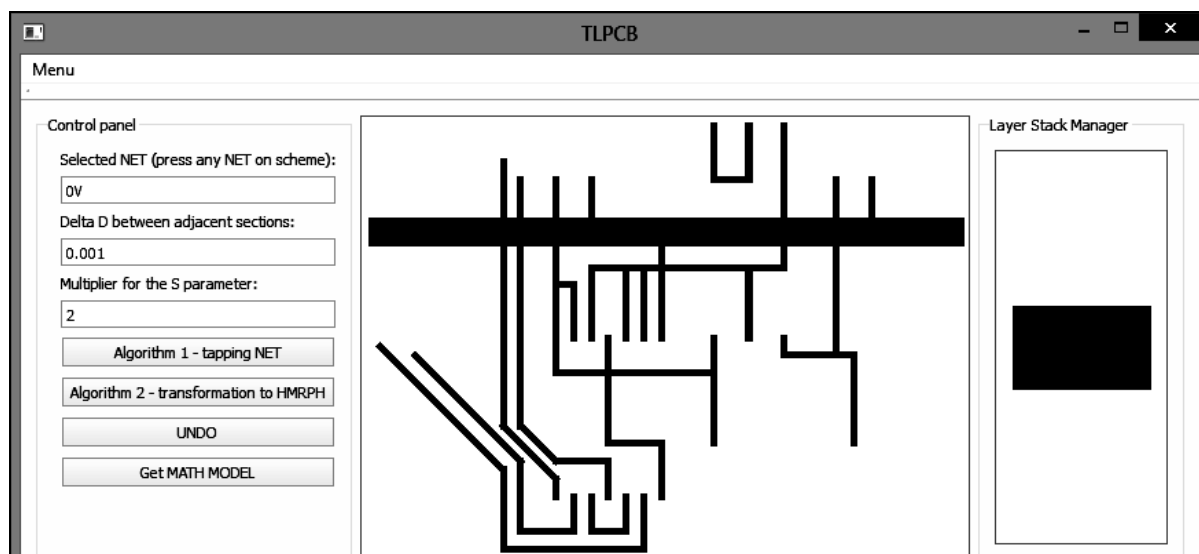


Рис. 9. Окно приложения с примером тестирования печатной платы

Таким образом, разработан математический метод моделирования печатных цепей с помощью графов, который позволяет автоматически получать из геометрической модели печатной платы принципиальную схему ее межсоединений, пригодную для квазистатического анализа целостности сигналов.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01232) в ТУСУРе.

Литература

1. Archambeault B. Review of Printed-Circuit-Board Level EMI/EMC Issues and Tools / B. Archambeault, C. Brench, S. Connor // IEEE Transactions on Electromagnetic compatibility. – 2010. – Vol. 52. – P. 455–461.
2. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях / под ред. Н.Д. Малютина. – Томск: Изд-во НТЛ, 2003. – 212 с.
3. Introduction to Algorithms / Т.Н. Cormen, С.Е. Leiserson, R.L. Rivest, С. Stein. – 3rd Edition. – Oxford, USA: MIT Press, 1312 p.
4. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 2007. – 152 с.

Аширбакиев Ренат Ихсанович

МНС каф. телевидения и управления ТУСУРа

Тел.: 8-923-419-40-29

Эл. почта: cr4cpp.2@gmail.com

Мелкозеров Александр Олегович

НС каф. телевидения и управления ТУСУРа

Тел.: 8-913-855-42-48

Эл. почта: alexander.melkozerov@gmail.com

Лежнин Евгений Владимирович

Лаборант каф. телевидения и управления ТУСУРа

Тел.: 8-962-777-00-59

Эл. почта: zlvlezhnin@gmail.com

Ashirbakiev R.I., Melkozerov A.O., Lejnin Ev.V.

Mathematical method of printed circuits modeling using graphs

Mathematical method of printed circuits modeling using graphs has been developed. Construction of a model, homeomorphic transformation and model testing has been described. Test of different printed traces of a printed circuit board has been done. The method allows automatizing the creation of circuit diagram for the quasi-static analysis of signal integrity.

Keywords: printed circuit board, graphs, homeomorphic transformation, validation.

УДК 621.382

А.С. Сальников, И.М. Добуш, А.Е. Горяинов, Л.И. Бабак

Построение параметрической модели монолитного тонкопленочного резистора на основе СВЧ-измерений и электромагнитного моделирования

Представлена методика построения параметрических моделей пассивных элементов СВЧ-монолитных интегральных схем (МИС), позволяющая снизить количество измеряемых тестовых структур. Принципиальной особенностью методики является использование при построении модели как непосредственно измеренных параметров рассеяния реальных тестовых элементов, так и рассчитанных в результате электромагнитного (ЭМ) анализа параметров «виртуальных» элементов. При этом электрофизические параметры материалов, необходимые для ЭМ моделирования, находятся на основе экстракции простых эквивалентных схем измеренных элементов и анализа физических уравнений. Методика рассмотрена на примере построения параметрической модели тонкопленочного резистора для GaAs МИС.

Ключевые слова: GaAs МИС, тонкопленочный резистор, параметрическая модель, ЭМ-моделирование.

СВЧ-монолитные интегральные схемы (МИС) находят широкое применение в современной радиоэлектронной аппаратуре. Для проектирования СВЧ МИС важно иметь точные модели пассивных и активных элементов. При этом особенностью монолитной технологии является возможность варьирования конструктивных параметров элемента, например геометрических размеров. Поэтому разрабатываемые модели пассивных элементов должны быть параметрическими (масштабируемыми), т.е. отражать зависимости характеристик элемента от конструктивных параметров.

На данный момент предложено достаточно большое количество видов параметрических моделей пассивных элементов СВЧ МИС и подходов к их построению. В литературе приводятся модели, выведенные исходя из теоретического описания физики работы элементов [1]. Также используются методы многомерной аппроксимации для описания интересующей характеристики моделируемого элемента (поведенческая модель) [2–4]. Имеются работы, в которых характеристики элементов аппроксимируются в многомерном пространстве с помощью искусственных нейронных сетей или регрессионных методов моделирования [5].

Широко распространены модели пассивных элементов СВЧ МИС в виде эквивалентных схем (ЭС), значения элементов которых зависят от конструктивных параметров (параметрические ЭС-модели). Достоинствами ЭС-моделей являются простота, быстродействие и удобство встраивания практически в любую САПР, а также то, что элементы ЭС могут отражать конкретные физические параметры моделируемого элемента.

Исходными данными для построения параметрических моделей является сетка элементов, т.е. набор элементов одного вида с разными значениями конструктивных параметров. В различных работах в качестве исходных данных используются результаты экспериментальных измерений либо электромагнитного (ЭМ) моделирования пассивных элементов на такой сетке. Первый способ [6–8] является наиболее точным, но дорогостоящим, так как необходимо провести проектирование тестовых структур и затем осуществить технологический процесс изготовления элементов. Кроме того, для построения точной модели требуется значительное количество элементов, и сетка элементов занимает достаточно много места на полупроводниковой пластине. Это ведёт к уменьшению числа рабочих («полезных») структур МИС на той же пластине и повышению их стоимости.

В связи со сказанным чаще используется второй способ, при котором вначале проводится ЭМ-моделирование, а затем результат верифицируется на нескольких реально изготавливаемых элементах [9–11]. Недостатком способа является отсутствие гарантии достаточной точности моделей элементов при промежуточных значениях конструктивных параметров. Кроме того, весьма трудоёмким является процесс определения данных для ЭМ-моделирования (конструкции и состава физической структуры, учитываемых факторов, значений электрофизических параметров материалов – полу-

проводников, диэлектриков, резистивных и проводящих пленок и т.д.) для совпадения результатов ЭМ-анализа и измерений. Экспериментальное определение электрофизических параметров требует дополнительных непростых измерений, но не всегда приводит к успеху из-за сложностей физической структуры и явлений в пассивных элементах. Поэтому часто используется подбор параметров физической структуры и материалов методом проб при многократном выполнении ЭМ-моделирования. Такой подход является нецеленаправленным, трудоёмким и требует много времени.

В статье предлагается методика построения параметрических моделей пассивных элементов СВЧ МИС, использующая для получения исходных данных как экспериментальные измерения, так и результаты ЭМ-моделирования. При этом использование небольшого числа тестовых элементов приводит к уменьшению стоимости их изготовления. Повышение точности параметрических моделей в промежуточных конструктивных состояниях, а также более простое определение параметров физической структуры и материалов обеспечивается путём применения в качестве промежуточного звена между измерениями и ЭМ-моделированием простых ЭС-моделей пассивных элементов.

Описание предлагаемой методики. В настоящей работе построение параметрической модели в виде ЭС осуществляется с использованием методики [12] на основе известных S -параметров тестовых элементов в заданном диапазоне частот. Однако, как уже отмечалось, для уменьшения стоимости целесообразно изготавливать небольшое число «узловых» тестовых элементов. Если в этих условиях использовать только измеренные данные тестовых элементов, применение методики [12] приведет к значительному возрастанию погрешности моделей в промежуточных конструктивных состояниях.

С целью решения этой проблемы в предлагаемой нами методике получение большего объема данных для построения моделей обеспечивается путем расчета S -параметров дополнительных «виртуальных» тестовых элементов на основе ЭМ-анализа. Для «виртуальных» элементов используются другие (отличные от реальных «узловых» элементов) конструктивные состояния, в результате получается более частая сетка реальных и «виртуальных» тестовых элементов. Её использование совместно с методикой [12] позволяет построить более точные параметрические модели пассивных элементов СВЧ МИС во всем диапазоне изменения конструктивных параметров.

Принципиальной особенностью предлагаемой методики является то, что данные (электрофизические параметры) для ЭМ-анализа «виртуальных» элементов определяются из результатов измерений S -параметров небольшого числа реально изготовленных тестовых элементов. С целью получения таких данных используется экстракция простых ЭС реальных элементов по измерениям S -параметров. Изготовленные «узловые» тестовые элементы используются также для верификации параметрической модели.

Таким образом, предлагаемая методика построения параметрических моделей пассивных элементов СВЧ МИС с использованием измерений и ЭМ-анализа состоит из следующих этапов:

1. Измерение параметров рассеяния изготовленных «узловых» тестовых элементов на редкой сетке конструктивных состояний (на практике это могут быть всего 3–5 элементов).
2. Построение на основе результатов измерения S -параметров ЭС-моделей тестовых элементов в «узловых» конструктивных состояниях.
3. Расчёт на основе полученных значений элементов ЭС и анализа теоретических уравнений, описывающих физические процессы в пассивных компонентах МИС, электрофизических параметров материалов и конструктивных параметров, необходимых для ЭМ-моделирования (диэлектрическая проницаемость и тангенс угла потерь диэлектриков, сопротивление металлизации проводников, толщина диэлектрических и металлических пленок и т.п.).
4. Расчёт в программе ЭМ-моделирования S -параметров «виртуальных» тестовых элементов на более частой сетке элементов.
5. Построение параметрической модели элемента в виде ЭС на основе суммарной сетки реальных и «виртуальных» элементов, её верификация по измеренным S -параметрам реальных тестовых элементов.

В общем виде представленная методика применима к различным видам сосредоточенных пассивных элементов СВЧ МИС. В настоящей статье рассматривается построение на её основе модели тонкопленочного резистора.

Построение параметрической модели тонкопленочного резистора. Тонкопленочный резистор на основе силицида вольфрама (WSi) в технологии GaAs МИС изготавливается методом вакуумного испарения. Контакт к резистору обеспечивается осаждением двух контактных площадок в

процессе нанесения основной металлизации схемы – толстой пленки золота (гальваники). Между контактными площадками из золота и резистивным материалом имеются переходные области, обладающие некоторым сопротивлением. Природа этого сопротивления, по-видимому, связана с образованием сплавов, изменением структуры материала или загрязнениями [13]. Конструкция резистора представлена на рис. 1.

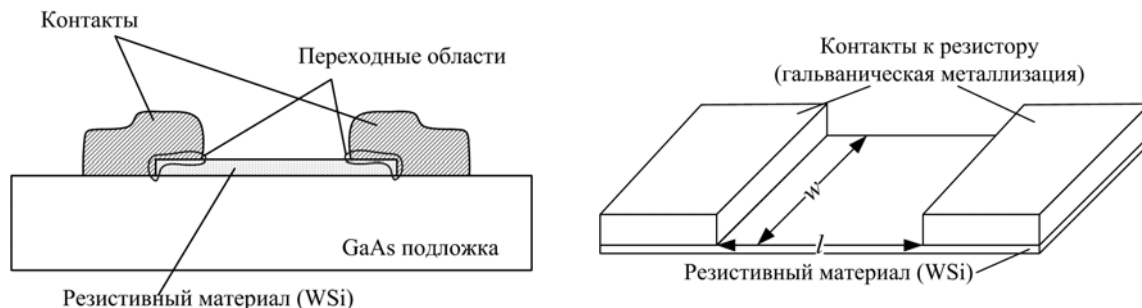


Рис. 1. Структура тонкопленочного резистора на основе WSi

Конструктивными параметрами для резистора являются длина l и ширина w (см. рис. 1), они выступают в качестве входных параметров модели. Требуется построить параметрическую модель резистора в диапазоне изменения w от 15 до 60 мкм и l от 20 до 100 мкм.

Изготовление тестовых резисторов и построение их эквивалентных схем. На тестовой пластине (GaAs подложке) были изготовлены резисторы четырёх типоразмеров: 15×100, 20×80, 30×30 и 60×60 мкм (условно обозначаются R15×100, R20×80, R30×30 и R60×60). Фотография резистора R20×80 приведена на рис. 2, а.

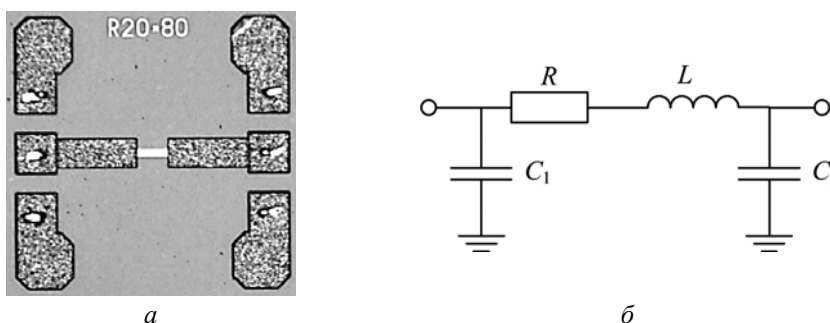


Рис. 2. Фотография (а) и структура ЭС (б) тонкопленочного резистора

На рис. 3 черными кружками показаны конструктивные состояния в пространстве параметров w и l , соответствующие изготовленным резисторам («узловым» тестовым элементам).

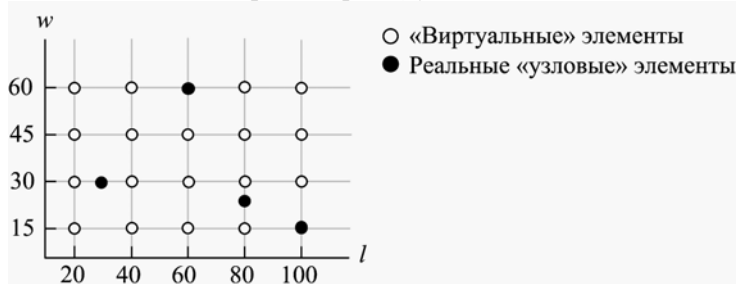


Рис. 3. Сетка конструктивных состояний тестовых элементов

На первом шаге для четырёх тестовых резисторов проведены измерения параметров рассеяния в диапазоне 0,1–40 ГГц и выполнено исключение паразитных параметров контактных площадок (деэмбеддинг) с использованием программного обеспечения [14].

На втором шаге для каждого из четырех тестовых резисторов по измеренным S -параметрам была построена ЭС-модель. Выбранная структура ЭС представлена на рис. 2, б. Значения элементов модели получены с использованием методик экстракции и программного обеспечения Extraction-P [15] (табл. 1).

Таблица 1

**Значения элементов эквивалентной схемы,
полученные из измерений S-параметров тестовых резисторов**

| Элемент | R_s , Ом | L , нГн | C_1 , пФ | C_2 , пФ |
|---------|------------|-----------|------------|------------|
| R15x100 | 352,9 | 0,07927 | 0,00794 | 0,00831 |
| R20x80 | 210,6 | 0,05358 | 0,00740 | 0,00765 |
| R30x30 | 53,41 | 0,03395 | 0,00409 | 0,00422 |
| R60x60 | 52,47 | 0,04785 | 0,00692 | 0,00696 |

Определение поверхностного и контактного сопротивлений тонкопленочного резистора.

Далее, на третьем шаге, проводился анализ физических уравнений, описывающих тонкопленочный резистор, с целью получения электрофизических параметров материалов для использования в ЭМ-моделировании.

В [1] приведено выражение для сопротивления тонкопленочного резистора R_r :

$$R_r = R_s \frac{l}{w} + 2R_c \frac{1}{w}, \quad (1)$$

где R_s – удельное поверхностное сопротивление резистивного материала (WSi); R_c – переходное сопротивление контакта резистивной и проводящей пленок на единицу ширины.

Строго говоря, выражение (1) справедливо для сопротивления постоянному току. Однако в данной работе мы принимаем допущение, что полученное значение R в построенной ЭС (рис. 2, б), описывающее потери в элементе, совпадает с сопротивлением постоянному току R_r . Подставляя в (1) значения R_r , l , w для четырех конструктивных состояний резистора из табл. 1, получаем систему из четырех уравнений относительно двух неизвестных R_s и R_c . Данная система уравнений является переопределённой. Применяв для её решения метод наименьших квадратов, получим следующие значения электрофизических параметров: $R_s = 51,9$ Ом/кв.; $R_c = 2,7 \cdot 10^{-5}$ Ом·м.

ЭМ-моделирование тонкопленочного резистора. ЭМ-моделирование выполнялось в пакете Sonnet Lite [16]. Программа предназначена для трехмерного планарного ЭМ-моделирования структур, состоящих из проводников и диэлектриков. Решение уравнений Максвелла в программе выполняется с помощью метода моментов. Граничные условия задаются в виде металлической стенки из идеального проводника, окружающей моделируемую структуру со всех сторон в форме параллелепипеда. Для проведения ЭМ-моделирования тонкопленочного резистора необходимо знать: относительную диэлектрическую проницаемость ϵ , тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta$ и толщину h_{sub} подложки, проводимость слоя металлизации золота σ , удельное поверхностное сопротивление резистивного материала R_s , контактное сопротивление R_c . Некоторые из необходимых параметров известны из данных технологического процесса: $\epsilon = 12,9$; $\text{tg}\delta = 0,001$; $h_{sub} = 100$ мкм; $\sigma = 4,07 \cdot 10^{-7}$ См/м. Величины R_s и R_c были найдены выше.

Сопротивление R_s является характеристикой резистивного материала и непосредственно вводится в качестве электрофизического параметра в программу ЭМ-моделирования. Однако учёт контактного сопротивления R_c при ЭМ-моделировании имеет определенные особенности. Численные эксперименты показали, что при использовании только проводящего и резистивного материала (т.е. без сопротивления R_c) рассчитанные в программе ЭМ-моделирования параметры рассеяния для резисторов R30x30 и R60x60 отличаются незначительно (особенно на частотах ниже 10 ГГц), однако это не совпадает с измеренными данными. На рис. 4 представлены результаты измерений, а также ЭМ-расчёта параметров рассеяния этих резисторов указанным способом (без дополнительных элементов контактного сопротивления). Можно сделать вывод, что в данной конфигурации ЭМ-моделирование не учитывает сопротивления переходной области на границе резистивного и проводящего слоев.

Дополнительные исследования показали, что для правильного учёта контактного сопротивления необходимо вводить дополнительный элемент в структуру резистора при ЭМ-моделировании. Для моделирования контактной области использовался элемент «сквозное прямоугольное отверстие» в диэлектрике (рис. 5, а). Геометрические размеры контакта, определяющие размеры переходного отверстия, следующие: длина $l_H = 5$ мкм (фиксирована), ширина $w_H = w$ (равна ширине резистора). В качестве физической модели отверстия был выбран сплошной проводник, высота отверстия и проводимость материала подобраны для совпадения рассчитанных в программе ЭМ-моделирования и измеренных параметров рассеяния: $h_H = 0,1$ мкм; $\sigma = 2,5 \cdot 10^4$ См/м. На рис. 5 пред-

ставлена окончательная структура для ЭМ-моделирования, а также сравнение результатов расчета и измерения S-параметров для 4 тестовых резисторов.

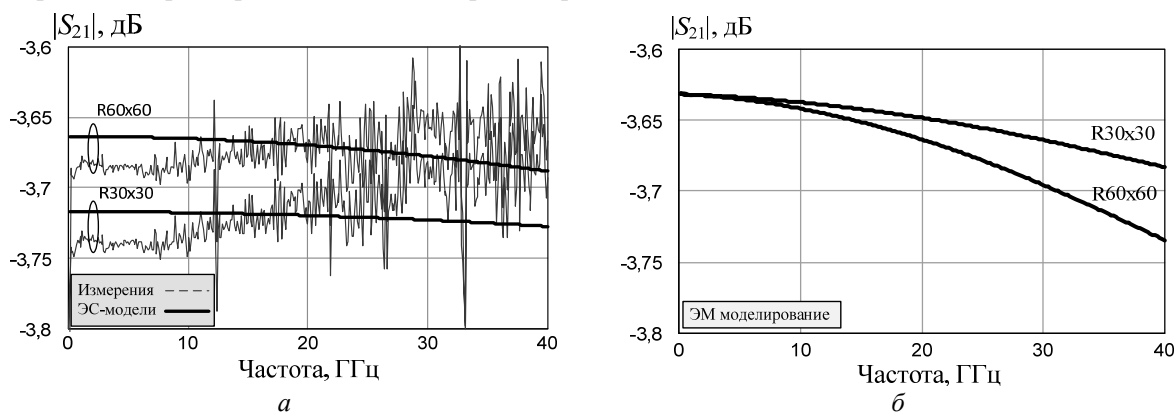


Рис. 4. Параметры рассеяния структур R30×30 и R60×60: а – результаты измерений и расчёта по ЭС; б – результаты расчёта упрощённой ЭМ-структуры (без дополнительных элементов контактного сопротивления)

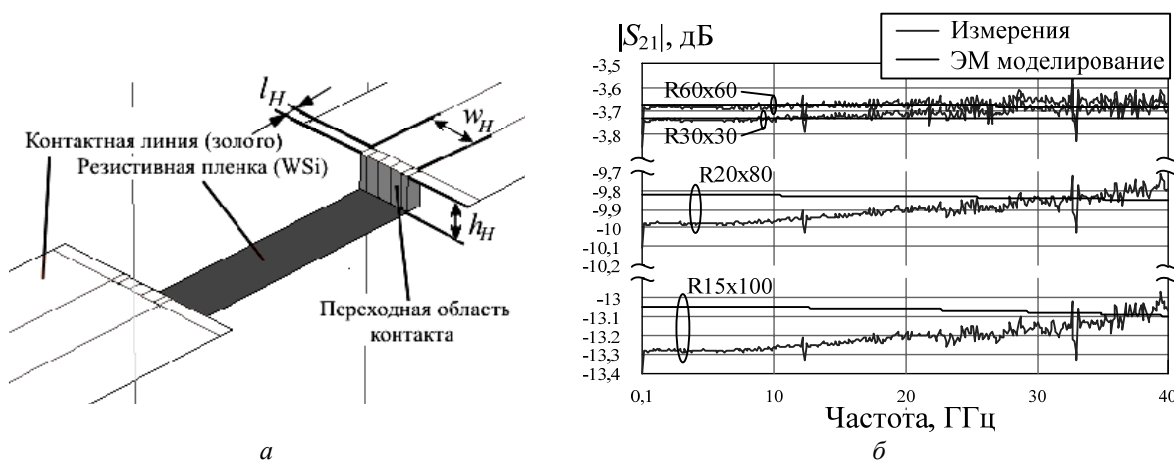


Рис. 5. Структура для ЭМ-моделирования резисторов (а) и сравнение результатов моделирования и эксперимента (б)

На четвертом шаге с использованием программы ЭМ-моделирования при найденных электрофизических параметрах материалов был выполнен расчёт S-параметров резисторов на сетке конструктивных состояний при варьировании w от 15 до 60 мкм с шагом 15 мкм и l от 20 до 100 мкм с шагом 20 мкм. Эти резисторы играют роль «виртуальных» тестовых элементов, их общее количество равно 20. Результирующая сетка «узловых» (реальных) и «виртуальных» тестовых элементов приведена на рис. 3.

Построение параметрической модели тонкопленочного резистора. На полученной сетке «виртуальных» элементов с использованием рассчитанных S-параметров и методики экстракции [15] были построены ЭС-модели резисторов (рис. 2, б). Эти резисторы имеют сопротивление от 18 до 350 Ом (оценено по значению элемента R эквивалентной схемы).

Методика построения параметрической ЭС-модели пассивного компонента описана в [12]. Она заключается в экстракции ЭС для каждого конструктивного состояния компонента и последующей аппроксимации значений элементов ЭС в пространстве конструктивных параметров. В данном случае значения элементов ЭС резистора R, L, C (рис. 2, б) являются функцией двух его конструктивных параметров w и l . Величины элементов R, L, C (рис. 2, б) аппроксимировались полиномами. С учётом теоретического описания сопротивления согласно выражению (1) для элемента R при аппроксимации в качестве переменных использовалась обратная ширина w^{-1} и длина l , т.е. применялась аппроксимирующая функция вида $R = f(w^{-1}, l)$. Также из соображений симметрии резистора в ЭС было принято $C_1 = C_2 = C$ (это подтверждается результатами экстракции моделей реальных резисторов – см. табл. 1).

Аппроксимация значений элементов ЭС проводилась в математическом пакете MatLab аналогично [14]. Полученные аппроксимирующие полиномы $R(w,l)$, $C(w,l)$, $L(w,l)$ имеют следующий вид:

$$R = 0,46 + 45w^{-1} - 0,01l + 52lw^{-1} + 2,1 \cdot 10^{-5}; \quad (2)$$

$$L = -0,016 + 0,001w + 2,2 \cdot 10^{-5}l - 8,8 \cdot 10^{-6}w^2 - 4,1 \cdot 10^{-6}lw + 6,7l^2; \quad (3)$$

$$C = 5,7 \cdot 10^{-4} - 1,5 \cdot 10^{-5}w + 5,6 \cdot 10^{-5}l + 7 \cdot 10^{-8}w^2 + 6,3 \cdot 10^{-7}wl - 4 \cdot 10^{-8}l^2. \quad (4)$$

На рис. 6 показаны поверхности аппроксимирующих функций в пространстве конструктивных состояний (w, l). Точками на рисунке показаны исходные данные для интерполяции – значения элементов ЭС в узлах сетки конструктивных состояний.

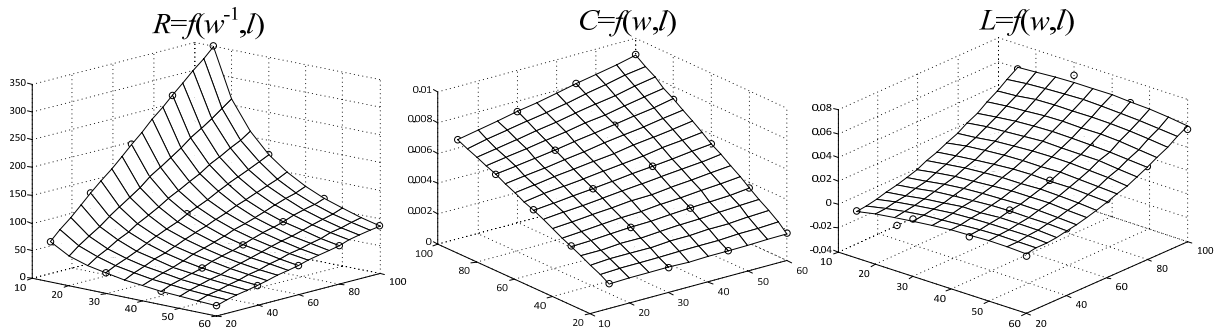


Рис. 6. Поверхности значений элементов ЭС в пространстве (w, l)

В табл. 2 приведено сравнение значений элементов ЭС, полученных при экстракции из измеренных S -параметров 4 «узловых» тестовых резисторов и рассчитанных по выражениям (2)–(4) для тех же значений w и l . Приведенные данные свидетельствуют о достаточно точной аппроксимации элементов ЭС.

Таблица 2

Значения элементов ЭС резистора,
рассчитанные по измеренным S -параметрам и по параметрической модели

| Элемент | R , Ом | | L , нГн | | C_1 , пФ | C_2 , пФ | $C_1=C_2$, пФ |
|---------|----------|-------|-----------|---------|------------|------------|----------------|
| | Изм. | Апп. | Изм. | Апп. | Изм. | Изм. | Апп. |
| R15×100 | 352,9 | 349,2 | 0,07927 | 0,06024 | 0,00794 | 0,00831 | 0,00654 |
| R20×80 | 210,6 | 210,0 | 0,05358 | 0,03881 | 0,00740 | 0,00765 | 0,00555 |
| R30×30 | 53,41 | 53,67 | 0,03395 | 0,00948 | 0,00409 | 0,00422 | 0,00240 |
| R60×60 | 52,47 | 52,63 | 0,04785 | 0,02376 | 0,00692 | 0,00696 | 0,00541 |

Найденные зависимости (2)–(4) использовались для построения масштабируемой модели тонкопленочного WSi резистора в виде ЭС для GaAs рНЕМТ-технологии изготовления МИС. Модель была реализована в САПР Microwave Office.

С целью верификации масштабируемой модели для «узловых» тестовых элементов была рассчитана относительная среднеквадратичная ошибка (СКО) по всем S -параметрам и всем частотным точкам:

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n \varepsilon_k}{4n}};$$

$$\varepsilon_k = \delta S_{11}(f_k)^2 + \delta S_{12}(f_k)^2 + \delta S_{21}(f_k)^2 + \delta S_{22}(f_k)^2; \quad (5)$$

$$\delta S_{ij}(f_k) = \frac{|S_{ij}^{\text{MEAS}}(f_k) - S_{ij}^{\text{MODEL}}(f_k)|}{|S_{ij}^{\text{MEAS}}(f_k)|}; \quad i, j = 1, 2, \quad (6)$$

где f_k ($k = \overline{1, n}$) – частоты измерений; n – число частотных точек; S_{ij}^{MEAS} – значение параметра S_{ij} , полученное при измерениях на частоте f_k ; S_{ij}^{MODEL} – значение параметра S_{ij} , полученное при моделировании на частоте f_k .

Результаты вычисления в диапазоне частот 0,1–40 ГГц СКО, максимальной относительной ошибки по модулю $\max \delta |S_{ij}|$ и максимальной абсолютной ошибки по фазе $\max \Delta \varphi(S_{ij})$ для ЭС-моделей, рассчитанных из измеренных S -параметров, а также для параметрической модели в «узловых» конструктивных состояниях, приведены в табл. 3.

Таблица 3

Погрешности построенных моделей тонкопленочного резистора

| Элемент | Тип модели | СКО, % | $\max \delta S_{ij} , \%$ | $\max \Delta \varphi(S_{ij}), ^\circ$ |
|---------|---------------|--------|----------------------------|---------------------------------------|
| R15×100 | ЭС-модель | 1,71 | 4,16 | 3,33 |
| R20×80 | ЭС-модель | 1,24 | 3,27 | 3,05 |
| R30×30 | ЭС-модель | 1,28 | 5,03 | 3,13 |
| R60×60 | ЭС-модель | 1,71 | 5,01 | 3,99 |
| R15×100 | Парам. модель | 3,33 | 3,55 | 5,21 |
| R20×80 | Парам. модель | 3,42 | 3,05 | 4,83 |
| R30×30 | Парам. модель | 3,05 | 4,98 | 4,20 |
| R60×60 | Парам. модель | 3,18 | 5,17 | 4,34 |

В качестве примера на рис. 7 представлены частотные зависимости измеренных и рассчитанных по масштабируемой модели модулей и фаз S -параметров для тонкопленочного резистора 30×30.

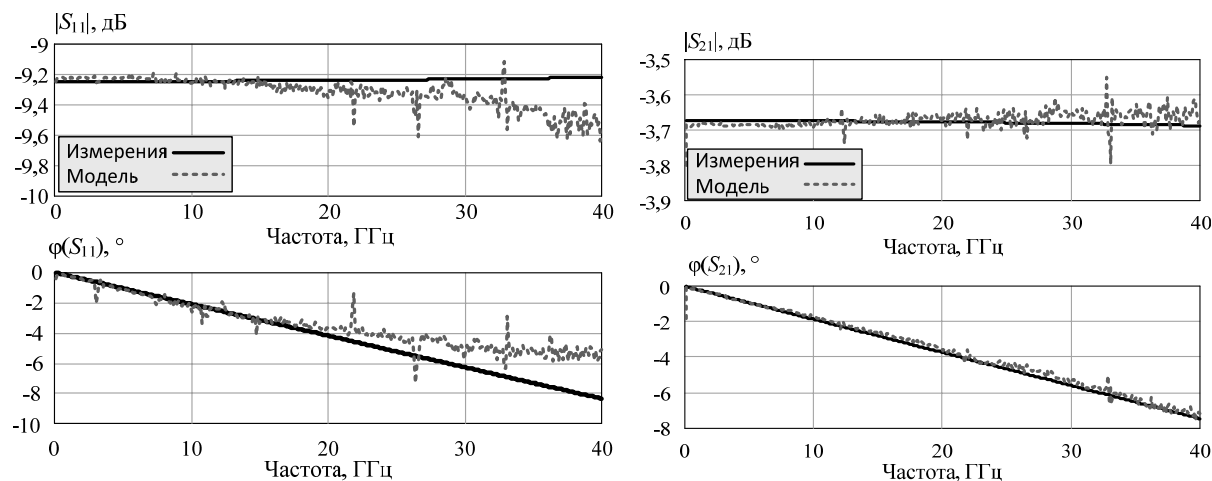


Рис. 7. Сравнение S -параметров резистора 30×30, полученных в результате измерения и рассчитанных по масштабируемой модели

Из данных табл. 2 и 3 можно сделать вывод, что точность построенной параметрической модели тонкопленочного резистора вполне достаточна для использования в САПР. СКО для измеренных тестовых элементов не превышает 3,5%.

Заключение. В работе представлена общая методика построения параметрических моделей пассивных элементов СВЧ МИС. Принципиальной особенностью предлагаемой методики является то, что данные (электрофизические параметры) для ЭМ-анализа «виртуальных» элементов на частой сетке определяются из результатов измерений S -параметров небольшого числа тестовых элементов и анализа физических уравнений. Благодаря этому уменьшается требуемое на полупроводниковой пластине место для тестовых элементов, снижаются затраты на их проектирование и изготовление. Для демонстрации методики подробно рассмотрен процесс построения параметрической модели тонкопленочного резистора на основе WSi. В процессе построения модели использовались результаты измерений 4 «узловых» тестовых резисторов, изготовленных на GaAs-подложке. Показана достаточная для практики точность масштабируемой модели в диапазоне частот до 40 ГГц.

Литература

1. Bahl I.J. Lumped elements for RF and microwave circuit. – London-Boston: Artech House, 2003. –492 p.

2. Lin S. Scalable lumped model with multiple physical parameters for embedded passives / S. Lin, L. Yang, H. Chang // *Electronic Components and Technology Conference, Proceedings*. – 2005. – Vol. 2. – P. 1842–1845.
3. Brinkhoff J. Scalable Transmission Line and Inductor Models for CMOS Millimeter-Wave Design / J. Brinkhoff, K. Kok, K. Kai, F. Lin // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. – 2008. – Vol. 56, №12. – P. 2954–2962.
4. Triverio P. Extraction of parametric circuit models from scattering parameters of passive RF components / P. Triverio, M. Nakhla, S. Grivet-Talocia // *Microwave Integrated Circuits Conference*. – 2010. – P. 393–396.
5. Angiulli G. Microwave Devices and Antennas Modelling by Support Vector Regression Machines / G. Angiulli, M. Cacciola, M. Versaci // *IEEE Transactions on Magnetics* – 2007. – Vol. 43, №4. – P. 1589–1592.
6. Liu L. A New Equivalent Circuit Model of MIM Capacitor for RFIC / L. Liu, J. Wang, L. Feng-Chang // *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*. – 2007. – Vol. 1, №3. – P. 18–21.
7. Gao W. Scalable compact circuit model and synthesis for RF CMOS spiral inductors / W. Gao, Z. Yu // *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*. – 2006. – Vol. 54, №. 3. – P. 1055–1064.
8. Yao J. Scalable Compact Modeling for On-Chip Passive Elements with Correlated Parameter Extraction and Adaptive Boundary Compression / J. Yao, Z. Ye, Y. Wang // *IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems* – 2014. – Vol. 33, № 9. – P. 1424–1428.
9. Engels M. Rigorous 3D EM simulation and an efficient approximate model of MMIC overlay capacitors with multiple feedpoints / M. Engels, R.H. Jansen // *IEEE Microwave Symposium Digest*. – IEEE, 1993. – P. 757–760.
10. Scalable transmission line and inductor models for CMOS millimeter-wave design / Brinkhoff J. et al. // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* – 2008. – Vol. 56. – №. 12. – P. 2954–2962.
11. Coplanar passive elements on Si substrate for frequencies up to 110 GHz / Heinrich W. et al. // *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*. – 1998. – Vol. 46, № 5. – P. 709–712.
12. Горяинов А.Е. Построение параметрических моделей пассивных компонентов СВЧ-монокристаллических интегральных схем с использованием программы Extraction-P / А.Е. Горяинов, И.М. Добуш, Л.И. Бабак // *Доклады ТУСУРа*. – 2012. – № 2 (26), ч. 2. – С. 98–103.
13. Спиринов В.Г. Сопротивление контактов тонкопленочного резистора // *Электронные средства: исследования, разработки*. – 2008. – №5. – С. 20–23.
14. Добуш И.М. Программное обеспечение для автоматизации измерений, деэMBEDдинга и построения линейных моделей СВЧ-полевых транзисторов / И.М. Добуш и др. // *Доклады ТУСУРа*. – Томск: Изд-во ТУСУР, 2011. – Ч. 2 (24). – С. 99–105.
15. Горяинов А.Е. Программа для экстракции параметров эквивалентных схем пассивных компонентов СВЧ-монокристаллических интегральных схем / А. Е. Горяинов, А.В. Степачева, И.М. Добуш, Л.И. Бабак // *22-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012): матер. конф.: в 2 т. – Севастополь: Вебер, 2012. – Т. 1. – С. 129–130.*
16. Официальный сайт компании Sonnet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.sonnetsoftware.com>, свободный (дата обращения: 23.09.14).

Сальников Андрей Сергеевич

Мл. науч. сотр. лаб. интеллектуальных компьютерных систем (ЛИКС) ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-47-17

Эл. почта: ansalnikov@gmail.com

Добуш Игорь Мирославович

Канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник ЛИКС

Тел. (раб.): +7-913-827-52-91

Эл. почта: igadobush@gmail.com

Горяинов Александр Евгеньевич

Аспирант каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) ТУСУРа

Тел. (раб.): +7-913-827-52-91

Эл. почта: goryainov.alex@gmail.com

Бабак Леонид Иванович

Д-р техн. наук, профессор каф. КСУП, зам. директора НОЦ «Нанотехнология»

Тел.: 8 (382-2) 41-47-17

Эл. почта: leonid.babak@rambler.ru

Salnikov A.S., Dobush I.M., Goryainov A.E., Babak L.I.

Scalable model building of a monolithic thin-film resistor based on RF measurement and electromagnetic simulation

A new technique for building of scalable models of passive MMIC elements is presented. It allows to decrease a number of required test structures. The principal technique feature is that it uses measured S-parameters of real test elements as well as «virtual» S-parameters of elements calculated from EM simulation. In addition, electrophysical parameters of materials necessary for EM simulation are obtained using the extraction of simple equivalent circuits of measured elements and analysis of physical equations. The technique is applied to constructing a scalable model of a thin-film GaAs MMIC resistor.

Keywords: GaAs, MMIC, monolithic thin-film resistor, scalable model, EM simulation.

УДК 621.396.41

Н.П. Борисенко, В.Л. Нгуен

Алгоритмы минимизации числа логических элементов при реализации линейных отображений

Рассматривается эффективный алгоритм минимизации числа логических элементов при аппаратной реализации линейных отображений большой размерности, представленных множеством линейных булевых функций (ЛБФ). Сущность алгоритма заключается в использовании структурированных данных описания двоичного дерева, построенного при определении общих логических элементов, реализующих пары ЛБФ. На основе полученного двоичного дерева строится алгоритм синтеза логических схем линейных отображений большой размерности.

Ключевые слова: линейное отображение, булева функция, минимизация, реализация.

Основные положения. Известно, что линейное отображение представляет собой один из важнейших компонентов, обеспечивающих свойство рассеивания в симметричных шифрах [4]. С одной стороны, применимое на практике линейное отображение должно удовлетворять ряду криптографических свойств, таких как свойство распространения [4], свойство неподвижных точек [10]. А с другой стороны, оно должно быть легко реализуемым, программными и аппаратными средствами на различных платформах, чтобы при незначительном расходе ресурсов обеспечить необходимое быстрое действие. С практической точки зрения это задача актуальна, поскольку линейное отображение есть самый медленный компонент в симметричных шифрах. В настоящее время идет процесс создания отечественного алгоритма шифрования данных нового поколения, в котором проблема построения линейного отображения *большой размерности*, удовлетворяющего всем вышеприведенным свойствам и критериям, оказывается самой сложной. В данной статье рассматриваются вопросы аппаратной реализации заданного линейного отображения, представленного множеством ЛБФ.

Рассмотрим алгоритм минимизации числа логических элементов при реализации линейных отображений на основе структурированных данных, выраженных двоичным деревом [8], и алгоритм синтеза логических схем по полученному дереву. Построенный здесь алгоритм минимизации является усовершенствованным вариантом алгоритма, разработанного Н.П. Борисенко и Хоанг Дык Тхо в [6]. Разница между этими алгоритмами будет представлена ниже. В различных источниках описываются программы и алгоритмы, позволяющие минимизировать системы булевых функций. Типичная программа Logic Friday [9] позволяет строить логическую схему с минимальным количеством логических элементов. Но при числе булевых функций больше 16 программа уже не работает.

Линейное отображение, которое предстоит минимизировать, – это отображение в блочном шифре «Кузнечик» [7]. Это отображение $L:V_{128} \mapsto V_{128}$ строится на основе регистра сдвига с линейной обратной связью [2, 4] (РСЛОС – рис. 1) Фибоначчи в композиционном поле [3] $GF((2^8)^{16})$ с внутренним примитивным полиномом $f(x) = x^8 \oplus x^7 \oplus x^6 \oplus x \oplus 1$ и внешним неприводимым полиномом

$$h(y) = y^{16} + 148y^{15} + 32y^{14} + 133y^{13} + 16y^{12} + 194y^{11} + 192y^{10} + y^9 + 251y^8 + y^7 + 192y^6 + 194y^5 + 16y^4 + 133y^3 + 32y^2 + 148y + 1. \quad (1)$$

Под прямым линейным отображением $L:V_{128} \mapsto V_{128}$ исходного вектора данных $Q = (q_{15} \ q_{14} \ \dots \ q_2 \ q_1 \ q_0)$, $q_i \in GF(2^8)$, $0 \leq i \leq 15$ будем понимать 16 тактов работы РСЛОС (рис. 1). Обратная операция $L^{-1}:V_{128} \mapsto V_{128}$ будет выполняться аналогичным образом. При этом регистр работает в противоположном направлении.

Любое линейное отображение может быть представлено в виде бинарной матрицы. При этом каждая ее строка соответствует одной ЛБФ. В [5] был введен способ представления линейного отображения L в виде множества ЛБФ при рассмотрении влияния каждого бита входного вектора на биты выходного вектора. В результате чего получили $n = 128$ ЛБФ f_0, \dots, f_{n-1} .

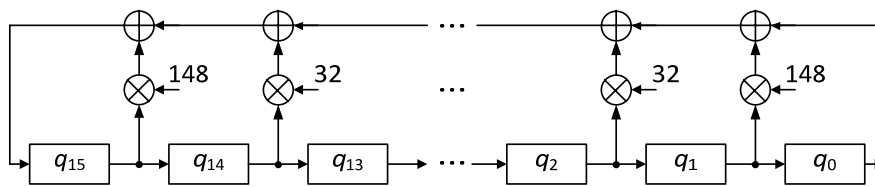


Рис. 1. РСЛОС Фибоначчи для прямого отображения L

Известно, что каждая линейная булева функция (ЛБФ) f может быть представлена единственным образом в виде полинома с коэффициентами из $GF(2)$ (полином Жегалкина или в алгебраической нормальной форме – (АНФ)) [1].

$$f(x) = a_0 \oplus \sum_{i=1}^{n-1} a_i x_i, \tag{2}$$

где все коэффициенты a_i лежат в поле $GF(2)$ и $x_i \in \{0, 1\}, \forall i = 0, \dots, n-1$. Обозначим набор коэффициентов функции в (2) через вектор $A = (a_0, a_1, \dots, a_{n-1})$. Следовательно, вектор A является представлением линейной булевой функции (2) в виде полинома Жегалкина. Все булевы функции имеют n переменных. Но за счет их линейности удобно было их представить через n -мерный вектор. Вес Хемминга вектора A , обозначенный через $wt(A)$, равен количеству ненулевых его координат. Определим следующую функцию:

$$N_{xor}(A) = \begin{cases} wt(A) - 1, & \text{если } wt(A) > 1, \\ 0, & \text{если } wt(A) \leq 1. \end{cases} \tag{3}$$

При этом количество требуемых операций сложения по модулю два (далее – « \oplus ») для реализации i -й ЛБФ равно

$$N_{A_i} = N_{xor}(A_i). \tag{4}$$

Если аппаратная реализация линейного отображения осуществляется путем независимой реализации его множества $D_0 = \{A_0, A_1, \dots, A_{n-1}\}$ векторов, каждый вектор соответствует одной ЛБФ, то количество операций « \oplus » определяется как

$$N_{D_0} = \sum_{i=0}^{n-1} N_{A_i}. \tag{5}$$

Однако более экономичной является совместная реализация векторов $\{A_0, A_1, \dots, A_{n-1}\}$, составляющих линейное отображение L . Для уменьшения общего числа логических элементов, необходимых для реализации системы из n ЛБФ, т.е. для всего линейного отображения, необходимо учесть их повторяемость. Главная идея заключается в разбиении исходного множества векторов D_0 на два подмножества D_1 и D_2 , где подмножество D_1 содержит общие координаты соответствующих пар векторов из D_0 , а D_2 содержит оставшиеся векторы, не содержащие ни одной пары с общими компонентами. После этого взять D_1 в качестве исходного множества ЛБФ и продолжить процесс разбиения на пары до тех пор, пока не останется общих компонентов. В результате получится бинарное дерево, в котором сохраняется информация о минимизации. Подробно об этом будет сказано ниже.

На каждом шаге выполнения алгоритма минимизации необходимо вычислить вектор, состоящий из общих координат текущей пары векторов и соответствующее им количество операций « \oplus ». Для этого рассмотрим пару векторов из коэффициентов ЛБФ:

$$A_i = (a_0, a_1, \dots, a_{n-1}), \tag{6}$$

$$A_j = (b_0, b_1, \dots, b_{n-1}). \tag{7}$$

Тогда, если $a_k = b_k, k = 0, \dots, n-1$, для некоторых k , то говорят, что векторы A_i, A_j имеют общий вектор, или, по-другому, две ЛБФ f_i, f_j имеют общие слагаемые. Этот вектор определяется так:

$$v = (A_i \& A_j) = (a_0 \& b_0, a_1 \& b_1, \dots, a_{n-1} \& b_{n-1}), \tag{8}$$

где $\&$ – логическое умножение соответствующих коэффициентов векторов A_i и A_j . Назовем CO – количество общих операций « \oplus » в паре $\{A_i, A_j\}$, CO определяется формулой

$$CO = N_{xor}(v). \quad (9)$$

При этом количество $N_{i,j}$ операций « \oplus » для реализации пары A_i и A_j , вычисляется по формуле

$$N_{i,j} = N_{A_i} + N_{A_j} - CO \quad (10)$$

или

$$N_{i,j} = N_{xor}(A_i \oplus v) + N_{xor}(A_j \oplus v) + CO, \quad (11)$$

где $N_{A_i} = N_{xor}(A_i)$, $N_{A_j} = N_{xor}(A_j)$. Следовательно, схема реализации пары $\{A_i, A_j\}$ состоит из схем:

- оставшихся элементов в A_i (т.е. $A_i \oplus v$),
- оставшихся элементов в A_j (т.е. $A_j \oplus v$),
- общих элементов в векторе v .

Алгоритм минимизации логических элементов при аппаратной реализации линейных отображений.

Схема полученного дерева изображена на рис. 2. Для его построения учтены следующие правила и обозначения.

Общие правила построения двоичного дерева: Дерево строится по уровням «сверху вниз» и по правилу «слева направо»:

- На уровне 0 сохраняется только исходное множество векторов ЛБФ D_0 .

- На уровне 1 сохраняются два множества векторов: D_1 – левые наследники – множество из соответствующих векторов из D_0 , содержащее общие координаты, и D_2 – множество оставшихся векторов после «удаления» из них общих координат (метод их получения рассмотрен ниже).

- На уровне k также сохраняются два множества векторов: D_{2k-1} – «левые наследники» множества общих векторов из подходящих векторов из $D_{2(k-1)-1}$ и D_{2k} – «правые наследники» множества оставшихся векторов.

- Все множества D_{2k} , $k \geq 1$ не имеют наследников.
- Множества, у которых имеются наследники, называются родителями.

Краткое обозначение векторов во всех множествах имеет вид $A_{w,i}$, а полное обозначение –

$A_{w,z_i,r_{0,i},r_{1,i},i}$, где:

- w – указатель вектора, т.е. значение $w=0, 2k-1$ и $2k$ соответствует i -му вектору в множестве D_0 (уровень 0), D_{2k-1} (уровень k , левый наследник) и D_{2k} (уровень k , правый наследник) соответственно;

- z_i – название i -го вектора;
- $r_{0,i}, r_{1,i}$ – номера пары векторов родителей для i -го вектора;
- i – номер вектора в множестве.

Под описанием z_i, D , или $r_{0,i,D}, r_{1,i,D}$ понимается название или номера пары родителей i -го вектора в множестве D . Количество векторов в множестве D обозначают через N_D .

Значения $r_{0,i}=0, r_{1,i}=0, 0 \leq i \leq n-1$ для всех векторов в D_0 , так как у них нет пары векторов родителей. Названия векторов только в D_0 равны их номерам, т.е. $z_i=i$, а в других множествах они не равны. Значение N_{D_0} равно n .

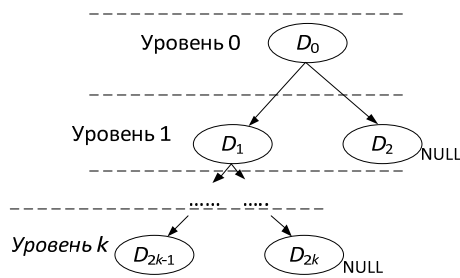


Рис. 2. Двоичное дерево в минимизации

Алгоритм минимизации количества логических элементов линейного отображения состоит из следующих шагов:

ВХОД: n полученных векторов полиномов Жегалкина множества ЛБФ $D_0 = \{A_0, A_1, \dots, A_{n-1}\}$ заданного линейного отображения.

ВЫХОД: число общих логических элементов; множества векторов полного двоичного дерева (рис. 2).

Шаг 1 (блок 2, здесь и далее ссылка на рис. 3):

- вычислить число операций « \oplus » для всех $(A_{0,i}), i=0, \dots, n-1$ по формулам (5), (т.е. вычислить общее количество операций « \oplus » $Nxor_{D_0}$, необходимых при реализации L по отдельным векторам A_i);
- инициализация значения числа общих операций « \oplus » $CO=0$;
- инициализация уровня двоичного дерева $k=1$;
- инициализация значения индекса $w=0$ для векторов в множестве D_0 .

Шаг 2 (блок 3):

- инициализация двух пустых множеств $D_{2k-1}=\emptyset$ и $D_{2k}=\emptyset$, которые находятся на уровне k как левые и правые наследники соответственно (см. рис. 2);
- инициализация значения $t=0$ – индекс векторов в множестве D_{2k-1} .

Шаг 3 (блок 4):

- определить пару $(A_{w,z_i,r_{0,i},r_{1,i,i}}, A_{w,z_j,r_{0,j},r_{1,j,j}})$, где $0 \leq i, j \leq n-1$ и $i \neq j$, такую, что значение $m = Nxor(A_{2k-1,z_t,r_{0,t},r_{1,t,t}} = (A_{w,z_i,r_{0,i},r_{1,i,i}} \& A_{w,z_j,r_{0,j},r_{1,j,j}}))$ принимает максимальное значение.

Шаг 4 (блок 5–7): проверяют условие $m \geq 2$:

- Если условие выполнено, то вычисленный вектор $A_{2k-1,z_t,r_{0,t},r_{1,t,t}}$ является общим вектором в соответствии с выражением (8), в нем находятся общие координаты пары векторов $(A_{w,z_i,r_{0,i},r_{1,i,i}}, A_{w,z_j,r_{0,j},r_{1,j,j}})$. В этом случае выполняются следующие действия:

- сохранить $A_{2k-1,z_t,r_{0,t},r_{1,t,t}}$ как t -й вектор в множестве D_{2k-1} (блок 6);
- обновить значения пары векторов в множестве $D_w = \{A_{w,0}, A_{w,1}, \dots, A_{w,i}, \dots, A_{w,j}, \dots, A_{w,N_{D_w}-1}\}$, где $A_{w,i} = A_{w,i} \oplus A_{2k-1,t}$ и $A_{w,j} = A_{w,j} \oplus A_{2k-1,t}$ (Блок 6);
- вычислить название общего вектора в множестве D_{2k-1} : $z_{t,D_{2k-1}} = z_{N_{D_w}-1} + N_{D_w} + t + 1$ (блок 7);
- определить номера пары векторов, породившие данный общий вектор: $r_{0,t,D_{2k-1}} = z_{i,D_w}$, $r_{1,t,D_{2k-1}} = z_{j,D_w}$ (блок 7);

- вычислить общее количество « \oplus » для данного общего вектора: $CO = CO + m - 1$ (блок 7);
- увеличить значение $t = t + 1$ для определения номера следующего общего вектора (блок 7);
- для другой пары векторов в D_w определить следующее максимальное значение $m = Nxor(A_{2k-1,z_t,r_{0,t},r_{1,t,t}} = (A_{w,z_i,r_{0,i},r_{1,i,i}} \& A_{w,z_j,r_{0,j},r_{1,j,j}}))$ (блок 7).

Процесс вычислений в шаге 4 продолжается до тех пор, пока пары векторов в D_w имеют общие координаты (т.е. условие $m \geq 2$ выполнено). В противном случае переходят к шагу 5 для определения других значений следующего уровня двоичного дерева.

Замечание: Для реального заданного линейного отображения $L: V_n \rightarrow V_n$, среднее число нуле-

вых коэффициентов в его множестве ЛБФ (множество D_0) равно $\sum_{i=0}^{N_{D_0}-1} wt(A_{0,i}) \approx n \cdot (n/2) = n^2 / 2$,

где n – количество ЛБФ или количество векторов, а $n/2$ – среднее количество переменных в каждой ЛБФ. После выполнения шага 4, если значение $m \geq 2$, то вес Хемминга векторов $A_{0,i}$ и $A_{0,j}$

равен $wt(A_{0,i})-m$ и $wt(A_{0,j})-m$ соответственно. Значит, после l выполнений шага 4, если все $m \geq 2$, среднее количество ненулевых коэффициентов в D_0 равно $(n^2/2)-2m \cdot l$. Значение l – число возможных пар, имеющих общие координаты ($m \geq 2$). Так как

$$(n^2/2)-2m \cdot l \geq 0 \Leftrightarrow l \leq \frac{n^2}{4m}. \quad (12)$$

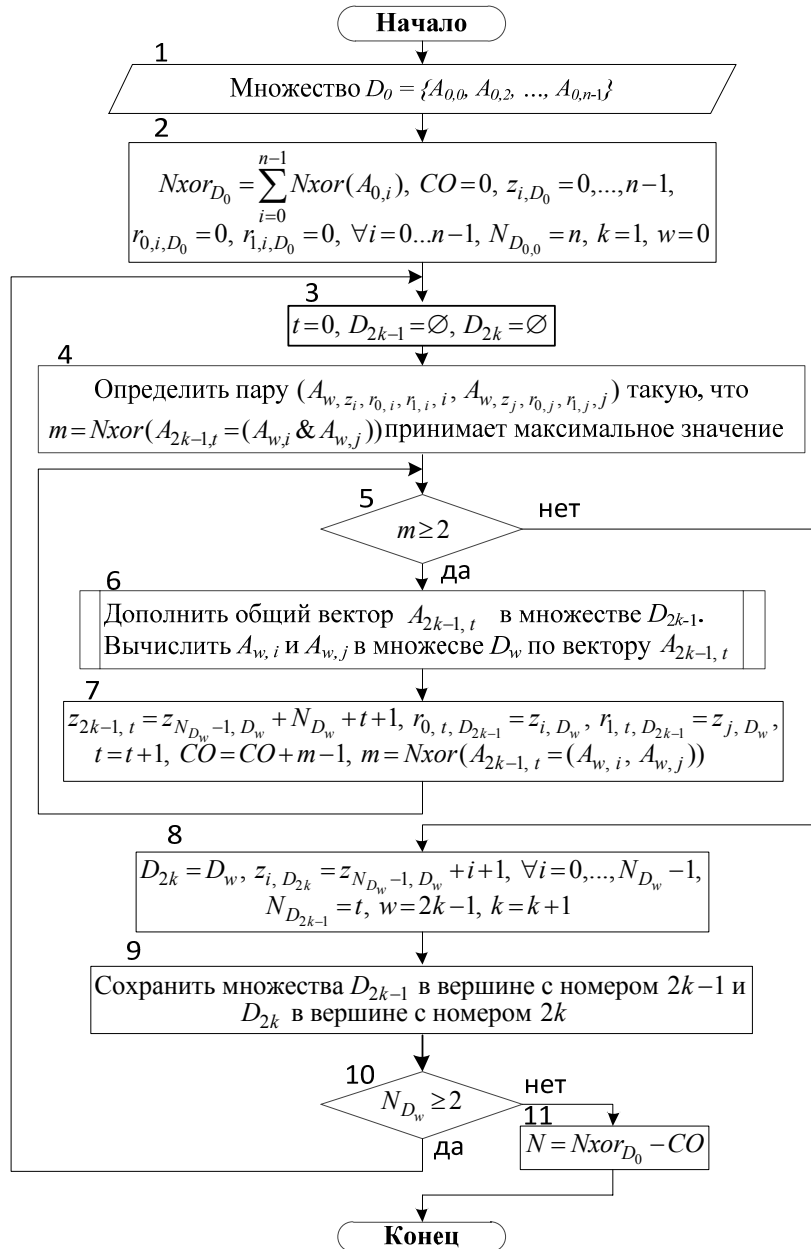


Рис. 3. Блок-схема алгоритма вычисления числа операций « \oplus » и определения данных для двоичного дерева

Максимальное значение $l_{\max} \leq \frac{n^2}{8}$ получается при $m=2$. Это приводит к тому, что число общих векторов (множество D_1), полученных в шаге 4, не превышает $l_{\max} = n^2/8$ (т.е. $0 \leq t \leq (n^2/8)-1$). Следовательно, множество D_{2k-1} всегда определится на каждом уровне двоичного дерева.

Шаг 5 (блок 8):

- вычислить число векторов в множестве D_{2k-1} : $N_{D_{2k-1}} = t$;
- определить множество $D_{2k} = D_w$. Множество D_{2k} содержит оставшиеся векторы, у которых нет общих коэффициентов;
- присвоить новые номера для всех векторов в D_{2k} по формуле: $z_{l, D_{2k}} = z_{N_{D_w} - 1, D_w} + l + 1$, $\forall l = 0, \dots, N_{D_w} - 1$;
- вычислить значение $w = 2k - 1$;
- увеличить значение на единицу: $k = k + 1$, т.е. переходят на следующий уровень в двоичном дереве (рис. 2).

Шаг 6 (блок 9): Сохранить множества D_{2k-1} в вершине с номером $2k-1$ и D_{2k} в вершине с номером $2k$ двоичного дерева.

Шаг 7 (блок 10): Повторять шаги 2–6 для множества D_w до тех пор, пока количество векторов в D_{2k-1} : $N_{D_{2k-1}} \geq 2$.

Шаг 8 (блок 11): Вычислить количество общих операций « \oplus » для реализации заданного линейного отображения по формуле $N = N_{xor_{D_0}} - CO$ и закончить алгоритм.

Так как вес Хемминга векторов в D_w уменьшается в ходе выполнения минимизации, то алгоритм всегда сходится, т.е. удовлетворяет свойству результативности. Блок-схема этапов вычисления числа операций « \oplus » и определения данных по алгоритму минимизации представлена на рис. 3.

В [6] Н.П. Борисенко и Хоанг Дык Тхо предложили алгоритм минимизации логических схем для реализации S -блоков. Наш алгоритм минимизации, разработанный для реализации линейного отображения, является дальнейшим его развитием. В [6] булевы функции являются нелинейными. Количество булевых функций небольшое, но их вес Хемминга значительно больше, чем в нашем случае. Идея алгоритма также основана на разделении исходного множества D_0 векторов, составляющих S -блоки, на два подмножества D_1 и D_2 . Результатом работы алгоритма также является двоичное дерево, в котором сохраняется вся информация о минимизации.

Однако в алгоритме [6] после каждого вычисления общего вектора $A_{2k-1, t} = (A_{w, i} \& A_{w, j})$ (см. шаг 4) пара новых векторов $(A_{w, i} \oplus A_{2k-1, t}, A_{w, j} \oplus A_{2k-1, t})$ не участвует в процессе вычисления следующих значений общего вектора $A_{2k-1, t+1}$. Значит, общий вектор создается только между двумя оригинальными векторами в множестве D_w . Это снижает количество общих логических « \oplus » CO , так как значение m (см. шаг 4) между оригинальным вектором в D_w и одним из новых векторов $(A_{w, i} \oplus A_{2k-1, t}, A_{w, j} \oplus A_{2k-1, t})$ может быть больше, чем между двумя оригинальными векторами в множестве D_w . Наш алгоритм учитывает это. Кроме того, в [6] пара новых векторов $(A_{w, i} \oplus A_{2k-1, t}, A_{w, j} \oplus A_{2k-1, t})$ удаляется от множества D_w , они дополняются в множестве D_{2k} (множество оставшихся векторов). Следовательно, на следующем этапе необходимо вычислять наследников не только для множества D_{2k-1} , но и для множества D_{2k} . Примеры деревьев, полученных алгоритмами, представлены на рис. 4. Все это усложняет процесс реализации на языках программирования и процесс синтеза логических схем. В [6] за счет удаления пары новых векторов $(A_{w, i} \oplus A_{2k-1, t}, A_{w, j} \oplus A_{2k-1, t})$ от D_w максимальное количество $N_{D_{2k-1}}$ общих векторов в D_{2k-1} в два раза меньше количества векторов в D_w , а в нашем $N_{D_{2k-1}}$ во много раз больше, чем N_{D_w} . Это приводит к расходу памяти для сохранения D_{2k-1} .

В качестве примера рассмотрим линейное отображение $Y = M \cdot X$, где $X = (x_0, x_1, \dots, x_7)$, $Y = (y_0, y_1, \dots, y_7)$, $x_i, y_i \in GF(2)$, $0 \leq i \leq 7$, матрица M и соответствующее ей множество ЛБФ заданы выражением (13) и в виде векторов (14):

$$M = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \Leftrightarrow \begin{cases} f_0 = x_1 \oplus x_5 \oplus x_6 \\ f_1 = x_2 \oplus x_4 \oplus x_6 \oplus x_7 \\ f_2 = x_0 \oplus x_3 \oplus x_5 \oplus x_7 \\ f_3 = x_0 \oplus x_4 \oplus x_5 \\ f_4 = x_0 \oplus x_1 \oplus x_4 \oplus x_5 \oplus x_6 \\ f_5 = x_1 \oplus x_2 \oplus x_4 \oplus x_5 \oplus x_6 \oplus x_7 \\ f_6 = x_0 \oplus x_2 \oplus x_3 \oplus x_5 \oplus x_6 \oplus x_7 \\ f_7 = x_0 \oplus x_3 \oplus x_4 \oplus x_5 \oplus x_7 \end{cases}, \quad (13)$$

$$D_0 = \{A_{0,0}, A_{0,1}, A_{0,2}, A_{0,3}, A_{0,4}, A_{0,5}, A_{0,6}, A_{0,7}\} = \{\{0,1,0,0,0,1,1,0\}, \{0,0,1,0,1,0,1,1\}, \{1,0,0,1,0,1,0,1\}, \{1,0,0,0,1,1,0,0\}, \{1,1,0,0,1,1,1,0\}, \{0,1,1,0,1,1,1,1\}, \{1,0,1,1,0,1,1,1\}, \{1,0,0,1,1,1,0,1\}\}. \quad (14)$$

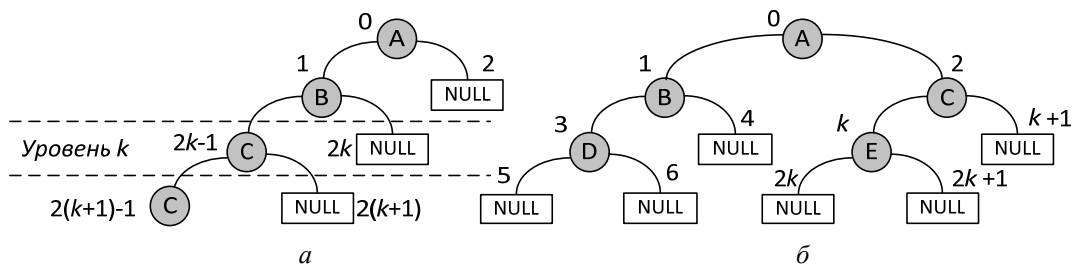


Рис. 4. Пример двоичного дерева: *a* – по разрабатываемому алгоритму и *b* – по алгоритму в [6]

Количество требуемых логических операций « \oplus » при реализации по каждой ЛБФ вычисляется

по формуле (5) и равно $N_{D_0} = \sum_{i=0}^7 N_{A_{0,i}} = 28$.

Применив разработанный алгоритм минимизации к D_0 , получим двоичное дерево (рис. 5).

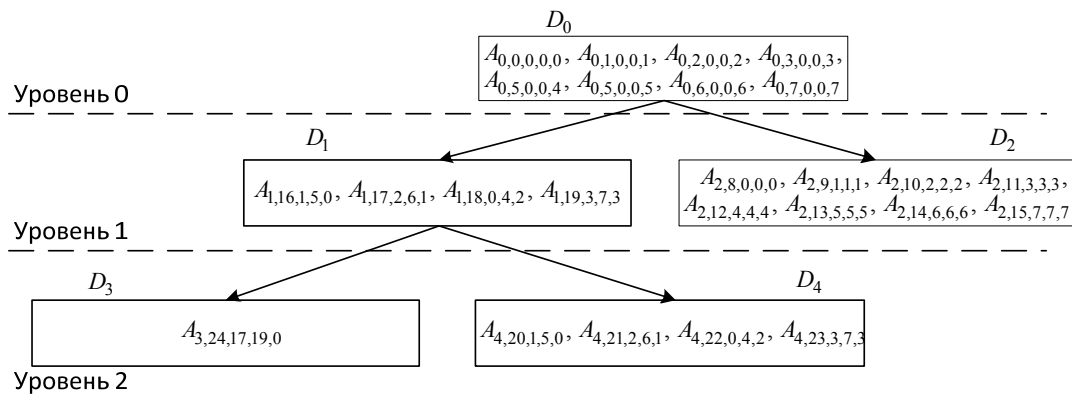


Рис. 5. Полное двоичное дерево линейного отображения (13)

Количество общих логических операций « \oplus » CO равно 11. Следовательно, количество логических операций « \oplus » после минимизации равно $N_{D_{0,0}} - CO = 28 - 11 = 17$.

Ясно, что задача определения общих элементов при совместной реализации множества всех векторов $D_0 = \{A_0, A_2, \dots, A_{n-1}\}$ может быть выполнена различными способами. В общем случае требуется тотальный перебор (из всех возможных сочетаний C_n^k , где $k = 2, \dots, n$). Очевидно, что при реальных линейных отображениях такая задача становится неразрешимой. Кроме того, после нахождения всех сочетаний повторяющихся элементов необходимо еще синтезировать логическую схему реализации линейных булевых функций. Как показал опыт, это тоже очень сложная проблема. Наш алгоритм решает ее, так как он базируется на структурированных данных для построения дво-

ичного дерева, которое оказалось удобным для синтеза логических схем линейных отображений большой размерности. В следующем разделе рассмотрим алгоритм синтеза логических схем линейных отображений по результатам работы алгоритма минимизации.

Алгоритм синтеза логических схем линейных отображений. Для синтеза схемы, на основе полученных результатов (оставшихся и общих компонентов) после применения алгоритма минимизации, будем двигаться по направлению «снизу вверх» и «слева направо». Это процесс программирования при чтении информации двоичного дерева, полученного после применения алгоритма минимизации. В общем алгоритм можно разделить на 2 этапа:

Этап 1: Строят логическую схему для нижнего уровня k : сначала получают логическую схему для общих компонентов в множестве $D_{2^{k-1}}$ (левые наследники), а потом – схему для оставшихся компонентов в D_{2^k} (правые наследники).

Этап 2: По названиям векторов и их соответствующим номерам пар родителей строят логическую схему для уровней с номерами от $k-1$ до $k=0$. Также по правилу «слева направо». При этом схема для левого наследника уровня $k-1$ синтезируется схемой левого и правого наследников уровня k .

Блок-схема синтеза линейного отображения по дереву представлена на рис. 6.

ВХОД: двоичное дерево, построенное алгоритмом, представленным на рис. 3.

ВЫХОД: схема реализации линейных булевых функций заданного линейного отображения с минимизированным количеством логических элементов.

Шаг 1 (блок 2): Сначала строят схему каждого вектора $A_{2^{k-1}, z_i, r_{0,i}, r_{1,i}, i}$, где $0 \leq i \leq N_{D_{2^{k-1}}} - 1$, в множестве $D_{2^{k-1}}$ для левых наследников уровня k , а потом – схему каждого вектора $A_{2^k, z_j, r_{0,j}, r_{1,j}, j}$, где $0 \leq j \leq N_{D_{2^{k-1}}} - 1$, в множестве D_{2^k} .

Шаг 2 (блок 3): Присваивая $p = k - 1$, где p – номер уровня, переходят к синтезу следующего уровня.

Шаг 3 (блок 4): Проверяют условие $p \geq 0$. Если условие выполнено, то переходят к выполнению операций в блоке 5. Иначе алгоритм синтеза заканчивается.

Шаг 4 (блок 5): Инициализация значений: $i = 0$, $w = 2p - 1$ – индекс множества D_w для левых наследников уровня p и $w = 0$ для множества D_0 , и $q = p + 1$ – номер предыдущего уровня.

Шаг 5 (блок 6): Проверяют условие $p = 0$, чтобы определить значение индекса w .

Шаг 6 (блок 8): Строят схему каждого вектора в D_w проверкой условия $i < N_{D_w}$. Если условие выполнено, то переходят к блоку 9, иначе – к блоку 16.

Шаг 7 (блок 9): Осуществляется синтез схемы вектора $A_{w,i}$ в множестве D_w уровня p на основе схемы вектора $A_{2q,i}$ в множестве D_{2q} , т.е. $A_{w,i} = A_{2q,i}$. Именно в этом шаге выполняется синтез каждого вектора в D_w уровня $p = k - 1$ оставшимися компонентами в D_{2q} уровня $p + 1$.

Шаг 8 (блок 10): Инициализация значения $j = 0$.

Шаг 11 (блок 13): Дополняют схему вектора $A_{w,i}$ в D_w , полученную на шаге 7 (блок 9), схемой вектора $A_{2q-1,j}$ в D_{2q-1} . В результате получают вектор $A_{w,i} = A_{2q,i} \oplus A_{2q-1,j}$.

Шаг 12 (Блок 14): Увеличивая $j = j + 1$, выполняют дополнение схемы на шагах 9–11. Переходят к шагу 9 (блок 11).

Шаг 9 (блок 11): Проверяют условие $j < N_{D_{2q-1}}$. Если условие выполнено, то переходят к блоку 12, иначе – блоку 15.

Шаг 10 (блок 12): Проверяют выполнение условия $z_{i,D_w} = r_{0,j,D_{2q-1}}$ или $z_{i,D_w} = r_{1,j,D_{2q-1}}$, т.е. проверяют условие того, что вектор в D_w является вектором родителя вектора в D_{2q-1} . Если условие выполнено, то переходят к блоку 13, иначе – к блоку 14.

Шаг 13 (блок 15): Увеличивая $i = i + 1$, продолжают строить схему следующего в D_w на уровне p . Переходят к шагу 6 (блок 8).

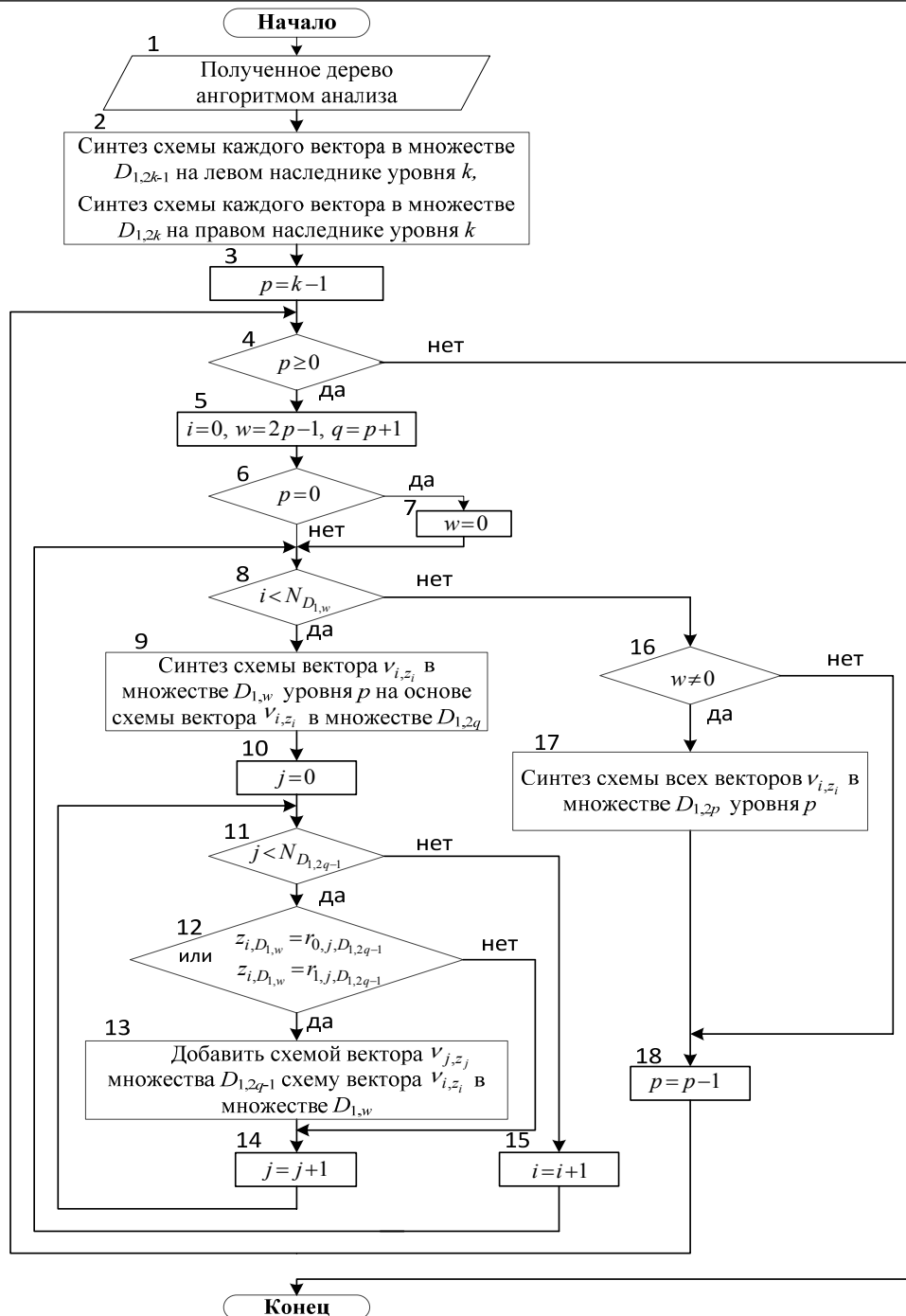


Рис. 6. Блок-схема синтеза логической схемы линейного отображения по двоичному дереву

Шаг 14 (блок 16): Проверяют условие $w \neq 0$. Если условие выполнено, то осуществляется синтез схем всех векторов в D_{2^p} (блок 17), т.е. строят схемы всех векторов правых наследников уровня p . Переходят к блоку 18.

Шаг 15 (блок 18): Выполняя $p = p - 1$, осуществляется синтез следующего уровня. Переходят к шагу 3 (блок 4).

Применяя алгоритм синтеза к дереву, полученному в примере (см. рис. 5), получают логическую схему данного линейного отображения (рис. 7). Для удобства на рис. 7 обозначены $x_i \in GF(2)$, $i=0, \dots, 7$ – восемь входных переменных, вектор во множестве левого наследника ($D_{2^{k-1}}$), имеющий номер z , обозначается через L_z , вектор правых наследников (D_{2^k}) – R_z , а вектор в D_0 – f_z .

Результаты эксперимента. Здесь представлены результаты применения разработанного алгоритма минимизации для реализации линейного отображения рис. 1 блочного шифра «Кузнечик» [7].

Если его построить по каждой ЛБФ, то количество требуемых логических операций « \oplus » равно 7879 [5]. Применяв алгоритм минимизации, предложенный в [6], количество требуемых « \oplus » не превышает 3276, а при применении разработанного алгоритма – 3146.

Если на основе внешнего неприводимого полинома (1) построить линейное отображение по схеме РСЛОС Галуа, то количество требуемых « \oplus » также равно 7879 [5]. Применяв алгоритм минимизации [6], количество требуемых « \oplus » не превышает 3297, а при применении разработанного алгоритма – 3149.

Глубина схемы линейного отображения шифра «Кузнечик» при реализации по отдельным ЛБФ равна $\log_2 128 = 7$. Полученная по алгоритмам минимизации и синтеза схема имеет глубину 15.

Дальнейшее повышение эффективности рассмотренных алгоритмов возможно путем учета совпадающих координат не только в парах, но и в тройках, четверках и т.д. векторов. Однако сложность алгоритма анализа растет почти экспоненциально. О процессе синтеза сложно что-либо сказать, т.к. прямой перенос идеи «двоичного дерева» не совсем очевиден. Кроме того, как показано в [6], тотальный перебор несущественно изменил достижимую границу минимизации, а глубина схемы растет существенно.

Заключение. В статье рассмотрены алгоритм минимизации числа логических элементов при реализации линейных отображений и соответствующий ему алгоритм синтеза логических схем этих отображений. Разработанные алгоритмы применены для минимизации системы ЛБФ, составляющих линейные отображения, но они могут быть использованы и для минимизации системы нелинейных булевых функций. То есть эффективность применения алгоритмов зависит не от вида булевых функций, а от веса векторов, при их представлении в виде полиномов Жегалкина.

Алгоритм минимизации является усовершенствованным вариантом алгоритма, предложенного в [6]. Изменение алгоритма позволяет получить простое двоичное дерево, что облегчает процесс синтеза логических схем линейных отображений и уменьшает количество необходимых логических элементов « \oplus ».

Анализ полученных результатов для минимизации линейного отображения шифра «Кузнечик» показывает, что уменьшение числа требуемых логических элементов « \oplus » влечет за собой увеличение глубины схемы. Количество логических « \oplus » при минимизации уменьшается больше чем в 2 раза и глубина схемы увеличивается во столько же, по сравнению со случаем, когда отображение строится по отдельным ЛБФ.

Литература

1. Логачёв О.А. Булевы функции и теории кодирования и криптографии / О.А. Логачёв, А.А. Сальников, В.В. Яценко. – М.: МЦНМО, 2004. – 470 с.
2. Кузьмин А.С. Линейные рекуррентные последовательности над кольцами Галуа / А.С. Кузьмин, А.А. Нечаев // Алгебра и логика. – 1995. – Т. 3, № 2. – С. 169–189.
3. Paar C. Efficient VLSI Architectures for Bit-Parallel Computation in Galois Fields: Ph.D. Theses. – Essen, Germany: Universität, Institute for experimental mathematics, 1994.

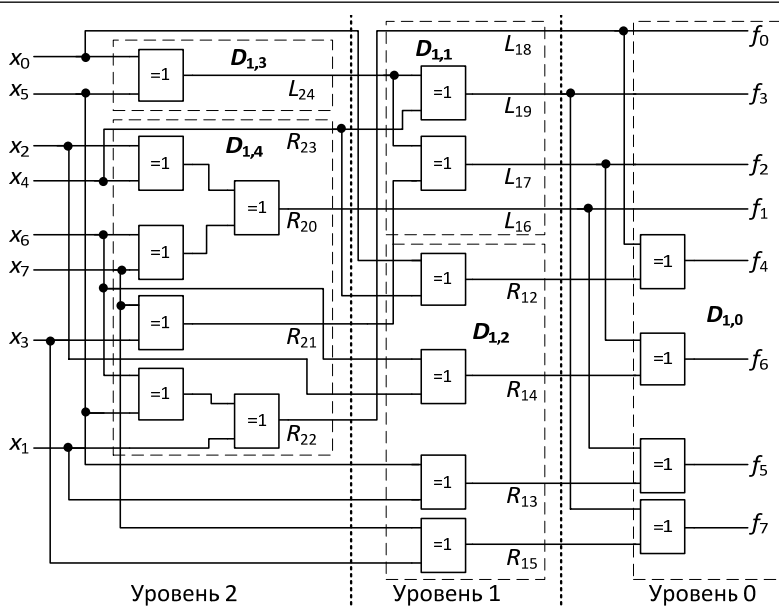


Рис. 7. Синтезированная схема реализации линейного отображения для рассмотренного примера с минимизированным количеством логических элементов

4. Зензин О.С. Стандарт криптографической защиты AES. Конечные поля / О.С. Зензин, М.А. Иванов; под ред. М.А. Иванова. – М.: КУДИЦ-ОБРАЗ, 2002. – 175 с.
 5. Borisenko N.P. Developing Algorithm for Software and Hardware Implementation of Large Size Linear Mapping / N.P. Borisenko, V.L. Nguyen, A.A. Bulygin. // 2nd Workshop on Current Trends in Cryptology (CTCrypt 2013). – June 23–25, 2013, Ekaterinburg, Russia. Pre-proceedings. – Ekaterinburg, 2013. – P. 192–204.
 6. Borisenko N.P. Algorithm for minimization of the number of logic elements in a circuit implementing S-box Boolean functions / N.P. Borisenko, Hoang Duc Tho. 3rd Workshop on Current Trends in Cryptology (CTCrypt 2014). – June 5–6, 2014, Moscow, Russia. Pre-proceedings. – Moscow, 2014. – P. 125–144.
 7. Low-Weight and Hi-End Draft Russian Encryption Standard / V. Shishkin, D. Dygin, I. Lavrikov et al. // 3rd Workshop on Current Trends in Cryptology (CTCrypt 2014). – June 5–6, 2014, Moscow, Russia. Pre-proceedings. – Moscow, 2014. – P. 183–188.
 8. Гагарина Л.Г. Алгоритмы и структуры данных: учеб. пособие / Л.Г. Гагарина, В.Д. Колдаев. – М.: Финансы и статистика; ИНФРА-М, 2009. – 304 с.
 9. Программа Logic-Friday [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.logic-friday.software.informer.com>, свободный (дата обращения: 03.2014).
 10. Muhammad Reza Z'aba. Analysis of Linear Relationship in Block Ciphers / Muhammad Reza Z'aba. Bachelor of science (Computer). – Kuala Lumpur: Universiti Teknologi Malaysia, 2003. – 256 p.
-

Борисенко Николай Павлович

Канд. техн. наук, доцент, сотр. Академии Федеральной службы охраны (ФСО) России
Тел.: (486-2) 54-99-33
Эл. почта: npbor@yandex.ru

Нгуен Ван Лонг

Инженер, сотр. Академии ФСО России
Тел.: 8-903-637-73-93
Эл. почта: nvlng.bcy@gmail.com

Borisenko N.P., Nguyen V.L.

Minimization algorithms of number logic elements in implementation of linear mappings

In the article, we propose an efficient algorithm to minimize the number of logic elements in the hardware implementation of large size linear mapping, presented by linear Boolean functions (LBF). The essence of the algorithm is to use the structural data on the description of the binary tree to determine the overall logic elements XOR. An algorithm based on obtained binary tree is constructed to synthesize logic schema.

Keywords: linear mapping, Boolean function, minimization, implementation.

УДК 519.872

С.А. Матвеев, А.Н. Моисеев, А.А. Назаров

Применение метода начальных моментов для исследования многофазной системы массового обслуживания $GI/(M/\infty)^K$

Представлено исследование многофазной системы массового обслуживания с рекуррентным входящим потоком, неограниченным числом приборов и экспоненциальным обслуживанием на фазах. Получены начальные моменты первого и второго порядков для числа заявок, находящихся на фазах системы в стационарном режиме. Проведено сравнение с полученными ранее асимптотическими формулами для многофазных систем с высокоинтенсивным входящим потоком.

Ключевые слова: многофазная система массового обслуживания, рекуррентный поток, метод начальных моментов, неограниченное число обслуживающих приборов.

Системы и сети массового обслуживания [1] являются одним из самых популярных инструментов для моделирования и анализа современных телекоммуникационных сетей [2] и систем распределенной обработки информации [3]. В настоящей работе рассматривается многофазная система с рекуррентным входящим потоком, которая предполагает последовательную обработку сообщений на устройствах (фазах) системы. Применение такой модели к описанию реальной системы обработки данных представлено в [3].

В работе [4] получена многомерная гауссовская аппроксимация для распределения вероятностей числа заявок на фазах системы в стационарном режиме функционирования в условиях высокой интенсивности входящего рекуррентного потока. В настоящей работе проведено сравнение полученных результатов с асимптотическими для случая экспоненциального распределения времени обслуживания на фазах, определена область применимости гауссовской аппроксимации.

Математическая модель. Рассмотрим K -фазную систему массового обслуживания с входящим рекуррентным потоком, неограниченным числом приборов и экспоненциальным обслуживанием на фазах системы. Заявка входящего потока поступает на обслуживание на первую фазу системы. На k -й фазе заявка обслуживается в течение случайного времени, распределенного по экспоненциальному закону с параметром μ_k ($k = \overline{1, K}$). По окончании обслуживания на k -й фазе заявка переходит на следующую, $(k + 1)$ -ю, фазу системы для дальнейшего обслуживания ($k = \overline{1, K - 1}$). По окончании обслуживания на последней, K -й, фазе заявка покидает систему.

Пусть $A(x)$ – функция распределения длин интервалов между последовательным поступлением заявок входящего рекуррентного потока. Интенсивность такого потока λ определяется выражением [4]

$$\lambda = \left\{ \int_0^{\infty} [1 - A(x)] dx \right\}^{-1}.$$

Обозначим через $i_k(t)$ количество заявок, обслуживающихся на k -й фазе системы в момент времени t ($k = \overline{1, K}$). Ставится задача определения начальных моментов первого и второго порядков для многомерного случайного процесса $\mathbf{i}(t) = (i_1(t) \dots i_K(t))^T$ в стационарном режиме функционирования системы.

Система уравнений Колмогорова. Пусть $z(t)$ – длина интервала времени от момента t до момента поступления следующей заявки входящего потока. Тогда многомерный случайный процесс $\{\mathbf{i}(t), z(t)\}$ будет марковским [5]. Для его распределения вероятностей $P(\mathbf{i}, z, t) = P\{\mathbf{i}(t) = \mathbf{i}, z(t) < z\}$ можно записать следующую систему дифференциальных уравнений Колмогорова:

$$\frac{\partial P(\mathbf{i}, z, t)}{\partial t} = \frac{\partial P(\mathbf{i}, z, t)}{\partial z} - \frac{\partial P(\mathbf{i}, 0, t)}{\partial z} - \sum_{k=1}^K P(\mathbf{i}, z, t) \cdot i_k \mu_k + \frac{\partial P(\mathbf{i} - \mathbf{e}_1, 0, t)}{\partial z} A(z) +$$

$$+ \sum_{k=1}^{K-1} P(\mathbf{i} + \mathbf{e}_k - \mathbf{e}_{k+1}, z, t) \cdot (i_k + 1) \mu_k + P(\mathbf{i} + \mathbf{e}_K, z, t) \cdot (i_K + 1) \mu_K \quad (1)$$

для всех неотрицательных значений \mathbf{i} и z (предполагается $P(\mathbf{i}, z, t) = 0$, если хотя бы одна компонента вектора \mathbf{i} отрицательна). Здесь через \mathbf{e}_k обозначен вектор-столбец, все элементы которого равны нулю, кроме элемента под номером k , равного единице.

Введем частичную характеристическую функцию $H(\mathbf{u}, z, t) = \sum_{i_1=0}^{\infty} \dots \sum_{i_K=0}^{\infty} e^{ju_1 i_1 + \dots + ju_K i_K} P(\mathbf{i}, z, t)$ век-

торного аргумента \mathbf{u} (здесь $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица). Для нее (1) переписывается в виде уравнения

$$\frac{\partial H(\mathbf{u}, z, t)}{\partial t} = \frac{\partial H(\mathbf{u}, z, t)}{\partial z} + \frac{\partial H(\mathbf{u}, 0, t)}{\partial z} \left[e^{ju_1 A(z)} - 1 \right] + j \sum_{k=1}^{K-1} \mu_k \frac{\partial H(\mathbf{u}, z, t)}{\partial u_k} \left[1 - e^{ju_{k+1} - ju_k} \right] + j \mu_K \frac{\partial H(\mathbf{u}, z, t)}{\partial u_K} \left[1 - e^{-ju_K} \right].$$

В стационарном режиме функционирования системы для функции $H(\mathbf{u}, z) \equiv H(\mathbf{u}, z, t)$ это уравнение примет вид

$$\frac{\partial H(\mathbf{u}, z)}{\partial z} + \frac{\partial H(\mathbf{u}, 0)}{\partial z} \left[e^{ju_1 A(z)} - 1 \right] + j \sum_{k=1}^{K-1} \mu_k \frac{\partial H(\mathbf{u}, z)}{\partial u_k} \left[1 - e^{ju_{k+1} - ju_k} \right] + j \mu_K \frac{\partial H(\mathbf{u}, z)}{\partial u_K} \left[1 - e^{-ju_K} \right] = 0. \quad (2)$$

Моменты первого порядка. Для нахождения начальных моментов воспользуемся методикой, изложенной в [6]. Введем функции $\varphi_k(z)$, определяемые выражениями

$$\left. \frac{\partial H(\mathbf{u}, z)}{\partial u_k} \right|_{\mathbf{u}=\mathbf{0}} = j \cdot \varphi_k(z) \quad (3)$$

для $k = \overline{1, K}$. Известно [6], что начальные моменты первого порядка $m_k^{(1)}$ определяются выражениями $m_k^{(1)} = \varphi_k(\infty)$. Для их нахождения продифференцируем уравнение (2) по каждой из переменных u_k , получим следующую систему из K дифференциальных уравнений:

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 H(\mathbf{u}, z)}{\partial z \partial u_1} + \frac{\partial^2 H(\mathbf{u}, 0)}{\partial z \partial u_1} \left[e^{ju_1 A(z)} - 1 \right] + j \frac{\partial H(\mathbf{u}, 0)}{\partial z} e^{ju_1 A(z)} + j \sum_{k=1}^{K-1} \mu_k \frac{\partial^2 H(\mathbf{u}, z)}{\partial u_k \partial u_1} \left[1 - e^{ju_{k+1} - ju_k} \right] + \\ + j^2 \mu_1 \frac{\partial H(\mathbf{u}, z)}{\partial u_1} e^{ju_2 - ju_1} + j \mu_K \frac{\partial^2 H(\mathbf{u}, z)}{\partial u_K \partial u_1} \left[1 - e^{-ju_K} \right] = 0, \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 H(\mathbf{u}, z)}{\partial z \partial u_l} + \frac{\partial^2 H(\mathbf{u}, 0)}{\partial z \partial u_l} \left[e^{ju_l A(z)} - 1 \right] + j \sum_{k=1}^{K-1} \mu_k \frac{\partial^2 H(\mathbf{u}, z)}{\partial u_k \partial u_l} \left[1 - e^{ju_{k+1} - ju_k} \right] + j^2 \mu_l \frac{\partial H(\mathbf{u}, z)}{\partial u_l} e^{ju_{l+1} - ju_l} - \\ - j^2 \mu_{l-1} \frac{\partial H(\mathbf{u}, z)}{\partial u_{l-1}} e^{ju_l - ju_{l-1}} + j \mu_K \frac{\partial^2 H(\mathbf{u}, z)}{\partial u_K \partial u_l} \left[1 - e^{-ju_K} \right] = 0, \quad 2 \leq l \leq K-1, \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 H(\mathbf{u}, z)}{\partial z \partial u_K} + \frac{\partial^2 H(\mathbf{u}, 0)}{\partial z \partial u_K} \left[e^{ju_K A(z)} - 1 \right] + j \sum_{k=1}^{K-1} \mu_k \frac{\partial^2 H(\mathbf{u}, z)}{\partial u_k \partial u_K} \left[1 - e^{ju_{k+1} - ju_k} \right] - j^2 \mu_{K-1} \frac{\partial H(\mathbf{u}, z)}{\partial u_{K-1}} e^{ju_K - ju_{K-1}} + \\ + j \mu_K \frac{\partial^2 H(\mathbf{u}, z)}{\partial u_K^2} \left[1 - e^{-ju_K} \right] + j^2 \mu_K \frac{\partial H(\mathbf{u}, z)}{\partial u_K} e^{-ju_K} = 0. \end{aligned} \quad (6)$$

Подставляя сюда $\mathbf{u} = \mathbf{0}$ и учитывая, что [4] $\left. \frac{\partial H(\mathbf{u}, z)}{\partial z} \right|_{\mathbf{u}=\mathbf{0}, z=0} = \lambda$, с использованием выражений (3)

получаем следующую систему дифференциальных уравнений относительно функций $\varphi_k(z)$:

$$\begin{cases} \varphi_1'(z) + \varphi_1'(0) [A(z) - 1] + \lambda A(z) - \mu_1 \varphi_1(z) = 0, \\ \varphi_k'(z) + \varphi_k'(0) [A(z) - 1] + \mu_{k-1} \varphi_{k-1}(z) - \mu_k \varphi_k(z) = 0, \quad k = \overline{2, K}. \end{cases}$$

Для этой системы применим преобразования Лапласа–Стилтьеса

$$A^*(\alpha) = \int_0^{\infty} e^{-\alpha z} dA(z), \quad \varphi_k^*(\alpha) = \int_0^{\infty} e^{-\alpha z} d\varphi_k(z), \quad k = \overline{1, K}, \quad (7)$$

получим

$$\begin{cases} (\alpha - \mu_1)\varphi_1^*(\alpha) + \varphi_1'(0)[A^*(\alpha) - 1] + \lambda A^*(\alpha) = 0, \\ (\alpha - \mu_k)\varphi_k^*(\alpha) + \varphi_k'(0)[A^*(\alpha) - 1] + \mu_{k-1}\varphi_{k-1}^*(\alpha) = 0, k = \overline{2, K}. \end{cases} \quad (8)$$

Подставляя сюда $\alpha = 0$ и учитывая, что $A^*(0) = 1$, $\varphi_k^*(0) = \varphi_k(\infty) = m_k^{(1)}$, получаем выражения для первых начальных моментов состояния рассматриваемой системы массового обслуживания:

$$m_k^{(1)} = \frac{\lambda}{\mu_k}, \quad k = \overline{1, K}. \quad (9)$$

Моменты второго порядка. Введем функции $\psi_{kl}(z)$, определяемые выражениями

$$\left. \frac{\partial^2 H(\mathbf{u}, z)}{\partial u_k \partial u_l} \right|_{\mathbf{u}=\mathbf{0}} = j^2 \cdot \psi_{kl}(z) \quad (10)$$

для $k, l = \overline{1, K}$. Известно [6], что начальные моменты второго порядка $m_{kl}^{(2)}$ определяются равенствами $m_{kl}^{(2)} = \psi_{kl}(\infty)$. Для их нахождения выполним процедуру, аналогичную описанной выше, а именно продифференцируем каждое уравнение системы (4)–(6) по каждой из переменных u_k , $k = \overline{1, K}$. В результате получим систему из K^2 дифференциальных уравнений, которую здесь опустим для краткости изложения. В ней также выполним подстановку $\mathbf{u} = \mathbf{0}$ и воспользуемся обозначениями (10). Далее применим преобразования (7), а также преобразование Лапласа–Стилтьеса

$$\psi_{kl}^*(\alpha) = \int_0^{\infty} e^{-\alpha z} d\psi_{kl}(z), \quad k, l = \overline{1, K}.$$

Подставляя $\alpha = 0$ и учитывая, что $\psi_{kl}^*(0) = \psi_{kl}(\infty) = m_{kl}^{(2)}$, получаем следующие рекуррентные выражения для начальных моментов второго порядка:

$$\begin{aligned} m_{11}^{(2)} &= \frac{m_1^{(1)}}{1 - A^*(\mu_1)}, \\ m_{12}^{(2)} &= \frac{1}{\mu_1 + \mu_2} \left[\frac{\mu_1 \varphi_1^*(\mu_2)}{1 - A^*(\mu_2)} + \frac{\lambda A^*(\mu_1)}{1 - A^*(\mu_1)} \right], \\ m_{l1}^{(2)} &= \frac{1}{\mu_1 + \mu_l} \left[\frac{\mu_{l-1} \varphi_{l-1}^*(\mu_l)}{1 - A^*(\mu_l)} + \mu_{l-1} m_{1, l-1}^{(2)} \right] \quad \text{для } l = \overline{3, K}, \\ m_{kl}^{(2)} &= \frac{1}{\mu_k + \mu_l} \left[\mu_{k-1} m_{k-1, l}^{(2)} + \mu_{l-1} m_{k, l-1}^{(2)} - \lambda (\delta_{k, l-1} + \delta_{k, l+1}) \right] \quad \text{для } k, l = \overline{2, K} \text{ и } k \neq l, \\ m_{kk}^{(2)} &= \frac{\mu_{k-1}}{\mu_k} m_{k-1, k}^{(2)} + m_k^{(1)} \quad \text{для } k = \overline{2, K}, \\ m_{kl}^{(2)} &= m_{lk}^{(2)} \quad \text{для любых } k \text{ и } l. \end{aligned} \quad (11)$$

Здесь δ_{kl} – символ Кронекера, а функции $\varphi_k^*(\alpha)$ достаточно просто выражаются в явном виде из (8).

Нетрудно показать, что для простейшего входящего потока, полученные выражения дают известные в теории массового обслуживания результаты [1, 7]. В частности, многомерное распределение состояния системы факторизуется, т.е. значения числа заявок в системе на разных фазах являются независимыми. А само число заявок на каждой фазе описывается распределением Пуассона. Действительно, в случае простейшего входящего потока $A(x) = 1 - e^{-\lambda x}$ и соответственно

$A^*(\alpha) = \frac{\lambda}{\lambda + \alpha}$. Тогда из (8) получаем $\varphi_1^*(\alpha) = \frac{\lambda^2}{\mu_1(\lambda + \alpha)}$. Подставляя эти выражения в (11), получаем

$$m_{11}^{(2)} = \frac{\lambda^2}{\mu_1^2} + \frac{\lambda}{\mu_1} = \left(m_1^{(1)}\right)^2 + m_1^{(1)},$$

$$m_{12}^{(2)} = \frac{\lambda}{\mu_1} \cdot \frac{\lambda}{\mu_2} = m_1^{(1)} \cdot m_2^{(1)}$$

и т.д.

Сравнение с асимптотическими результатами. В работе [4] показано, что в условиях высокой интенсивности входящего потока многомерное распределение вероятностей состояний многофазной системы массового обслуживания с рекуррентным входящим потоком и произвольным распределением времени обслуживания на фазах в стационарном режиме функционирования аппроксимируется многомерным гауссовским распределением со следующими параметрами. Компоненты вектора средних равны

$$a_k = \lambda b_k, \quad (12)$$

где b_k – среднее время обслуживания на k -й фазе системы. Значения дисперсий определяются выражениями

$$D_k = a_k + \kappa \int_0^{\infty} \left[B_k^*(t) - B_{k-1}^*(t) \right]^2 dt, \quad (13)$$

где $B_k^*(t) = (B_1^* \dots B_k^*)(t)$ есть свертка функций распределения времени обслуживания $B_k(t)$, $B_0^*(t) = 1$, $B_1^*(t) = B_1(t)$. Величина κ определяется выражением

$$\kappa = \lambda^3 (\sigma^2 - a^2),$$

где a и σ^2 – соответственно математическое ожидание и дисперсия длин интервалов между поступлением заявок входящего потока. Ковариации числа заявок на разных фазах равны

$$R_{kl} = \kappa \int_0^{\infty} \left[B_k^*(t) - B_{k-1}^*(t) \right] \left[B_l^*(t) - B_{l-1}^*(t) \right] dt. \quad (14)$$

Выполним сравнение полученных в настоящей работе допредельных результатов с результатами асимптотической гауссовской аппроксимации для многофазной системы с экспоненциальным распределением времени обслуживания. Очевидно, что в этом случае формулы для средних (9) и (12) дают одинаковый результат.

Произвести сравнение выражений для вторых моментов (11) и (13)–(14) в аналитической форме не представляется возможным. Поэтому оценим погрешности значений асимптотических вторых моментов по сравнению с допредельными, выполнив численные реализации. Для этого рассмотрим четырёхфазную систему массового обслуживания с входящим рекуррентным потоком, длины интервалов между последовательными поступлениями заявок в котором имеют гамма-распределение с параметрами формы и масштаба, соответственно равными α (его значение определим позже) и $\beta = N \cdot \alpha$, где $N > 0$ – некоторый числовой параметр. Для такого потока интенсивность составляет $\lambda = \frac{\beta}{\alpha} = N$. Таким образом, увеличивая значение N , мы можем увеличить интенсивность входящего потока без изменения общего характера (формы) распределения длин интервалов между поступлением заявок. Длительность обслуживания на каждой фазе системы распределена по экспоненциальному закону с соответствующим параметром:

$$\mu_1 = 0,5, \quad \mu_2 = 1, \quad \mu_3 = 2, \quad \mu_4 = 4.$$

Численные расчеты по формулам (11), (13), (14) показывают, что для параметра формы $\alpha > 0,4$ относительная погрешность асимптотических вторых моментов не превышает 2% даже для входящего потока низкой интенсивности ($N=1$). При уменьшении параметра α погрешность асимптотических вторых моментов сильно увеличивается при низкой интенсивности входящего потока. В таблице приведены максимальные значения относительной погрешности вычисления вторых моментов по аппроксимационным формулам (13)–(14) для входящего потока с параметрами $\alpha = 0,1$ и $\alpha = 0,01$.

Динамика изменения погрешности аппроксимационных формул для вторых моментов при увеличении интенсивности входящего потока

| Интенсивность входящего потока N | 1 | 5 | 10 | 20 | 50 | 100 |
|---|--------|-------|-------|-------|------|------|
| Относительная погрешность при $\alpha = 0,1$, % | 21,10 | 3,71 | 1,34 | 0,43 | 0,09 | 0,03 |
| Относительная погрешность при $\alpha = 0,01$, % | 102,62 | 43,84 | 25,60 | 12,97 | 4,13 | 1,46 |

Заключение. В работе представлено исследование многофазной системы массового обслуживания с рекуррентным входящим потоком, неограниченным числом приборов и экспоненциальным распределением времени обслуживания на фазах, выполненное методом начальных моментов. Получены формулы для вычисления первых и вторых начальных моментов числа заявок на фазах системы в стационарном режиме функционирования. Проведено сравнение этих результатов с полученными ранее асимптотическими формулами для многофазных систем с высокоинтенсивным входящим рекуррентным потоком. Показано, что асимптотические формулы для первых моментов дают точный результат. Для вторых моментов получены значения погрешностей асимптотических результатов для различных числовых примеров. Аналогичные исследования могут быть выполнены для многофазных систем и с другими типами входящих потоков – ММРР [8], МАР [9], полумарковским [10].

Полученные в работе результаты могут использоваться для вычисления первого и второго начальных моментов стационарного распределения числа заявок в системе, значения которых необходимы для расчета оптимального числа приборов систем распределенной обработки данных на основе гауссовской аппроксимации [11].

Результаты получены в рамках выполнения государственного задания Министерства образования и науки Российской Федерации № 1.511.2014/К.

Литература

1. Гнеденко Б.В. Введение в теорию массового обслуживания / Б.В. Гнеденко, И.Н. Коваленко. – 4-е изд., испр. – М.: Изд-во ЛКИ, 2007. – 400 с.
2. Вишневский В.М. Теоретические основы проектирования компьютерных сетей. – М.: Техносфера, 2003. – 512 с.
3. Многофазная модель массового обслуживания системы распределенной обработки данных / В.В. Грачев, А.Н. Моисеев, А.А. Назаров, В.З. Ямпольский // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 2 (26), ч. 2. – С. 248–251.
4. Моисеев А.Н. Асимптотический анализ многофазной системы массового обслуживания с высокоинтенсивным рекуррентным входящим потоком / А.Н. Моисеев, А.А. Назаров // Автометрия. – 2014. – Т. 50, № 2. – С. 67–76.
5. Назаров А.А. Теория вероятностей и случайных процессов: учеб. пособие / А.А. Назаров, А.Ф. Терпугов. – 2-е изд., испр. – Томск: Изд-во НТЛ, 2010. – 204 с.
6. Назаров А.А. Метод асимптотического анализа в теории массового обслуживания / А.А. Назаров, С.П. Моисеева. – Томск: Изд-во НТЛ, 2006. – 112 с.
7. Бочаров П.П. Теория массового обслуживания / П.П. Бочаров, А.В. Печинкин. – М.: Изд-во РУДН, 1995. – 529 с.
8. Moiseev A. Investigation of the High Intensive Markov-Modulated Poisson Process / A. Moiseev, A. Nazarov // Proc. Of The International Conference On Application Of Information And Communication Technology And Statistics In Economy And Education (ICAICTSEE-2012). – Sofia: University Of National and World Economy, 2012. – P. 72–77.
9. Моисеев А.Н. Исследование высокоинтенсивного МАР-потока / А.Н. Моисеев, А.А. Назаров // Изв. Том. политех. ун-та. – 2013. – Т. 322, № 2. – С. 16–18.
10. Моисеев А.Н. Асимптотический анализ высокоинтенсивного полумарковского потока событий / А.Н. Моисеев, А.А. Назаров // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 3 (29). – С. 109–115.
11. Nazarov A. Calculation of the probability that a Gaussian vector falls in the hyperellipsoid with the uniform density / A. Nazarov, A. Moiseev // Proc. of the 3rd International Conference On Application Of Information And Communication Technology And Statistics In Economy And Education (ICAICTSEE-2013). – Sofia: University Of National and World Economy, 2013. – P. 519–526.

Матвеев Сергей Александрович

Ведущий специалист ООО «Инком», г. Томск

Тел.: 8 (382-2) 51-75-30

Эл. почта: incom@cc.tpu.edu.ru

Моисеев Александр Николаевич

Канд. техн. наук, доцент каф. программной инженерии

Национального исследовательского Томского государственного университета (НИТГУ)

Тел.: 8 (382-2) 52-94-96

Эл. почта: moiseev.tsu@gmail.com

Назаров Анатолий Андреевич

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. теории вероятностей и математической статистики НИТГУ

Тел.: 8 (382-2) 52-95-99

Эл. почта: nazarov.tsu@gmail.com

Matveev S.A., Moiseev A.N., Nazarov A.A.

Investigation of the multi-stage queueing system $GI/(M/\infty)^K$ by means of the raw moment method

The paper presents an investigation of the multi-stage queueing system with renewal arrival process, infinite number of servers and exponential service times at the system stages. Expressions for the first- and the second-order raw moments for the number of customers at the system stages are obtained. We compared the obtained results with the results of previous investigations under asymptotic conditions.

Keywords: multistage queueing system, renewal arrival process, method of raw moments, infinite-server system.

УДК 004.41

Н.А. Ошнуров, А.Н. Пустыгин, А.А. Ковалевский

Построение универсального промежуточного представления исходных текстов на языках C++ и C#

Описываются существующие промежуточные представления исходных текстов. Описываются инструменты для получения абстрактного синтаксического дерева языков C++ и C#. Описывается новое представление, содержащее семантическую информацию, описано его преобразование к формату, доступному для обработки существующими инструментами.

Ключевые слова: промежуточное представление, исходный код, статический анализ, C++, C#.

Задача статического анализа кода – задача анализа программного обеспечения, производимого без реального выполнения исследуемых программ. Для ее решения нужен набор программных инструментов для каждого типа анализа. В случае анализа гетерогенных исходных текстов, т.е. текстов на нескольких языках программирования, задача становится сложнее. Это связано с тем, что создание таких инструментов – сама по себе трудоёмкая задача. Развитие данных инструментов несет идею создания единого основания для таких анализов. В предыдущих работах [1] предлагалось решение этой проблемы путём введения единого универсального промежуточного представления (УПП) исходных текстов на различных ЯП и его последующего автоматизированного анализа путем построения эквивалентных представлений. Целью данной работы является создание промежуточного представления для исходных текстов на языках C++ и C#, содержащего в себе всю информацию об исходном тексте программы и предоставляющего возможность легкого создания автоматизированных инструментов для анализов на его основе.

Проектирование универсального промежуточного представления. Формат промежуточного представления должен отвечать некоторому набору критериев, среди них можно выделить:

1. Простоту реализации инструментов для автоматической обработки.
2. Расширяемость – простоту добавления новых языковых конструкций.
3. Читательность – удобство восприятия человеком.

Среди распространённых форматов представления структурированных данных этому набору критериев удовлетворяют JSON [2], YAML [3] и XML [4].

Стек технологий XML предоставляет инструменты, которые можно использовать для решения задач статического анализа исходных текстов программ, путём обработки их промежуточного представления. Из них можно выделить следующие:

1. XPath [5] – язык запросов для выборки и навигации по узлам XML-документа, вычисления некоторых его метрик.
2. XQuery [6] – функциональный язык запросов, разработанный для выполнения запросов и трансформации коллекций структурированных и неструктурированных данных.
3. XSLT [7] – язык для трансформации XML-документов в другие XML-документы, объекты HTML или XSL, которые затем могут быть преобразованы в PDF, PostScript, SVG или PNG. То есть позволяет получить, например, визуальное эквивалентное представление, пригодное для анализа.
4. XML-базы данных, например, Sedna [8] (лицензия Apache License 2.0) или BaseX (лицензия BSD) [9], которые можно использовать в качестве единого хранилища представлений одного или нескольких проектов.

Таким образом, выбор формата XML, как основы для промежуточного представления позволяет сократить затраты на создание инструментов анализа и построения эквивалентных представлений.

Использование JSON и YAML было признано нецелесообразным из-за отсутствия для данных форматов подобного инструментария.

Для получения промежуточного представления исходного кода предполагается использовать абстрактное синтаксическое дерево (AST) [10], дополненное семантической информацией. Среди существующих форматов представления, которые можно использовать в качестве базы для построения анализаторов и эквивалентных представлений, можно выделить следующие:

1. SrcML (Source Markup Language) [11] – открытое представление исходных текстов, основанное на комбинации самого текста и выборочной информации из AST, заключенное в одном XML-документе. Для следующих языков существуют соответствующие подклассы данного представления: C, C++ (CppML), Java (JavaML), C# (SrcML.Net). Формат основан на добавлении информации о структуре исходных текстов к самим исходным текстам. В силу того, что SrcML сохраняет весь исходный код, он хорошо применим как для различных трансформаций исходных текстов, так и для извлечения фактов из них. Однако он не содержит большого количества высокоуровневой информации, что может вызывать затруднения при создании инструментов анализа на его основе. Так, например, в листинге 1 показан фрагмент кода обмена значений численных переменных, в листинге 2 представлено его SrcML-представление, по которому невозможно точно установить ни место объявления переменных a , b и t , ни их тип.

```
// swap two numbers
if(a>b)
{
    t = a;
    a = b;
    b = t;
}
```

Листинг 1. Фрагмент кода обмена значений численных переменных C++

```
<unit>
  <comment type="line">// swap two numbers</comment>
  <if>if<condition>( <expr><name>a</name>&gt; <name>b</name></expr> )</con
dition><then>
  <block>{
    <expr_stmt><expr><name>t</name>=<name>a</name></expr>;</expt_stmt>
    <expr_stmt><expr><name>a</name>=<name>b</name></expr>;</expt_stmt>
    <expr_stmt><expr><name>b</name>=<name>t</name></expr>;</expt_stmt>
  }</block></then></if>
</unit>
```

Листинг 2. SrcML представление исходного кода обмена значений численных переменных

2. JavaML [12] – формат представления исходных текстов на Java. Представляет собой AST Java кода, кроме того, JavaML хранит в себе некоторую семантическую информацию. Например, IDREF-теги используются для того, чтобы ссылаться на объявление переменной. Недостатком JavaML в контексте задачи построения эквивалентных представлений и в дальнейшем различных анализов является сильное абстрагирование от исходного текста. Так, например, все виды циклов отображаются в один элемент представления `<loop>`, а комментарии объявлений переменных являются незначимыми и не находят отражения в представлении. Несмотря на заявления авторов, что данный формат может быть использован для других объектно-ориентированных языков, он неприменим, например, для C++, поскольку не имеет механизма описания указателей. Следует отметить, что достоинства JavaML применены в предлагаемом формате промежуточного представления.

3. Представление OOML [13] является обобщенным представлением объектно-ориентированных языков и основывается на общности моделей объектно-ориентированных языков. Изначально он являлся наследником JavaML и унаследовал все недостатки последнего.

4. Специфические для языков представления, такие как GCC-XML [14] (основанное на внутреннем представлении компилятора GCC), cpr2xml [15] не обладают свойством универсальности и служат для выполнения узких задач, например, трансляции кода в машинный код или оптимизации машинного кода.

Главным требованием к формату промежуточного представления является включение в состав атрибутов узлов такого набора тегов, который позволяет удовлетворить требованиям спецификации языков при разборе всех синтаксических конструкций, описанных в стандартах.

В связи с отсутствием альтернативных решений для получения промежуточных представлений, пригодных для поставленных целей, был произведен поиск инструментов для получения AST (табл. 1).

Обзор открытых инструментов для получения AST

| Инструмент | Язык | Возможности | Недостатки |
|---|------|--|---|
| ROSE Compiler [16] | C++ | Поддержка C, C++11 | Поддержка только C++ |
| Eclipse CDT [17] | C++ | IDE для статического анализа. Поддержка C++ | Отсутствие поддержки C++11 |
| Mozilla Dehydra & Treehydra (GCC GIMPLE) [18] | C++ | Извлечение информации о некоторых узлах AST | Разработка приостановлена в 2010, неполное и неэквивалентное исходному тексту AST |
| Mono C# Compiler [19] | C# | Кроссплатформенность решения (Windows, GNU/Linux, MacOS, iOS, Android) | Несовместимость API разных версий компилятора |
| ICSharpCode.NRefactory | C# | Кроссплатформенность решения, активное сообщество | Отсутствие поддержки нового стандарта языка C# 6.0 |
| Roslyn | C# | Поддержка нового стандарта языка C# 6.0, инструментарий для анализа исходного кода | Относительно новое решение, возможны несовместимые изменения API |

Источниками для создания формата промежуточного представления послужили следующие документы:

1. Спецификация языка C# [20].
2. Проект стандарта C++ [21].

Для разработки формата промежуточного представления по C++ и C# были выбраны следующие инструменты, удовлетворяющие заданным критериям (полнота, актуальность инструмента, затраты на разработку промежуточного представления):

1. Clang и его библиотека libclang (для языков C/C++), поддержка C++11, Objective-C, активное сообщество, поддержка крупных компаний (Apple, Google), наличие SDK и отдельной библиотеки для получения AST. Библиотека libclang – часть инструментария clang, которая используется для статического анализа и автозавершения кода. Используется в IDE Xcode (Apple).

2. Roslyn [22] (для языка C#) – открытый набор компиляторов и API для анализа исходных кодов для языков C# и Visual Basic .Net, разрабатываемый компанией Microsoft.

Формальное описание представления. В предлагаемом представлении AST исходного текста отображается в XML файл по разработанному шаблону [23]. Так, например, оператору условного перехода if сопоставляется узел XML – <If /> (табл. 2). Поддерживается ссылочная целостность в том смысле, что вне зависимости от того, в каком месте какого файла с исходными текстами объявлен элемент с неким идентификатором ID, данный идентификатор используется при любом использовании данного элемента. Кроме того, представление содержит в себе всю информацию о типах, например, о типе объявляемой переменной, типе возвращаемого значения для метода.

Таблица 2

Пример УПП для C++ и C#

| Исходный текст | УПП |
|----------------|---|
| if (a == 10); | <pre><If line="5" col="3"> <Condition line="5" col="3"> <op:Binary type="==" line="5" col="6"> <Left> <VarRef name="a" ref="1" line="5" col="6"/> </Left> <Right> <lit:Int value="10" text="10" line="5" col="11"/> </Right> </op:Binary> </Condition> <Then line="5" col="3"/> </If></pre> |

Проектирование и кодирование генераторов этого представления из текстов C++ и C#. При построении УПП исходный текст анализируемого проекта проходит стадии синтаксического и

семантического анализа. Это позволяет выводить всю доступную информацию об исходном коде в УПП. Таким образом, впоследствии из УПП можно целиком восстановить исходный текст с точностью до форматирования. В обоих генераторах для обхода AST используется паттерн «Посетитель». В случае Roslyn используется наследник класса CSharpSyntaxWalker для C#. Библиотека libclang для построения AST исходного текста на C++ предоставляет набор функций для обхода дерева и извлечения из узлов полезной информации.

Выводы. Предложенное представление позволяет производить большой спектр высокоуровневых анализов по обнаружению ошибок в исходных текстах, улучшению их читаемости, производительности, а также выявлению структуры и функциональности программ, документация по которым недоступна или может не соответствовать действительности. Данное свойство достигается за счет использования большого количества семантической информации об исходном коде проектов. Предложенный формат является расширяемым и при необходимости может быть легко доработан для поддержки большего количества языков и их конструкций. Решение использовать с качестве основы формат XML позволяет для выполнения анализов работать со стандартными открытыми технологиями, например, такими как XSLT, XQuery, XML Schema. Все это в совокупности позволяет сказать, что данное представление может быть эффективно использовано для выполнения задач статического анализа исходных текстов.

Направления дальнейшего движения. В качестве дальнейшего развития данного универсального представления и инструментов для его получения можно выделить решение следующей задачи – доработка существующих инструментов до состояния, при котором синтаксические конструкции языков C++ и C# обрабатываются полностью, включая новейшие стандарты и спецификации, несмотря на то, что на данный момент поддерживается большая часть синтаксиса C++ и C#.

Свойства предложенного представления открывают огромные возможности по совместному анализу различных эквивалентных представлений, которые можно получить из него. В перспективе это позволяет извлекать нетривиальные сведения о программах.

Особый интерес представляет собой задача интеграции данных инструментов и представления с существующими решениями для работы с исходными текстами, а также создание набора анализов, основывающихся на данном представлении.

Литература

1. Зубов М.В. Статический анализ ПО с помощью его промежуточных представлений и технологий с открытым исходным кодом / М.В. Зубов, А.Н. Пустыгин, Е.В. Старцев // Матер. 2-й Междунар. конф. «FOSS. Lviv–2012», Львов. – Львів: Сорока, 2012. – С. 165–168.
2. JSON (JavaScript Object Notation) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.json.org>, свободный (дата обращения: 13.01.2014).
3. YAML: YAML Ain't Markup Language [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.yaml.org>, свободный (дата обращения: 13.01.2014).
4. Extensible Markup Language (XML) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.w3.org/XML/>, свободный (дата обращения: 13.01.2014).
5. XML Path Language (XPath). W3C Recommendation, 16 November 1999 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.w3.org/TR/xpath/>, свободный (дата обращения: 13.01.2014).
6. XQuery 1.0: An XML Query Language (Second Edition). W3C Recommendation, 14 December 2010 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.w3.org/TR/xquery/>, свободный (дата обращения: 13.01.2014).
7. XSL Transformations (XSLT). W3C Recommendation, 16 November 1999 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.w3.org/TR/xslt>, свободный (дата обращения: 13.01.2014).
8. Fomichev A. Sedna: A Native XML DBMS / M. Grinev, S. Kuznetsov // SOFSEM 2006: Theory and Practice of Computer Science. Lecture Notes in Computer Science. – 2006. – Vol. 3831. – P. 272–281.
9. BaseX. The XML Database [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.basex.org/>, свободный (дата обращения: 13.01.2014).
10. Компиляторы: принципы, технологии и инструментарий / А. Ахо, М. Лам, Р. Сети, Д. Ульман. – М.: Вильямс, 2010. – 1184 с.
11. Collard M.L. An XML-Based Lightweight C++ Fact Extractor / M.L. Collard, H.H. Kagdi, J.I. Maletic // Program Comprehension, 2003. 11th IEEE International Workshop. – May 10–11, 2003. – P. 134–143.

12. Badros G.J. JavaML: A Markup Language for Java Source Code // The International Journal of Computer and Telecommunications Networking. – 2000. – Vol. 33. – P. 159–177.
13. Mamas E. Towards Portable Source Code Representations Using XML / E. Mamas, K. Kontogianis // Proceedings of the Seventh Working Conference on Reverse Engineering. – 2000. – P. 172.
14. GCC-XML [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://github.com/gccxml/gccxml>, свободный (дата обращения: 13.01.2014).
15. The C++2XML page [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://scl.csd.uwo.ca/Projects/cpp2xml/index.html>, свободный (дата обращения: 13.01.2014).
16. ROSE compiler infrastructure [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.rosecompiler.org/>, свободный (дата обращения: 13.01.2014).
17. Eclipse CDT (C/C++ Development Tooling) ROSE compiler infrastructure [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.eclipse.org/cdt>, свободный (дата обращения: 13.01.2014).
18. Dehydra [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://developer.mozilla.org/en-US/docs/Dehydra>, свободный (дата обращения: 13.01.2014).
19. Crossplatform, open source .NET development framework [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.mono-project.com>, свободный (дата обращения: 13.01.2014).
20. C# Language Specification 5.0 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.microsoft.com/en-us/download/details.aspx?id=7029>, свободный (дата обращения: 13.01.2014).
21. Working Draft, Standard for Programming Language C++ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.github.com/google/cxx-std-draft/blob/master/papers/n3337.pdf>, свободный (дата обращения: 13.01.2014).
22. .NET Compiler Platform («Roslyn») [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://msdn.microsoft.com/en-us/vstudio/roslyn.aspx>, свободный (дата обращения: 06.07.2014).
23. IntermediateRepresentation – Google Docs [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://docs.google.com/document/d/148mS6S-qoJhRfmIxDAYtsQhAuTHGnavQDH62HLdc0ic/edit?usp=sharing>, свободный (дата обращения: 06.07.2014).
24. Зубов М.В. Применение универсальных промежуточных представлений для статического анализа исходного программного кода / М.В. Зубов, А.Н. Пустыгин, Е.В. Старцев // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2013. – № 1 (27). – С. 64–68.

Ошнуров Николай Андреевич

Аспирант каф. компьютерной безопасности и прикладной алгебры (КБиПА) ЧелГУ, г. Челябинск
Тел.: +7-950-735-79-42
Эл. почта: onlk@yandex.ru

Пустыгин Алексей Николаевич

Канд. техн. наук, доцент каф. КБиПА
Тел.: +7-905-835-98-68
Эл. почта: p2008an@rambler.ru

Ковалевский Алексей Анатольевич

Аспирант каф. компьютерной безопасности и прикладной алгебры ЧелГУ
Тел.: +7-951-814-68-77
Эл. почта: morskoymey@gmail.com

Oshnurov N.A., Pustygin A.N., Kovalevskiy A.A.

Universal intermediate representation construction of source code in C++ and C# languages

This article describes existing intermediate representations of source code. We describe the tools for receiving an abstract syntax tree for C++ and C# programming languages. We describe a new representation which contains semantic information and a transformation of this representation to a format available for processing by existing tools.

Keywords: intermediate representation, source code, static analysis, C++, C#.

УДК 004.853

Ю.В. Рубцова

Методы автоматического извлечения терминов в динамически обновляемых коллекциях для построения словаря эмоциональной лексики на основе микроблоговой платформы Twitter

Представлен подход к построению динамично обновляемого словаря эмоциональной лексики для задачи построения и тренировки тонового классификатора. Проведено сравнение методов извлечения оценочных слов, основанных на различных статистических мерах. Показана вычислительная сложность создания и пересчета весов терминов при добавлении новых документов в коллекцию в зависимости от выбранных весовых схем.

Ключевые слова: корпусная лингвистика, текст классификация и категоризация, анализ данных социальных сетей, весовые схемы.

Человеческая речь постоянно меняется и развивается: новые слова входят в активный словарь, старые перестают употребляться. Вместе с разговорной речью постоянно трансформируется и развивается естественный язык. Каждый день рождаются новые слова, и примерно половина из них – это сленг. Сленг быстрее остального языка реагирует на изменения во всех сферах. Сленг активно используют в разговорной речи и для письменного общения в социальных сетях, а также для выражения эмоционального отношения по отношению к тому или иному вопросу. Пользователи социальных сетей начинают использовать новые термины в повседневном общении одни из первых. В связи с этим необходимо учитывать сленг при разработке тоновых классификаторов, в частности, при создании словарей эмоциональной лексики. Более того, так как активный словарный запас регулярно пополняется новыми терминами, словари эмоциональной лексики также должны регулярно обновляться, а веса терминов в этих словарях – пересчитываться.

В данной работе представлен подход к извлечению терминов и назначению им весов для построения словаря эмоциональной лексики, который постоянно обновляется. Приведены сравнения методов, основанных на различных статистических мерах, и показана вычислительная сложность пересчета весов терминов словаря в зависимости от используемых методов.

Характеристики корпуса текстов. В предыдущей работе [1] автор описывал подход к построению корпуса коротких текстов на русском языке на основе сообщений социальной сети Twitter. Twitter – это социальная сеть и сервис микроблогинга, который позволяет пользователям писать сообщения в реальном времени. Зачастую сообщение пишется с мобильного устройства прямо с места событий, что добавляет сообщению эмоциональности. Из-за ограничения платформы длина twitter-сообщения не превышает 140 символов. В связи с этой особенностью сервиса (короткие сообщения, которые публикуются в реальном времени, возможно, с помощью мобильных устройств), люди используют аббревиатуры, сокращают слова, используют смайлики, пишут с орфографическими ошибками и опечатками. Так как Twitter имеет особенности социальной сети, пользователи Twitter имеют возможность выражать свое мнение относительно разнообразных вопросов: от качества телефонов до экономических и политических событий в мире. Поэтому площадка Twitter привлекает внимание исследователей.

С помощью API Twitter было собрана коллекция, состоящая из около 15 миллионов коротких сообщений, на основе которой с помощью метода [2] и предложенной автором фильтрации [1] был сформирован корпус, состоящий из следующих коллекций:

- коллекция положительных сообщений 114 991 записей;
- коллекция негативных сообщений 111 923 записей;
- коллекция нейтральных сообщений 107 990 записей.

Соотношение количества словоформ и уникальных словоформ в коллекциях представлено в (табл. 1). Корпус доступен для публичного скачивания и ознакомления по ссылке <http://study.mokoron.com>.

Соотношение коллекций по их объемам в корпусе текстов, собранного на основе русскоязычных постов социальной сети Twitter

| Тип коллекции | Количество словоформ в коллекции | Количество уникальных словоформ в коллекции |
|-------------------------|----------------------------------|---|
| Положительные сообщения | 1 559 176 | 150 720 |
| Негативные сообщения | 1 445 517 | 191 677 |

Чтобы использовать собранные коллекции для построения словаря эмоциональной лексики, необходимо, чтобы коллекции содержали достаточно большое количество лемм. Несмотря на то, что русский язык богатый и разнообразный, далеко не все слова используются в повседневной жизни и тем более для неформального общения в социальных сетях. Для построения словаря эмоциональной лексики необходим «достаточно представительный корпус». «Достаточно представительный корпус» означает, что добавление новых сообщений к коллекции повлечет за собой добавление очень небольшого числа новых терминов. Чтобы проверить, является ли корпус достаточно представительным, три коллекции были объединены в одну, после чего было произведено вычисление количества уникальных терминов в зависимости от размера коллекции. График (рис. 1) показывает, что при небольшом количестве твитов добавление к коллекции новых сообщений влечет за собой резкое увеличение числа уникальных терминов. С ростом числа сообщений рост числа терминов уменьшается. Так, если до 2 тыс. сообщений число терминов растет до 5 тыс. (прирост в среднем более 50 терм./сообщ.), то в диапазоне 100–200 тыс. сообщений увеличение терминов составляет примерно 50 тыс. (0,5 терм./сообщ.).

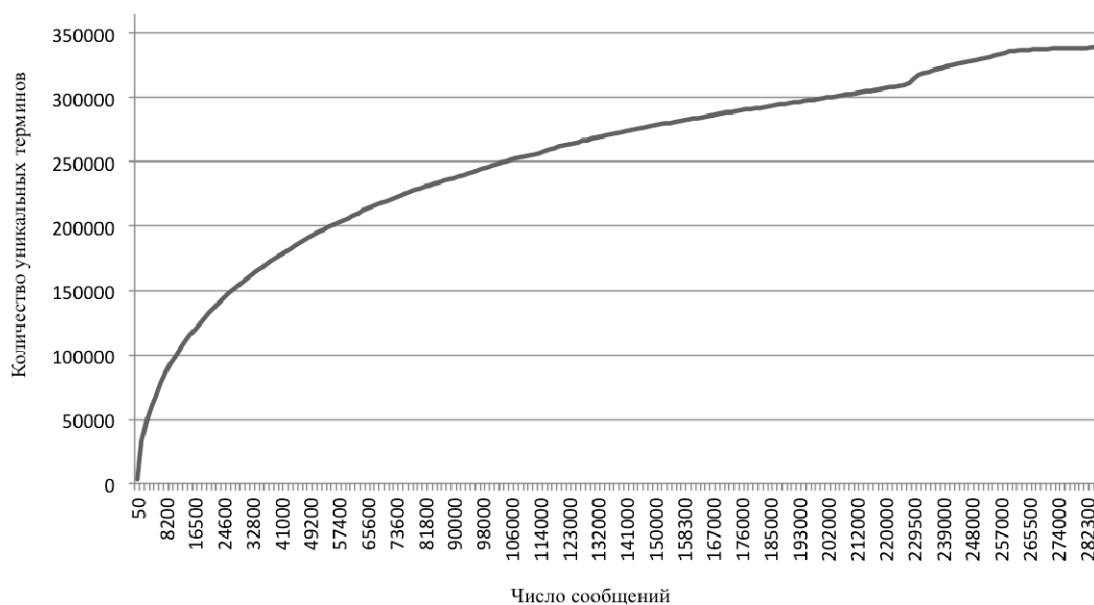


Рис. 1. Распределение числа уникальных терминов в зависимости от числа твитов

Построение словаря эмоциональной лексики. Существуют различные подходы к извлечению оценочных слов из текстов и определения их веса в коллекции. В работе [3] авторы используют тезаурус для расширения словаря оценочных слов, собранного вручную. В корпусной лингвистике широко применяются методы извлечения терминов, основанные на мере значимости этого термина для коллекции, например методы, основанные на мере TF-IDF [4]. Однако методы извлечения терминов, основанные на мере TF-IDF, показали на коллекции текстов, принадлежащих к разным классам, результаты хуже, чем методы, основанные на мере RF (Relevance Frequency – релевантная частота) [5–7].

Работа большинства из существующих методов автоматического и полуавтоматического извлечения слов из текстов строится на предположении, что все данные заранее известны, доступны и статичны. Например, для использования метода, основанного на мере TF-IDF [4], необходимо знать частоту встречаемости термина в документе, следовательно, набор данных не должен меняться во время расчета. Это существенно усложняет вычисления, если требуется провести обсчет данных в

реальном времени. Так, например, при добавлении нового текста в коллекцию требуется пересчитать веса для всех терминов коллекции. Вычислительная сложность перерасчета всех весов терминов в коллекции: $O(N^2)$.

Для того чтобы решить проблему поиска и расчёта весов терминов в режиме реального времени, была предложена [8] мера Term Frequency – Inverse Corpus Frequency (TF-ICF). Для расчета TF-ICF не требуется информация о частоте использования термина в других документах коллекции, таким образом, вычислительная сложность линейна. Чтобы оценить эффективность метода, основанного на мере TF-ICF для задачи извлечения оценочных терминов для словаря эмоциональной лексики, автор сравнил меру TF-ICF и ее модификацию icf-based [9] с тремя широко используемыми мерами: TF-IDF [4], TF-RF [5,6], prob-based [10].

Формула для вычисления меры TF-IDF:

$$\text{tf.idf} = \text{tf} * \log \frac{T}{T(t_i)}, \quad (1)$$

где tf – это частота встречаемости термина в коллекции (положительных или отрицательных твитов); T – общее число сообщений в коллекциях положительных и отрицательных; $T(t_i)$ – число сообщений в положительной и отрицательной коллекциях, содержащих термин.

Суть меры RF состоит в том, что вес слова вычисляется на основе информации о распределении этого термина в текстах коллекции и учитывает принадлежность текстов коллекции к определенным классам (положительные, отрицательные, нейтральные). В работе [7] показано, что методы, основанные на мере RF, показывают лучшие результаты при вычислении веса слова с учетом принадлежности слова к разным классам, чем методы, основанные на мере TF-IDF.

Формула для вычисления меры TF-RF:

$$\text{tf.rf} = \text{tf} * \log\left(2 + \frac{a}{\max(1,c)}\right), \quad (2)$$

где a – количество сообщений (положительной) коллекции, содержащих термин; C – количество сообщений (отрицательной) коллекции, содержащих взвешиваемый термин.

Формула для вычисления Prob-based:

$$\text{prob-based} = \text{tf} * \log\left(1 + \frac{a * a}{c * b}\right), \quad (3)$$

где a и C – аналогично формуле (2), b – число сообщений (положительной) коллекции, которые не содержат взвешиваемый термин.

Формулы TF-ICF и ICF-based:

$$\text{tf.icf} = \text{tf} * \log\left(1 + \frac{|C|}{cf(t_i)}\right), \quad (4)$$

$$\text{icf-based} = \text{tf} * \log\left(2 + \frac{a}{\max(1,c)} * \frac{|C|}{cf(t_i)}\right), \quad (5)$$

где C – это число категорий; Cf – число категорий, в которых встречается взвешиваемый термин.

Чтобы проверить эффективность подходов, основанных на выбранных мерах, поступим, как в работе [7], – возьмем 5 терминов из реального корпуса и оценим расчет весов термина в зависимости от принадлежности термина к коллекции (обидно, плохо, люблю, конечно, время). Первые два термина относятся к классу негативных сообщений, следующие два – к классу позитивных; последний термин нейтральный, встречается одинаково часто как в коллекции позитивных твитов, так и в коллекции негативных. В табл. 2 и 3 указан вес термина, рассчитанный одним из пяти вышеописанных методов. Число в скобках указывает на частоту встречаемости термина в объединенной коллекции позитивных и негативных твитов.

Таблица 2

Практический пример использования пяти методов для категории позитивных твитов

| Термин | RF | Prob-based | idf | tf.icf | Icf-based |
|----------------|--------|------------|--------|----------|-----------|
| Обидно (899) | 1,0463 | 0,0007 | 2,4019 | 16,5566 | 0,3149 |
| Плохо (1872) | 1,1971 | 0,1996 | 2,0834 | 127,6367 | 0,3603 |
| Люблю (3908) | 1,9296 | 43,4220 | 1,7638 | 757,6925 | 0,5807 |
| Конечно (1735) | 1,8516 | 6,9751 | 2,1164 | 322,1021 | 0,5571 |
| Время (2690) | 1,5624 | 6,2502 | 1,9260 | 395,2524 | 0,4702 |

Практический пример использования пяти методов для категории негативных твитов

| Термин | RF | Prob-based | idf | tf.icf | Icf-based |
|----------------|--------|------------|--------|----------|-----------|
| Обидно (899) | 4,1165 | 40,4249 | 2,4019 | 254,0693 | 1,2323 |
| Плохо (1872) | 2,4370 | 27,5370 | 2,0834 | 435,8914 | 0,7330 |
| Люблю (3908) | 1,3520 | 4,18686 | 1,7638 | 418,7327 | 0,4070 |
| Конечно (1735) | 1,3904 | 1,07085 | 2,1164 | 200,1849 | 0,4185 |
| Время (2690) | 1,6082 | 7,76170 | 1,9260 | 414,5183 | 0,4840 |

Так как метод, основанный на мере IDF, не учитывает при расчете позитивные и негативные категории, то веса для положительных и негативных терминов в столбце IDF одинаковые. Остальные методы корректно определяют термины между двумя категориями. Это означает, что негативно окрашенные слова определяются как негативные, а позитивно окрашенные слова как позитивные и наоборот. Из тестовой выборки видно, что применение метода, основанного на мере Prob-based, дает контрастные результаты на статических коллекциях при определении веса эмоционально окрашенного слова. Аналогичный эксперимент, показавший схожие результаты, был проведен для вычисления веса биграмм.

Заключение. В работе показан подход к автоматическому построению словарей эмоциональной лексики, в которые входят как отдельные термины, так и биграммы. Словарь строится на основе размеченных коллекций и является общетематическим, т.е. не принадлежит никакой заранее определенной предметной области. Веса в словарях вычисляются с помощью методов, основанных на пяти статистических мерах. Для методов определена их вычислительная сложность при обновлении коллекции – добавлении новых сообщений. В отличие от методов, основанных на перерасчете всех весов терминов коллекции, вычислительная сложность метода, основанного на мере icf, линейна. Полученный в результате работы программный модуль позволяет динамически обновлять словарь эмотивной лексики, отслеживать и учитывать во времени лексические изменения речи, ввод в активный словарный запас новых терминов и пересчитывать веса этих терминов в зависимости от принадлежности к коллекции.

Использование полученных результатов для тренировки и оценки качества тонового классификатора, основанного на словарях эмоциональной лексики, и относится к перспективам дальнейшей работы.

Литература

1. Рубцова Ю.В. Метод построения и анализа корпуса коротких текстов для задачи классификации отзывов // Электронные библиотеки: перспективные методы и технологии, электронные коллекции: труды XV Всерос. науч. конф. RCDL'2013. Ярославль, Россия. – Ярославль, 2013. – С. 269–275.
2. Read J. Using Emoticons to Reduce Dependency in Machine Learning Techniques for Sentiment Classification // Proceedings of the Student Research Workshop at the 2005 Annual Meeting of the Association for Computational Linguistics. – USA, Ann Arbor, 2005. – P. 43–48.
3. Hu M. Mining and Summarizing Customer Reviews / M. Hu, B. Liu // Proceedings of Knowledge Discovery and Data Mining. – USA, Seattle, 2004. – P. 168–177.
4. Salton G. Term-weighting approaches in automatic text retrieval / G. Salton, C. Buckley // Journal of Information Processing and management. – 1988. – Vol. 24, № 5. – P. 513–523.
5. Jones K.S. A Statistical Interpretation of Term Specificity and Its Application in Retrieval // J. Documentation. – 1972. – Vol. 28, № 1. – P. 11–21.
6. Jones K.S. A Statistical Interpretation of Term Specificity and Its Application in Retrieval // J. Documentation. – 2004. – Vol. 60, № 5. – P.493–502.
7. Supervised and Traditional Term Weighting Methods for Automatic Text Categorization / M. Lan, C.L. Tan, J. Su, Y. Lu // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. – 2009. – Vol. 31, № 4. – P. 721–735.
8. TF-ICF: A New Term Weighting Scheme for Clustering Dynamic Data Streams / J.W. Reed, Y. Jiao, T.E. Potoket al. // Proceedings of Machine Learning and Applications ICMLA. – USA, Orlando, 2006. – P. 258–263.
9. Inverse Category Frequency based supervised term weighting scheme for text categorization / D. Wang, H. Zhang, W. Wu, M. Lin // ArXiv e-prints. – 2010. – P. 1–12 [Электронный ресурс]. – Режим

доступа: <http://arxiv-web3.library.cornell.edu/pdf/1012.2609v2.pdf>, свободный (дата обращения: 02.06.2014).

10. Liu Y. Imbalanced text classification: A term weighting approach / Y. Liu, H.T. Loh, A. Sun // Expert Systems with Applications. – 2009. – Vol. 36, № 1. – P. 690–701.

Рубцова Юлия Владимировна

Аспирант лаборатории искусственного интеллекта

Института систем информатики им. А.П. Ершова СО РАН, Новосибирск

Тел.: 8-905-951-67-57

Эл. почта: yu.rubtsova@gmail.com

Rubtsova Yu.V.

Automatic term extraction approach in dynamic text collection for building Word-Emotion Dictionary for Twitter

This paper presents an approach of extraction and term weighting scheme for building sentiment vocabulary, which is constantly updated for the task of sentiment classification. The author compares the methods based on various statistical schemes and shows the computational complexity of generating representations for N dynamic documents depending on weighting schemes.

Keywords: corpus linguistics, text classification and categorization, social networks data analysis, weighting schemes.

УДК 681.3.06:004.89

А.Ф. Тузовский, Х. Ле

Архитектура электронных библиотек на основе технологий Semantic Web

Описывается новая архитектура электронных библиотек на основе явного описания семантики ресурсов с использованием технологий Semantic Web. Рассматривается способ описания семантики ресурсов на основе единой онтологической модели. Поясняются предлагаемая архитектура семантических электронных библиотек и апробация предложенного подхода в виде программных систем SemArc и SemDL.

Ключевые слова: электронная библиотека, семантические технологии, метаданные, архитектура информационной системы.

Электронная библиотека (ЭБ) – это программная система, которая поддерживает сбор, управление, хранение и распространение электронных ресурсов (документов, мультимедиа данных) для эффективного и долговременного их использования [1]. ЭБ должна описывать большое количество разнородных объектов: электронные ресурсы (ЭР), каталоги, пользователи (читатели, библиотекари), авторы, издательства и т.п. И на основе этих описаний обычно решается набор таких задач, как: формирование метаданных (описаний) всех объектов, автоматическая категоризация ЭР по рубрикам каталога, поиск ЭР по запросам или путем просмотра каталога, навигация между описаниями объектов, формирование и поддержка профилей пользователей, рекомендация новых ЭР читателям.

Решение этих задач в классических ЭБ обычно основывается на реляционных базах данных (БД). Описание всех разнородных объектов выполняется с использованием реляционных схем. В базах данных сохраняются *контекстные данные*, описывающие связи каждого объекта с другими объектами и литералами (например, для документов – название, авторы, издательство, год публикации и т.п.). Кроме этого, в таблицах могут храниться и контентные данные, которые описывают содержание объектов (например, для книги – это код УДК и/или набор ключевых слов, а для читателя ЭБ – это набор терминов, описывающих область его интересов).

Недостатком такого подхода является то, что реляционная схема является жесткой и ее изменение приводит к необходимости изменения большого количества программного кода; на основе реляционных схем невозможно выполнять какие-либо логические выводы; описание контента с помощью кода УДК и набора терминов имеет очень ограниченные возможности для оценки смысловой близости между однотипными и тем более разнотипными объектами. Кроме этого, использование реляционных схем существенно ограничивает взаимодействие между разными ЭБ. В связи с этим требуется разработка новых архитектур ЭБ.

Технологии Semantic Web. Для решения перечисленных проблем и повышения эффективности работы электронных библиотек становится необходимо описывать семантику (смысл) содержания ЭР и реализовывать работу с ними путём использования моделей представления знаний, например, таких, как семантические сети, фреймы и онтологии. В настоящее время более совершенными и выразительными считаются онтологические модели. Это объясняется тем, что они основываются на формальных (дескрипторных) логиках, и для работы с ними в рамках концепции Semantic Web [2] разработан набор стандартных технологий, позволяющих создавать, описывать и использовать онтологические модели. К технологиям Semantic Web относятся такие языки, как RDF (Resource Description Framework), RDFS (RDF Schema), OWL (Ontology Web Language) и SPARQL (Simple Protocol And RDF Query Language). Кроме этого, разработано большое количество программных систем по работе RDF-данными и онтологическими моделями (редакторы, системы логического вывода, RDF-хранилища и т.п.).

Язык RDF задает формат описания данных в виде простых утверждений типа (субъект, предикат, объект), называемых триплетами. Все элементы триплетов могут задаваться с помощью URI-идентификаторов. Смысл элементов (их разделение на классы и взаимосвязи между собой) задается с помощью онтологической модели, которая может описываться на таких языках, как RDFS и OWL [3]. При этом сами языки RDFS и OWL основываются на языке RDF, и их описания являются набо-

рами триплетов. Таким образом, и метаданные (контентные и контекстные), и логические модели, на которых они основываются, являются триплетом и могут храниться в RDF-хранилищах.

В настоящее время разработаны RDF-хранилища, позволяющие содержать и использовать миллиарды триплетов [4]. Кроме этого, разработано большое количество программных систем по работе с онтологическими моделями (редакторы, системы логического вывода и т.п.).

Семантические электронные библиотеки. На основе результатов исследований, выполненных в области ЭБ, технологий Semantic Web, социальных сетей и организации взаимодействия человека с компьютером, разрабатываются *семантические электронные библиотеки*. В данном направлении уже выполнялось большое количество исследований, например: GREENSTONE [5] и DELOS [6]. Однако в этих системах технологии Semantic Web в основном использовались для более точного описания контекста ЭР, а их контент описывается с помощью понятий онтологий без достаточно подробного пояснения содержания ресурсов. Реализация функций электронных библиотек с использованием таких описаний приводит к недостаточной точности результатов их работы.

Можно выделить следующие уровни описания контента электронных ресурсов: 1) с помощью набора терминов; 2) с помощью набора понятий (текстовых меток понятий онтологий), связанных между собой на основе единой онтологии; 3) с помощью набора утверждений (триплетов), основанных на некоторой единой онтологии. В данной статье предлагается архитектура семантических ЭБ, использующих третий уровень описания контента ЭР, которая основывается на следующих положениях:

1. Описание всех информационных ресурсов ЭБ должно основываться на использовании единой онтологической модели.
2. Содержание (контент) информационных ресурсов ЭБ описывается метаданными, состоящими из простых утверждений (триплетов), связанных с единой онтологической моделью для более точного определения используемых в документах понятий и связей между ними.
3. Основные функции ЭБ (поиск, категоризация, формирование рекомендаций и др.) реализуются на основе семантических контекстных и контентных метаданных.

Онтологии семантической электронной библиотеки. Основной идеей исследуемого подхода является использование онтологий предметных областей для аннотирования содержания электронных ресурсов [7, 8]. Под онтологией O понимается знаковая система $\langle C, P, I, L, T \rangle$, где C – множество элементов, которые называются понятиями; P – множество элементов, называемых свойствами (двуместными предикатами); I – множество экземпляров понятий; L – множество текстовых меток или значений понятий и свойств; T – частичный порядок на множестве C и P . С помощью набора предикатов P онтологии могут описываться различные отношения между различными понятиями и экземплярами. Такие отношения задаются с использованием простых утверждений $\langle s, p, o \rangle$, где s и o – это субъект и объект (экземпляр) высказывания, а $p \in P$ – это предикат. Субъекты и предикаты описываются в онтологии O . Считаем, что любому свойству $p \in P$ может быть задан весовой коэффициент (семантический вес) $pv \in [0, 1]$, задающий смысловую близость между субъектом и объектом утверждения (1 – субъект и объект считаются похожими по семантике, а 0 – не связанными), составленного с использованием данного свойства.

Описание всех информационных ресурсов ЭБ основывается на единой онтологии $O = \{O_b, O_n\}$. К базовым онтологиям O_b относятся: *онтология пользователей*, *онтология ресурсов* и *онтология системы*. Подробное их описание приведено в [7]. К онтологиям $O_n = \{O_1, \dots, O_m\}$ относится иерархически организованная, последовательно расширяемая система онтологий основных областей знаний для описания содержания ЭР. Они используются для аннотирования содержания ЭР. Содержание ЭР относится к конкретным предметным областям знаний, которые должны быть достаточно точно описаны.

Семантические модели информационных ресурсов. Любой объект в ЭБ описывается метаданными, набор которых представляет собой специальным образом структурированную информацию, характеризующую их содержание. Метаданные используются для создания метаописаний – это определенный набор метаданных, поставленных в соответствие какому-либо ресурсу, и синтаксических правил, определяющих способ представления метаданных в метаописании: правило их оформления, порядок следования и т.п.

Каждый ресурс может быть рассмотрен с двух точек зрения: контекста и контента. *Семантическими метаданными* ресурса называется его описание относительно некоторой формальной модели O , определяющей семантику рассматриваемой области знаний. На основе используемой онтологи-

ческой модели знаний O описание любого ресурса $s \in I$ может быть представлено в виде следующего набора семантических метаданных: $M(s) = (M_k(s), M_c(s))$, где $M_k(s)$ – это *контекстные метаданные* ресурса знаний s , описывающие его взаимосвязи с другими ресурсами, понятиями системы или литералами, а $M_c(s)$ – *контентные метаданные* ресурса знаний s , описывающие знания и информацию, содержащиеся в ресурсе s .

Контекстные метаданные ресурса s (заданного URI-идентификатором) – это набор простых утверждений (триплетов) $M_k = \{t_i = \langle s, p_i, o_i \rangle \mid i \in [1, n]\}$, где $s \in I$ – это аннотируемый ресурс (субъект), $o \in C \cup I \cup L$ – объект утверждения, $p \in P$ – отношение между субъектом и объектом. *Контентные метаданные* ресурса – это набор простых утверждений (кортежей) $M_c = \{t_j = \langle s_j, p_j, o_j, v_j \rangle \mid j \in [1, m]\}$, где $s \in C \cup I$ – это субъект утверждения, $o \in C \cup I$ – объект утверждения, $p \in P$ – отношение между субъектом и объектом, а v – весовой коэффициент, который оценивает значимость данного утверждения.

Онтологические и семантические модели ЭБ хранятся в базе знаний (БЗ). Под БЗ понимается множество триплетов, хранящихся в RDF-хранилище, которые описывают онтологии, метаописания и экземпляры понятий. БЗ включает: онтологические модели (O); метаописания (M); экземпляры понятий (I). Экземпляры понятий описываются наборами свойств: свойства типов данных (DatatypeProperty); объектные свойства (ObjectProperty) – связи между экземплярами.

Учитывая, что модели описаний ресурсов связаны за счет использования единой онтологической модели ресурсов ЭБ, имеется возможность оценки их подобия (сходства) между собой на основе некоторой метрики семантического подобия $\text{Sim}(M_i, M_j)$, с использованием которой могут быть разработаны различные методы решения основных задач ЭБ.

Семантические ЭБ используют следующие виды метаописаний:

- *Метаописания электронных ресурсов* (документы, мультимедийные объекты), состоящих из контекстных метаданных (набора триплетов, описывающих контекст) и контентных метаданных (наборов триплетов, описывающих контент). Создание метаописаний мультимедийных объектов выполняется только ручным способом, а создание метаописаний текстовых документов – с помощью полуавтоматического способа.

- *Метаописания разделов каталогов* (рубрик). Метаописание рубрики также описывается контекстными и контентными метаданными из всех ресурсов, входящих в шаблон описания данной рубрики.

- *Метаописания профилей пользователей*: набор триплетов, описывающих информацию, связанную с пользователем, и интересы. Интересами пользователя в ЭБ могут быть конкретные электронные ресурсы, их авторы, издания и т.п.

- *Описания поисковых запросов*: в семантической ЭБ запросы описываются в виде наборов триплетов, описывающих как контекст, так и контент искомого ресурса.

Таким образом, все ресурсы описываются с помощью метаописаний одинаковой структуры на основе единой онтологической модели семантической ЭБ. Исходя из этого, можно выполнять оценку семантических близостей между ними. На основе определения семантической близости между метаописаниями разработан набор методов решения основных задач семантической ЭБ. Подробное описание этих методов можно найти в [8, 14].

Архитектура семантических электронных библиотек. На основе анализа архитектур существующих реализаций ЭБ и обобщенной архитектуры информационной системы, основанной на технологиях Semantic Web, разработана многоуровневая обобщенная архитектура семантической ЭБ, которая показана на рис. 1.

Предложенная архитектура разделена на 6 уровней, соответствующих различным этапам обработки запросов пользователей системы. *Уровень представления системы* поддерживает взаимодействие с web-браузерами клиентов и мобильными клиентскими приложениями, выполняющими запросы к системе. *Уровень представления данных* подготавливает клиентам данные в различных форматах, например таких, как HTML/AJAX для веб-браузеров, RDF/XML – для других приложений. *Уровень подготовки данных* содержит средства проверки соответствия данных требованиям сервисов, а также правам доступа к ним конечных пользователей.

Основной частью системы является *уровень бизнес-логики*, в котором реализуются все функции (сервисы) системы. Все функции (сервисы) семантической ЭБ разделены на следующие категории: сервисы, доступные обычным пользователям системы (читателям): *навигация, рекомендация, кате-*

горизация и семантический поиск, профилирование пользователей; сервисы, доступные привилегированным пользователям (библиотекарям) системы: аннотирование, администрирование, ведение онтологической базы знаний; вспомогательные сервисы; сервисы, предназначенные для поддержки работы других сервисов: индексирование, вычисление семантических близостей, ранжирование, ведение онтологической базы знаний. Уровень абстрактных моделей объектов включает описания всех объектов, процессов, провайдеров к разным источникам данных или сервисов системы с помощью набора интерфейса и классов. Уровень источников данных семантической ЭБ включает различные RDF-хранилища и базы индексов документов, URI-идентификаторов объектов знаний и предварительные оценки их семантической близости.

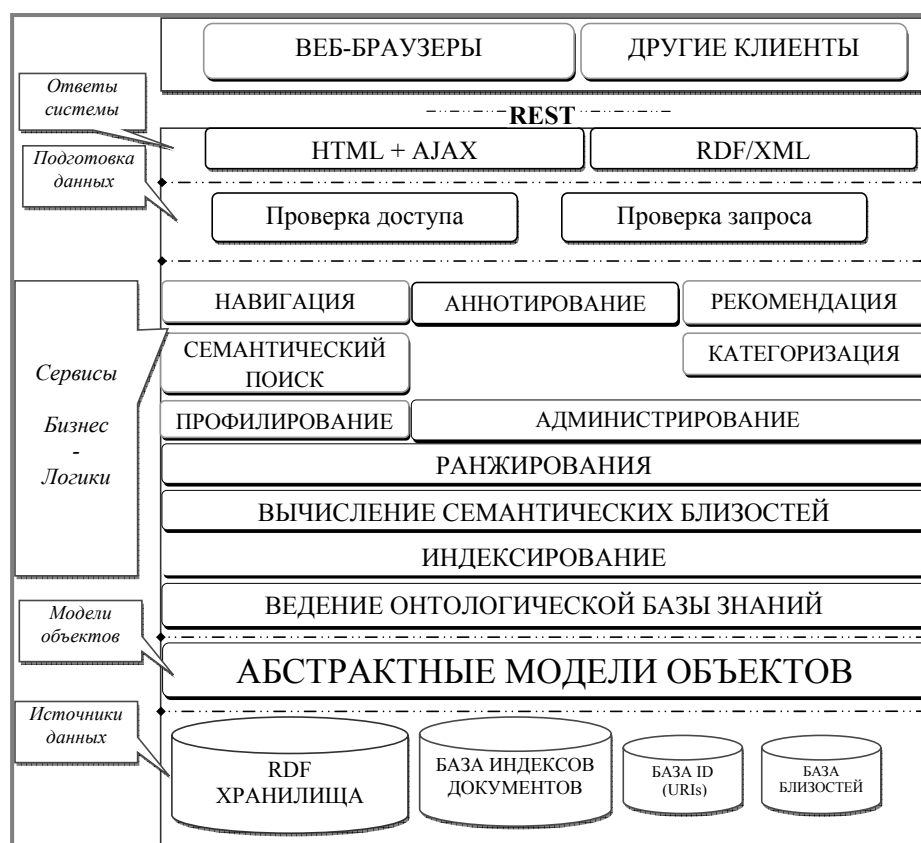


Рис. 1. Многоуровневая архитектура семантической ЭБ

Апробация предлагаемой архитектуры семантических электронных библиотек. Для апробации предлагаемого подхода, созданных моделей и методов были разработаны две программные системы: SemARC – система семантического аннотирования ресурсов и SemDL – система управления хранилищем электронных ресурсов с использованием семантических технологий. На эти программные системы были получены свидетельства о регистрации программы для ЭВМ в Роспатенте РФ №2013613146 и 2013613266.

Система семантического аннотирования ресурсов SemARC предназначена для семантического аннотирования ЭР наборами триплетов. Она выполняет такие функции, как визуализация и навигация между компонентами триплетов проаннотированных ЭР; автоматический анализ текстов в форматах *txt*, *doc*, *pdf*, *xml*, *html* с возможностью выделения именованных сущностей и их сопоставления с экземплярами онтологий, хранящихся в БЗ; автоматическое и ручное разрешение семантической многозначности; формирование триплетов путем выбора их отдельных компонентов из онтологической базы знаний с помощью поисковых запросов. Обобщенная структура системы SemArc показана на рис. 2.

Программная система SemArc создана на основе технологий Java Server Pages и Java Servlet и может использоваться либо автономно, либо как HTML-тег на странице JSP для аннотирования информационных объектов ЭБ. В качестве системы управления базой знаний, реализованной с помощью RDF-хранилища, использовалась система Sesame [10]. Данная система представляет собой

web-сервис с открытым исходным кодом на языке Java для хранения триплетов, описывающих все понятия и экземпляры онтологий библиотеки.

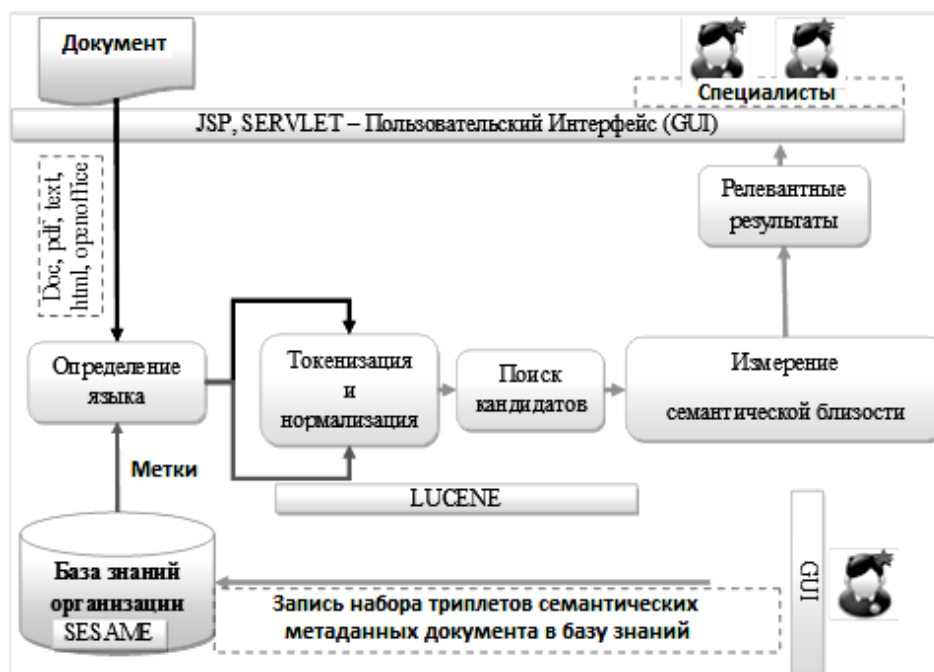


Рис. 2. Программная архитектура системы SemARC

Для определения языка, используемого в документе, и меток каждого понятия или экземпляра используется пакет LangDetect [11]. Данный пакет является библиотекой с открытым исходным кодом на языке Java, которая позволяет идентифицировать большое количество естественных языков, в том числе и русский. Результат работы данного пакета используется для вызова конкретных компонентов анализа текста. Наиболее важной частью системы SemARC является компонент Lucene [12] – библиотека полнотекстового поиска на языке Java. Она позволяет выполнить индексацию документов различных форматов (с помощью специальных модулей).

Система управления хранилищем электронных ресурсов с использованием семантических технологий SemDL предназначена для управления хранилищем электронных ресурсов (документы, изображения, аудио- и видеофайлы) на основе использования таких семантических технологий, как RDF, RDFS, OWL и SPARQL. Программа обеспечивает выполнение регистрации пользователей и создания их профилей на основе анализа интересов к ЭР; ведение каталогов, содержащих аннотации ЭР в виде набора триплетов; просмотр электронных ресурсов и выполнение переходов между информационными объектами (документами, профилями пользователей, категориями понятий и т.д.); категоризации ЭР на основе их семантических аннотаций; формирование рекомендаций электронных ресурсов на основе интересов пользователя и семантических описаний ресурсов; выполнение семантического поиска электронных ресурсов. Архитектура системы SemDL показана на рис. 3.

Как видно из рис. 3, система SemDL разделена на следующие уровни: *Web-интерфейс*, *Контроль сеанса и права доступа к функциям системы*, *Вызов функций*, *Компоненты и пакеты*, *Источники данных*. Пользователи взаимодействуют с системой с помощью web-интерфейса и могут вызывать доступные им функции.

Ведение онтологической базы знаний осуществляется с помощью приложений с web-интерфейсом, которые позволяют управлять базами знаний (RDF-хранилищами) на сервере Sesame. Исходные RDF-данные могут создаваться с помощью редактора онтологий Protégé [13].

Поиск в системе SemDL реализуется разными способами – простой полнотекстовый и более сложный семантический с ранжированием результатов. В ходе формирования запросов показываются понятия онтологии, которые помогают пользователям лучше их сформулировать. Семантический поиск в SemDL выполняется отдельно по контексту или контенту ресурса, при этом входным данным является набор триплетов запроса. Результаты поиска ранжируются в порядке убывания оценки их релевантности.

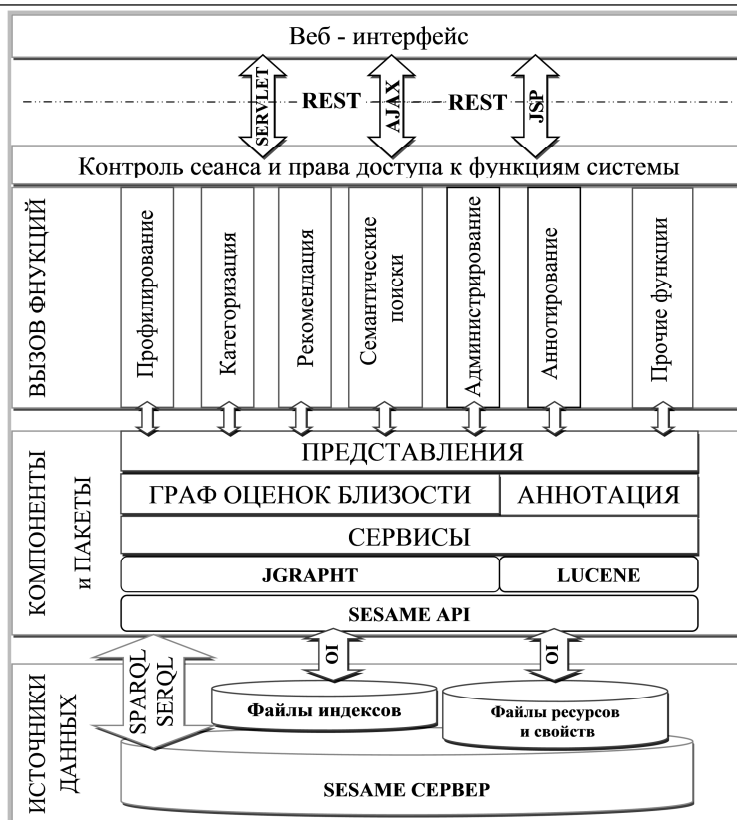


Рис. 3. Программная архитектура системы SemDL

Заключение. Развитие электронных библиотек требует создания подходов к работе с явным описанием содержания ЭР. В данной статье предложен такой подход на основе использования технологий Semantic Web. Реализация предложенного подхода в виде программных систем SemArc и SemDL и результаты ее тестирования [14] показали реализуемость данного подхода и эффективность решения таких основных задач ЭБ, как поиск, категоризация и рекомендация.

Статья подготовлена в ходе выполнения госзадания «Наука», код проекта 2551 «Развитие архитектуры информационных систем на основе технологий Semantic Web».

Литература

1. Электронные библиотечные системы [Электронный ресурс]. – 2014. – Режим доступа: <http://library.mstu.edu.ru/resources/files/eps.pptx>, свободный (дата обращения: 01.07.2014).
2. Antoniou G. A Semantic Web Primer / G. Antoniou, F. Harmelen. – London: The MIT Press Cambridge, 2008. – 287 p.
3. Allemang D. Semantic Web for the Working Ontologist (Modeling in RDF, RDFS and OWL) / D. Allemang, J. Hendler. – New York: Morgan Kaufmann Publishers, 2011. – 364 p.
4. Large Triple Stores [Электронный ресурс]. – 2014. – Режим доступа: <http://www.w3.org/wiki/LargeTripleStores>, свободный (дата обращения: 01.07.2014).
5. About Greenstone [Электронный ресурс]. – 2014. – Режим доступа: <http://www.greenstone.org/>, свободный (дата обращения: 01.07.2014).
6. Welcome to the DELOS Network of Excellence [Электронный ресурс]. – 2014. – Режим доступа: <http://delos.info/>, свободный (дата обращения: 01.07.2014).
7. Ле Х. Использование онтологий в электронных библиотеках / Х. Ле, А.Ф. Тузовский // Изв. Том. политех. ун-та. – 2012. – Т. 320. – № 5. – С. 36–42.
8. Ле Х. Разработка семантических электронных библиотек на основе онтологических моделей / Хоай Ле, А.Ф. Тузовский // Сб. докл. XV Всерос. науч. конф. RCDL'2013. – Ярославль, 2013. – С. 291–299.
9. Tran T. Lifecycle-Support in Architectures for Ontology-Based Information Systems / T. Tran, P. Haase, H. Lewen et al. // The Semantic Web. Lecture Notes in Computer Science. – 2007 – Vol. 4825. –

10. OpenRDF Sesame Core 2.6.10 API [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://openrdf.callimachus.net/sesame/2.6/apidocs/index.html>, свободный (дата обращения: 01.07.2014).
 11. Language-detection [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://code.google.com/p/language-detection/>, свободный (дата обращения: 01.07.2014).
 12. Paul T. The Lucene Search Engine [Электронный ресурс]. – 2004. – Режим доступа: <http://www.javarach.com/journal/2004/04/Lucene.html>, свободный (дата обращения: 01.07.2014).
 13. A free, open-source ontology editor and framework for building intelligent systems [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://protege.stanford.edu/>, свободный (дата обращения: 01.07.2014).
 14. Ле Х. Исследование и разработка электронных библиотек на основе явного описания семантики ресурсов с использованием технологий Semantic Web: дис ... канд. техн. наук. – Новосибирск, 2014. – 182 с.
-

Тузовский Анатолий Федорович

Д-р техн. наук, проф. каф. оптимизации систем управления НИТПУ
Тел.: +7 913-822-1952
Эл. почта: tuzovskyaf@tpu.ru

Ле Хоай

Канд. техн. наук, исследователь Центра высокотехнологической и технической коммуникации,
Ханой, Вьетнам
Тел.: +84-969-105-986
Эл. почта: lehotomsk@yahoo.com

Tuzovsky A.F., Le H.

Architecture of digital libraries based on Semantic Web technologies

The paper describes a new architecture of digital libraries based on explicit content declaration using Semantic Web technologies. The method of resource semantic description based on whole ontology is considered. Testing of suggested architecture, the method and models are explained by SemArc and SemDL software systems.

Keywords: digital libraries, semantic technologies, metadata, architecture of information system.

УДК 519.688:622.276

В.Л. Сергеев, А.Г. Наймушин, Ч.Н. Лонг

Интегрированные системы идентификации характеристик вытеснения в задачах мониторинга и управления разработкой нефтяных месторождений

Для решения задач мониторинга и управления разработкой нефтяных месторождений предлагаются интегрированные системы моделей характеристик вытеснения с переменными параметрами с учетом дополнительной априорной информации и адаптивные алгоритмы идентификации. Приводятся результаты анализа качества моделей и алгоритмов прогноза добычи нефти и оценки технологической эффективности гидроразрыва пласта.

Ключевые слова: идентификация, адаптация, интегрированные системы моделей, априорная информация, характеристики вытеснения, технологическая эффективность, гидроразрыв пласта, нефтяные месторождения.

В практике нефтегазодобычи для решения задач мониторинга и управления разработкой нефтяных месторождений (прогнозирование добычи, оценка эффективности геолотехнических мероприятий по интенсификации добычи, повышение нефтеотдачи пластов и скважин и т.д.) при обводненности продукции более 40% используются заданные, с точностью до вектора параметров α модели накопленной добычи нефти $V_H(t)$ от накопленного отбора жидкости $V_{ж}(t)$ и воды $V_B(t)$, получивших название характеристик вытеснения нефти водой [1–6]

$$V_H(t) = f_x(t, \alpha, V_{ж}(t), V_B(t)). \quad (1)$$

Примеры характеристик вытеснения наиболее широко используемых в задачах мониторинга разработки нефтяных месторождений приведены в табл. 1.

Таблица 1

Характеристики вытеснения нефти водой

| № | Модели характеристик вытеснения | Решения | Автор |
|---|--|-------------------------------|----------------------------------|
| 1 | $\frac{dV_{ж}}{dV_H} = ae^b V_H^{a-1}$ | $\ln(V_H) = a + b \ln(V_{ж})$ | Абызбаев Н.И. (1981) |
| 2 | $\frac{dV_{ж}}{dt} = (a + 2bV_H) \frac{dV_H}{dt}$ | $\ln(V_{ж}) = a + bV_H$ | Сазонов Б.Ю. (1973) |
| 3 | $\frac{dV_{ж}}{dt} = \frac{-2b^2}{(V_H - a)^3} (a + 2b) \frac{dV_H}{dt}$ | $V_H = a + b/\sqrt{V_{ж}}$ | Пирвердян А.М. (1970) |
| 4 | $\frac{dV_{ж}}{dt} = \frac{-b}{(V_H - a)^2} (a + 2b) \frac{dV_H}{dt}$ | $V_H = a - b/V_{ж}$ | Камбаров С.Г. (1974) |
| 5 | $\frac{dV_{ж}}{dV_H} = \frac{1}{b}$ | $V_H = a + bV_{ж}$ | Метод постоянного нефтенасыщения |

Более общей моделью характеристик вытеснения является зависимость [4]

$$\frac{dV_{ж}}{dV_H} = aV_H^b V_{ж}^c (V_{H,\infty} - V_H)^d, \quad (2)$$

из которой при определенных значениях параметров b, c, d следуют практически все известные эмпирические модели, в том числе и приведенные в табл. 1.

Характеристики вытеснения нефти водой (1), (2), параметрическая и структурная идентификация которых осуществляется на обучающем и контрольном подмножествах на базовом участке истории разработки до проведения геолого-технических мероприятий, часто приводят к большим ошибкам прогноза добычи нефти и оценки эффективности геолого-технических мероприятий (ГТМ). В настоящее время основными проблемными моментами использования характеристик вытеснения в задачах мониторинга и управления разработки нефтяных месторождений являются [2]:

1. Выбор базового участка истории разработки (его обучающего подмножества) до проведения ГТМ.
2. Учет экспертных прогнозных значений накопленной добычи нефти.
3. Низкая точность и неустойчивость оценок прогноза добычи и оценок технологической эффективности ГТМ при малом объеме исходных данных на базовом участке истории разработки.

Для решения задачи повышения точности и устойчивости оценок параметров характеристик вытеснения в [6,7] предлагалось использовать дополнительную априорную информацию и экспертные оценки. Однако проблемы выбора обучающего подмножества базового участка истории разработки и учета экспертных прогнозных оценок накопленной добычи нефти остаются открытыми.

В данной работе для решения отмеченных выше проблем, повышения точности прогнозирования добычи нефти, оценки технологической эффективности ГТМ предлагается использовать интегрированные системы моделей характеристик вытеснения с переменными, зависящими от времени параметрами $\alpha(t) = (\alpha_1(t), \alpha_2(t), \dots, \alpha_m(t))$ с использованием дополнительной априорной информации, и адаптивные алгоритмы идентификации.

Модели и алгоритмы адаптивной идентификации. Основой алгоритмов адаптивной идентификации является интегрированная система моделей (ИСМ) характеристик обводнения с переменными параметрами с учетом дополнительной априорной информации вида [7]

$$\begin{cases} y_n^* = y_n + \xi_n = f_x(t_n, \alpha_n, x_n) + \xi_n, n = n_0, n_0 + 1, n_0 + 2, \dots, \\ \bar{z}_n = f_{a,1}(y_n, \alpha_n, x_n) + \eta_n, \bar{z}_{n+\tau} = f_{a,2}(y_{n+\tau}, \alpha_n, x_{n+\tau}) + \eta_{n+\tau}, \tau = 1, 2, 3, \dots, \end{cases} \quad (3)$$

где y_n^*, y_n – фактические и вычисленные на основе модели характеристик вытеснения $f_x(t_n, \alpha_n, x_n)$ с переменными параметрами $\alpha(t_n) = (\alpha(t_{1,n}), \alpha(t_{2,n}), \dots, \alpha(t_{m,n})) = \alpha_n$ значения накопленной добычи нефти в момент времени t_n ; $f_{a,1}(y_n, \alpha_n, x_n), f_{a,2}(y_{n+\tau}, \alpha_n, x_{n+\tau})$ – модели объектов аналогов, позволяющих учитывать дополнительную априорную информацию; $\bar{z}_n, \bar{z}_{n+\tau}$ – векторы дополнительных априорных данных до и после проведения ГТМ; $x_n = (V_{n,ж}, V_{n,в})$ – фактические значения накопленной добычи жидкости и воды; $n_0 = n_n + n_k, n_n, n_k$ – объем данных базового, обучающего и соответственно контрольного интервалов истории разработки до проведения ГТМ; $\xi_n, \eta_n, \eta_{n+\tau}$ – случайные неконтролируемые факторы характеризующие разного рода ошибки задания дополнительных априорных сведений и экспертных оценок, неточностью модели характеристики вытеснения и т.д.

Следует отметить, что в (3) объем данных базового интервала n_0 , а именно его обучающего подмножества n_n , определяется далее в процессе адаптивной идентификации (5), (6), а объем данных контрольного интервала n_k остается постоянным.

Примером (3) является линейные ИСМ характеристик вытеснения вида

$$\begin{cases} \varphi(V_{n,н}^*) = V_{n,н} + \xi_n = \sum_{j=1}^m \alpha_{j,n} f_{x,j}(V_{n,ж}, V_{n,в}) + \xi_n, n = n_0 + i, i = 1, 2, 3, \dots, \\ \bar{\alpha}_n = \alpha_n + \varepsilon_n, \bar{V}_{n+\tau,н} = V_{n+\tau,н} + \eta_{n+\tau} = \sum_{j=1}^m \alpha_{j,n} f_{x,j}(V_{n+\tau,ж}, V_{n+\tau,в}) + \eta_{n+\tau}, \tau = 1, 2, 3, \dots, l, \end{cases} \quad (4)$$

где $V_{n,н}^*, V_{n,ж}, V_{n,в}$ – фактические значения накопленной добычи нефти, жидкости и воды на интервале разработки до проведения ГТМ; $\bar{\alpha}_n$ – априорные данные и экспертные оценки параметров характеристики вытеснения; $\bar{V}_{n+\tau,н}, V_{n+\tau,н}$ – экспертные прогнозных значения накопленной добычи нефти до проведения ГТМ и вычисленные на основе модели; $V_{n+\tau,ж}, V_{n+\tau,в}$ – значения накопленной добычи нефти и воды в прогнозируемом периоде после проведения ГТМ $t_{n+\tau}$; $\varphi(\bullet), f_{x,j}(\bullet, \bullet)$ – известные функции; $\xi_n, \varepsilon_n, \eta_{n+\tau}$ – случайные неконтролируемые факторы.

Процесс адаптивной параметрической идентификации ИСМ (3) можно представить в виде последовательного решения оптимизационных задач вида [8, 9]

$$\mathbf{a}_n^*(\boldsymbol{\beta}_n) = \arg \min_{\mathbf{a}_n} \Phi(t_n, \mathbf{a}_n, \boldsymbol{\beta}_n), \quad (5)$$

$$\boldsymbol{\beta}_n^* = \arg \min_{\boldsymbol{\beta}_n} (J_k(\mathbf{a}_n^*(\boldsymbol{\beta}_n))), \quad (6)$$

где запись $\arg \min_x f(x)$ означает точку минимума (максимума) x^* функции $f(x)$ ($f(x^*) = \min_x f(x)$);

$\Phi(t_n, \mathbf{a}_n, \boldsymbol{\beta}_n) = \Phi(J_0(t_n, \mathbf{a}_n, \boldsymbol{\beta}_{1,n}), J_{a,1}(\mathbf{a}_n, \boldsymbol{\beta}_{2,n}), J_{a,2}(\mathbf{a}_n, \boldsymbol{\beta}_{3,n}))$ – комбинированный эмпирический показатель качества, представляющий заданную функцию (функционал) Φ от частного показателя качества моделей характеристик вытеснения

$$J_0(\mathbf{a}_n, \boldsymbol{\beta}_{1,n}) = \sum_{i=1}^n w_1((t_n - t_i)/\beta_{1,n}) \psi_0(y_i^* - f_x(t_i, \mathbf{a}_n, x_i)),$$

частных критериев качества моделей объектов аналогов

$$J_{a,1}(\mathbf{a}_n, \beta_{j+1,n}, \beta_{j+2,n}, \dots, \beta_{d+1,n}) = \sum_{j=1}^{d+1} \beta_{j+1,n} \psi_{a,j,1}(\bar{z}_{j,n} - f_{a,j,1}(y_n, \mathbf{a}_n, x_n)),$$

$$J_{a,2}(\mathbf{a}_n, \beta_{m+2,n}) = \sum_{\tau=1}^l w_2(\tau/\beta_{m+2,n}) \psi_{a,2}(\bar{z}_{n+\tau} - f_{a,2}(y_{n+\tau}, \mathbf{a}_n, x_{n+\tau}))$$

и показателя качества

$$J_k(\mathbf{a}_n^*(\boldsymbol{\beta}_n)) = \sum_{i=1}^{n_k} w_1((t_n - t_i)/\beta_{1,n}) \psi_0(y_i^* - f_x(t_i, \mathbf{a}_n^*(\boldsymbol{\beta}_n), x_i))$$

для выбора подходящей модели характеристики вытеснения и управляющих параметров $\boldsymbol{\beta}_n = (\beta_{k,n}, k = \overline{1, m+2})$ на контрольном интервале истории разработки с объемом данных $n_k \geq 3$; $w_1((t_n - t_i)/\beta_{1,n})$ – значения весовой функции $w_1((t - \tau)/\beta_1)$ с параметром $\beta_{1,n}$ для организации процесса адаптивной идентификации и определения базового участка истории разработки; $\beta_{j+1,n}, j = \overline{1, m+1}$ – управляющие параметры определяющих значимость (вес) дополнительных априорных сведений $\bar{z}_{j,n}$; $w_2(\tau/\beta_{m+2,n})$ – значения весовой функции ($W_2(\tau/\beta)$) для определения значимости экспертных прогнозных значений накопленной добычи нефти $\bar{z}_{n+\tau}$ (при $\tau \rightarrow \infty$ либо $\beta_{m+2,n} \rightarrow 0$, $w_2(\tau/\beta_{m+2,n}) \rightarrow 0$); $\psi_0, \psi_{a,j,1}, \psi_{a,2}$ – известные функции.

Отметим, что рассматриваемая технология адаптивной идентификации (5), (6) позволяет синтезировать достаточно широкий спектр алгоритмов для линейных и нелинейных ИСМ характеристик вытеснения с переменными параметрами, а также для различных показателей качества, определяемых функциями $\psi_0, \psi_{a,j,1}, \psi_{a,2}$, и методов решения оптимизационных задач. Например, для линейной ИСМ характеристик вытеснения с переменными параметрами представленной в матричном виде

$$\begin{cases} \mathbf{Y}_n^* = \mathbf{F}_0 \mathbf{a}_n + \xi_n, & n = n_0 + i, i = 1, 2, 3, \dots, \\ \bar{\mathbf{a}}_n = \mathbf{F}_{a,1} \mathbf{a}_n + \varepsilon_{1,n}, \quad \bar{\mathbf{V}}_{n+\tau,n} = \mathbf{F}_{a,2} \mathbf{a}_n + \eta_{2,n} \end{cases} \quad (7)$$

и комбинированного показателя качества

$$\Phi(\mathbf{a}_n, \boldsymbol{\beta}_n) = \left\| \mathbf{Y}_n^* - \mathbf{F}_0 \mathbf{a}_n \right\|_{\mathbf{W}_1}^2 + \left\| \bar{\mathbf{a}}_n - \mathbf{F}_{a,1} \mathbf{a}_n \right\|_{\mathbf{R}}^2 + \left\| \bar{\mathbf{V}}_{n+\tau,n} - \mathbf{F}_{a,2} \mathbf{a}_n \right\|_{\mathbf{W}_2}^2$$

оптимизационная задача (5) сводится к решению систем линейных алгебраических уравнений вида

$$\mathbf{A}_n \mathbf{a}_n^*(\boldsymbol{\beta}_n) = \mathbf{B}_n, \quad (8)$$

$$\mathbf{A}_n = (\mathbf{F}_0^T \mathbf{W}_1 \mathbf{F}_0 + \mathbf{R} \mathbf{I} + \mathbf{F}_{a,2}^T \mathbf{W}_2 \mathbf{F}_{a,2}),$$

$$\mathbf{B}_n = (\mathbf{F}_0^T \mathbf{W}_1 \mathbf{Y}_n^* + \mathbf{F}_{a,1}^T \mathbf{R} \bar{\mathbf{a}}_n + \mathbf{F}_{a,2}^T \mathbf{W}_2 \bar{\mathbf{V}}_{n+\tau,n}),$$

где запись $\|\mathbf{X}\|_{\mathbf{W}}^2$ означает квадратичную форму $\mathbf{X}^T \mathbf{W} \mathbf{X}^T$; $\mathbf{Y}_n^* = (y_i^*, i = \overline{1, n})$ – вектор фактических значений накопленной добычи нефти V_n ; $\mathbf{F}_0 = (1, f_{x,j}(V_{i,j}, V_{i,b}), j = \overline{1, m-1}, i = \overline{1, n})$ – матрица $(n \times m)$ известных функций $f_{x,j}(V_{n,j}, V_{n,b})$, вычисленных в моменты времени t_n ; $\mathbf{F}_{a,2} = (1, f_{x,j}(V_{n+\tau,j}, V_{n+\tau,b}), j = \overline{1, m-1}, \tau = \overline{1, l})$ – матрица $(l \times m)$; $\mathbf{W}_1 = \text{diag}(w_1((t_n - t_i)/\beta_1), i = \overline{1, n})$ – диагональная матрица весовой функции $w_1((t - \tau)/\beta_1)$; $\mathbf{W}_2 = \text{diag}(w_2(\tau/\beta_{m+2}), \tau = \overline{1, l})$ – диагональная матрица весовой функции $w_2(\tau/\beta_{m+2})$; $\mathbf{R} = \text{diag}(\beta_{j,n}, j = \overline{2, m+1})$ – диагональная матрица управляющих параметров $\beta_{j,n}, j = \overline{2, m+1}$.

Примером простых весовых функций $w_1((t - \tau)/\beta_1)$ и $w_2(\tau/h)$ являются зависимости

$$w_1((t - \tau)/\beta_1) = \begin{cases} 1 & \text{при } t \in |(t - \tau)/\beta_1| \\ 0 & \text{при } t \notin |(t - \tau)/\beta_1| \end{cases} \quad (9)$$

$$w_2(\tau/\beta_{m+2}) = \exp(-\tau/\beta_{m+2}). \quad (10)$$

С помощью весовой функции $w_1((t - \tau)/\beta_1)$ осуществляется выбор обучающего подмножества базового интервала истории разработки до проведения ГТП и, в частности, оптимального оценивания объема данных обучающего интервала n_n^* , что осуществляется соответствующим выбором управляющего параметра β_1^* (4). Функция $w_2(\tau/\beta_{m+2})$ предназначена для формирования весовых коэффициентов экспертным прогнозным значениям накопленной добычи нефти $\overline{V}_{n+\tau,n}, \tau = \overline{1, l}$ по принципу «более далеким экспертным оценкам $\overline{V}_{n+\tau,n}$ меньший вес», что существенно сокращает количество управляющих параметров до одного переменного β_{m+2} .

Результаты оценки качества моделей и алгоритмов. Результаты анализа точности идентификации алгоритмов идентификации, прогноза накопленной добычи нефти и оценки технологической эффективности гидроразрыва пласта (ГРП) на скважинах № 482 и 579 месторождения Томской области приведены на рис. 1–4 и в табл. 2, 3.

На рис. 1–4 линией 1 представлены фактические значения добычи нефти до и после проведения на 30 мес разработки ГРП. Обводненность продукции на момент проведения ГРП (за 11 лет с начала разработки) составляла порядка 56% на скважине № 482 и 62% на скважине № 579. Линией 2 изображены прогнозные значения добычи нефти $\hat{V}_{n,(n+\tau)}(\beta_n^*)$ на 35 мес разработки после проведения ГРП, полученные на основе интегрированной системы моделей (4) с использованием характеристики вытеснения Б.Ю. Сазонова

$$\hat{V}_{n,(n+\tau)}(\beta_n^*) = a_n^*(\beta_n^*) + b_n^*(\beta_n^*) \ln(V_{ж,n}(n + \tau)), \quad n = 30, \tau = \overline{1, 35}, \quad (11)$$

где оценки a_n^*, b_n^* – результат решения системы линейных уравнений (8), оценки управляющих параметров $\beta_n^* = ((\beta_{k,n}, k = \overline{1, 4}))$ – результат решения оптимизационной задачи (6) методом деформированного многогранника [10] с использованием весовых функций (9), (10) и квадратичного функционала качества

$$J_k(\alpha_n^*(\beta_n)) = \sum_{i=0}^{n_k} \omega_1((t_n - t_{n-i})/\beta_{1,n}) (V_{n-i}^* - a_n^*(\beta_n) + b_n^*(\beta_n) \ln(V_{ж,n-i}))^2$$

на контрольном интервале $\Delta t_k \in [t_n - t_k]$ с объемом данных $n_k = 3$.

Линией 3 изображены прогнозные значения добычи нефти после проведения ГРП, полученные методом наименьших квадратов без использования априорных сведений

$$\hat{V}_{n,(n+\tau)}(0) = a_n^*(0) + b_n^*(0) \ln(V_{ж,n}(n + \tau)), \quad n = 30, \tau = \overline{1, 35}, \quad (12)$$

где $a_n^*(0), b_n^*(0)$ – оценки параметров характеристики вытеснения Б.Ю. Сазонова, следующие из (8), при значениях управляющих параметров $\beta_{2,n}^* = \beta_{3,n}^* = \beta_{4,n}^* = 0$.

Процесс адаптивной идентификации (5), (6) проводился на основе промысловых данных накопленной добычи нефти и жидкости $V_{i,n}^*, V_{i,j}^*, i=\overline{1,30}$ за 30 мес до проведения ГРП с объемом данных начального базового и обучающего интервалов $n_{\bar{0}}=6, n_H=3$.

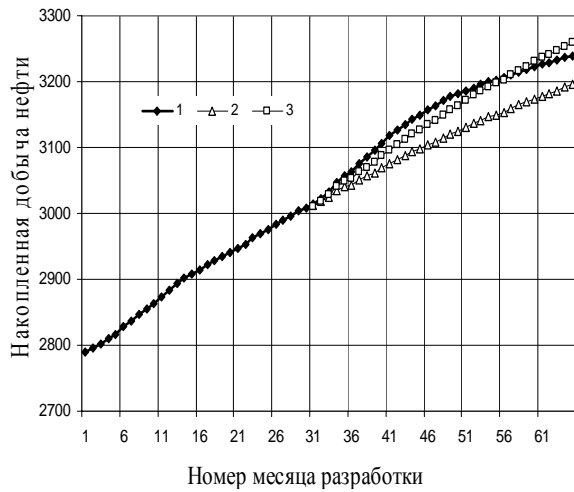


Рис. 1. Фактические (линия 1) и прогнозные значения накопленной добычи нефти на скважине № 482 (линии 2, 3), тыс. т

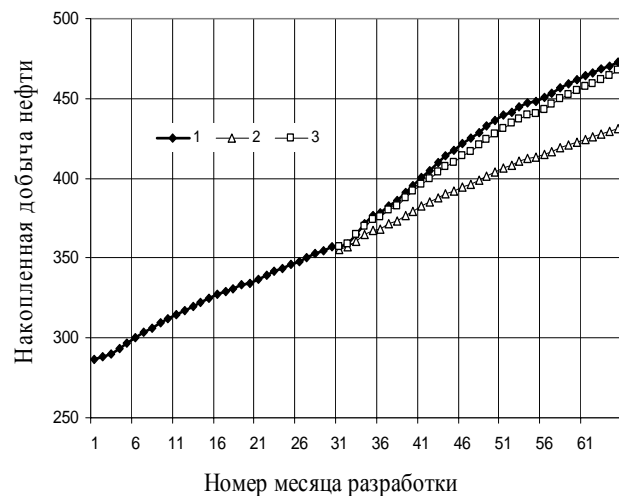


Рис. 2. Фактические (линия 1) и прогнозные значения накопленной добычи нефти на скважине № 579 (линии 2, 3), тыс. т

В качестве экспертных прогнозных значений накопленной добычи нефти $\bar{V}_{n+\tau,n} = \alpha_1 + \alpha_2(n+\tau)$, $n=30, \tau=24$ использовались данные линейной экстраполяции накопленной добычи нефти с оценкой параметров α_1, α_2 метода наименьших квадратов. В качестве априорных данных параметров характеристик обводнения на начальном базовом интервале использовались оценки (12) $\bar{a}_{n\bar{0}} = a_{n\bar{0}}^*(0), \bar{b}_{n\bar{0}} = b_{n\bar{0}}^*(0)$ с последующей их корректировкой по схеме

$$\bar{a}_{n\bar{0}+i} = a_{n\bar{0}+i}^*(\beta_{n\bar{0}+i}^*), \bar{b}_{n\bar{0}+i} = b_{n\bar{0}+i}^*(\beta_{n\bar{0}+i}^*), i = \overline{1, 30 - n_{\bar{0}}}$$

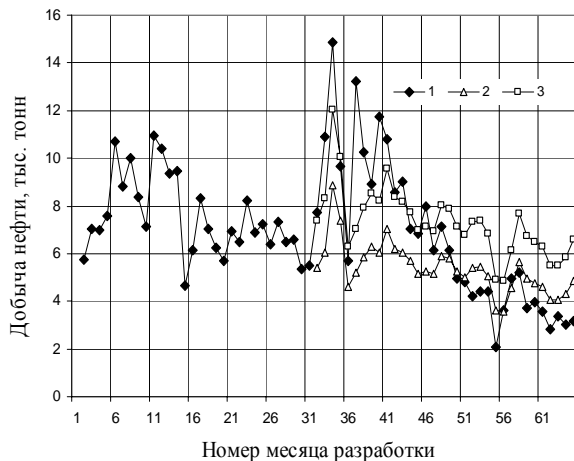


Рис. 3. Фактические (линия 1) и прогнозные значения добычи нефти на скважине № 482 (линии 2, 3)

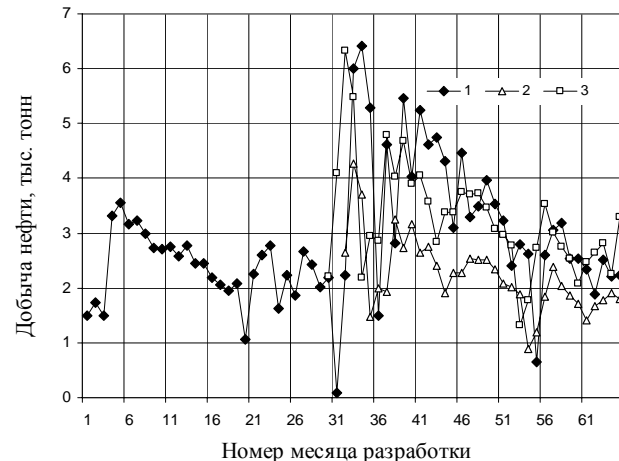


Рис. 4. Фактические (линия 1) и прогнозные значения добычи нефти на скважине № 579 (линии 2, 3)

В табл. 2, 3 для скважин № 482 и 579 и приведены значения оценок объема данных обучающего подмножества $n_H^* = \beta_1^*$ перед проведением ГРП, дополнительной добычи нефти, полученной за 24 мес после проведения ГРП

$$\Delta V_H = V_H^* - \hat{V}_H$$

и относительной ошибки прогноза накопленной добычи нефти на контрольном интервале

$$\delta V = \sum_{\tau=1}^3 \left| \frac{V_{27+\tau}^* - \hat{V}_{n,(27+\tau)}}{V_{27+\tau}^*} \right| \cdot 100,$$

полученные методом адаптивной идентификации (5), (6) (АИ_МИМ) на основе технологии интегрированных моделей (3), (4) и традиционным методом наименьших квадратов без учета дополнительной априорной информации (АИ_МНК) для пяти характеристик вытеснения (см. табл. 1). Здесь $V_n^*, V_{27+\tau}^*$ – фактические, а $\hat{V}_n, \hat{V}_{n,27+\tau}$ – прогнозные значения накопленной добычи нефти.

Таблица 2

Оценки точности методов идентификации и эффективности ГРП на скважине № 482

| Методы идентификации | Модели | Обучающий интервал (число месяцев – n_n^*) | Дополнительная добыча нефти, тыс. т | Относительная ошибка прогноза добычи нефти, % |
|----------------------|----------------------------|---|-------------------------------------|---|
| АИ_МИМ | Сазонов Б.Ю. | 5 | 54,05 | 0,015 |
| | Абызбаев Н.И. | 3 | 55,73 | 0,0029 |
| | Камбаров С.Г. | 4 | 51,19 | 0,0016 |
| | Пирвердян А.М. | 6 | 55,25 | 0,0015 |
| | Постоянного нефтенасыщения | 3 | 55,33 | 0,007 |
| АИ_МНК | Сазонов Б.Ю. | 7 | 11,88 | 0,124 |
| | Абызбаев Н.И. | 8 | 17,28 | 0,012 |
| | Камбаров С.Г. | 8 | 7,93 | 0,006 |
| | Пирвердян А.М. | 7 | 10,64 | 0,0055 |
| | Постоянного нефтенасыщения | 6 | -16,11 | 0,012 |

Таблица 3

Оценки точности методов идентификации и эффективности ГРП на скважине № 579

| Методы идентификации | Модели | Обучающий интервал (число месяцев – n_n^*) | Дополнительная добыча нефти, тыс. т | Относительная ошибка прогноза добычи нефти, % |
|----------------------|----------------------------|---|-------------------------------------|---|
| АИ_МИМ | Сазонов Б.Ю. | 5 | 31,36 | 0,002 |
| | Абызбаев Н.И. | 6 | 30,97 | 0,011 |
| | Камбаров С.Г. | 5 | 33,62 | 0,004 |
| | Пирвердян А.М. | 6 | 32,47 | 0,002 |
| | Постоянного нефтенасыщения | 7 | 32,32 | 0,005 |
| АИ_МНК | Сазонов Б.Ю. | 12 | 6,81 | 0,011 |
| | Абызбаев Н.И. | 8 | -2,23 | 0,089 |
| | Камбаров С.Г. | 8 | 11,3 | 0,046 |
| | Пирвердян А.М. | 9 | 12,96 | 0,014 |
| | Постоянного нефтенасыщения | 10 | -8,7 | 0,078 |

Из табл. 2, 3 видно, что учет дополнительной информации позволяет значительно повысить точность и устойчивость оценок прогноза добычи нефти и технологической эффективности ГРП на меньшем объеме данных обучающего интервала.

Выводы. Для решения задач мониторинга и управления разработкой нефтяных месторождений предложены интегрированные системы моделей характеристик вытеснения нефти водой с переменными параметрами с учетом дополнительной априорной информации и алгоритмы адаптивной идентификации, позволяющие определять оптимальный объем данных базового интервала истории разработки.

С использованием промысловых данных накопленной добычи нефти и жидкости на двух скважинах нефтяного месторождения Томской области показано, что предложенные интегрированные системы моделей характеристик вытеснения и алгоритмы адаптивной идентификации позволяют существенно повысить точность и устойчивость оценок прогноза добычи нефти и технологической эффективности гидроразрыва пласта.

Литература

1. Казаков А.А. Прогнозирование показателей разработки месторождений по характеристикам вытеснения нефти водой // РНТС Нефтепромышленное дело. – М.: ВНИИОЭНГ, 1976. – С. 5–7.
2. Казаков А.А. Некоторые замечания по поводу методов оценки технологической эффективности различных геолого-технических мероприятий // Нефтяное хозяйство. – 1999. – № 5. – С. 39–43.
3. Пьянков В.Н. Алгоритмы идентификации параметров модели Баклея–Левретта в задачах прогноза добычи нефти // Нефтяное хозяйство. – 1997. – №10. – С. 62–65.
4. Мирзаджанзаде А.Х. Этюды о моделировании сложных систем нефтегазодобычи. Нелинейность, неравновесность, неоднородность / А.Х. Мирзаджанзаде, М.М. Хасанов, Р.Н. Бах-тизин. – Уфа: Гилем, 1999. – 462 с.
5. Савельев В.А. Геолого-промысловые методы прогноза нефтеотдачи / В.А. Савельев, М.А. Токарев, А.С. Чинаров. Ижевск: Изд-во Удмурт. Ун-та, 2008. – 147 с.
6. Севостьянов Д.В. Оценка эффективности ГТМ методом интегрированных моделей // Проблемы геологии освоения недр: труды IX Междунар. симп. им. акад. М.А. Усова. – Томск: Изд-во ТПУ, 2005. – С. 449–451.
7. Сергеев В.Л. Интегрированные системы идентификации. Том. политехн. ун-т. – Томск: Изд-во Том. политех. ун-та, 2011. – 198 с.
8. Сергеев В.Л. Адаптивная идентификация эволюционных процессов нефтегазодобычи на основе интегрированных систем феноменологических моделей / В.Л. Сергеев, А.Г. Наймушин, Нгуен Куинь Хуи // Изв. Том. политех. ун-та. – 2014. – Т. 323, № 1. – С. 42–45.
9. Интегрированные системы идентификации для мониторинга разработки нефтяных месторождений / А.М. Корилов, Д.В. Севостьянов, П.В. Сергеев, В.Л. Сергеев // Доклады ТУСУРа. – 2009. – № 1(19), ч. 1. – С. 116–125.
10. Пантелеев А.В. Методы оптимизации в примерах и задачах / А.В. Пантелеев, Т.А. Летова. – М.: Высшая школа, 2002. – 544 с.

Сергеев Виктор Леонидович

Д-р техн. наук, профессор каф. геологии и разработки нефтяных месторождений
института природных ресурсов НИ ТПУ,
профессор каф. автоматизированных систем управления ТУСУРа
Тел.: 8-905-992-92-31
Эл. почта: SergeevVL@ignd.tpu.ru

Наймушин Антон Георгиевич

Аспирант каф. геологии и разработки нефтяных месторождений института природных ресурсов НИ ТПУ
Эл. почта: nai-a@mail.ru

Лонг Чан Нгуен

Магистр каф. геологии и разработки нефтяных месторождений института природных ресурсов НИ ТПУ
Эл. почта: nguyenlongtpu@gmail.com

Sergeev V.L., Naimushin A.G., Long T.N.

Integrated system of identification of displacement characteristics in problems of monitoring and managing oil field development

In the present paper we offer an integrated system of the characteristic models of displacement with variable parameters taking into account additional a priori information and adaptive algorithms of identifications for solving problems of monitoring and managing the oil field development. The results of the analysis of the quality of models and algorithms for prediction of oil production and evaluation of technological efficiency of hydraulic fracturing are given.

Keywords: identification, adaptation, integrated models, a priori information, characteristics of displacement, technological efficiency, hydraulic fracturing, oil fields.

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

УДК 62-83: 004.4

Н.Н. Балковой, Г.Я. Михальченко

Эталонная цифровая модель управляющего двигателя-маховика системы ориентации и стабилизации космического аппарата

Описывается устройство, имитирующее сигналы датчика положения ротора управляющего двигателя-маховика, разработанное на основе программируемой логической интегральной схемы. Устройство необходимо для формирования задающих сигналов электропривода двигателя-маховика с фазовой синхронизацией. Сформулированы требования, предъявляемые к эталонной цифровой модели, приведены структурная схема, алгоритмы работы, основные расчетные соотношения и временные диаграммы разработанного устройства.

Ключевые слова: управляющий двигатель-маховик, динамический момент, прямой цифровой синтез, датчик положения ротора, синхронный двигатель с постоянными магнитами, система ориентации и стабилизации космического аппарата.

Для ориентации и стабилизации малых космических аппаратов предназначены простые и надежные управляющие двигатели-маховики (УДМ), которые, кроме формирования управляющего (динамического) момента в широком диапазоне, обеспечивают возможность рекуперации накопленной энергии в бортовой источник электропитания. В связи с уменьшением требуемого диапазона динамических моментов и повышением требований к точности систем ориентации и стабилизации увеличилось влияние момента сопротивления M_c и момента трогания M_t на линейность регулировочных характеристик приборов. Это обусловлено тем, что момент сопротивления становится соизмеримым с управляющим моментом, а момент трогания существенно расширяет зону нечувствительности электропривода. Поэтому в настоящее время актуально создание системы управления УДМ, действие «паразитных» моментов в которой компенсируется изменением мгновенных значений фазных токов двигателя в реальном времени. Предлагается реализовать этот путь на основе привода с фазовой синхронизацией, задающими сигналами для которого являются выходные сигналы эталонной цифровой модели (ЭЦМ) УДМ.

Такого рода модель в структуре электропривода должна обеспечить формирование его линейных характеристик и синхронизацию задающих сигналов с выходными сигналами датчика положения ротора (ДПР) во всех режимах работы.

На рис. 1 представлен один из вариантов построения системы управления УДМ, на котором приняты следующие обозначения: ЭЦМ – эталонная цифровая модель; ГОЧ – синусно-косинусный генератор опорной частоты; ПЧ1, ПЧ2 – преобразователи частот; ИЧФД – импульсный частотно-фазовый дискриминатор; КУ – корректирующее устройство; СДПМ – синхронный двухфазный двигатель с постоянными магнитами; ПС – перемножители сигналов; РТ – регуляторы тока; ДПР – синусно-косинусный датчик положения ротора; N_y – кодовый сигнал управления, определяющий темп нарастания частоты. Принцип работы такой системы детально описан в [1].

В общем случае модель электродвигателя состоит из двух передаточных функций, охваченных обратной связью по ЭДС, как показано на рис. 2.

Первая передаточная функция $W_{д1}(p) = K_{д1}/T_3 p + 1$ отражает процессы, протекающие в электрической части двигателя, вторая $W_{д2}(p) = K_{д2}/T_M p$ – процессы в его механической части, $W_{ос}(p) = C$. В этих выражениях $K_{д1}$ – добротность механической характеристики; T_3 – электромагнитная постоянная времени; $K_{д2}$ – жесткость механической характеристики; T_M – электромеханическая постоянная времени; C – электромашинная постоянная двигателя.

Для управления электродвигателем УДМ согласно структурной схеме (см. рис. 1) необходима такая модель на входе системы, в которой не учитываются электромагнитная постоянная времени двигателя, потери в инверторах и самом двигателе, ЭДС вращения двигателя, паразитные моменты. Кроме того, выходные напряжения ДПР представляют собой идеальные гармонические колебания.

Таким образом, для построения такой эталонной модели необходимо использовать в ее основе лишь передаточные функции, описывающие механические процессы в двигателе, т.е. процессы преобразования входного сигнала управляющего момента в выходные координаты частоты и углового положения (рис. 3).

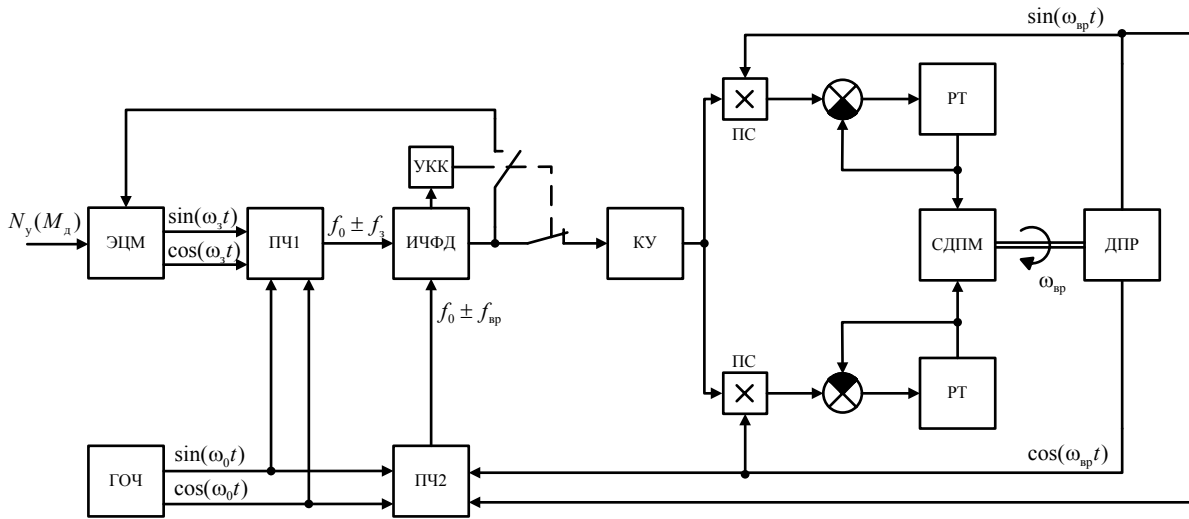


Рис. 1. Структурная схема системы управления динамическим моментом

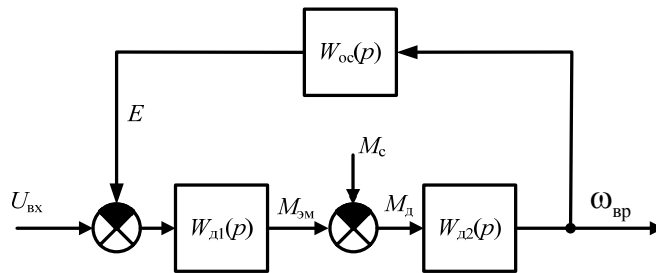


Рис. 2. Обобщенная структурная схема электродвигателя

Звено с передаточной функцией $1/p$ преобразует управляющий момент M_y в кинетический H , а звено $1/J$ – кинетический момент в угловую скорость ω , где J – обобщенный момент инерции двигателя и маховика, приведенные к валу двигателя. Интегрирование сигнала частоты вращения дает сигнал углового положения вала двигателя.

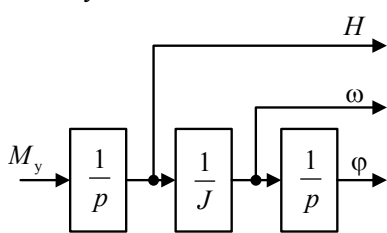


Рис. 3. Передаточные функции механической части двигателя

Устройство, формирующее задающие сигналы в системе управления динамическим моментом (см. рис. 1), должно выполнять функцию двойного интегрирования. Таким образом, структурную схему модели УДМ (рис. 4) можно представить в виде следующих последовательно соединенных блоков: интегратора ускорения (аккумулятор частоты), интегратора частоты (аккумулятор фазы), конвертора фазы в амплитуду и, по необходимости, фильтра низкой частоты. Если система управления динамическим моментом работает с линейно нарастающими кодами углового положения вала двигателя, конвертор фазы в амплитуду может быть исключен из этой структурной схемы.

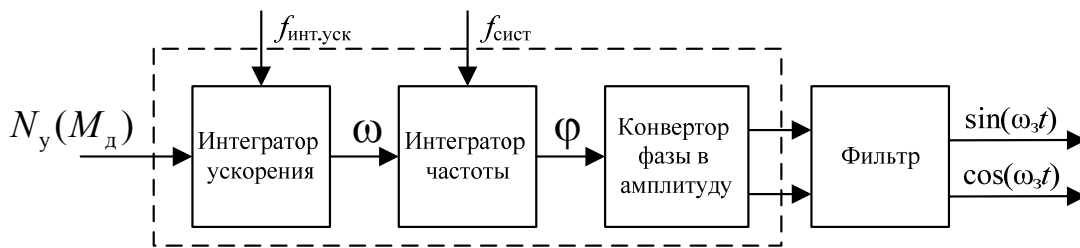


Рис. 4. Структурная схема модели УДМ

Существующие аналоговые схемы, выполняющие функцию интегрирования, не могут быть применены для реализации поставленной задачи, так как имеют нестабильные характеристики, связанные с утечкой тока конденсатора, сильно зависят от температурных условий и не способны обеспечить требуемый диапазон формирования выходных сигналов, соответствующих скорости и угловому положению ротора УДМ при отработке заданных динамических моментов.

Двойное интегрирование для получения требуемой точности воспроизведения характеристик выходного сигнала необходимо проводить с помощью высокопроизводительных микропроцессорных систем или на основе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС), выполняющей одновременно множество независимых друг от друга операций.

В основе алгоритма функционирования ЭЦМ УДМ лежат следующие требования:

- выходные сигналы углового положения вала должны находиться в диапазоне частот $0 < \omega < \omega_{\max}$;
- при достижении задаваемой программно максимальной частоты, она должна оставаться постоянной вплоть до смены направления динамического момента или подачи кода разгрузки, тем самым имитируется насыщение электромеханического исполнительного органа;
- необходимо зарезервировать код разгрузки, который должен инициировать сброс текущей частоты с программно заданным темпом до нулевого значения;
- необходимо обеспечить однозначное определение направления вращения вала двигателя при многократной смене знака кода управления и включении/выключении питания;
- темп изменения выходной частоты должен быть пропорционален входному коду управления N_y и оставаться постоянным во время действия этого кода, за исключением входа в режим насыщения;
- крутизна характеристик должна изменяться практически мгновенно при смене кода управления;
- необходимо реализовать возможность предустановки аккумулятора частоты в соответствии с текущим кодовым значением частоты вращения вала для увеличения быстродействия контура синхронизации сигналов ЭЦМ с координатами двигателя.

Исходя из этих требований, была разработана функциональная схема ЭЦМ УДМ (рис. 5). Базовым принципом, лежащим в ее основе, является прямой цифровой синтез (Direct Digital Synthesis или DDS [2]). Отличия данного устройства от типовых DDS-синтезаторов заключаются в следующем:

- ЭЦМ производит функцию двойного интегрирования (а не одного, как в DDS), поэтому, кроме аккумулятора фазы, применяется еще и аккумулятор частоты;
- входной код динамического момента N_y пропорционален ускорению (а не частоте) и может быть как положительным, так и отрицательным;
- в составе ЭЦМ имеются два аккумулятора фазы для формирования синуса и косинуса;
- выходные сигналы содержат информацию о направлении вращения (благодаря однозначному определению чередования фаз).

Аккумулятор частоты проектируется аналогично аккумулятору фазы с возможностью предустановки кода частоты вращения вала двигателя в процессе синхронизации для ускорения приведения координат ЭЦМ в соответствие с координатами двигателя. Каждый из таких аккумуляторов строится на основе накапливающего сумматора-вычитателя, представляющего собой регистр, инкрементирующийся/декрементирующийся на определенное значение входного кода с каждым тактом работы устройства.

Код управления N_y , поступающий на вход аккумулятора частоты, преобразуется в мгновенные значения выходной частоты с приращением, пропорциональным входному коду и определяющим угловое ускорение, а следовательно, и динамический момент. Данный аккумулятор тактируется некоторой частотой $F_{CLK/D}$, полученной путем деления основной тактовой частоты устройства в D раз. Нулевой код на выходе этого счетчика соответствует нулевой выходной частоте ω_3 . Следует отметить, что аккумулятор частоты никогда не переполняется и не опрокидывается, так как имеет программное ограничение максимального значения, соответствующее максимальной частоте вращения маховика. Входным кодом аккумулятора фазы является мгновенное значение частоты ω_3 , полученное в аккумуляторе частоты. Этот аккумулятор работает с гораздо большей частотой, имеет большую разрядность и, циклически переполняясь, воспроизводит периодическую функцию угла поворота ротора. Чем больше мгновенное значение кода интегратора частоты, тем быстрее аккумулятор фазы переполняется и тем выше выходная частота.

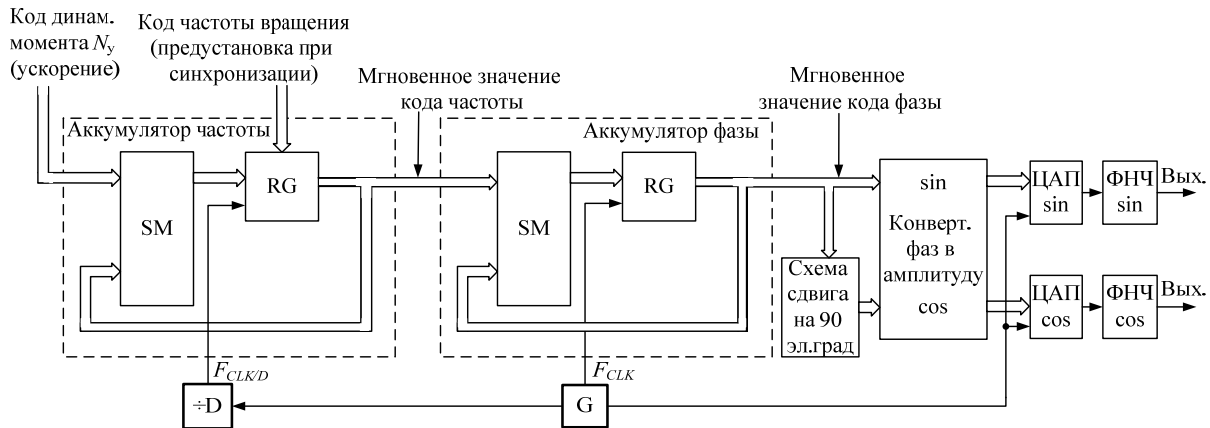


Рис. 5. Функциональная схема ЭЦМ УДМ

Преобразование пилообразных сигналов мгновенного кода угла в соответствующие им значения гармонических функций производится в конвертере фаз в амплитуду. На его вход подается усеченное справа значение аккумулятора фазы (число входных разрядов определяется желаемым количеством отсчетов воспроизводимой функции), а на выходах цифроаналоговых преобразователей (ЦАП) формируются сигналы с частотой ω_3 . На выходе фильтров получают искомые сигналы задающей частоты $\sin(\omega_3 t)$ и $\cos(\omega_3 t)$, имитирующие сигналы ДПР УДМ. В качестве конвертера фаз в амплитуду может быть использовано постоянное запоминающее устройство с таблицами функций синуса и косинуса или программная/аппаратная реализация алгоритма Coordinate Rotate in Digital Compute [3] (CORDIC).

Формирование выходной частоты не отличается от традиционного способа прямого цифрового синтеза. В устройствах, основанных на этом способе, выходная частота определяется соотношением

$$f_{\text{вых}} = \frac{K F_{\text{CLK}}}{2^P},$$

где $f_{\text{вых}} = \omega/2\pi$ – выходная частота, Гц; K – десятичное значение кода частоты; F_{CLK} – системная частота, определяющая скорость увеличения аккумулятора фазы на значение K ; P – разрядность аккумулятора фазы.

Особенность программного обеспечения ЭЦМ в том, что K динамично увеличивается на значение кода N_y с частотой $F_{\text{CLK}/D}$, причем $F_{\text{CLK}/D}$ определяется исходя из выражения

$$\frac{K_{\text{max}}}{N_{y\text{max}} F_{\text{CLK}/D}} = \frac{H_{\text{max}}}{M_{\text{д max}}} \rightarrow F_{\text{CLK}/D} = \frac{K_{\text{max}} M_{\text{д max}}}{H_{\text{max}} N_{y\text{max}}}, \quad (1)$$

где K_{max} – значение кода частоты, определяющее максимальную частоту сигналов ДПР; $N_{y\text{max}}$ – максимальное значение кода управления; $F_{\text{CLK}/D}$ – частота приращения мгновенного значения кода частоты; H_{max} , $M_{\text{д max}}$ – максимальные значения кинетического и динамического моментов УДМ соответственно.

Мгновенное значение аккумулятора частоты определяется выражением

$$K(t) = N_y F_{\text{CLK}/D} t. \quad (2)$$

Таким образом, мгновенное значение выходной частоты

$$f_{\text{вых}}(t) = \frac{K(t) F_{\text{CLK}}}{2^P}. \quad (3)$$

Подставив в выражение (3) формулы (1) и (2), получим

$$f_{\text{вых}}(t) = \frac{N_y F_{\text{CLK}/D} t F_{\text{CLK}}}{2^P} = \frac{N_y t F_{\text{CLK}} K_{\text{max}} M_{\text{д max}}}{2^P H_{\text{max}} N_{y\text{max}}}. \quad (4)$$

Следует также отметить, что разрядность аккумулятора фазы и системная частота F_{CLK} подбираются таким образом, чтобы темп изменения выходной частоты и фазы был линейным, т.е. сту-

пени мгновенного значения кода фазы имели единичное значение во всем диапазоне рабочих ускорений и частот.

На основе требований к алгоритму работы ЭЦМ, функциональной схемы (рис. 5) и расчетных соотношений (1)–(4) разработаны алгоритмы работы аккумуляторов фазы и частоты. Причем эти алгоритмы составлены с использованием синтаксиса, наиболее близкого к языку описания цифровых устройств Verilog [4], для простого перехода к программируемой логике и написания соответствующего кода.

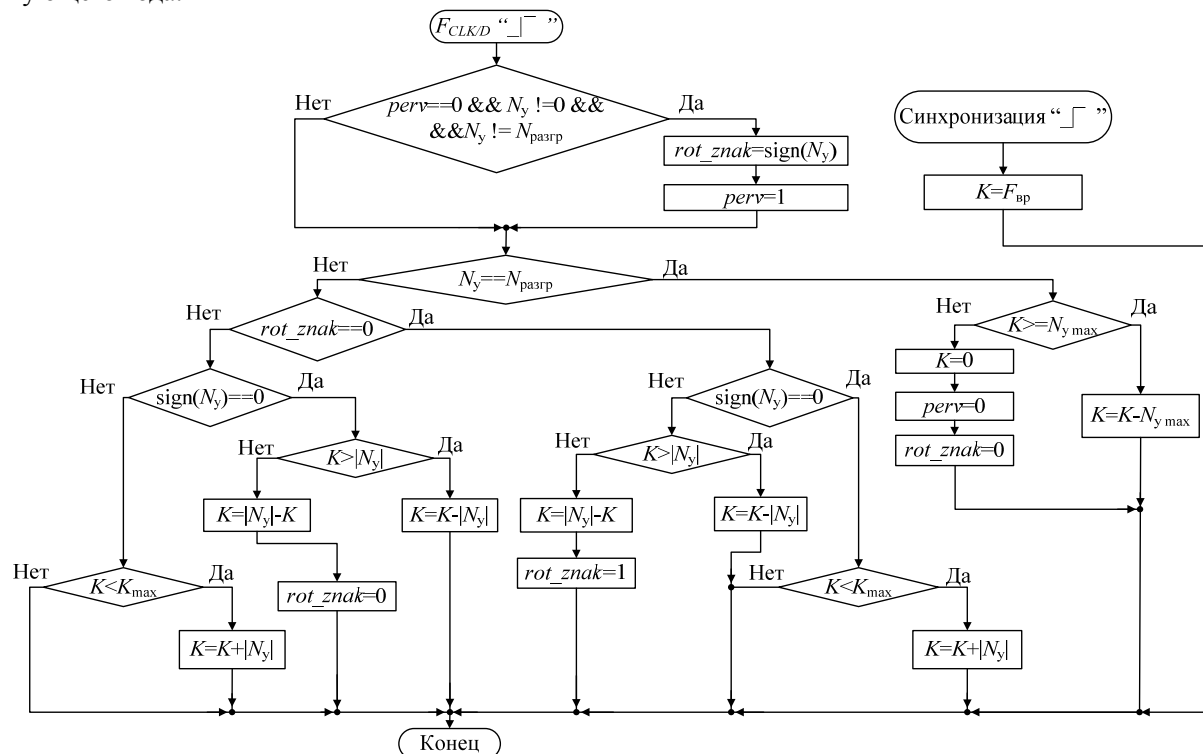


Рис. 6. Алгоритм функционирования аккумулятора частоты

На блок-схеме алгоритма функционирования аккумулятора частоты (рис. 6) с каждым фронтом частоты $F_{CLK/D}$ происходит смена значения s -разрядного двоичного регистра частоты K , которое является входным кодом для аккумулятора фазы. Здесь также происходят инициализация и дальнейшее изменение регистра направления вращения rot_znak , определяющего правильное чередование фаз синуса и косинуса. Если текущий код N_y равен коду разгрузки $N_{разгр}$, то алгоритм идет по отдельной ветви, в которой регистр K с максимальным кодом $N_{y\ max}$ за определенное количество тактов доходит до нулевого значения. Тем самым имитируется сброс частоты вращения вала двигателя до нуля. Если текущий код N_y не равен коду разгрузки $N_{разгр}$, то в зависимости от знака направления вращения и направления динамического момента регистр K инкрементируется или декрементируется на текущее значение N_y . Также при переходе K через нуль меняется значение регистра rot_znak , происходит смена чередования фаз синуса и косинуса, вал двигателя начинает вращаться в противоположную сторону. При достижении максимального значения регистра частоты (условие $K = K_{max}$) нарастание частоты прекращается, что соответствует насыщению УДМ и исчезновению динамического момента. Дальнейшее изменение частоты возможно лишь при условии подачи противоположного кода динамического момента или кода разгрузки. При появлении сигнала инициализации синхронизации регистру K присваивается кодовое значение частоты вращения вала двигателя. Это значение служит исходной координатой, от которой ЭЦМ будет приводиться в соответствие с частотой вращения и угловым положением вала двигателя благодаря контуру синхронизации. Также для ускорения синхронизации уменьшается коэффициент деления D тактовой системной частоты, за счет чего частота $F_{CLK/D}$ увеличивается, а ЭЦМ синхронизируется с двигателем с большей скоростью. По окончании синхронизации коэффициенту деления D присваивается прежнее значение.

Алгоритм работы аккумулятора фазы (рис. 7) заключается в изменении регистра аккумулятора фазы A_{sin} на величину текущего значения выходного кода аккумулятора частоты.

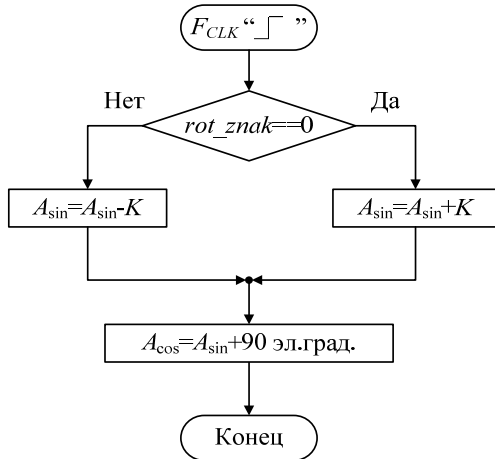


Рис. 7. Алгоритм функционирования интегратора частоты

Таким образом, в регистре A_{sin} хранится информация о фазе выходного синуса. При этом мгновенное значение фазы косинуса A_{cos} определяется программным сдвигом фазы синуса на 90 электрических градусов. Старшие разряды аккумуляторов фаз синуса и косинуса подаются на вход конвертора фаз в амплитуду, затем коды амплитуд синуса и косинуса поступают на соответствующий ЦАП. При достижении максимального значения эти аккумуляторы фаз обнуляются, тем самым обеспечивается периодичность выходных сигналов.

Для реализации функций ЭЦМ УДМ создан макет на основе отечественной ПЛИС 5576ХС1Т. Программа на языке Verilog HDL, описывающая приведенные алгоритмы, успешно синтезирована, отлажена, ее работа просимулирована в САПР Quartus II 9.0.

На временной диаграмме выходной частоты разработанного устройства (рис. 8) показано, что темп нарастания частоты (ускорение или локальный угол наклона характеристики) постоянен во время действия определенного кода управления и пропорционален этому коду.

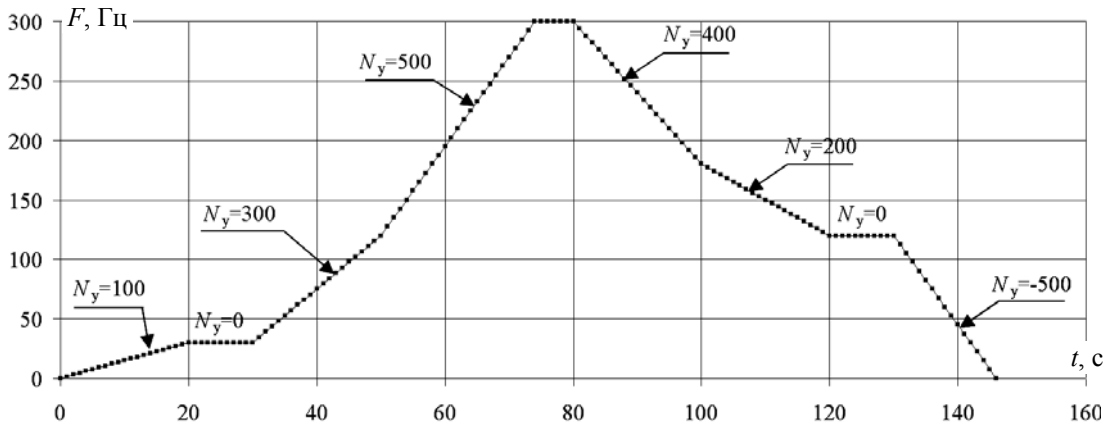


Рис. 8. Временная диаграмма выходной частоты ЭЦМ УДМ

На типичной диаграмме выходных сигналов устройства (рис. 9) приведены различные режимы работы ЭЦМ: разгон, торможение, реверс и разгон в противоположную сторону.

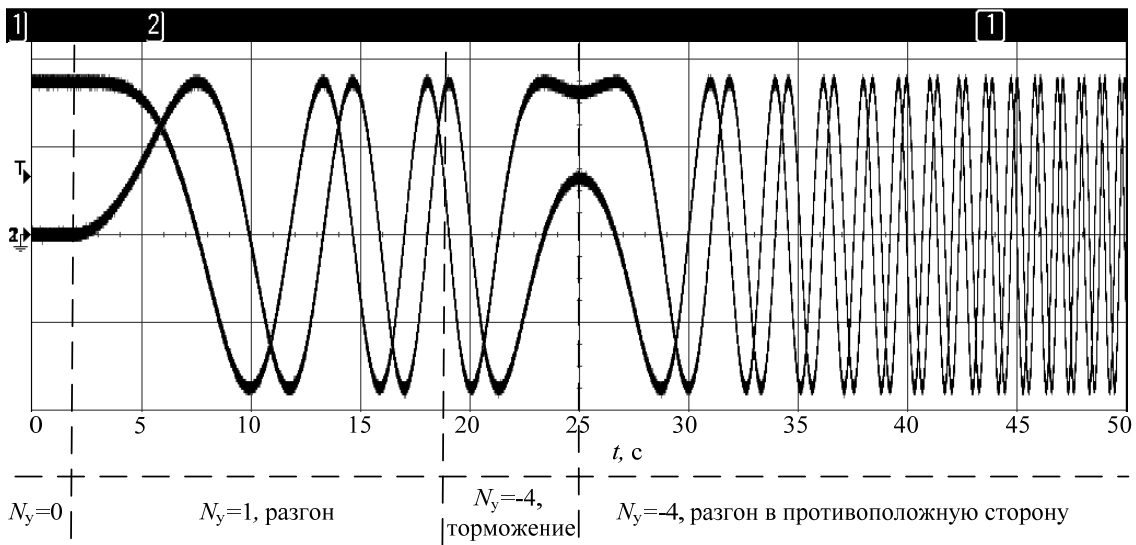


Рис. 9. Осциллограммы работы ЭЦМ

Экспериментальные исследования ЭЦМ УДМ подтвердили адекватность разработанных алгоритмов, написанных по ним программ и стабильную работу сконструированного и собранного макета. Достигнутые значения погрешности ускорения и частоты выходного сигнала не превышают 0,2% и зависят лишь от аппаратных ограничений и могут изменяться в зависимости от разрядности аккумулятора фазы и соотношения тактовых частот внутренних интеграторов ЭЦМ.

Литература

1. Балковой Н.Н. Устройство управления динамическим моментом двигателя-маховика на основе привода с частотно-фазовой синхронизацией / Н.Н. Балковой, Ю.Е. Муравяткин, В.П. Лянзбург // Электромеханические преобразователи энергии: матер. V юбилейной Междунар. науч.-техн. конф., посвящ. памяти Г.А. Сипайлова. – Томск: Изд-во Том. политех. ун-та, 2011. – С. 280–284.
2. Ридико Л. DDS: прямой цифровой синтез частоты // Компоненты и технологии. – 2001. – №8. – С. 50–56.
3. Захаров А.В. Алгоритмы CORDIC. Современное состояние и перспективы / А.В. Захаров, В.М. Хачумов // Программные системы: теория и приложения. – 2004. – Т. 26, № 6. – С. 353–372.
4. Поляков А.К. Языки VHDL и VERILOG в проектировании цифровой аппаратуры. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003. – 320 с.

Балковой Николай Николаевич

Аспирант каф. ПрЭ ТУСУРа, инженер-электроник 1-й кат. ОАО «НППЦ «Полус»
Тел.: +7-923-401-43-91
Эл. почта: balkovoy.nn@gmail.com

Михальченко Геннадий Яковлевич

Д-р техн. наук, профессор каф. промышленной электроники ТУСУРа,
директор ООО «Компания «Промышленная электроника»
Тел.: +7 (382-2) 33-70-73
Эл. почта: kre-tusur@yandex.ru

Balkovoy N.N., Mikhailchenko G.Ya.

Digital reference model of the reaction wheel used in a spacecraft orientation and stabilization system

The paper describes a FPGA-based device simulating signals of the reaction wheel shaft encoder. Such a device can be used for generating master signals in the reaction wheel electric drive with phase alignment. The qualifying standards and requirements to digital reference model were formulated. The block diagram, functioning algorithms, basic formulas and timing diagrams of the developed device were represented.

Keywords: reaction wheel, dynamic torque, etalon digital generator, direct digital synthesis, rotor position sensor, permanent-magnet synchronous motor, orientation and stabilization system of the spacecraft.

УДК 629.7.062.2

Н.Н. Балковой, Ю.Е. Муравяткин, В.П. Лянзбург, Г.Я. Михальченко

Цифровой астатический электропривод систем ориентации и стабилизации космических аппаратов

Рассматриваются особенности проектирования систем управления для высокоточных электроприводов силовых гироскопических приборов – управляющих двигателей-маховиков и гироскопов. Улучшение точностных и динамических показателей достигнуто за счет применения принципа фазовой синхронизации, эталонной цифровой модели в контуре управления и высокопроизводительных цифровых вычислительных систем. Приведены структурная схема, ее описание, результаты эксперимента.

Ключевые слова: управляющий двигатель-маховик, силовой гироскоп, динамический момент, эталонная цифровая модель, частотно-фазовый дискриминатор, синхронный двигатель с постоянными магнитами, система ориентации и стабилизации космического аппарата.

Инерционные электромеханические исполнительные органы, такие как управляющие двигатели-маховики (УДМ) и двухстепенные силовые гироскопы (гироскопы), являются ключевыми активными элементами большинства современных систем ориентации и стабилизации (СОС) космических аппаратов. Функционально задача управления УДМ заключается в формировании управляющего динамического момента по одной из координатных осей платформы космического аппарата (КА) пропорционально сигналу задания, что, в свою очередь, сводится к управлению ускорением маховика. Основная задача гироскопа – формирование управляющего момента M_y за счет обеспечения пропорциональной зависимости угловой скорости рамки гироскопа (с раскрученным до номинальной скорости маховиком) от сигнала задания. В этих приборах в качестве преобразователя электрической энергии в механическую выступают синхронные двигатели с постоянными магнитами (СДПМ), характеризующиеся гибкостью управления частотой вращения ротора и моментом, отсутствием контактных колец и, как следствие, гарантированным достижением требуемого срока активного существования двигателя.

К основным параметрам бортовых электроприводов такого рода относятся: управляющий момент M_y и уровень его пульсаций ΔM_y , крутизна регулировочной характеристики S , момент сопротивления вращению M_c , момент трогания M_t , время установления управляющего момента t_y .

Существенное влияние на погрешность формирования динамического момента УДМ оказывают M_c и M_t , которые зависят от технологии изготовления, качества опорных подшипников, нагрузки на подшипники, вязкости смазки, давления окружающей среды, температуры, времени наработки и т.д. Кроме того, M_t ограничивает чувствительность СОС, поскольку является функцией положения ротора и времени его нахождения в неподвижном состоянии. Погрешности формирования управляющего момента гироскопа, кроме паразитных моментов электродвигателя привода вращения рамки (ПВР), также связаны с кинематической погрешностью редуктора и отсутствием точного датчика скорости.

В целом способы управления динамическим моментом УДМ подразделяются на непосредственные и косвенные. Принцип действия устройств, основанных на непосредственном способе, заключается в измерении и введении в цепь обратной связи либо углового ускорения $\varepsilon = d\omega/dt = M_d/J$, либо деформации упругих элементов, значение которой пропорционально связано с M_d . Однако такие устройства в бортовой космической технике не применяются из-за сложности, низкой чувствительности при небольших частотах вращения, малой механической прочности. Практическое применение получил способ косвенного управления по электромагнитному моменту УДМ, но влияние паразитных моментов двигателя в данном случае ничем не компенсируется.

Одним из вариантов проектирования систем управления электроприводами СОС КА является способ, основанный на переносе низкочастотных сигналов задания и обратной связи по частоте вращения ротора СДПМ в область высоких частот с использованием математического аппарата однополосной модуляции [1–3]. При этом в качестве сигналов задания выступают выходные сигналы эталонной цифровой модели (ЭЦМ) УДМ или гироскопа.

Однако остаются неразрешенными вопросы начальной синхронизации сигнала ошибки регулирования частоты вращения двигателя в нештатных и переходных режимах, например в режимах включения питания, переключения с основного канала управления на резервный или при возникновении сбоев в бортовой системе электропитания. Если начальная синхронизация не предусмотрена и в такие моменты частота вращения ротора отлична от нуля, то двигатель с максимальным электромагнитным моментом будет тормозиться до нулевой начальной скорости (которая автоматически установится в регуляторе), прикладывая при этом к корпусу КА недопустимый неконтролируемый управляющий момент.

В настоящей работе рассматривается один из путей развития систем управления электроприводами СОС КА, позволяющий применить математический аппарат однополосной модуляции и реализовать начальную синхронизацию текущей частоты вращения двигателя и задающего воздействия в нештатных и переходных режимах работы. Синхронизация основана на взаимном согласовании режимов работы двух автономных контуров регулирования I и II, как показано на рис. 1. Конфигурацию этих контуров обеспечивают устройство коммутации УКК и ключи К1, К2. В частности, при показанном на рис. 1 состоянии ключей контур регулирования I образован эталонной цифровой моделью электропривода ЭЦМ, преобразователями частоты ПЧ1, ПЧ2, генератором опорной частоты ГОЧ, частотно-фазовым дискриминатором ЧФД, корректирующим устройством КУ, электромеханическим преобразователем энергии ЭМП, в состав которого входят СДПМ, датчик положения ротора (ДПР) и регуляторы тока.

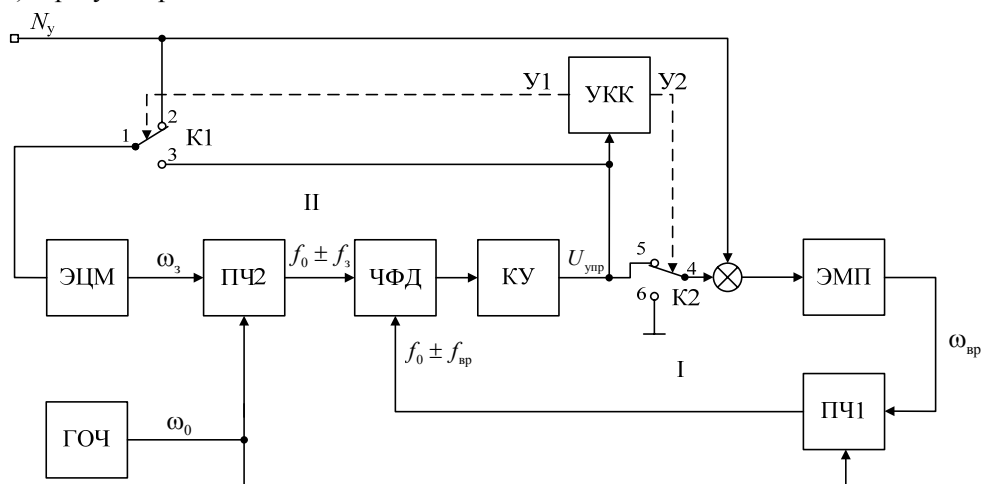


Рис. 1. Обобщенная структурная схема электропривода

В штатном режиме функционирования регулирование частоты вращения реализуется контуром I на основе обработки информации о задающем воздействии N_y и текущей частоте вращения $\omega_{вр}$ ротора СДПМ в области высокой опорной частоты ω_0 с использованием принципа однополосной модуляции, последующим сравнением частот $\omega_0 \pm \omega_3$ и $\omega_0 \pm \omega_{вр}$ посредством ЧФД и обработкой сигнала ошибки с помощью КУ [3]. Также следует отметить, что для упрощения системы управления тригонометрические операции могут быть заменены на цифровые методы обработки информации, что позволяет производить сложение различных частот с большой точностью.

Для согласования начальных значений ЭЦМ с текущей частотой вращения и угловым положением ротора УДМ, т.е. для принудительной синхронизации, структурная схема реконфигурируется с помощью УКК: контакты 1 и 2, 4 и 5 размыкаются, а контакты 1 и 3, 4 и 6 замыкаются. При этом контур I размыкается и замыкается контур II, информационный вход ЭМП обнуляется и сигнал управления динамическим моментом N_y отключается от входа модели. В образованном контуре синхронизации в качестве задающего воздействия выступает сигнал с выхода преобразователя ЧФД, а регулируемыми величинами являются частота ω_3 и фаза φ_3 ЭЦМ. После вхождения в синхронизм параметров цифровой модели (частоты и фазы) с текущими параметрами вращения УДМ производится обратное переключение контуров в режим управления динамическим моментом: замыкаются контакты 1 и 2, 4 и 5 и размыкаются 1 и 3, 4 и 6.

Немаловажным является определение моментов коммутации контуров в УКК, исключающее случайные переключения. Это достигается слежением за сигналом ΔU фазового рассогласования ф

(положением рабочей точки ЧФД). На рис. 2, а характеристика ЧФД приведена к симметричному относительно начала координат виду, необходимому для управления УДМ в обоих направлениях. Ее рабочим участком, на котором идет управление динамическим моментом, является линейный участок A_1-B_1 , выбранный с запасом по отношению ко всей линейной зоне $A-B$, в пределах которого необходимый для управления двигателем сигнал рассогласования ΔU обеспечивается за счет разности фаз входных импульсов при равенстве их частот. Этот же сигнал используется для переключения контуров и является функцией многозначной логической нелинейности характеристики ЧФД. Соответствующая функция переключения УКК показана на рис. 2, б. Его выходными сигналами являются сигналы управления ключами К1 и К2, обозначенные как У1 и У2 соответственно. На рис. 2, а горизонтальными штрихпунктирными линиями отмечены пороговые значения ΔU , ($\Delta U_{\text{сраб+}}$, $\Delta U_{\text{сраб-}}$, $\Delta U_{\text{отп+}}$, $\Delta U_{\text{отп-}}$), соответствующие моментам перехода УКК из одного состояния в другое (срабатывание и отпусkanie). При выходных управляющих сигналах УКК $Y_1=Y_2=0$ работает основной контур I управления динамическим моментом, рабочая точка которого перемещается по характеристике ЧФД в пределах отрезка A_1-B_1 .

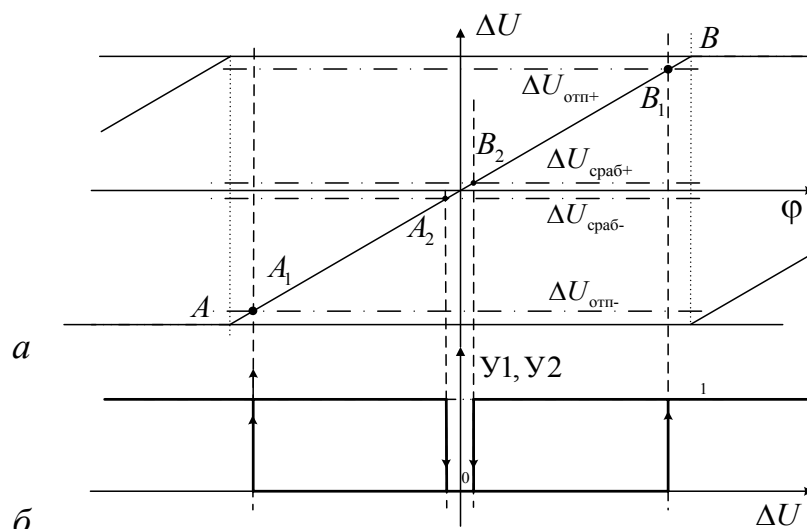


Рис. 2. Диаграммы работы УКК

Выход рабочей точки за пределы этого участка и переход на горизонтальную часть характеристики, указывающий на рассогласование частот, вызывает переключение управляющих сигналов УКК в состояние $Y_1 = Y_2 = 1$, при котором размыкается основной контур I и замыкается контур синхронизации II. При совмещении координат цифровой модели по частоте и фазе с соответствующими координатами УДМ рабочая точка на характеристике ЧФД перемещается в окрестность точки начала координат (отрезок $A_2 - B_2$) и УКК переключается в положение $Y_1 = Y_2 = 0$, замыкая основной I и размыкая дополнительный II контуры системы.

Вследствие того, что координаты УДМ при работе контура I всегда согласованы с координатами ЭЦМ, обеспечивается возможность точной стабилизации частоты вращения маховика. При подаче кода управления $N_y = 0$ на определенной частоте вращения последняя фиксируется и остается неизменной вплоть до подачи нового кода управления, отличного от нуля, а момент сопротивления при этом компенсируется необходимым значением фазного тока.

Система с некоторыми модификациями, о которых будет сказано ниже, может быть также использована для управления ПВР гиродина, что позволяет повысить точность реализации угловой скорости и обеспечить равномерность движения рамки гироскопа по сравнению с системами, работающими на основе обратной связи по угловой скорости рамки или ПВР. Приведенное выше описание работы электропривода УДМ является наиболее общим случаем. Отличия систем управления для УДМ и ПВР гиродина заключаются в следующем:

- кодовый сигнал задания N_y для гиродина определяет скорость вращения рамки, а для УДМ - ускорение маховика;
- ЭЦМ ПВР гиродина состоит из одного интегратора, а ЭЦМ УДМ - из двух;
- инверторы в составе ПВР выполняют функцию регуляторов напряжения, а в УДМ - регуляторов тока;

- для ПВР в качестве обратной связи вместо сигнала ДПР может быть использован сигнал с датчика угла положения рамки в зависимости от того, какой из них обеспечит наибольшую точность и наименьший коэффициент пульсаций по угловой скорости;
 - синхронизация для ПВР осуществляется по одной переменной (углу), а для УДМ – по двум (частоте вращения и углу);
 - для уменьшения времени синхронизации в ПВР гиродина при использовании в качестве обратной связи сигнала с датчика угла рамки вместо контура синхронизации может быть применена операция инициализации интегратора ЭЦМ текущим значением углового положения рамки.
- На основе обобщенной структурной схемы системы управления бортовым электроприводом (рис. 2) разработана цифровая система, представленная на рис. 3.

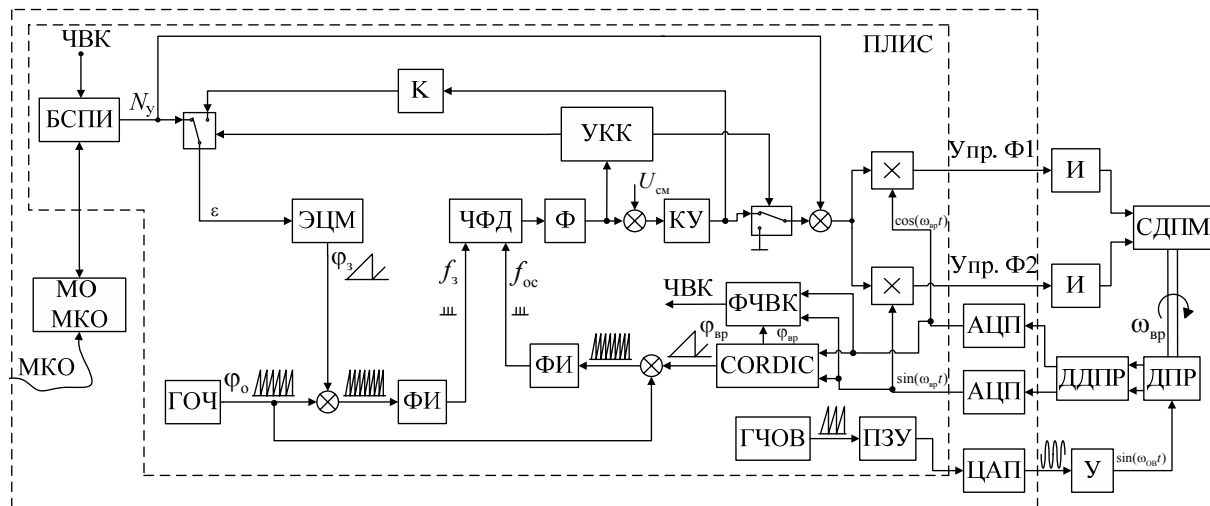


Рис. 3. Структурная схема цифрового привода

Основным вычислительным устройством такой системы является программируемая логическая схема (ПЛИС) отечественного производства 5576ХС1Т. Входной кодовый сигнал управления поступает по мультиплексному каналу обмена (МКО) [4], обрабатывается в ПЛИС блоком сопряжения и преобразования информации (БСПИ), откуда поступает на сумматор и определяет основную составляющую сигнала задания для инверторов. Второй составляющей сигнала задания инверторов является выходной сигнал контура коррекции углового положения двигателя, который отслеживает угловое рассогласование между ЭЦМ и реальными координатами двигателя. Для работы на низких частотах вращения и с целью упрощения выявления фазного рассогласования применяются ЧФД и ГОЧ, определяющий частоты работы ЧФД. Питание ДПР осуществляется синусоидальным сигналом, сформированным в ПЛИС с помощью генератора частоты обмотки возбуждения (ГЧОВ) и постоянного запоминающего устройства (ПЗУ). Выходной код ПЗУ преобразуется в аналоговый сигнал с помощью цифроаналогового преобразователя (ЦАП), проходит через усилитель мощности (У) и подается на обмотку возбуждения ДПР.

Демодулятор датчика положения ротора (ДДПР) формирует огибающую выходных сигналов ДПР, которая переводится в цифровую форму с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Далее для получения из ортогональных гармонических сигналов пилообразного сигнала, соответствующего коду углового положения двигателя, применяется алгоритм Coordinate Rotate in Digital Compute (CORDIC) [5]. Полученный низкочастотный сигнал складывается с кодом опорной частоты и с помощью ЧФД сравнивается с аналогичным сигналом, поступающим от ЭЦМ. Сглаженный с помощью фильтра (Ф) и смещенный выходной сигнал ЧФД проходит через КУ, после чего представляет собой вторую составляющую для задающего сигнала инверторов. Блок формирования кода частоты вращения (ФЧВК) соединен с БСПИ и выдает контрольную информацию о текущем состоянии двигателя в бортовую вычислительную сеть.

В результате экспериментальных исследований было доказано, что регулировочные характеристики электроприводов УДМ и ПВР гиродина имеют линейный характер, смещение нулевого уровня отсутствует. Относительная погрешность крутизны моментной характеристики испытанного привода УДМ составила $-0,235\%$. Эта величина статическая, зависит только от постоянных време-

ни интеграторов ЭЦМ УДМ и может быть при необходимости сведена до минимума за счет повышения тактовой частоты цифровой системы (при испытаниях использовалась частота 20 МГц), увеличения разрядности интеграторов и последующей корректировки их коэффициентов. Время переходного процесса установления динамического момента составило не более 12 мс, перерегулирование отсутствовало. Результаты испытаний рассмотренной системы для управления ПВР гиродина показали ее работоспособность и улучшение качества выходных характеристик прибора. В этом эксперименте была достигнута кратность регулирования угловой скорости рамки гиродина 0,005 град./с с погрешностью не более 3 %.

Временная диаграмма на рис. 4 иллюстрирует мгновенные значения сигналов ЭЦМ и ДПР УДМ, зафиксированных при максимальном коде управления (торможение, реверс и разгон в противоположную сторону). Эти сигналы имеют аналогичный характер, при этом резкие отклонения от гармонической формы отсутствуют, следовательно, компенсация фазного рассогласования между цифровой моделью и ДПР УДМ является корректной. Однако на этих диаграммах видно наличие незначительных отклонений углового положения вала двигателя от идеальной траектории, формируемой с помощью интеграторов модели. Пульсации фактического динамического момента вызваны упоминавшимися ранее возмущающими моментами и нелинейными искажениями сигналов ДПР, что, в свою очередь, приводит к колебаниям фазного тока двигателя. Эти пульсации можно свести к минимуму за счет улучшения качества ДПР, применения калиброванного токового векторного управления [6] и более качественных подшипников (магнитного подвеса).

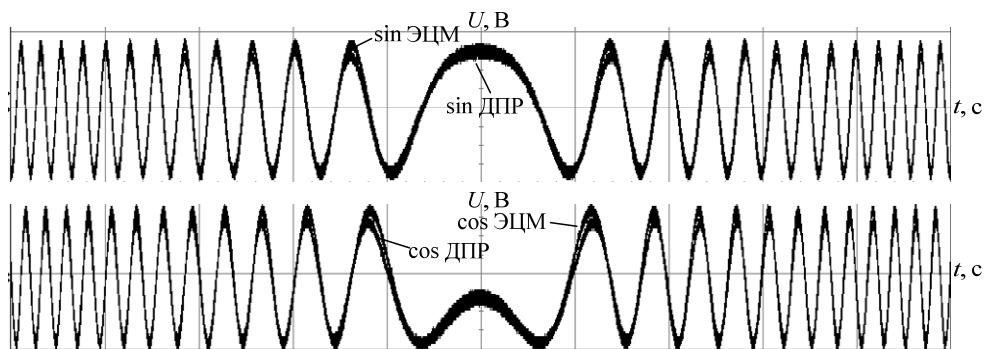


Рис. 4. Совмещение сигналов с выхода ДПР и ЭЦМ УДМ

Во всем диапазоне рабочих частот вращения время начальной синхронизации не превысило 0,9 с, что удовлетворяет техническим требованиям к электроприводам двигателей-маховиков. Следует отметить, что время синхронизации включает в себя время загрузки конфигурации в ПЛИС (приблизительно 130 мс), подсчета текущей частоты вращения (104,7 мс), от которой начнется синхронизация, и время согласования фазы и частоты ДПР с выходными сигналами ЭЦМ УДМ (рис. 5).

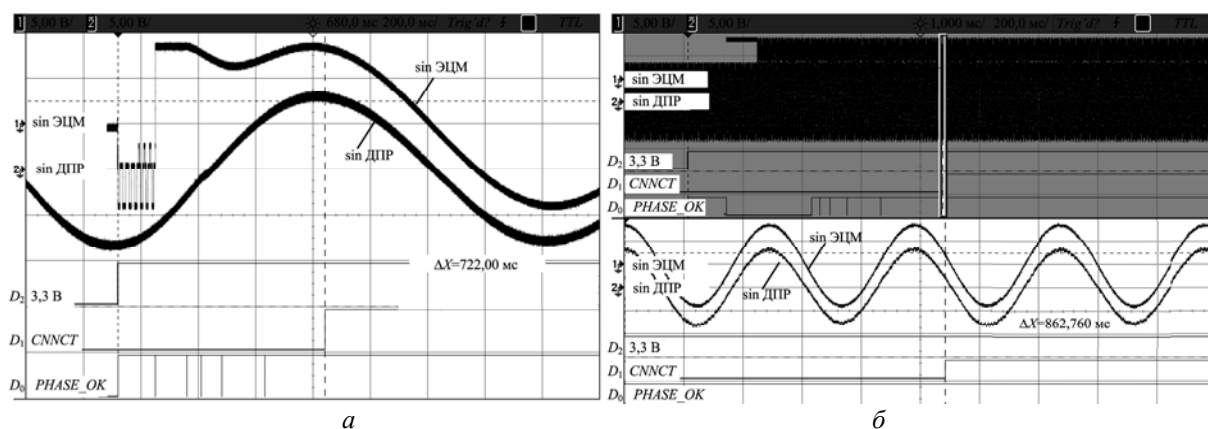


Рис. 5. Диаграммы втягивания электропривода в синхронизм: а – $\omega < 15$ об/мин; б – $\omega = 6000$ об/мин

Рассмотренный способ управления и синхронизации позволяет получить требуемые параметры электроприводов СОС КА: погрешность крутизны моментно-регулирующей характеристики в тре-

буемом диапазоне частот вращения, поскольку обработка сигнала управления осуществляется в соответствии с сигналами ЭЦМ и любое отклонение от этих сигналов автоматически компенсируется. Контур начальной синхронизации позволяет устранить недопустимые рывки динамического момента во время включения питания при частоте вращения ротора УДМ, отличной от нулевой. Этот эффект имеется и при переключении электропривода с основного канала управления на резервный. Кроме того, устранена ступенчатость переходного процесса установления динамического момента. За счет применения двойного интегрирования в ЭЦМ УДМ порядок астатизма системы управления динамическим моментом повышается до второго, что позволяет существенно повысить ее точность. В случае управления ПВР система также является астатической и имеет первый порядок. Для улучшения динамики системы и обеспечения требуемых параметров быстродействия и перерегулирования ток двигателя формируется не только из сигнала рассогласования между координатами ЭЦМ и двигателя, но и сигнала, пропорционального коду управления. При такой структуре контур с ЭЦМ выполняет функцию коррекции токов двигателя с целью достижения синхронности сигналов ЭЦМ и ДПР в то время, как сигнал, пропорциональный коду управления, задает основное значение тока в фазах двигателя.

Выводы

1. Разработанная система управления бортовыми электроприводами СОС КА позволяет существенно повысить качество статических и динамических характеристик электромеханических исполнительных органов.

2. Система управления динамическим моментом УДМ обладает рядом преимуществ по сравнению с применяемой в настоящее время разомкнутой системой регулирования электромагнитного момента двигателя, а именно:

- достигнута практически полная компенсация момента сопротивления и момента трогания;
- обеспечена высокая стабильность крутизны моментно-регулирующей характеристики во всем диапазоне частот вращения и ее малое значение погрешности (<0,3%);
- получена возможность создавать даже очень малые динамические моменты;
- полученная стабильность частоты вращения позволяет формировать кинетический момент с высокой точностью;
- обеспечены высокие показатели качества динамики системы (без учета времени начальной синхронизации).

С другой стороны, к недостаткам рассмотренной системы управления можно отнести:

- необходимость начальной синхронизации ЭЦМ с реальными координатами двигателя – частотой вращения и угловым положением вала;
- большой объем цифровой обработки сигналов и, как следствие, потенциальное снижение надежности системы при работе в жестких условиях космической радиации, необходимость резервирования.

3. В ходе экспериментальных исследований доказано, что работа системы управления, направленной на компенсацию фазного рассогласования между моделью и ДПР электродвигателя, является адекватной. Для оценки пульсаций фактического управляющего момента как УДМ, так и гиродина необходимо провести дополнительные испытания на стенде для измерения малых моментов.

Литература

1. А.с. 1840286 СССР, МПК Н 02 Р 7/28. Устройство управления двигателем-маховиком / В.П. Лянзбург, А.К. Зенков. (СССР). – №2215375/09; заявл. 07.01.1977; опубл. 27.08.2006. Бюл. № 36. – 4 с.
2. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для вузов. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
3. Пат. 2 291 552 РФ, МПК Н 02 Р 6/08. Устройство для регулирования частоты вращения электродвигателя / Ю.Е. Муравяткин, С.В. Редькин, А.С. Авдиевич (РФ). – № 2 004 132 669/09; заявл. 09.11.2004; опубл. 10.01.2007. Бюл. № 16. – 3 с.
4. ГОСТ Р 52070–2003. Интерфейс магистральный последовательный системы электронных модулей. Общие требования [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.gosthelp.ru/gost/gost5922.html>, свободный (дата обращения: 20.06.2014).
5. Захаров А.В. Алгоритмы CORDIC. Современное состояние и перспективы / А.В. Захаров, В.М. Хачумов // Программные системы: теория и приложения. – 2004. – Т. 26, № 6. – С. 353–372.

6. Цифровой следящий электропривод высокоточных лазерных станций координатных измерений / А.П. Балковой Ю.Н. Бугаев, А.В. Суетенко, В.К. Цаценкин // Электричество. – 2004. – № 5. – С. 37–43.

Балковой Николай Николаевич

Аспирант каф. ПрЭ ТУСУРа, инженер-электроник 1-й кат. ОАО «НПЦ «Полус»
Тел.: +7-923-401-43-91
Эл. почта: balkovoy.nn@gmail.com

Муравяткин Юрий Ефимович

Ведущий инженер-конструктор ОАО «НПЦ «Полус»
Эл. почта: polus@online.tomsk.net

Лянзбург Владимир Петрович

Канд. техн. наук, начальник отдела, зам. главного конструктора ОАО «НПЦ «Полус»
Эл. почта: polus@online.tomsk.net

Михальченко Геннадий Яковлевич

Д-р техн. наук, профессор каф. ПрЭ ТУСУРа, директор ООО «Компания «Промышленная электроника»
Тел.: 8-913-826-09-07
Эл. почта: kre-tusur@yandex.ru

Balkovoy N.N., Muravyatkin Yu.E., Lyanzburg V.P., Mikhailchenko G.Ya.

Digital astatic electric drive of the spacecraft orientation and stabilization system

This paper presents the features of the designing control systems for high-precision electric drives of the power gyroscopic devices – reaction wheels and control moment gyroscopes. The accuracy and dynamic performance are improved by applying the principle of phase synchronization, etalon digital model in the control loop and the use of high-performance digital computing systems. The block diagram, its description and experimental results are presented in the paper.

Keywords: reaction wheel, control moment gyroscope, dynamic torque, etalon digital model, frequency-phase discriminator, permanent magnet synchronous motor, orientation and stabilization system of the spacecraft.

УДК 621.314.26

И.А. Баховцев

Анализ выходного напряжения многофазных четырехуровневых инверторов напряжения с ШИМ

Выведены обобщенные аналитические выражения для действующего значения и коэффициента гармоник линейного напряжения многофазного четырехуровневого инвертора напряжения с ШИМ. Выражения позволяют с общих позиций проанализировать данный преобразователь независимо от числа фаз и способов ШИМ. Приведены диаграммы, описывающие процедуру вывода, и графики, иллюстрирующие полученные характеристики.

Ключевые слова: многофазный четырехуровневый инвертор напряжения, способы ШИМ, глубина модуляции, действующее значение, коэффициент гармоник.

В электроприводах и системах генерирования электроэнергии переменного тока широкое распространение получили многоуровневые автономные инверторы напряжения с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Посвященные им публикации в основном рассматривают вопросы топологии и реализации способов управления [1, 2]. Существует ряд работ, в которых исследуются выходные спектральные [3] и энергетические характеристики [4]. Последние чаще всего рассматриваются с использованием компьютерного моделирования и численных методов. Работ, посвященных теоретическому анализу выходных характеристик с выводом выражений в замкнутом виде, заметно меньше. Данная статья является попыткой восполнить указанный пробел. В ней представлены результаты обобщенного анализа выходного напряжения многофазного четырехуровневого АИН с фиксированной нейтральной точкой (neutral point clamped – NPC).

Постановка задачи. Для управления многоуровневыми АИН используются те же способы ШИМ, что и для двухуровневых: синусоидальная (СШИМ), синусоидальная с веденными гармониками нулевой последовательности и векторная, которую также можно представить как СШИМ с введенным треугольным сигналом третьей гармоники [2, 3]. В способах управления многоуровневая специфика выражается в том, что фазные модулирующие сигналы сравниваются с несколькими опорными (чаще треугольными) сигналами, смещенными по уровню или по фазе [5]. Остановимся на варианте с опорными сигналами, сдвинутыми по уровню и находящимися в фазе по отношению друг к другу (phase disposition – PD), т.к. он обеспечивает лучшее качество выходного напряжения [5].

При выводе сделаем допущения: источник питания и ключи инвертора идеальные, коммутация ключей происходит мгновенно, напряжения в звене постоянного тока сбалансированы, кратность K_p (отношение) частоты опорного сигнала к частоте модулирующего сигнала стремится к бесконечности, величина амплитуды 1-й гармоники выходного напряжения соответствует линейной области ее регулирования.

Задачей исследования является получение в замкнутом виде выражений для действующего значения и коэффициента гармоник выходного напряжения многофазного четырехуровневого инвертора напряжения (4У-АИН). При анализе рассмотрим выходное линейное напряжение преобразователя, имеющее, по сравнению с фазным напряжением, более простую и однородную форму.

Методика анализа. На рис. 1 для кратности частот $K_p=18$ и разных значений амплитуды модулирующего сигнала представлено линейное напряжение 4У-АИН с СШИМ, обозначенное U_{ab} . Оно выражено в относительных величинах – в долях от напряжения источника питания. Это позволило совместить кривые напряжения с эпюрами опорных сигналов системы управления V_{c1} , V_{c2} , V_{c3} . Их амплитуда равна $1/3$, а суммарная амплитуда в рамках полуплоскости одного знака равна единице.

Рассмотрение данных кривых позволяет сделать следующие выводы. На полупериоде кривой линейного напряжения присутствуют однополярные, модулированные по длительности импульсы амплитудой $1/3$, которые в зависимости от величины модулирующего сигнала располагаются на нулевом уровне напряжения в течение всего полупериода (двухуровневая форма кривой напряжения – см. рис. 1, а) или только на его краях. В последнем случае в центральной части полупериода однополярные импульсы располагаются на уровне постоянного напряжения амплитудой или только $1/3$ (трехуровневая форма – см. рис. 1, б) или, по мере приближения к центру полуволны, последова-

тельно на уровнях амплитудой 1/3 и 2/3 напряжения источника питания (четырёхуровневая форма – см. рис. 1, в).

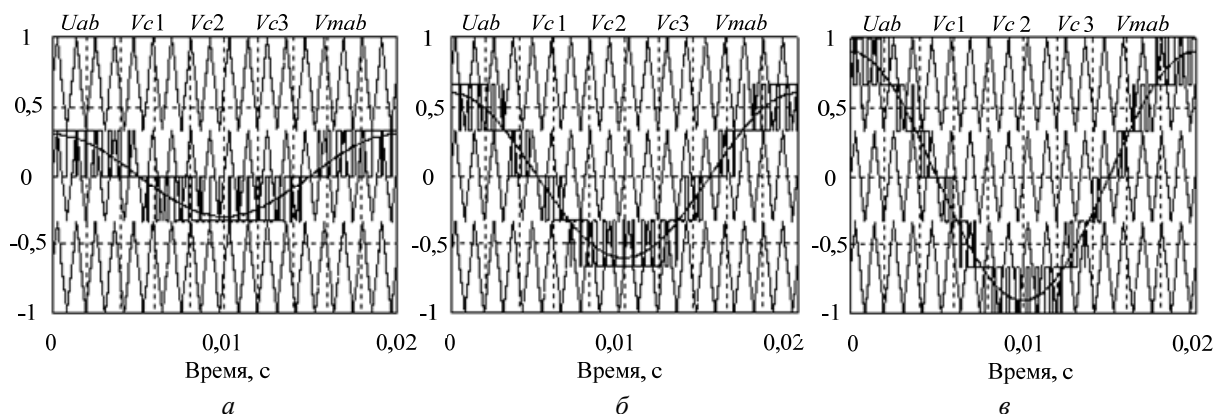


Рис. 1. Линейное напряжение и сигналы системы управления: а – $M = 0,3$; б – $M = 0,6$; в – $M = 0,9$

Высокая кратность частот и однополярная форма позволяют представить закон модуляции длительностей этих импульсов в виде непрерывной функции, равной на каждом такте среднему значению текущей длительности. Как показано при анализе линейного напряжения двух- и трехуровневых АИН [6, 7], в этом случае удобно использовать понятие **линейный модулирующий сигнал** (ЛМС) $v_{мл}$. Он задает закон изменения длительностей однополярных на полуволне импульсов линейного напряжения и определяется как полуразность фазных модулирующих сигналов (ФМС) соседних стоек инвертора. Деление на два необходимо для обеспечения функционирования ЛМС в рамках тех же самых опорных сигналов. Таким образом, выражение для ЛМС имеет вид

$$v_{мл} = (v_{мфj} - v_{мф(j+1)})/2, \quad (1)$$

где j – кольцевая последовательность индексов фаз A, B, C .

Поскольку закон изменения длительностей известен, то при известной амплитуде импульсов и соответствующих пьедесталов можно в аналитической форме записать выражение для мгновенного значения линейного напряжения 4У-АИН и путем интегрирования его квадрата под знаком корня получить выражение для действующего значения. Зная зависимость 1-й гармоники линейного напряжения от глубины модуляции, можно вывести соотношение и для коэффициента гармоник.

Также при выводе удобно воспользоваться принципом подобия способов управления (ППС), сформулированным ранее автором [6]. Этот принцип, в частности, говорит, что при анализе выходного напряжения АИН можно вывести соотношения только для одного способа ШИМ. Выражения для других способов определяются подстановкой в полученных соотношениях перед символом глубины модуляции соответствующих коэффициентов. Поэтому в дальнейшем анализ линейного напряжения 4У-АИН будем производить для СШИМ.

Анализ линейного напряжения четырехуровневого АИН. Вывод выражения выполним для произвольного угла сдвига между синусоидальными фазными модулирующими сигналами соседних стоек 4У-АИН. Следовательно, для ЛМС можно записать:

$$v_{мл}(\vartheta) = [M \sin \vartheta - M \sin(\vartheta - \varphi)]/2 = M \sin(\varphi/2) \cos(\vartheta - \varphi/2), \quad (2)$$

где M – глубина модуляции (отношение амплитуды фазного модулирующего сигнала к суммарной амплитуде опорных сигналов в пределах полуплоскости одного знака); ϑ – безразмерное время, выраженный в радианах; φ – угол сдвига между первыми гармониками указанных напряжений. Причем $\varphi = 2\pi/n$, где n – число фаз (стоек) преобразователя.

Из выражения (2) видно, что для СШИМ при $M = 1,0$ ЛМС имеет единичную амплитуду и обеспечивает максимальный выход 1-й гармоники при $\varphi = \pi$ ($n = 2$). Кроме того, в данном случае ЛМС и ФМС совпадают. При большем числе фаз амплитуда ЛМС и выход 1-й гармоники становятся меньше. На рис. 1 помимо кривой линейного напряжения и опорных сигналов также приведен соответствующий линейный модулирующий сигнал V_{mab} для случая $n = 2$.

Для вывода искомого соотношения выберем начало координат в экстремуме положительной полуволны ЛМС. Тогда окончательное выражение для ЛМС будет иметь вид

$$v_{мл}(\vartheta) = M \sin(\pi/n) \cos \vartheta. \quad (3)$$

Форма линейного напряжения и выражение для его мгновенного значения, как было сказано выше, зависят от амплитуды модулирующего сигнала. Поскольку амплитуда опорных сигналов равна $1/3$, то можно показать, что 3-й и 4-й уровни в линейном напряжении 4У-АИН появляются при амплитуде ЛМС, равной соответственно $1/3$ и $2/3$ (см. также рис. 1). При этих значениях коэффициент заполнения $\gamma(\vartheta)$ центральных на полувольтне широтно-модулированных импульсов равен единице, и эти импульсы сливаются. В случае дальнейшего увеличения ЛМС на месте данного слияния в кривой напряжения происходит формирование импульсов следующего, более высокого уровня. Опишем аналитически переход с двухуровневой формы на трехуровневую («2У-3У»).

Поскольку это происходит при амплитуде ЛМС (т.е. для выбранного начала координат при $\vartheta = 0$), равной $1/3$, то с учетом (3) можно записать равенство:

$$M \sin(\pi/n) = 1/3. \quad (4)$$

На основании (4) определим значение глубины модуляции (обозначим ее индексом «1»), начиная с которой в кривой линейного напряжения появляется третий уровень напряжения

$$M_1 = \frac{1}{3 \sin(\pi/n)}, \quad (5)$$

а также, с учетом (3), – общее выражение для коэффициента заполнения при двухуровневой форме:

$$\gamma(\vartheta) = 3M \sin(\pi/n) \cos \vartheta. \quad (6)$$

Параметр M_1 в свою очередь зависит от числа фаз преобразователя n . Определим начальное значение числа фаз, начиная с которого, в линейном напряжении в принципе возможно появление третьего уровня. Очевидно, что этому значению соответствует глубина модуляции $M = 1,0$. С учетом этого, а также того, что с увеличением n амплитуда ЛМС падает, из уравнения (5) получаем

$$n_1 < \pi / \arcsin(1/3). \quad (7)$$

В дальнейшем будем считать, что условие (7) всегда выполняется.

Из выражения (6) и равенства коэффициента заполнения единице можно получить в общем случае соотношение для момента перехода «2У-3У» в зависимости от M и n

$$\vartheta_1 = \arccos \frac{1}{3M \sin(\pi/n)}. \quad (8)$$

Когда амплитуда ЛМС ($\vartheta = 0$) становится больше $2/3$, в центральной части полупериода линейного напряжения появляется дополнительный уровень с полной амплитудой, равной 1 (четырёхуровневая форма, см. рис. 1, в). В соответствии с этим аналогично вышеизложенному можно получить параметры второй точки перехода – перехода «3У-4У»:

$$n_2 < \pi / \arcsin(2/3), \quad M_2 = \frac{2}{3 \sin(\pi/n)}, \quad \vartheta_2 = \arccos \frac{2}{3M \sin(\pi/n)}. \quad (9)$$

Выведем выражение для действующего значения линейного напряжения 4У-АИН для четырехуровневой формы, соответствующей условию $M > M_2$ (см. рис. 1, в). Для данного случая на рис. 2 изображены кривые линейного модулирующего сигнала $v_{\text{мл}}$ и квадрата линейного напряжения Uab^2 . Из рисунков видно, что четверть периода линейного напряжения можно разбить на три интервала. Составим уравнения для мгновенных значений линейного напряжения для каждого из них.

$\vartheta_1 \leq \vartheta \leq \pi/2$ – интервал двухуровневой формы

На данном интервале (обозначим его нулевым) функция $\gamma_0(\vartheta)$, как было показано выше, описывается уравнением (6). Тогда для мгновенного значения линейного напряжения, представляющего собой в относительных единицах однополярные импульсы с амплитудой $A = 1/3$, можно записать:

$$u(\vartheta) = A\gamma_0(\vartheta) = \frac{1}{3} 3M \sin(\pi/n) \cos \vartheta.$$

При возведении мгновенного значения линейного напряжения в квадрат длительности импульсов сохраняются (см. рис. 2, б), меняется только их амплитуда. Следовательно:

$$u^2(\vartheta) = A^2 \gamma_0^2(\vartheta) = \frac{1}{9} 3M \sin(\pi/n) \cos \vartheta = \frac{M}{3} \sin(\pi/n) \cos \vartheta. \quad (10)$$

На других интервалах (см. рис. 2, а) функции $\gamma_1(\vartheta)$ и $\gamma_2(\vartheta)$ будут определяться ЛМС за вычетом соответственно уровня $1/3$ и $2/3$. Исходя из этого, получим следующие выражения для квадрата линейного напряжения.

$\vartheta_2 \leq \vartheta \leq \vartheta_1$ – интервал трехуровневой формы

$$u^2(\vartheta) = M \sin(\pi/n) \cos \vartheta - 2/9. \quad (11)$$

$0 \leq \vartheta \leq \vartheta_3$ – интервал четырехуровневой формы

$$u^2(\vartheta) = \frac{5}{3} M \sin(\pi/n) \cos \vartheta - \frac{2}{3}. \quad (12)$$

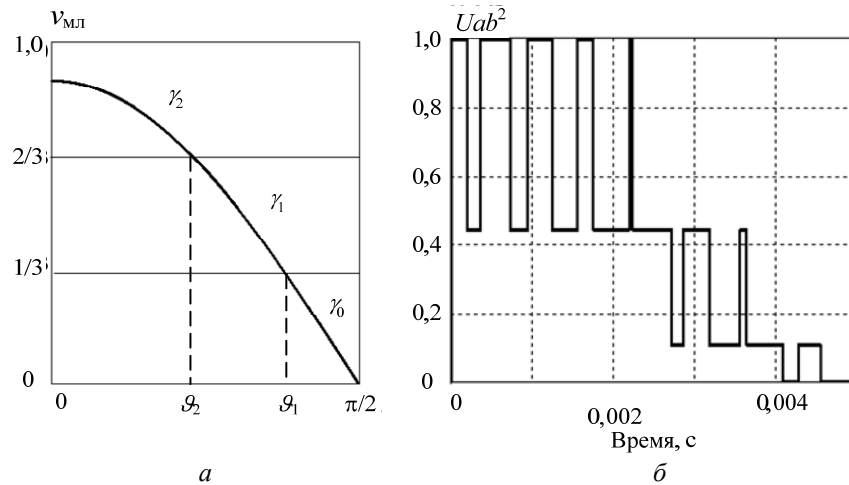


Рис. 2. Линейный модулирующий сигнал – а; б – кривая квадрата линейного напряжения

Полученное выше выражение (10) также справедливо для всего интервала $0-\pi/2$, когда глубина модуляции $0 \leq M \leq M_1$. Обозначим этот диапазон глубины модуляции также нулевым. Тогда для него, с учетом симметрии IV рода можно вывести следующее выражение:

$$U_0 = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} u_{ab}^2(\vartheta) d\vartheta} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{M}{3} \sin(\pi/n) \cos \vartheta d\vartheta} = \dots = \sqrt{\frac{2}{\pi} \frac{M}{3} \sin(\pi/n)}. \quad (13)$$

Для диапазона глубины модуляции $M_1 \leq M \leq M_2$ (по аналогии с предыдущим – диапазон 1) имеет место трехуровневая форма напряжения. Интегрируя выражения (11) и (10) соответственно на интервалах $0-\vartheta_1$ и $\vartheta_1-\pi/2$, суммируя результаты, получим следующее выражение для действующего значения линейного напряжения:

$$U_1 = \sqrt{\frac{2}{\pi} \frac{M \sin(\pi/n)}{3} (1 + 2 \sin \vartheta_1) - \frac{4}{9} \frac{\vartheta_1}{\pi}}. \quad (14)$$

Для диапазона глубины модуляции $M_2 \leq M \leq 1$ (диапазон 2) имеет место четырехуровневая форма напряжения. Интегрируя выражения (12), (11) и (10) соответственно на интервалах $0-\vartheta_2$, $\vartheta_2-\vartheta_1$ и $\vartheta_1-\pi/2$, суммируя результаты, получим следующее выражение:

$$U_2 = \sqrt{\frac{2}{\pi} \frac{M \sin(\pi/n)}{3} (1 + 2 \sin \vartheta_1 + 2 \sin \vartheta_2) - \frac{4}{9\pi} (\vartheta_1 + 2\vartheta_2)}. \quad (15)$$

Учитывая, что действующее значение 1-й гармоники линейного напряжения многофазного АИН с СШИМ равно

$$U_{(1)} = \frac{M \sin(\pi/n)}{\sqrt{2}},$$

можно вывести соответствующие выражения и для коэффициентов гармоник:

$$0 \leq M \leq M_1: \quad K_{r0} = \sqrt{\frac{4}{3\pi M \sin(\pi/n)} - 1}; \quad (16)$$

$$M_1 \leq M \leq M_2: \quad K_{r1} = \sqrt{\frac{4}{3\pi M \sin(\pi/n)} (1 + 2 \sin \vartheta_1) - \frac{8\vartheta_1}{9\pi [M \sin(\pi/n)]^2} - 1}; \quad (17)$$

$$M_2 \leq M \leq 1: \quad K_{r2} = \sqrt{\frac{4}{3\pi M \sin(\pi/n)} (1 + 2 \sin \vartheta_1 + 2 \sin \vartheta_2) - \frac{8}{9\pi [M \sin(\pi/n)]^2} (\vartheta_1 + 2\vartheta_2) - 1}. \quad (18)$$

Полученные соотношения были проверены на модели трехфазного 4У-АИН с СШИМ в программе моделирования PSIM-9.1. Экспериментальные и теоретические кривые совпали.

Выражения (13)–(18) соответствуют способу СШИМ. Как было показано на примере двух- и трехуровневых АИН [6, 7], они будут справедливы и для способов управления СШИМ с вводом гармоник нулевой последовательности. Чтобы отразить особенность этих способов, необходимо только учесть коэффициент расширения (K_n) диапазона регулирования 1-й гармоники по глубине модуляции ΔM . Эти коэффициенты и амплитуды вводимых гармоник для разного числа фаз преобразователя приведены в [8]. Таким образом, для способов управления с гармониками нулевой последовательности меняется лишь линейный диапазон, который будет равен $\Delta M = 0 - K_n$.

Полученные выше формулы для каждого конкретного сочетания n и способа управления будут иметь свой вид и/или диапазон изменения глубины модуляции. По ним можно построить соответствующие графики, которые будут иметь одинаковый характер, но отличаться количественно. В то же время все упомянутые выше сочетания, согласно ППС, можно изобразить на плоскости в виде одних и тех же кривых, зависящих только от M . Формально эти кривые строятся для базового случая – 2-фазного 4У-АИН с СШИМ. При этом формулы (13)–(18) упрощаются, т.к. $\sin(\pi/2) = 1,0$. Данный вариант включает в себя все возможные другие сочетания. Глубину модуляции, которая для 2-фазного 4У-АИН меняется от нуля до единицы, здесь нужно рассматривать как обобщенную глубину модуляции [7] – отношение амплитуды 1-й гармоники выходного напряжения n -фазного 4У-АИН с произвольным способом управления к напряжению источника питания.

Причем от базового варианта все другие сочетания фаз 4У-АИН и способов управления отличаются только величиной линейного диапазона изменения глубины модуляции ΔM , которая в общем случае определяется произведением $K_n \sin(\pi/n)$. Так, например, для трехфазного АИН $\sin(\pi/3) = \sqrt{3}/2$. А коэффициент расширения линейного диапазона для СШИМ с добавлением 3-й гармоники (СШИМ+3), а также для векторной ШИМ (и ее модификаций) $K_n = 2/\sqrt{3}$. В результате взаимного уничтожения данных коэффициентов получается, что для этих способов управления все выражения и графики вплоть до диапазона изменения глубины модуляции будут совпадать с таковыми для базового 2-фазного четырехуровневого АИН. Такая интерпретация представлена графически на рис. 3. В таблице для некоторых конфигураций 4У-АИН и способов управления представлены коэффициенты, позволяющие оценить линейный диапазон глубины модуляции.

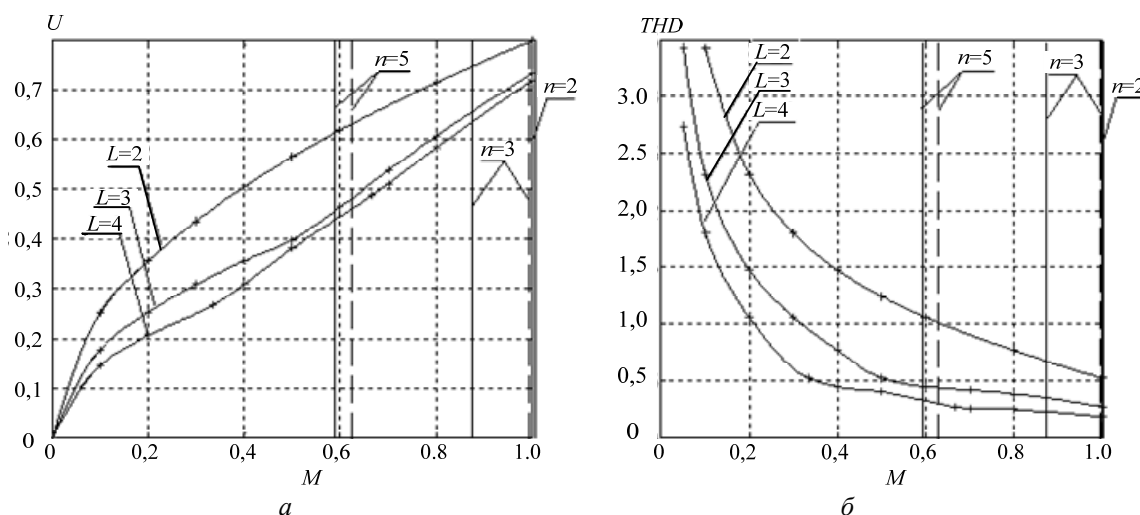


Рис. 3. Обобщенные зависимости выходных характеристик 4У-АИН с ШИМ от глубины модуляции

Параметры линейного диапазона регулирования

| Параметр | Число фаз преобразователя | | | | | | |
|---------------|---------------------------|---------|--------|---------|---------|---------|---------|
| | $n=2$ | $n=3$ | | $n=5$ | | $n=7$ | |
| $\sin(\pi/n)$ | 1 | 0,866 | | 0,588 | | 0,434 | |
| K_n [8] | | | 1,15 | | 1,0515 | | 1,026 |
| ΔM | 0–1,0 | 0–0,866 | 0–1,0 | 0–0,588 | 0–0,618 | 0–0,434 | 0–0,445 |
| | СШИМ | СШИМ | СШИМ+3 | СШИМ | СШИМ+5 | СШИМ | СШИМ+7 |

На рис. 3 приведены обобщенные кривые для действующего значения U в относительных единицах (рис. 3, а) и коэффициента гармоник THD (рис. 3, б) линейного напряжения 4У-АИН с числом уровней $L = 2, 3$ [6, 7] и $L = 4$. Линейные области существования данных зависимостей для

4У-АИН с разным числом фаз ($n = 2, 3, 5$) и разными способами управления: СШИМ и СШИМ с добавлением гармоник нулевой последовательности – ограничиваются вертикальными линиями. Сплошная линия соответствует способам СШИМ, пунктирная линия – способам СШИМ с гармониками нулевой последовательности. Большие значения обобщенной глубины модуляции будут уже соответствовать зоне перемодуляции, и кривые будут иметь другой вид.

Заключение. В результате проведенных исследований выполнено следующее:

- получены обобщенные аналитические выражения для действующего значения и коэффициента гармоник линейного напряжения многофазного четырехуровневого инвертора напряжения с фиксирующими диодами и распространенными способами ШИМ;
- все сочетания фаз 4У-АИН и рассмотренных способов управления можно представить одним набором формул, соответствующих двухфазному 4У-АИН с синусоидальной ШИМ;
- при этом отличие остальных сочетаний числа фаз и способов управления будет заключаться только в величине линейного диапазона регулирования 1-й гармоники преобразователя;
- полученные результаты были проверены в среде имитационного моделирования PSIM-9.1 и получили свое подтверждение.

Литература

1. Многоуровневые автономные инверторы для электропривода и электроэнергетики / Н. Донской, А. Иванов, В. Матисон, И. Ушаков // Силовая электроника. – 2008. – № 1. – С. 43–46.
2. Recent advances and industrial applications of multilevel converters / S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar and others // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2010. – Vol. 57, №8. – P. 2553–2580.
3. McGrath B.P. An analytical technique for the determination of spectral components of multilevel carrier-based PWM methods / B.P. McGrath, D.G. Holmes // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2002. – Vol. 49, №4. – P. 847–857.
4. Дыбко М.А. Анализ энергетических показателей четырехуровневого инвертора напряжения / М.А. Дыбко, С.В. Брованов // Технічна електродинаміка. Тематический выпуск. (Київ). – 2009. – Ч. 3. – С. 27–32.
5. McGrath B.P. Multilevel PWM strategies for multilevel inverters / B.P. McGrath, D.G. Holmes // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2002. – Vol. 49, №4. – P. 858–867.
6. Баховцев И.А. Сравнительный анализ способов управления двухуровневым АИН с ШИМ // Актуал. проблемы электрон. приборостроения (АПЭП-2008): тр. IX Междунар. научн.-техн. конф.: в 7 т. – Т. 7: Силовая электроника и механотроника. Устройства автоматики и системы управления. – Новосибирск: НГТУ, 2008. – С. 30–34.
7. Баховцев И.А. Анализ выходных характеристик трехуровневого инвертора напряжения с ШИМ // Радиопромышленность. – 2012. – Вып. 1. – С. 124–133.
8. Generalised sinusoidal PWM with harmonic injection for multi-phase VSIs / A. Iqbal, E. Levi, M. Jones, S.N. Vukosavic // Proc. IEEE Power Elec. Spec. Conf. PESC, Jeju, Korea. – 2006. – P. 2871–2877.

Баховцев Игорь Анатольевич

Канд. техн. наук, доцент каф. электроники и электротехники
Новосибирского государственного технического университета
Тел.: 8 (383) 346-08-66
Эл. почта: igor_55@ngs.ru

Bakhovtsev I.A.

Output voltage analysis of multi-phase four-level PWM voltage source inverters

In the research paper we derived the analytical relations describing effective value and total harmonic distortion of line-to-line voltage of multi-phase four-level PWM VSI. The relations allow analyze these converters with general viewpoint and without reference to phase number and PWM methods. The diagrams of reception procedure and graphs of received characteristics are presented.

Keywords: multi-phase four-level voltage source inverter, PWM methods, modulation index, root-mean-square, total harmonic distortion.

СООБЩЕНИЯ

УДК 658.27.004.5:681.3:338.001.36

Ю.М. Федорчук, О.Н. Русина, М.А. Саденова, С.В. Литовкин

Система управления сульфаткальциевыми отходами для получения каркасно-монолитных модулей

Описывается постановка задачи разработки системы управления сульфаткальциевыми отходами. Предлагается архитектура аппаратурно-программной системы управления для получения каркасно-монолитных модулей. Формируется последовательность действий формирования технологии получения каркасно-монолитных модулей из сульфаткальциевых отходов с использованием предлагаемой системы управления.

Ключевые слова: система, прибор, оборудование, неразрушающий контроль, оборудование, архитектура.

К настоящему времени весьма распространенными твердыми отходами химической промышленности являются отходы, именуемые в научно-технической литературе техногенным ангидритом (безводный сульфат кальция – фторангидрит, фосфоангидрит) и техногенным гипсом (фторгипс, фосфогипс, борогипс, титаногипс, цитогипс). До настоящего времени перечисленные виды техногенных новообразований не находят широкого применения в промышленности, хотя лабораторные, полу- и опытно-промышленные результаты многих отечественных и зарубежных исследователей подтверждают возможность серийного их использования с получением материалов и изделий высокого и стабильного качества [1–2].

Целью данной работы являлась разработка системы управления сульфаткальциевыми отходами для получения строительной продукции, в частности, каркасно-монолитных модулей с применением экологически чистой технологии, практически без отходов.

Одним из предприятий химической промышленности, воспроизводящим сульфаткальциевый отход – фторангидрит в количестве 13500 т в год, является ОАО «СХК», расположенный в Томском регионе. Наиболее перспективным направлением использования фторангидрита является альтернативная строительная продукция [3].

В этом случае возникает несколько задач при управлении данного вида промышленными отходами [4–7]. Любое промышленное производство ориентируется на несколько источников однотипного сырья (минимум на два) и несколько потребителей продукции. Чем больше потребителей, тем устойчивее данное производство. У строительной продукции существуют также климатический спрос и предложение – в теплый период года ведут изготовление и строительство несущего каркаса и изделий, в зимний период – отделочные работы. В связи с этим при создании производства строительной продукции на основе сульфаткальциевого отхода необходимо обеспечить получение фторангидрита со стабильными, унифицированными свойствами, а производство ориентировать на несколько технологий получения конструкционных изделий и отделочных материалов. Технология получения унифицированного фторангидрита была рассмотрена ранее [8], в данной работе рассматривается система управления сульфаткальциевыми отходами, которая включает в себя ресурсосберегающую строительную технологию получения ангидритовых конструкционных изделий типа каркасно-монолитных модулей помещений [9, 10].

Технологическая схема получения ангидритовых каркасно-монолитных модулей показана на рис. 1.

Описание работы технологической схемы получения ангидритовых каркасно-монолитных модулей. Ангидритовое вяжущее из производства унификации техногенного ангидрита по пневмопроводу через циклон 1 подают в расходный бункер ангидритового вяжущего (АВ) 2. Из бункера 2 АВ с помощью шнека-дозатора 3 направляют в сип 4. Отсеянную фракцию (менее 20 мм) золошлака автосамосвалом выгружают в расходный бункер 5 и с помощью шнека-дозатора 6 подают также в сип 4. Из сипа 4 сыпучие материалы перегружают в растворобетоносмеситель (РБС) 7. Сюда же, в РБС 7, подают дозированное количество воды из емкости 10 через дозатор 9. Для обеспечения безотходности данной технологии запыленный воздух после циклона 1 направляют в водяной абсорбер 8 (абсорбент – вода). После окончания загрузки бункера 2 циркуляцию воды

через абсорбер 8 прекращают и пульпу (взвесь ангидрита в воде) направляют через дозатор 9 в РБС 7. После перемешивания массы ангидритошлаковый бетон подают в межопалубочное пространство предварительно смонтированной съемной многократно используемой опалубки вокруг металлического каркаса на площадке изготовления модуля 11. Каркас модуля изготавливают на площадке изготовления металлического каркаса модуля 13 из металлопроката, заранее привезенного на склад 12.

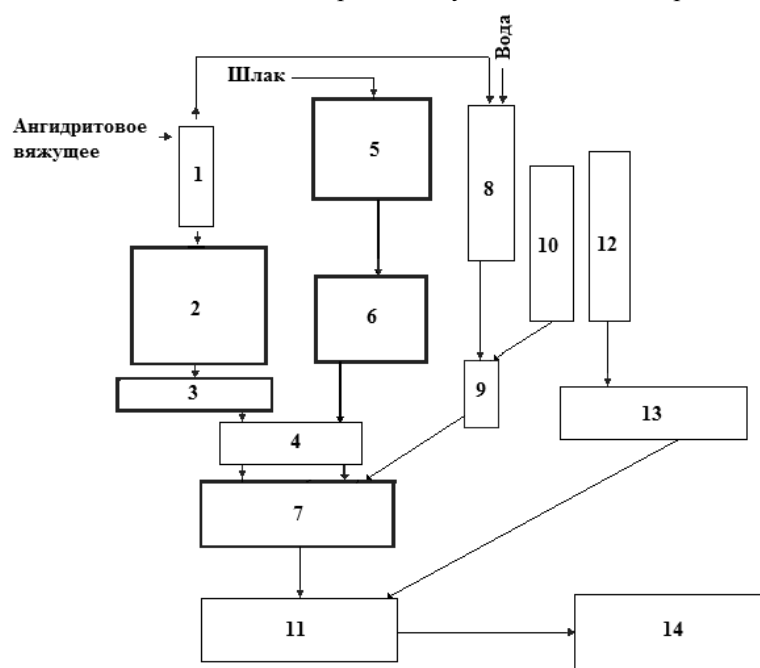


Рис. 1. Технологическая схема получения ангидридовых каркасно-монолитных модулей: 1 – циклон; 2 – расходный бункер ангидритового вяжущего; 3 – шнек-дозатор ангидритового вяжущего; 4 – скип; 5 – расходный бункер золошлака; 6 – шнек-дозатор золошлака; 7 – растворобетоносмеситель; 8 – абсорбер; 9 – дозатор воды; 10 – расходная емкость с водой; 11 – площадка изготовления каркасно-монолитных модулей; 12 – склад хранения металлопроката и съемной опалубки; 13 – площадка изготовления металлического каркаса модуля; 14 – склад полуфабрикатной продукции – каркасно-монолитных модулей помещений

Согласно территориальным строительным нормам ТСН 31-332–2006, Санкт-Петербург, для помещений высотой до 3-х этажей предел прочности сжатию стенового материала должен быть не менее 3,5 МПа, отклонение линейных размеров по горизонтали и по вертикали не должны превышать 1/1000 длины (высоты).

Контроль качества стенового материала необходимо осуществлять, с одной стороны, контролируя количество водорастворимого сульфата кальция в техногенном ангидриде, который обеспечивает вяжущие свойства ангидритового вяжущего, с другой стороны, необходимо контролировать количество каждого из компонентов растворной смеси разовой загрузки растворобетоносмесителя. В лаборатории производства готовится номограмма марочности ангидритового вяжущего в зависимости от количества водорастворимого сульфата кальция, и диаграммы соотношения каждого из компонентов растворной смеси (золошлак и вода) относительно ангидритового вяжущего различной марочности. В соответствии с заданным соотношением компонентов осуществляется контроль подачи количества сыпучих компонентов – ангидритового вяжущего и золошлака, – временем работы каждого из шнеков при постоянной их производительности, а воду подают через объемомер, оборудованный поплавком уровня и запорным клапаном.

Контроль геометрических размеров каждого из изготавливаемых каркасов модулей осуществляют с помощью лазерного уровнемера BOSCH PLL 360 SET со штативом: дальность – 20 м, погрешность измерения – 0,4 мм/м, погрешность – 0,4, проецирование лучей – линейное, количество лучей – 2, выравнивание – автоматическое. Площадка, на которой изготавливают каркас модуля, предварительно изготовлена из бетона, уложенного по уровню. Площадка изготовления модуля оборудована так называемыми «маячками», относительно которых сначала монтируется каркас, а затем – опалубка модуля. Предварительно расположенные на площадке «маячки» позволяют обеспечить заданные по проекту размеры модуля. Маячки представляют собой вертикально расположенные металлические стойки, оборудованные регулируемыми упорами.

Таким образом, потребность формирования технологии управления может быть определена за счет рассмотрения последовательности действий на основе требуемой последовательности операций изготовления модулей. Последовательность операций изготовления модулей заключалась в следующих процессах: изготовление металлического каркаса модуля; возведение вокруг каркаса внутренней и внешней съемной опалубки с одновременным размещением внутри опалубки армирую-

шей полипропиленовой сетки; приготовление ангидритшлакового бетона и заполнение им межопалубочного пространства; снятие опалубки через 36 ч выдержки и транспортирование модуля на склад полуфабрикатной продукции (панели пола и потолка заформованы отдельно и также через 36 ч транспортируют на склад готовой продукции); после изготовления и необходимого времени выдержки обоих модулей, панелей пола и потолка на протяжении 7 сут все изделия грузят на автотранспорт и перевозят к месту строительства; с помощью автокрана все изделия разгружают с автомобиля и монтируют на предварительно изготовленный фундамент строящегося здания.

Во время заполнения ангидритшлакобетоном межопалубочного пространства виброуплотнение массы осуществляли через каждые 0,5 м высоты заполнения стен через фанерную опалубку с помощью клепального молотка, сила удара которого составляла 18 кДж. При этом образцы-кубики, полученные из монтажного ангидритшлакобетона, при испытаниях в лаборатории показали значение предела прочности на сжатие 3,8 МПа, отклонение размера помещения по длине (6 м) составило 3 мм, по ширине (3,5 м) – 1 мм, по высоте (2,5 м) – 1 мм, что соответствует требованиям ТСН 31-332–2006.

Следует отметить, процесс изготовления отдельных модулей размером (3,15×3,5×2,5) м был выполнен на производственной площадке завода ангидритовой продукции, что позволяет исключить площади на стройплощадке под склад поставляемой продукции, тем самым происходит снижение себестоимости строительной продукции.

Заключение. Таким образом, благодаря новому научно-технически рациональному управлению сульфаткальциевыми отходами было получено капитальное помещение с габаритными размерами (6,3×3,5×2,5) м (без учета кровли), по себестоимости изготовления коробки здания в 2 раза ниже относительно себестоимости из дерева или железобетона, а по времени изготовления – ориентировочно в 3 раза производительнее, при этом в технологии изготовления и монтажа ангидритшлаковых каркасно-монолитных модулей помещений практически отсутствовали отходы производства. Такое помещение впервые было изготовлено в 2013 г.

Новая система управления, предложенная в данной статье позволяет говорить, что введение в систему управления дополнительных связей, отраженных на рис. 1, позволяет повысить эффективность создания изделий при соблюдении требуемого качества.

Литература

1. Воробьев Х.С. Гипсовые вяжущие изделия (зарубежный опыт). – М.: Стройиздат, 1983. – 312 с.
2. Ильинский Б.П. Исследование путей утилизации гипсового отхода производства плавиковой кислоты: Отчет о НИР. – Пермь, 1981. – 34 с.
3. Федорчук Ю.М. Техногенный ангидрит, его свойства, применение. – Томск: Изд-во ТГУ, 2003. – 110 с.
4. Мещеряков Р.В. Система цифровой обработки радиометрических сигналов для неразрушающего контроля сложнопрофильных крупногабаритных изделий / Р.В. Мещеряков, А.А. Охотников // Доклады ТУСУРа. – 2009. – № 2(20). – С. 153–156.
5. Мещеряков Р.В. Использование информационных критериев для оценки иерархических диалоговых систем // Научно-технические ведомости СПбГПУ. – 2009. – № 4(82). – С. 113–122.
6. Шароховская И.М. Система управления отходами в России. Анализ, проблемы, решение / И.М. Шароховская, Ф.И. Таран, Ю.Н. Ясаков // Рециклинг отходов. – 2008. – № 1(13). – С. 18–21.
7. Организация системы обращения с отходами [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://waste-nn.ru/organizatsiya-sistemy-obrascheniya-s-othodami/>, свободный (дата обращения: 01.09.2014).
8. Федорчук Ю.М. Результаты пусконаладочных и технологических испытаний производства унификации ангидрита, получаемого из твердых отходов фтороводородного производства Сибирского химического комбината // Химическая промышленность. – 2004. – № 3. – С. 113–115.
9. Свидетельство на полезную модель № 35540. Малогабаритное здание из бетонной смеси / Ю.М. Федорчук, К.Е. Горюхин, А.В. Мананков и др. – Заяв. № 2003128259/20, 25.09.2003. – Опубл.: 20.01.2004.
10. Свидетельство на полезную модель № 37120. Малогабаритное монолитное здание из бетонной смеси / Ю.М. Федорчук, Т.Н. Гузеева, Т.Г. Даниленко, В.В. Табакаев. – Заяв. № 2003132973/20, 12.11.2003. – Опубл.: 10.04.2004.

Федорчук Юрий Митрофанович

Д-р техн. наук, профессор каф. экологии и безопасности жизнедеятельности
Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИТПУ)
Тел.: 8 (382-2) 56-36-98
Эл. почта: ufed@mail.ru

Русина Ольга Николаевна

Аспирант каф. экологии и безопасности жизнедеятельности НИТПУ
Тел.: 8 (382-2) 56-36-98
Эл. почта: olgarusina@tpu.ru

Саденова Маржан Анаурбековна

Директор Департамента по научной работе и международным связям
Восточно-Казахстанского государственного университета им. Сарсена Аманжолова, Усть-Каменогорск
Тел.: (8-72-32) 26-74-09
Эл. почта: sadenova@mail.ru

Литовкин Сергей Валерьевич

Аспирант каф. экологии и безопасности жизнедеятельности НИТПУ
Тел.: 8 (382-2) 56-36-98
Эл. почта: protoniy@yandex.ru

Fedorchuk Yu.M., Rusina O.N., Sadenova M.A., Litovkin S.V.

The control system of calcium sulfate waste for frame-monolithic modules

The present paper describes the development of control system of calcium sulfate waste. We proposed architecture of hardware and software control system for frame-monolithic modules. We give the activity sequence of technology formation to obtain frame-monolithic modules from calcium sulfate waste using the proposed control system.

Keywords: system, apparatus, equipment, non-destructive testing, equipment, architecture.

**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. 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 ; β_1 ; H_2O , Adobe Acrobat, Cisco и т.д.); векторные величины – жирным, прямо (не курсив) – **A**, **M**, **β** .
 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 °С). 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) 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.