

Министерство образования и науки Российской Федерации

**ДОКЛАДЫ
ТОМСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**
Том 20, № 2, 2017

Периодический научный журнал

Выходит 4 раза в год

Основан в 1997 г.

ISSN 1818-0442

DOI: 10.21293/1818-0442

Гл. редактор:

А.А. Шелупанов, д.т.н., проф.

Зам. гл. редактора:

Р.В. Мещеряков, д.т.н., проф.

Редакционная коллегия:

М.П. Батура, д.т.н., проф. (Минск)

Б.А. Беляев, д.т.н., проф.

(Красноярск)

Ян Браун (Brown Ian), PhD (США)

С.А. Гаврилов, д.т.н., проф. (Москва)

Ю.П. Ехлаков, д.т.н., проф.

В.М. Исаев, д.т.н. (Мытищи)

А.В. Кобзев, д.т.н., проф.

А.М. Кориков, д.т.н., проф.

Ю.Н. Кульчин, академик РАН

(Владивосток)

В.Ш. Меликян, чл.-корр. НАН

Республики Армения (Ереван)

Е.М. Окс, д.т.н., проф.

И.Н. Пустынский, д.т.н., проф.

В.К. Сарьян, академик НАН

Республики Армения (Москва)

А.Р. Сафин, к.т.н., доц. (Москва)

П.Е. Троян, д.т.н., проф.

В.В. Шайдунов, чл.-корр. РАН

(Красноярск)

С.М. Шандаров, д.ф.-м.н., проф.

Г.С. Шарьгин, д.т.н., проф.

Ю.А. Шурыгин, д.т.н., проф.

Ответственный секретарь:

В.Н. Масленников, к.т.н., доцент

Адрес редакции:

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

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

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

Издательство

**Томского государственного
университета систем управления
и радиоэлектроники**

634050, Томск, пр. Ленина, 40,
тел. (382-2) 51-21-21

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

Подписано в печать 25.06.2017.

Формат 60×84 1/8.

Усл. печ. л. 11.

Тираж 500. Заказ 11.

Содержание

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

Новиков А.В., Хлусов В.А.

Способ формирования диаграммы направленности антенной решетки на прием с низким уровнем боковых лепестков 5

Аникин А.С.

Изменчивость импульсных реакций сухопутных трасс распространения сантиметровых радиоволн в десятисекундных интервалах 10

Сычев А.Н., Стручков С.М., Рудый Н.Ю.

Синтез идеального фазового отношения для ответвителей на связанных линиях по заданному типу направленности 15

Абулкасымов М.М., Джакыпов К.А., Черныш Т.Г., Шостак А.С.

Исследование влияния неоднородной плоскостойкой структуры на импеданс широкополосной антенны 19

Митрохин В.Е., Бондаренко К.А., Ряполов А.В.

Оценка проникновения электромагнитных полей различной поляризации в экранирующую оболочку с отверстием 23

Масалов Е.В., Кривин Н.Н., Кокоулин К.В.

Анализ влияния гидрометеоров на величины дифференциальной радиолокационной отражаемости и линейного деполаризационного отношения радиолокационных сигналов 28

Масалов Е.В., Рудометова А.С., Кривин Н.Н.

Особенности использования кругового деполаризационного отношения при дистанционном зондировании метеообразований 33

Шипунова К.В., Каменский А.В., Курачий М.И.

Измерение и коррекция координатных искажений в телевизионных изображениях программными средствами 36

Зенин А.А., Климов А.С., Николаенко А.Н.

Повышение эффективности извлечения электронов из полого катода форвакуумного плазменного электронного источника 40

Засухин Д.И., Минин О.Н., Викторова Е.А.

Формирование омического контакта к *n*-слою нитрида галлия с использованием предварительной ионной обработки 43

Ромашко Р.В., Безрук М.Н., Ермолаев С.А.

Адаптивный гидрофон с использованием различных модификаций волоконно-оптических сенсоров 46

Озеркин Д.В., Русановский С.А.

Методология моделирования температурной стабильности резисторных блоков Б19К в SPICE-подобных симуляторах 49

Гончаров А.Д., Туев В.И.

Универсальный метод расчета коэффициента использования светового потока осветительных приборов 55

УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

Ехлаков Ю.П., Жуковский О.И., Сенченко П.В., Гриценко Ю.Б., Милихин М.М. Базовые принципы разработки веб-ориентированных информационных систем управления инфраструктурой социально-экономических и технических процессов.....	63
Грибанова Е.Б., Катасонова А.В. Модель оценки групп социальной сети для реализации маркетинговых мероприятий.....	68
Боровской И.Г., Костелей Я.В. Прогнозная модель финансовых рядов на основе кусочно-линейной аппроксимации.....	73
Боровской И.Г., Жучков А.О. Исследование прогнозной способности показателя Херста применительно к Российскому фондовому рынку.....	76
Кориков А.М., Нгуен А.Т. Нечеткая нейросетевая классификация интенсивности марковского случайного потока событий	79
Ходашинский И.А., Бардамова М.Б., Ковалев В.С. Построение нечеткого классификатора алгоритмом гравитационного поиска.....	84
Горитов А.Н., Яковченко С.И. Выделение на изображении низкого разрешения параметрически задаваемых объектов.....	88
Дмитриев В.М., Ганджа Т.В., Зайченко Т.Н. Определение значений параметров регулятора с помощью многоуровневой компьютерной модели	91
Ахунов Р.Р. Анализ полосковых структур радиоэлектронных устройств с уменьшенными вычислительными затратами	96

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Осипов А.В., Школьный В.Н., Шиняков Ю.А., Ярославцев Е.В., Шемолин И.С. Последовательный резонансный преобразователь для систем электропитания от аккумуляторов	103
Гарганеев А.Г., Харитонов С.А., Балагуров М.В., Мансуров А.Р. Аналитическая модель АС-АС преобразователя, входящего в состав авиационной системы генерирования	111
Запольский С.А., Школьный В.Н., Шиняков Ю.А. Анализ способов обеспечения мягкого переключения транзисторов повышающего преобразователя в системах электропитания космических аппаратов	116
Хандорин М.М., Букреев В.Г. Методика оценки остаточной емкости литий-ионной аккумуляторной батареи при изменении температуры аккумулятора.....	120
Дудкин А.Н., Леонов А.П., Супуева А.С. Оценка влияния уровня дефектности эмалированных проводов на надежность межвитковой изоляции.....	123

СООБЩЕНИЯ

Рау А.Г., Осипов И.В., Тюньков А.В., Юшков Ю.Г., Золотухин Д.Б., Зенин А.А. Электронно-лучевая пушка с термокатодом для сварочной установки.....	129
Бурачевский Ю.А., Бакеев И.Ю., Миллер А.В., Новгородов Р.Г. Система управления и отображения информации электронно-лучевой установки	132
Требования	135

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

УДК 621.3.095.22

А.В. Новиков, В.А. Хлусов

Способ формирования диаграммы направленности антенной решетки на прием с низким уровнем боковых лепестков

Предложен способ формирования диаграммы направленности (ДН) линейной решетки на прием с низким уровнем боковых лепестков (УБЛ) без расширения основного. Способ основан на современном методе спектрального оценивания Spatially Variant Apodization (SVA). Математическое моделирование показывает работоспособность способа при наличии случайных ошибок в амплитудно-фазовом распределении (АФР) поля.

Ключевые слова: линейная решетка, приемная антенна, адаптивный фильтр, пространственный фильтр.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-5-9

В настоящее время в современных речных и морских радиолокаторах широко используются антенны в виде линейных решеток. Это, например, радары «Raymarine» и «Река» АО НПФ «Микран». В последнем реализована активная линейная антенная решетка из N элементов с N малошумящими усилителями, N смесителями и одним аналоговым сумматором [1].

Угломестная ширина диаграммы направленности (ДН) таких решеток составляет 25...30 градусов для обеспечения достаточного обзора пространства. Однако ширина по азимуту задается на уровне одного-двух градусов для достаточного разрешения наблюдаемых объектов по углу; эта ширина зависит от отношения длины волны поля к длине решетки (k ее апертуре).

Линейная решетка состоит из N антенных элементов, разнесенных обычно на половину длины волны поля. Выходной сигнал антенны в режиме приема равен взвешенной сумме сигналов всех антенных элементов. Весовая функция обычно задается так, что ее значения спадают к краям апертуры антенны, что позволяет снизить уровень боковых лепестков (УБЛ) по сравнению со случаем «прямоугольной» весовой функции (–13 дБ). Отметим, что способ весового суммирования работает как на прием, так и на передачу.

Весовое суммирование сигналов с целью снижения УБЛ называется аподизацией, причем линейной.

Существует множество весовых окон [2]: Блэкмана, Кайзера, Хеннинга, Хемминга и т.д. Они отличаются, например, УБЛ, шириной основного лепестка и скоростью спадания боковых лепестков. В целом, чем ниже УБЛ, тем шире основной лепесток. Таким образом, весовое суммирование ограничено тем, что чем ниже требуется УБЛ, тем длиннее должна быть антенна для получения заданного разрешения по углу.

В данной статье предлагается способ снижения УБЛ ДН решетки на прием, сохраняющий ширину основного лепестка. Способ основан на нелинейной многооконной аподизации, которая известна в зарубежной периодике как Spatially Variant Apodization (SVA) [3–8]. SVA широко используется при синтезе

апертуры [4, 9]. Предложенный способ позволяет снять ограничение весового суммирования в плане расширения основного лепестка.

Весовое суммирование с последующим вычислением квадрата модуля равносильно оценке мощности нулевой пространственной частоты. Так оценивается уровень сигнала, приходящего с нормального к апертуре решетки азимутального направления. Предложенный способ требует дополнительной оценки уровней сигналов, которые приходят с направлений, соответствующих первой и минус первой пространственным частотам; при этом весовая функция равна константе.

SVA – это один из способов спектрального оценивания сигналов, позволяющий оценивать амплитуды всех частот в спектре, давая низкий УБЛ и не расширяя основной лепесток. Предложенный способ требует вычисления амплитуд всего лишь трех пространственных частот для текущего азимутального положения антенны. По трем комплексным амплитудам с помощью параметрического фильтра формируется амплитуда, соответствующая оценке уровня нулевой пространственной частоты. Физическое вращение антенны даст оценку всего пространственного спектра, который пропорционален ее ДН.

Подготовительные формулы (SVA)

ДН и АФР антенны для малых углов связаны между собой преобразованием Фурье [10]. Для линейных решеток используется одномерное дискретное преобразование Фурье (ДПФ)

$$S_k = \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{-j \left\{ \frac{2\pi kn}{N} \right\}}, \quad (1)$$

где s_n – сигнал с выхода n -го антенного элемента; k – индекс пространственной гармоники, $-N/2 < k \leq N/2$.

Индекс k соответствует углу прихода плоской волны [10]

$$\alpha = \arcsin(k\lambda/L),$$

где λ – длина волны падающего поля; L – размер апертуры антенны (длина).

Если рассмотреть нормальное падение плоской волны на антенную решетку (рис. 1), только нулевая

гармоника будет иметь ненулевую мощность, т.е. $|S_0|^2 \neq 0$.

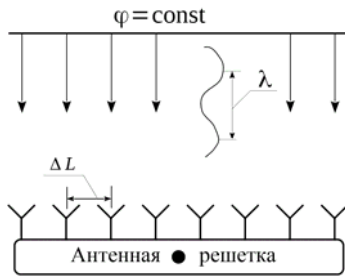


Рис. 1. Нормальное падение плоской волны на антенную решетку

Если рассмотреть падение плоской волны на решетку под любым углом из счетного множества (рис. 2)

$$\theta = \arcsin(q\lambda/L), \quad q \in \mathbb{Z},$$

то только гармоника с индексом q будет иметь ненулевую мощность, т.е. $|S_q|^2 \neq 0$.

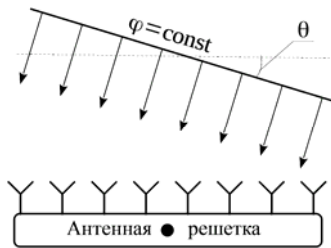


Рис. 2. Падение плоской волны на антенную решетку под углом θ

Сказанное справедливо при выполнении условия полуволнового размещения антенных элементов.

В общем случае пространственные гармоники будут иметь ненулевую мощность, так как угол падения плоской волны не обязан принадлежать счетному множеству. При этом возникает эффект растекания спектра (spectral leakage) и появляются ложные сигналы («боковые лепестки»), хотя изначально на решетку падала одна плоская волна, приходящая с одного направления. Дополнительно сама решетка имеет произвольное азимутальное положение.

Весовое суммирование вместо (1) предполагает взвешенное ДПФ

$$V_k = \sum_{n=0}^{N-1} w_n s_n e^{-j \left\{ \frac{2\pi kn}{N} \right\}}, \quad -N/2 < k \leq N/2, \quad (2)$$

где w_n – отсчеты оконной (взвешивающей) функции. Данный способ приводит к расширению основного лепестка в спектре, в целом тем большему, чем ниже УБЛ.

Известно, что (2) может быть записано в спектральной области через свертку

$$V_k = \sum_{i \in \mathbb{Z}} W_i S_{k-i}, \quad (3)$$

где W_i – ДПФ оконной функции w_n подобно (1).

Вычисление (3) потребует минимум ресурсов, если подобрать такую оконную функцию, ДПФ от которой содержит минимальное число частот. Как показано в [3], в качестве «легкой» функции подходит ряд по косинусам кратных частот

$$w_n = \sum_{k=0}^K (-1)^k a_k \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right), \quad 0 \leq n < N. \quad (4)$$

Тогда можно записать явное выражение для W_i

$$W_i = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^K (-1)^k a_k (\delta_{i-k} + \delta_{i+k}), \quad (5)$$

где δ_i – символ Кронекера.

Ограничимся в (5) окном первого порядка, т.е. $K=1$. Это позволит минимизировать вычислительные затраты, не теряя в практически реализуемом УБЛ, который ограничен точностью настройки антенных элементов. Подставляя (5) в (3), получим

$$V_k = a_0 S_k - 0,5a_1 (S_{k-1} + S_{k+1}).$$

Как показано в [3], коэффициенты a_0 и a_1 могут быть выбраны и удобно обозначены следующим образом: $a_0=1$, $a_1=a$, $0 \leq a \leq 1$. Таким образом, если $a=0$, взвешивающая функция переходит в прямоугольное окно; при $a=1$ – в окно Хеннинга. В этом и кроется суть параметричности SVA. Подчеркнем еще раз, что спектральные амплитуды S_k вычислены без взвешивания согласно (1).

Итак, для текущего индекса гармоники k параметр a выбирается так, чтобы обеспечить минимум квадрата модуля спектральной амплитуды, но при ограничении $0 \leq a \leq 1$. Эта оптимизация была проделана в [3] для $K=1,2,3$. Ограничение на a позволяет сохранять основной лепесток; критерий минимума может дать такое a , которое выйдет за рамки ограничения и окно при этом потеряет свою функцию ослабления сигнала на краях.

В данной работе $K=1$, поэтому искомый параметр a может быть вычислен как

$$a = \operatorname{Re} \left\{ \frac{S_k}{0,5(S_{k-1} + S_{k+1})} \right\}. \quad (6)$$

В соответствии со способом SVA оценка спектра делается по алгоритму

$$V_k = \begin{cases} S_k - 0,5a(S_{k-1} + S_{k+1}), & \text{если } 0 < a < 1; \\ S_k, & \text{если } a \leq 0; \\ S_k - 0,5(S_{k-1} + S_{k+1}), & \text{если } a \geq 1. \end{cases} \quad (7)$$

Делить числитель на знаменатель в (6) не требуется: достаточно сравнить числитель и знаменатель между собой и вынести одно из трех решений (7). В реальности в комплексных амплитудах будет присутствовать шум, поэтому деление на ноль исключено (в знаменателе после преобразования к вещественным квадратурам будет квадрат модуля).

Аппаратная функция анализатора спектра (7) имеет такую же ширину основного лепестка, как и

для анализатора (1) с прямоугольной взвешивающей функцией, зато УБЛ значительно ниже (по крайней мере -31,5 дБ против -13 дБ). Более того, скорость спада боковых лепестков аппаратной функции также будет выше (18 дБ/октаву против 6 дБ/октаву).

Предлагаемый способ формирования ДН

Предположим, что на линейную антенную решетку нормально падает плоская волна (см. рис. 1). Тогда суммирование (1) для $k=0$ даст максимальный уровень выходного сигнала. Известно, что если антенна при этом вращается в азимутальной плоскости, то такое суммирование даст форму ДН решетки по азимуту. Величина $|S_0|^2$, зависящая от азимутального угла β , по форме будет совпадать с функцией $(\sin x/x)^2$, где $x=C\sin\beta \sim C\beta$ для малых углов, C – константа.

Способ SVA (7) предполагает вычисление амплитуд всех пространственных гармоник. Мы предположили, что хорошие свойства SVA сохраняются, если вычислять лишь $|V_0|^2$ для произвольного азимутального положения решетки. Математическое моделирование подтвердило наше предположение.

Результаты моделирования

Рассмотрим случай падения двух плоских волн на вращающуюся линейную антенную решетку (рис. 3). Согласно рисунку можно записать комплексную амплитуду узкополосного сигнала на выходе n -го антенного элемента

$$s_n = A_1 e^{j\pi n \sin\beta} + A_2 e^{j\pi n \sin(\theta+\beta)} \tag{8}$$

где β – азимут антенны против часовой стрелки; θ – угол между фронтами двух плоских волн по часовой стрелке.

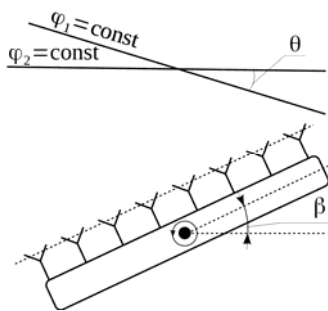


Рис. 3. Падение двух плоских волн на вращающуюся антенную решетку

На рис. 3 углы β и θ положительны. Пусть амплитуды плоских волн равны единице, т.е. $A_1 = A_2 = 1$.

Для некоторых углов β и θ (в момент «фото съемки») принятый суммарный сигнал (8) преобразуется в спектральную область

$$S_0 = \sum_{n=0}^{N-1} s_n, S_{-1} = \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{j\left\{\frac{2\pi n}{N}\right\}}, S_1 = \sum_{n=0}^{N-1} s_n e^{-j\left\{\frac{2\pi n}{N}\right\}}, \tag{9}$$

после чего по (6) и (7) вычисляются параметр a и амплитуда выходного сигнала антенны V_0 соответственно.

Введем в каждый антенный элемент амплитудно-фазовые ошибки с помощью коэффициента передачи

$$K_n = w_n 10^{0,05\Delta A_n} e^{j\Delta\varphi_n},$$

где w_n – коэффициент передачи идеального n -го элемента, пусть $w_n = 1$; ΔA_n – амплитудная ошибка n -го элемента, дБ; $\Delta\varphi_n$ – фазовая ошибка, радиан.

Предположим, что амплитудная ошибка распределена нормально с заданным средним квадратичным отклонением, а фазовая ошибка – равномерно на интервале $(-\varphi_{\max} \dots \varphi_{\max})$. Примем также, что ошибки в антенных элементах независимы.

Современные цифровые фазовращатели, например продукции Analog Devices, НМС642А, дают 0,5 дБ амплитудной ошибки и интервал фазовой $(-10^\circ \dots 10^\circ)$.

Пусть две падающие плоские волны разделены по углу на координату первого бокового лепестка, тогда пространственная частота p будет равна

$$p = \frac{\sin\theta}{\lambda} = \frac{1,5}{L} \Rightarrow \sin\theta = \frac{1,5\lambda}{(\lambda/2)N} = \frac{3}{N}. \tag{10}$$

Рассмотрим пример 128-элементной антенной решетки, т.е. $N=128$.

Рассчитанные ДН покажем в области малых углов, так как Фурье-связь между ДН и АФР справедлива лишь для малых углов [10].

На рис. 4 показаны десять реализаций ДН антенной решетки на прием, полученных предложенным способом и способом простого суммирования (1).

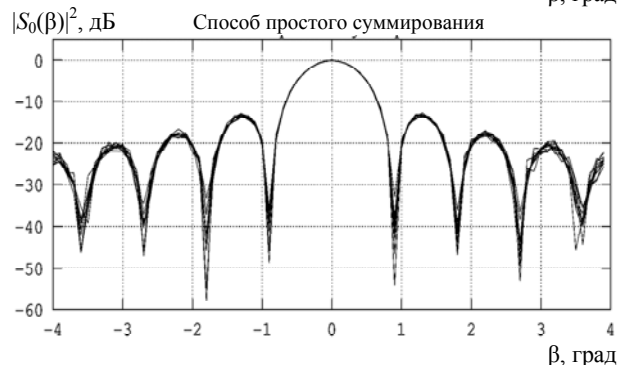
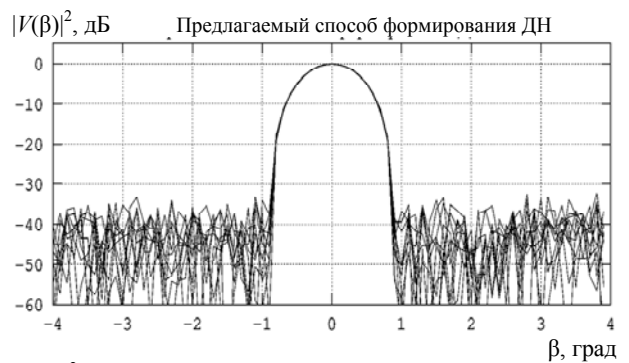


Рис. 4. Десять реализаций ДН 128-элементной антенной решетки на прием

Из рис. 4 следует, что простое суммирование дает УБЛ – 13 дБ, малочувствительный к ошибкам АФР. Ширина основного лепестка совпадает с расчетной

$$\Theta = 2\arcsin(2/N) = 2\arcsin(2/128) \approx 1,8^\circ.$$

Предлагаемый способ сохраняет ширину основного лепестка и его амплитуду и дает УБЛ не хуже –30 дБ. Разброс УБЛ в этом случае заметно больше, чем разброс для простого суммирования.

Рисунок 5 аналогичен рис. 4; отличие лишь в наличии второго сигнала, принимаемого по первому боковому лепестку (10).

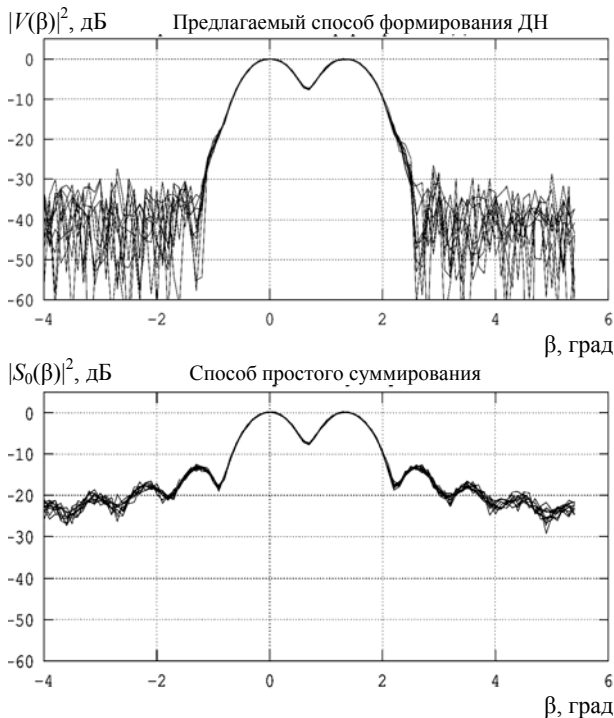


Рис. 5. Десять реализаций двулучевых ДН 128-элементной антенной решетки на прием

Из рис. 5 следует, что предлагаемый способ, по сравнению с простым суммированием, так же разрешает два сигнала (провал –7,5 дБ), один из которых принимается по основному, а другой – по первому боковому лепестку. При этом средний УБЛ возрастает на 3...4 дБ по сравнению со случаем одного сигнала.

Если использовать взвешенное суммирование с окном Хеннинга (по (4) при $K=1$ и $a_0=1$), то два рассматриваемых сигнала не разрешаются (провал –0,5 дБ), но обеспечивается УБЛ не хуже –25 дБ.

Если рассмотреть вариант приема двух сигналов, разделенных по углу на координату первого нуля, т.е.

$$\frac{\sin\theta}{\lambda} = \frac{1}{L} \Rightarrow \sin\theta = \frac{\lambda}{(\lambda/2)N} = \frac{2}{N}, \quad (11)$$

то максимумы, соответствующие оценкам угла прихода принятых сигналов, опустятся на 3,5 дБ и совпадут с результатом расчета для окна Хеннинга, причем вплоть до провала между этими максима-

ми (–22 дБ). Расчет с прямоугольным окном, наоборот, даст подъем максимумов на 0,7 дБ (провал между максимумами –18 дБ). Это позволяет сделать вывод о том, что в предлагаемом способе комбинируются оценки спектра по многим оконным функциям из заданного класса и выбирается та функция, которая дает минимум оцениваемой мощности. Причем минимальным угловым разрешением для предлагаемого способа является (10), а разрешение (11) подходит лишь для прямоугольной оконной функции, которая дает максимальный из возможных УБЛ (–13 дБ).

Выводы

Предложен способ формирования ДН приемной АР, основанный на применении современных методов спектрального оценивания (SVA) и позволяющий существенно снизить УБЛ без расширения основного лепестка ДН АР. Необходимо отметить, что предлагаемый способ неприменим для передающих антенн, поскольку является параметрическим способом формирования ДН на основе информации о принимаемом сигнале, полученной по нескольким направлениям приема.

Численное моделирование показывает, что для 128-элементной решетки достигим УБЛ не хуже –30 дБ при наличии случайных амплитудных (0,5 дБ) и фазовых ($\pm 10^\circ$) ошибок; при этом сохраняется ширина основного лепестка. Предложенный способ обеспечивает одинаково (по сравнению с простым суммированием) угловое разрешение двух сигналов, разнесенных на координату первого бокового лепестка.

Исследование способа SVA в двумерной области [4] позволяет расширить предложенный способ формирования ДН на плоские решетки.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ, соглашение № 14.577.21.0188 от 27.10.2015 г., идентификатор RFMEFI57715X0188.

Литература

1. Доценко В.В. Повышение энергетического потенциала РЛС с непрерывным ЛЧМ-сигналом / В.В. Доценко, М.В. Осипов, В.А. Жлусов // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 1(23). – С. 29–33.
2. Harris F.J. On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform // Proc. IEEE. – 1978. – Vol. 66. – P. 51–83.
3. Pat. 6 298 363 US. Adaptive windowing of FFT data for increased resolution and sidelobe rejection / R.J. Iannuzzelli (US). – No 09/191 665; submitted 13.11.98; issued 02.10.01.
4. Stankwitz H.C. Nonlinear Apodization for Sidelobe Control in SAR Imagery / H.C. Stankwitz, R.J. Dallaire, J.R. Fienup // IEEE Transaction on Aerospace and Electronic Systems. – 1995. – Vol. 31, No. 1. – P. 267–279.
5. Smith B.H. Generalization of spatially variant apodization to noninteger Nyquist sampling rates // IEEE Transactions on Image Processing. – 2000. – Vol. 9, No. 6. – P. 1088–1093.
6. Lee J.A.C. Effectiveness of spatially-variant apodization / J.A.C. Lee, D.C. Munson // Proc. IEEE ICIP. – 1995. – Vol. 1. – P. 147–150.

7. Lee J.A.C. Spatially Variant Apodization for Image Reconstruction from Partial Fourier Data / J.A.C. Lee, D.C. Munson // IEEE Transactions on Image Processing. – 2000. – Vol. 9, No. 11 – P. 1914–1925.

8. Stankwitz H.C. Advances in non-linear apodization / H.C. Stankwitz, S.P. Taylor // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2006. – Vol. 21, No. 1. – P. 3–8.

9. Resolution enhancement for LASAR 3D imaging via ℓ_1 regularization and SVA / G. Xiang, X. Zhang, J. Shi, S. Wei // Progress In Electromagnetic Research M. – 2015. – Vol. 41. – P. 95–104.

10. Levy M. Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation. – London: The Institution of Electrical Engineers, 2000. – 336 p.

Новиков Анатолий Викторович

Канд. техн. наук,
доцент каф. радиотехнических систем (РТС) ТУСУРа
Тел.: +7-952-155-96-99
Эл. почта: naw1983@yandex.ru

Хлусов Валерий Александрович

Д-р техн. наук, вед. науч. сотр. НИИ РТС ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 41-35-62
Эл. почта: hva@micran.ru

Novikov A.V., Khlusov V.A.

Receiving Linear Array Beamforming Using Spatially Variant Apodization

The authors present a novel beamformer to receive linear array based on Spatially Variant Apodization. This technique reduces the side-lobe level compared with a uniform linear array, at the same time keeping the main lobe beam-width. For example, the side-lobe level of a 128-element linear array would be better than -30 dB in the presence of phase and amplitude errors based on the proposed technique (5.8 degrees r.m.s. and 0.5 dB r.m.s. respectively).

Keywords: Linear antenna arrays, receiving antennas, adaptive filters, spatial filters.

УДК 621.371.551

А.С. Аникин

Изменчивость импульсных реакций сухопутных трасс распространения сантиметровых радиоволн в десятисекундных интервалах

Приведены экспериментальные оценки усреднённых импульсных реакций для различных сухопутных трасс распространения радиоволн прямой видимости и их статистические характеристики для различных угловых положений антенны источника радиоизлучения.

Ключевые слова: экспериментальные данные, импульсная характеристика, многолучевость, фильтр Винера, статистические характеристики, угловое положение антенны, источник радиоизлучения.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-10-14

Известно, что искажения выходных сигналов приёмных антенн при распространении радиоволн на сухопутных наземных трассах открытого и закрытого типов вызваны, главным образом, многолучевостью [1, 2]. Многолучевость связана с отражением радиоволн от подстилающей поверхности и находящимися на ней объектами (местными предметами). Это явление приводит к снижению точности измерения радиотехнических параметров принятых сигналов и к ухудшению технических характеристик пассивных радиотехнических систем мониторинга [3, 4]. Для повышения точности измерения параметров искажённых сигналов необходимо априорное знание характера многолучевого распространения радиоволн на наземных трассах [3].

Наглядно явление многолучевости описывает импульсная реакция радиоканала, которая, как известно, является вещественной случайной функцией времени, описывающей отклик эквивалентной линейной системы на воздействие в виде дельта-импульса [1, 2, 4]. Для коротких наземных трасс с выраженным отражением радиоволн объектами рельефа местности модель импульсной характеристики представляют суммой задержанных дельта-функций, представляя объекты на местности моделью точечных излучателей [1, 2]:

$$h(\tau) = \sum_{i=1}^N a_i \delta(\tau - \tau_i), \quad (1)$$

где N – количество отражённых сигналов; a_i – весовой коэффициент i -го отражённого сигнала; τ_i – задержка i -го отражённого сигнала относительно момента прихода сигнала по кратчайшему пути. Отражённому сигналу от точечного объекта соответствует пик импульсной реакции.

Так как импульсная реакция наземной трассы имеет случайный характер, то для её описания используют статистические характеристики [4].

Анализ доступных литературных источников показал, что существует внушительный объём работ как по оценкам импульсных реакций наземного канала распространения, так и по оценкам их статистических характеристик. В частности, для проектирования и моделирования систем радиосвязи разра-

ботаны модели радиоканалов, в основном, для зоны городской застройки, которые представляют собой таблицы с количеством, задержками и ослаблениями отражённых сигналов [5–7].

Для пассивных радиотехнических средств мониторинга типична ситуация, когда имеется многоканальная приёмная аппаратура, а остронаправленная антенна источника радиоизлучения ориентирована не на пункт приёма. К сожалению, оценки импульсных реакций сухопутной трассы распространения при изменении углового положения остронаправленной антенны передатчика исследованы недостаточно глубоко. Так, в работе [6] приводятся лишь усреднённые импульсные реакции для разной ориентации передающей антенны, и никаких оценок статистических характеристик при этом не делается. В статье [7] приводятся сведения о коэффициенте корреляции сигналов, разнесённых по времени, только для тропосферного радиоканала. В системах радиосвязи с пространственно-временным кодированием используется передаточная функция радиоканала в виде матрицы. Однако результаты исследования её статистических характеристик или связанных с ней импульсных реакций для сухопутных трасс, к сожалению, не найдены.

Цель работы – представить статистические характеристики импульсной реакции сухопутных трасс распространения радиоволн для пространственно разнесённых приёмных антенн при различной ориентации остронаправленной антенны передатчика относительно приёмного пункта.

Статистические характеристики определены путём обработки экспериментальных данных, полученных сотрудниками НИИ РТС ТУСУРа [8, 9].

На оценку импульсной реакции канала распространения радиоволн влияют характеристики экспериментальной аппаратуры, поэтому приведём её краткое описание.

Описание экспериментальной установки

Для проведения экспериментальных измерений использовались приёмно-измерительная аппаратура (приёмный пункт) и аппаратура передающего пункта (РЛС), изготовленная сотрудниками НИИ РТС ТУСУРа. Подробное описание цифровой приёмно-измерительной аппаратуры изложено в работе [9].

Во время проведения экспериментальных измерений антенна РЛС принимала фиксированные угловые положения в интервале $\pm 6^\circ$ с шагом 3° , отсчитываемые от направления на приёмный пункт.

Аппаратуры источника излучения и приёмного пункта были синхронизированы. При измерениях производилась запись в память ЭВМ цифровых отсчётов принятых сигналов за определённый промежуток времени (в окне регистрации). Укрупнённая структурная схема комплекса при проведении экспериментальных измерений на наземных трассах прямой видимости и в зоне дифракции приведена на рис. 1.

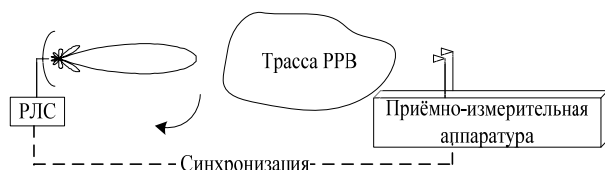


Рис. 1. Структурная схема экспериментального комплекса

Оценка импульсных реакций сухопутной трассы распространения радиоволн производилась по импульсным радиосигналам радиопередающего комплекса (РПК-1) сантиметрового диапазона длительностью 250 нс (по уровню -3 дБ) и частотой повторения 2 кГц. Радиолокационная станция РПК-1 имеет зеркально-параболическую антенну диаметром 110 см типа Кассегрена с облучателем в виде открытого конца прямоугольного волновода и сигарообразной формой диаграммы направленности (ДНА). Ширина ДНА в плоскости азимута по уровню -3 дБ около $1,7^\circ$. Уровень боковых лепестков не превышает -15 дБ. При обработке экспериментальных данных рассматривались только случаи, когда антенна передатчика излучала радиоволну вертикальной поляризации.

Приёмник с динамическим диапазоном 71 дБ и полосой пропускания 40 МГц имеет чувствительность -100 дБ/мВт ($3,2$ мкВ). Перед аналого-цифровым преобразованием сигнал переносится на видеочастоту квадратурным демодулятором.

Антенная система приёмного пункта (рис. 2), состоящая из восьми прямоугольных рупоров, расположенных в два ряда, наводилась на источник излучения по максимуму сигнала. Ширина диаграммы направленности рупорной антенны в горизонтальной плоскости по уровню -3 дБ около $8,5^\circ$.

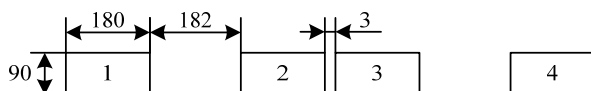


Рис. 2. Внешний вид и размеры антенной системы при измерениях (заимствовано из [9])

Антенны вертикальной поляризации имеют нечётный номер, антенны горизонтальной поляризации имеют чётный номер. Отношение сигнал/шум при оценке импульсных характеристик составляло не менее 30 дБ.

Метод оценки импульсной реакции

Импульсные реакции сухопутных наземных трасс распространения радиоволн оценивались методом Винера с помощью обратного преобразования Фурье передаточной функции канала распространения $\hat{K}(\omega)$, которая определяется выражением [10]

$$\hat{K}(\omega) = \frac{\dot{S}_{\text{изл}}^*(\omega) [\dot{S}_{\text{изл}}(\omega) \dot{K}(\omega) + \dot{N}(\omega)]}{|\dot{S}_{\text{изл}}(\omega)|^2 + G_N(\omega)}, \quad (2)$$

где $\dot{S}_{\text{пр}}(\omega) = \dot{S}_{\text{изл}}(\omega) \dot{K}(\omega) + \dot{N}(\omega)$ – преобразование Фурье от реализации принятого сигнала на интервале наблюдения длительностью T_n ; $\dot{S}_{\text{изл}}(\omega)$ – преобразование Фурье от реализации излученного сигнала; $\dot{N}(\omega)$ – преобразование Фурье от реализации шума приёмной аппаратуры; $\dot{K}(\omega)$ – передаточная функция канала распространения в полосе сигнала; $G_N(\omega) = |\dot{N}(\omega)|^2$ – энергетический спектр шума приёмной аппаратуры [11].

При оценке импульсной характеристики сухопутных трасс распространения радиоволн с помощью (2) считалось, что последовательность отсчётов импульсной реакции в равноотстоящие моменты относительно времени приёма периодических импульсных сигналов представляет собой выборку из стационарного случайного процесса. При отсутствии шума ($\dot{N}(\omega) = 0$ и $G_N(\omega) = 0$) формула (2) сводится к передаточной функции канала распространения:

$$\hat{K}(\omega) = \dot{S}_{\text{изл}}^*(\omega) \dot{S}_{\text{изл}}(\omega) \dot{K}(\omega) / |\dot{S}_{\text{изл}}(\omega)|^2 = \dot{K}(\omega). \quad (3)$$

Проверка метода оценки импульсной реакции моделированием

При оценке импульсной реакции канала распространения по экспериментальным данным с помощью выражения (2) использовались принятые сигналы в виде дискретных отсчётов в результате аналого-цифрового преобразования. Для применения выражения (2) вместо классического преобразования Фурье необходимо использовать дискретное преобразование Фурье. Для проверки корректности замены классического преобразования Фурье дискретным при использовании выражения (2) проведено цифровое моделирование. Форма и длительность зондирующего сигнала задавались, как для излучаемого сигнала РПК-1, аддитивный шум приёмной аппаратуры представлялся нормальным случайным процессом. Задавалась исходная импульсная характеристика, содержащая три пика с задержками 0,2, 0,25 и 0,5 мкс и относительными амплитудами 1; 0,7 и 0,4 соответственно. Принятый сигнал моделировался путём свёртки зондирующего сигнала с исходной импульсной характеристикой, после чего к результату свёртки добавлялся нормальный случайный процесс. Отношение сигнал/шум задавалось равным 20 дБ, что соответствовало условиям прове-

дения эксперимента. Результат оценки импульсной реакции трассы распространения по формуле (2) показан на рис. 3.

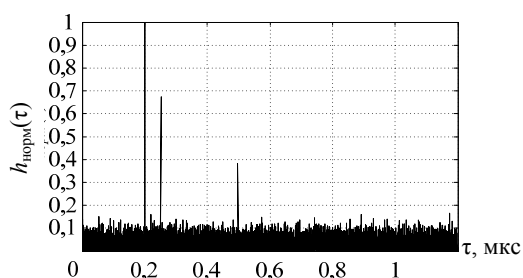


Рис. 3. Пример результата оценки нормированной импульсной реакции радиоканала

Анализ показал, что временное положение пиков импульсной реакции определяется с ошибкой не более $\sigma_t < 20$ нс при наблюдении принятого сигнала на интервале длительностью не меньше 1200 мкс, а амплитуды пиков определяются с точностью не хуже 10% при отношении сигнал/шум не меньше 15 дБ.

Статистические характеристики импульсной реакции сухопутной трассы распространения радиоволн

Оценки импульсных реакций производились для сухопутных открытых полужакрытых трасс протяженностью от 16 до 30 км. Наличие отраженных радиоволн на таких трассах обусловлено преимущественно элементами рельефа местности: подстилающей поверхностью, объектами на местности природного и искусственного происхождения, кромкой лесных массивов и т.п.

Учитывался вклад в импульсную реакцию только наиболее существенных отраженных сигналов: определялся пик с максимальной амплитудой в данной реализации, а остальные пики определялись по превышению их амплитуд порога 30% от максимального уровня пика.

По экспериментальным данным были построены гистограммы амплитуд пиков и определены:

- усредненная по совокупности реализаций импульсная реакция $E(\tau)$;
- количество пиков N , их амплитуды $A_{i,отн.}$ и время прихода относительно момента превышения первым пиком порога 30 %;
- СКО флуктуации амплитуд пиков σ_i импульсной реакции;
- коэффициенты корреляции флуктуаций амплитуд пиков для одной антенны и флуктуаций амплитуд пиков разных приемных антенн.

Примеры усредненной импульсной реакции для сухопутных трасс протяженностью 16 и 28 км при ориентации антенны передатчика в направлении на приемный пункт приведены на рис. 4 и 5, соответственно.

Из этих рисунков видно, что длительность импульсной реакции сухопутных открытых трасс до 30 км определяется главным образом расположением объектов на местности и в меньшей степени – протяженностью трассы.

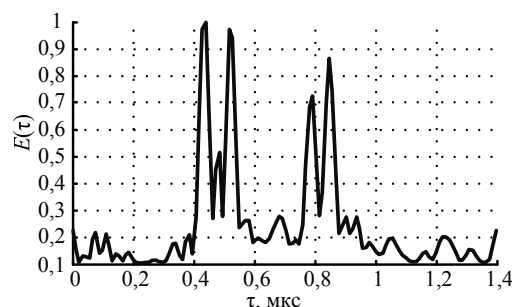


Рис. 4. Оценка нормированной импульсной реакции радиоканала для сухопутной открытой трассы протяженностью 16 км

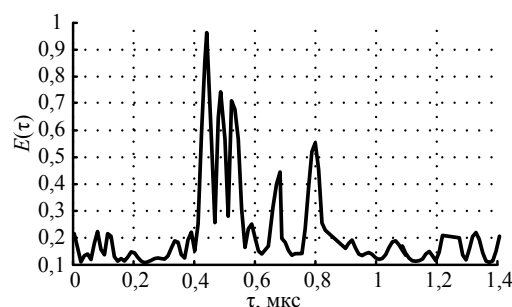


Рис. 5. Нормированная оценка импульсной реакции радиоканала для сухопутной открытой трассы протяженностью 28 км

Отворот антенны передатчика от направления на приемный пункт приводит к перераспределению амплитуд отраженных сигналов, причем первый пик, как правило, имеет меньшую амплитуду в сравнении с остальными отраженными сигналами (рис. 6). Меняется также и время прихода отраженных сигналов относительно момента превышения первым пиком импульсной реакции порога 30%.

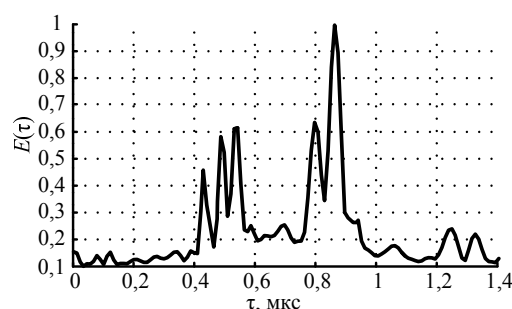


Рис. 6. Нормированная оценка импульсной реакции радиоканала для сухопутной открытой трассы протяженностью 28 км при отвороте антенны передатчика на 6° относительно приемного пункта

Статистические характеристики импульсных реакций для указанных трасс при ориентации антенны передатчика в направлении на приемный пункт представлены в табл. 1 и 2, а в табл. 3 – при отвороте передающей антенны на 6° от направления на приемный пункт.

В табл. 1–3 указаны: N – номер пика; $A_{i,отн.}$ – амплитуда i -го пика, относительно максимальной амплитуды пика импульсной реакции; τ_i – задержка i -го

пика относительно момента первого пика; σ_i – среднеквадратическое значение флуктуаций i -го пика импульсной реакции.

Таблица 1

Характеристики усреднённой импульсной реакции сухопутной открытой трассы протяженностью 16 км при ориентации передающей антенны в направлении на приёмный пункт

N	1	2	3	4	5
$A_{i\text{отн}}$	1	0,51	0,97	0,72	0,86
$\tau_{i, \text{мкс}}$	0	0,04	0,08	0,35	0,41
$\sigma_i, \text{мВ}$	3	24	29	27	31

Таблица 2

Характеристики усреднённой импульсной реакции сухопутной открытой трассы протяженностью 28 км при ориентации передающей антенны в направлении на приёмный пункт

N	1	2	3	4	5
$A_{i\text{отн}}$	1,0	0,72	0,68	0,45	0,55
$\tau_{i, \text{мкс}}$	0	0,04	0,08	0,26	0,35
$\sigma_i, \text{мВ}$	2	34	20	27	41

Таблица 3

Характеристики усреднённой импульсной реакции сухопутной открытой трассы протяженностью 28 км при отвороте передающей антенны на 6° от направления на приёмный пункт

N	1	2	3	4	5
$A_{i\text{отн}}$	0,48	0,59	0,62	0,64	1
$\tau_{i, \text{мкс}}$	0	0,04	0,1	0,35	0,53
$\sigma_i, \text{мВ}$	2,5	38	42	51	65

Как видно из таблиц флуктуации амплитуд отражённых волн в десятки раз больше, чем флуктуации амплитуды пика, пришедшего по кратчайшему пути. Анализ результатов обработки экспериментальных данных для совокупности указанных трасс распространения и различных угловых положений антенны передатчика показывает, что отношение среднего значения амплитуды пика к среднеквадратическому отклонению флуктуаций амплитуды пика составляет от 2 до 30. Задержки отражённых сигналов с амплитудами, превышающими 30% относительно пика, пришедшего по кратчайшему пути, достигают 0,7 мкс.

Для примера на рис. 7 приведена гистограмма флуктуаций амплитуды пика №2 (с задержкой τ_2) для усреднённой импульсной реакции, изображённой на рис. 4.

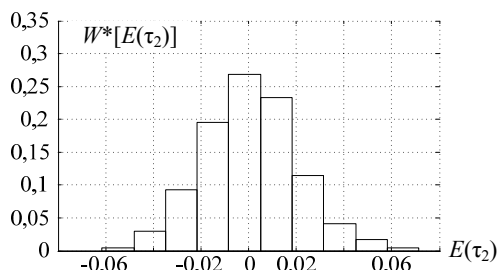


Рис. 7. Гистограмма флуктуаций амплитуды второго пика для сухопутной открытой трассы протяженностью 16 км при ориентации антенны передатчика в направлении на приёмный пункт

Аналогичные гистограммы получены и для других пиков. В 95% случаев флуктуации амплитуд лучей отражённых сигналов не противоречат нормальному закону распределения по критерию Хи-квадрат по уровню значимости 5%.

Совместно с законом распределения оценивалась глубина флуктуаций амплитуды пика как разница между минимальной и максимальной амплитудой пика по совокупности импульсных реакций. Глубокие замирания амплитуды пика и отличие закона распределения его флуктуаций от нормального закона свидетельствуют о том, что данному пику соответствует интерференция сигналов не более чем от 6 источников отражений. Напротив, обобщённый закон распределения Рэлея для флуктуаций амплитуды пика и глубина замирания амплитуд менее 13,4 дБ свидетельствуют о большом количестве ($N \gg 10$) источников отражений.

Оценим корреляцию амплитуд лучей импульсной реакции для сухопутной трассы протяженностью 16 км. Оценки коэффициентов корреляции флуктуации амплитуд 5 пиков импульсной реакции для i -й антенны записывались в виде матрицы R_i вида:

$$R_i = \begin{bmatrix} r_{11}^i & r_{12}^i & r_{13}^i & r_{14}^i & r_{15}^i \\ r_{21}^i & r_{22}^i & r_{23}^i & r_{24}^i & r_{25}^i \\ r_{31}^i & r_{32}^i & r_{33}^i & r_{34}^i & r_{35}^i \\ r_{41}^i & r_{42}^i & r_{43}^i & r_{44}^i & r_{45}^i \\ r_{51}^i & r_{52}^i & r_{53}^i & r_{54}^i & r_{55}^i \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где r_{kl}^i – коэффициент корреляции флуктуаций амплитуд k -го и l -го отражённых сигналов i -й антенны.

Оценки коэффициентов корреляций флуктуации амплитуд 5 пиков импульсной реакции для i -й и j -й пространственно разнесённых антенн (см. рис. 2) записывались в виде матрицы R_{ij} вида

$$R_{ij} = \begin{bmatrix} r_{11}^{ij} & r_{21}^{ij} & r_{31}^{ij} & r_{41}^{ij} & r_{51}^{ij} \\ r_{12}^{ij} & r_{22}^{ij} & r_{32}^{ij} & r_{42}^{ij} & r_{52}^{ij} \\ r_{13}^{ij} & r_{23}^{ij} & r_{33}^{ij} & r_{43}^{ij} & r_{53}^{ij} \\ r_{14}^{ij} & r_{24}^{ij} & r_{34}^{ij} & r_{44}^{ij} & r_{54}^{ij} \\ r_{15}^{ij} & r_{25}^{ij} & r_{35}^{ij} & r_{45}^{ij} & r_{55}^{ij} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где r_{kl}^{ij} – коэффициент корреляции флуктуаций амплитуд k -го и l -го пиков i -й и j -й антенн.

Примеры указанных корреляционных матриц для сухопутной трассы протяженностью 16 км приведены ниже:

$$R_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0,71 & 0,16 & 0,17 & 0,1 \\ 0,71 & 1 & 0,23 & 0,08 & 0,08 \\ 0,16 & 0,23 & 1 & 0,04 & 0,22 \\ 0,17 & 0,08 & 0,04 & 1 & 0,76 \\ 0,1 & 0,08 & 0,22 & 0,76 & 1 \end{bmatrix},$$

$$R_{13} = \begin{bmatrix} 0,36 & 0,26 & 0,13 & 0,22 & 0,11 \\ 0,3 & 0,33 & 0,02 & 0,15 & 0,08 \\ 0,25 & 0,25 & 0,01 & 0,06 & 0,15 \\ 0,12 & 0,08 & 0,09 & 0,34 & 0,28 \\ 0,1 & 0,07 & 0,18 & 0,01 & 0,19 \end{bmatrix}.$$

Анализ корреляционных матриц показал, что в 85% случаев коэффициент корреляции амплитуд отражённых сигналов ниже 0,3. Амплитуды отражённых сигналов практически не коррелированы при разnose приёмных пунктов более 6λ, достигая в единичных случаях значения 0,5.

Аналогичные результаты были получены и для других наземных трасс открытого и закрытого типа протяженностью до 30 км. К сожалению, в рамках статьи представить статистические характеристики для других сухопутных трасс не представляется возможным.

Выводы

Результаты обработки усреднённых импульсных реакций позволяют сделать следующие выводы для исследованных сухопутных трасс распространения:

1. Усреднённая по совокупности реализаций импульсная реакция содержит, как правило, счётное количество отдельных пиков, соответствующих отражённым от препятствий сигналам. Количество отражённых сигналов с вероятностью 85% находится в интервале от 4 до 10 при условии, что их амплитуды выше 30% от амплитуды сигнала, пришедшего по кратчайшему пути.

2. По глубине флуктуаций амплитуды отражённого сигнала можно дать грубую оценку количества отражателей («блестящих» точек).

3. Отворот узконаправленной антенны передатчика от направления на приёмный пункт в секторе $\pm 6^\circ$ приводит к случайному изменению амплитуд отражённых сигналов и их задержек относительно сигнала, пришедшего по кратчайшему пути.

4. Отношение средней амплитуды отражённого сигнала к его среднеквадратическому значению с вероятностью 72% находится в интервале от 2 до 30. В среднем задержка отражённого сигнала с амплитудой более 30% от амплитуды сигнала, пришедшего по кратчайшему пути, достигает 0,5 мкс.

5. Распределение амплитуд отражённых сигналов в 95% случаев не противоречит нормальному закону.

6. Коэффициент корреляции флуктуаций амплитуд отражённых сигналов с вероятностью 98% составляет от 0,05 до 0,8, в зависимости от трассы распространения (от 16 до 30 км) и отворота антенны передатчика. Амплитуды отражённых сигналов для приёмных пунктов с разнесением более 6λ в большинстве случаев можно считать некоррелированными.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта 16-38-60091 мол_a_дк.

Литература

1. Быков В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. – М.: Советское радио, 1971. – 328 с.

2. Кеннеди Р. Каналы связи с замираниями и рассеянием. – М.: Советское радио, 1973. – 302 с.

3. Радиомониторинг – задачи, методы, средства / под ред. А.М. Рембовского. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Горячая линия–Телеком, 2010. – 624 с.

4. Bello P.A. Characterization of randomly time-variant linear channels // IEEE Transactions on communications systems. – 1963. – Vol. 11, No. 4. – P. 360–393.

5. Рекомендация МСЭ-R P.1816-2 Прогнозирование пространственно-временного профиля для широкополосных сухопутных подвижных служб. – Сер. Р, 09/2013.

6. Ворошилин Е.П. Экспериментальная оценка импульсной реакции канала распространения радиоволн в сантиметровом диапазоне / Е.П. Ворошилин, В.Ю. Лебедев // Доклады ТУСУРа. – 2008. – № 2. – С. 5–9.

7. Результаты экспериментальных исследований энергетической импульсной реакции тропосферного канала / В.А. Филоненко, В.В. Ручкин, Е.Д. Тельпуховский, В.Б. Фортес // Изв. вузов. Радиоп физика. – 1976. – Т. 19, № 7. – С. 984–992.

8. Вершинин А.С. Экспериментальная оценка импульсной реакции канала распространения радиоволн в сантиметровом диапазоне / А.С. Вершинин, Д.А. Коротков, Е.П. Ворошилин // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2. – С. 78–84.

9. Отчёт по НИР «Пространственно-временные модели ультракоротковолновых сигналов, распространяющихся вдоль неровной земной поверхности». – Томск: ТУСУР. – 2008. – 250 с.

10. Опенгейм Э. Применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1980. – 550 с.

11. Каратаева Н.А. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. пособие. – Ч. 1. – Томск, ТУСУР. – 2001. – 260 с.

12. Сифоров В.И. Моделирование многолучевых радиоканалов для анализа и синтеза систем передачи информации / В.И. Сифоров, А.В. Просин. – М.: Наука, 1978. – 168 с.

Аникин Алексей Сергеевич

Канд. техн. наук, ассистент
каф. радиотехнических систем ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 41-38-98
Эл. почта: tgb86@inbox.ru

Anikin A.S.

Impulse responses variability of the terrestrial paths of propagation of centimeter radio waves in ten-second intervals

Experimental evaluation of energy impulse responses for different land propagation paths line of sight and their statistical characteristics for different angular positions of the antenna of the radio source is described.

Keywords: experimental data, impulse response, multipath, Wiener filter, statistical characteristics, angular position of antenna, radio emission source.

УДК 621.396.41

А.Н. Сычев, С.М. Стручков, Н.Ю. Рудый

Синтез идеального фазового отношения для ответвителей на связанных линиях по заданному типу направленности

Впервые получена формула идеального фазового отношения, выражающая отношение электрических длин нормальных волн в связанных линиях через три целых числа – код направленности, число близости и число различия. Функция идеального фазового отношения образует три двумерные последовательности, значения элементов которых представляются рациональными числами. Из полученной формулы следует, что противонаправленный режим работы связанных линий возможен не только в однородной диэлектрической среде, но и в неоднородной. Формула также удобна для синтеза сонаправленных и транснаправленных ответвителей.

Ключевые слова: направленный ответвитель, связанные линии, идеальное фазовое отношение, противонаправленный ответвитель, сонаправленный ответвитель, транснаправленный ответвитель.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-15-18

Направленный ответвитель (НО), являясь пассивным СВЧ-устройством, находит широкое применение в технике СВЧ. Он может функционировать и как самостоятельный компонент в составе сложных систем, и как базовый элемент составных СВЧ-устройств, таких как балансный усилитель, смеситель, мостовой фазовращатель, аттенюатор, антенный переключатель, диаграммообразующее устройство антенной решётки и т.п.

Различают три типа направленных ответвителей: 1) противонаправленный (ПрНО, обратный); 2) сонаправленный (СоНО, прямой); 3) транснаправленный (ТрНО, поперечный) [1–3]. Упомянутые типы ответвителей, построенные на основе связанных линий, представлены в табл. 1.

Таблица 1

Типы направленных ответвителей на СЛ

Тип (код) направленности <i>n</i>	Направленный ответвитель	
	Название	Схема
1	Противонаправленный (ПрНО)	
2	Сонаправленный (СоНО)	
3	Транснаправленный (ТрНО)	

Ответвители различают ещё и по уровню связи: с сильной связью (0...6) дБ; со слабой связью (6...20 и более) дБ. При этом ответвитель с 3 дБ связью называют мостом.

При конструировании ПрНО обычно используют проводные и полосковые связанные линии, имеющие как однородное [4], так и неоднородное [5] диэлектрическое заполнение. Создание СоНО и ТрНО на той же конструктивно-технологической

базе – более трудная задача, и здесь неизбежно используют неоднородное диэлектрическое заполнение [6–9], а зачастую применяют и сосредоточенные элементы, как в [2, 3, 10].

Отсюда, цель работы – получить проектные соотношения для синтеза НО на СЛ, введя понятие «фазовое отношение», характеризующее неоднородность диэлектрика, а также математически выразить фазовое отношение через тип направленности.

Параметры связанных линий

Вначале рассмотрим основные параметры связанных линий (СЛ) с неоднородным диэлектриком, которые являются основой при построении НО всех трёх типов. Обычно симметричные СЛ полностью характеризуются следующими четырьмя параметрами – парой модальных импедансов Z_{0e} , Z_{0o} и парой эффективных диэлектрических проницаемостей ϵ_{re} , ϵ_{ro} для структур чётного (*e*) и нечётного (*o*) типов возбуждения соответственно. Однако в ряде практических случаев бывает удобнее перейти к несколько иной четвёрке параметров – характеристическому импедансу Z_0 и коэффициенту импедансной связи k , а также характеристической диэлектрической проницаемости ϵ_r и коэффициенту фазовой связи δ . Эти параметры выражаются следующим образом [11]:

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}}; \quad k = (Z_{0e} - Z_{0o}) / (Z_{0e} + Z_{0o});$$

$$\epsilon_r = \sqrt{\epsilon_{re}\epsilon_{ro}}; \quad \delta = (\epsilon_{re} - \epsilon_{ro}) / (\epsilon_{re} + \epsilon_{ro}).$$

Последние два параметра, определяющие замедляющие свойства СЛ, можно заменить следующей равнозначной парой диэлектрических параметров – ϵ_{re} и $\epsilon_{ro}/\epsilon_{re}$, используя которые с учётом геометрической длины отрезка СЛ, получаем соответствующую пару фазовых параметров – θ_e и θ_o/θ_e . Последний из них назовём фазовым отношением m .

$$m = \sqrt{\epsilon_{ro}/\epsilon_{re}} = \theta_o/\theta_e.$$

Заметим, что тип направленности НО формируется неоднородностью диэлектрического заполнения, зависит, прежде всего, от параметра m , характеризующего СЛ, и выявляется в результате анализа готовой конструкции. При проектировании же выполняется обратный процесс – синтез и, следова-

тельно, необходимо иметь в распоряжении формулу идеального фазового отношения m , вычисляемого по заданному типу идеальной направленности n .

Формула идеального фазового отношения

Поиск формулы для m осуществляем методом логической индукции и многократным численным экспериментом на компьютерной модели. Опустив подробности процедуры вывода обобщённой формулы, дадим ей дедуктивное объяснение и рассмотрим её частные случаи.

Итак, общая формула для идеального фазового отношения m выражается через три целых числа – код направленности n , число близости i и число различия j , и, следовательно, результирующее значение фазового отношения может быть представлено рациональным числом (отношением целых чисел)

$$m \equiv m_{n,i,j} = \frac{\theta_o}{\theta_e} = \frac{[3 - (-1)^n](i+j)/2 + n}{[3 - (-1)^n](i-j)/2 + 1}, \quad (1)$$

где n – код (номер типа) направленности, $n = \{1, 2, 3\}$; i – число близости; j – число различия; $i \geq j = 0, 1, 2, \dots$

Теперь рассмотрим частные случаи (1). Задав все допустимые числовые значения кода направленности n , получаем конкретные условия идеальной (противо-, со- и транс-) направленности НО на СЛ

$$m_{n,i,j} = \begin{cases} \frac{2(i+j)+1}{2(i-j)+1}, & n=1; \\ \frac{i+j+2}{i-j+1}, & n=2; \\ \frac{2(i+j)+3}{2(i-j)+1}, & n=3. \end{cases} \quad (2)$$

При этом, если $j = 0$, то

$$m_{n,i,0} = \begin{cases} 1, & n=1, j=0; \\ \frac{i+2}{i+1}, & n=2, j=0; \\ \frac{2i+3}{2i+1}, & n=3, j=0. \end{cases} \quad (3)$$

Если $i = j = 0$, то получаем тривиальный случай

$$m_{n,0,0} = \begin{cases} 1, & n=1, i=j=0; \\ 2, & n=2, i=j=0; \\ 3, & n=3, i=j=0, \end{cases} \quad (4)$$

т.е. $m_{n,0,0} = n$.

Для удобства последующего анализа числовые значения функции идеального фазового отношения (2) сведём в три таблицы (табл. 2–4), которые соответствуют всем трём типам направленных ответвителей на СЛ – ПрНО, СоНО, ТрНО (см. табл. 1).

Заметим, что в них отражен вариант медленной нечётной волны $\theta_o > \theta_e$, $m > 1$, в противном случае будет $\theta_o < \theta_e$, $m < 1$.

Анализируя представленные выше соотношения и содержание таблиц, можно сделать следующие выводы: 1) функция идеального фазового отношения m зависит от трёх аргументов – кода направленности n , числа близости i и числа различия j – и является

целочисленной функцией, значения которой образуют три двумерные последовательности (см. табл. 2–4); 2) код направленности является параметром, принимающим три целых значения: $n = \{1, 2, 3\}$; 3) число близости i является целым неотрицательным, $i \geq 0$, и с его ростом фазовое отношение выравнивается, $m \rightarrow 1$, т.е. $\theta_o \approx \theta_e$; 4) число различия j также является целым, всегда меньшим или равным числу близости, $j \leq i$, но с его ростом фазовое отношение увеличивается, $m \rightarrow \infty$; 5) если числа близости и различия различны, $i \neq j$, то идеальное фазовое отношение выражается рациональным числом (отношением целых чисел); 6) если числа близости и различия равны друг другу, $i = j$, то идеальное фазовое отношение выражается целым числом; 7) если числа близости и различия оба равны нулю, $i = j = 0$, то значение идеального фазового отношения просто равно коду направленности, $m = n$.

Таблица 2

Идеальные фазовые отношения для ПрНО $n = 1$

Число близости i	Число различия j					
	0	1	2	3	4	5
0	1	–	–	–	–	–
1	1	5	–	–	–	–
2	1	7/3	9	–	–	–
3	1	9/5	11/3	13	–	–
4	1	11/7	13/5	5	17	–
5	1	13/9	15/7	17/5	19/3	21
6	1	15/11	17/9	19/7	21/5	23/3
7	1	17/13	19/11	21/9	23/7	5

Таблица 3

Идеальные фазовые отношения для СоНО $n = 2$

Число близости i	Число различия j				
	0	1	2	3	4
0	2	–	–	–	–
1	3/2	4	–	–	–
2	4/3	5/2	6	–	–
3	5/4	2	7/2	8	–
4	6/5	7/4	8/3	9/2	10
5	7/6	8/5	9/4	10/3	11/2
6	8/7	9/6	2	11/4	4
7	9/8	10/7	11/6	12/5	13/4
8	10/9	11/8	12/7	13/6	14/5

Таблица 4

Идеальные фазовые отношения для ТрНО $n = 3$

Число близости i	Число различия j			
	0	1	2	3
0	3	–	–	–
1	5/3	7	–	–
2	7/5	3	11	–
3	9/7	11/5	13/3	15
4	11/9	13/7	3	17/3
5	13/11	15/9	17/7	19/5
6	15/13	17/11	19/9	3
7	17/15	19/13	21/11	23/9

Импедансные условия функционирования

Помимо синтеза требуемого типа направленности НО, осуществлённого выше, необходимо обеспечить выполнение ещё двух базовых условий

функционирования НО: 1) идеального импеданного согласования; 2) достаточной импеданной связи.

Условие идеального согласования состоит в достижении точного равенства собственного характеристического импеданса связанных линий Z_0 и нагрузочного импеданса одиночных подводящих линий Z_L на каждом из четырёх портов, т.е. $Z_0/Z_L = 1$.

Условие достаточной импеданной связи заключается в том, что для обеспечения необходимого фазового отношения m и соответственно фазовой связи δ требуется обеспечить достаточно сильную импедансную связь k , превышающую нижний предельный (критический) уровень [11]

$$m = \frac{\theta_o}{\theta_e} < \frac{1+k}{1-k} = \frac{Z_{0e}}{Z_{0o}}. \quad (5)$$

Например, чтобы получить весьма большое значение фазового отношения m , достигающее 3 (коэффициент фазовой связи $\delta = -0,8$) необходимо обеспечить импедансную связь k сильнее 0,5 (6 дБ). Другими словами, для физической реализуемости значение импедансного отношения Z_{0e}/Z_{0o} всегда должно превышать значение фазового отношения θ_o/θ_e . Кроме того, заметим, что при отсутствии импедансной связи между линиями распределённая фазовая связь между ними, естественно, не возникает.

Частотные характеристики

Получив основные проектные соотношения для синтеза НО на СЛ, перейдём к построению их частотных характеристик. При этом будем учитывать известное соотношение для электрической длины четной волны θ_e :

$$\theta_e = \frac{\omega}{v_e} l = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_{re}} l,$$

где l – геометрическая длина отрезка линий; c – скорость света в свободном пространстве; v_e – скорость чётной волны в среде; f – частота.

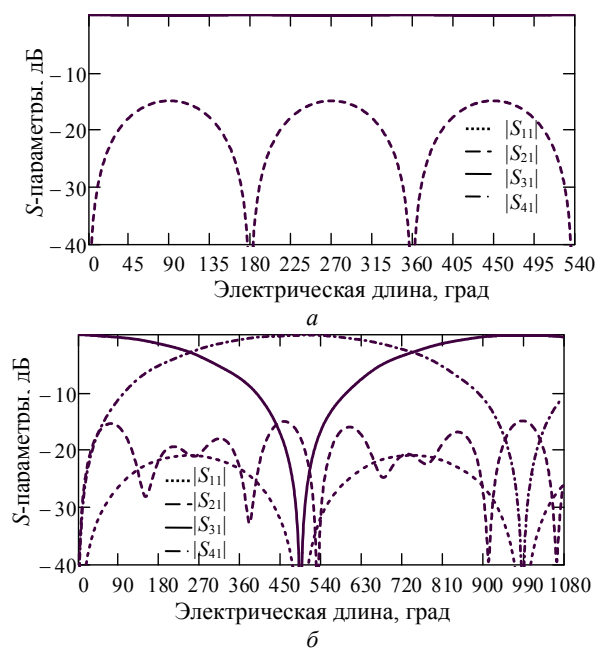


Рис. 1. S-параметры ПрНО на СЛ при $n = 1$; $C = 15$ дБ: $a - m = 1$; $b - m = 15/11$

Исходными данными для синтеза являются: условие идеального согласования $Z_0/Z_L = 1$; требуемая импедансная связь $C \equiv C_{\text{ПрНО}} = -20\lg(k)$ дБ; требуемый тип (код) направленности n , определяющий допустимые значения идеального фазового отношения m . Результаты расчетов частотных зависимостей S-параметров приводятся на рис. 1–3.

Для ПрНО со слабой связью и однородным диэлектриком ($m = 1$) из рис. 1, а видно, что характеристики прямой передачи S_{31} (близка к 0 дБ) и связи S_{21} имеют обычный периодический характер, а согласование S_{11} и развязка S_{41} – идеальны и не попадают в поле графиков. Однако из рис. 1, б выявляется, что ПрНО можно построить и на структуре с неоднородным диэлектриком ($m = 15/11 = 1,36$), хотя с весьма большой электрической длиной $\theta_e = 990$ град.

Главной особенностью, отличающей синтез СоНО от синтеза ПрНО и ТрНО, является необходимость задания слабой противонаправленной связи $C_{\text{ПрНО}} = (10 \dots 20)$ дБ на нижней нерабочей частоте ($\theta_e = 90$ град) для обеспечения сильной сонаправленной связи $C_{\text{СоНО}} = 3$ дБ в центре полосы рабочих частот (см. рис. 2).

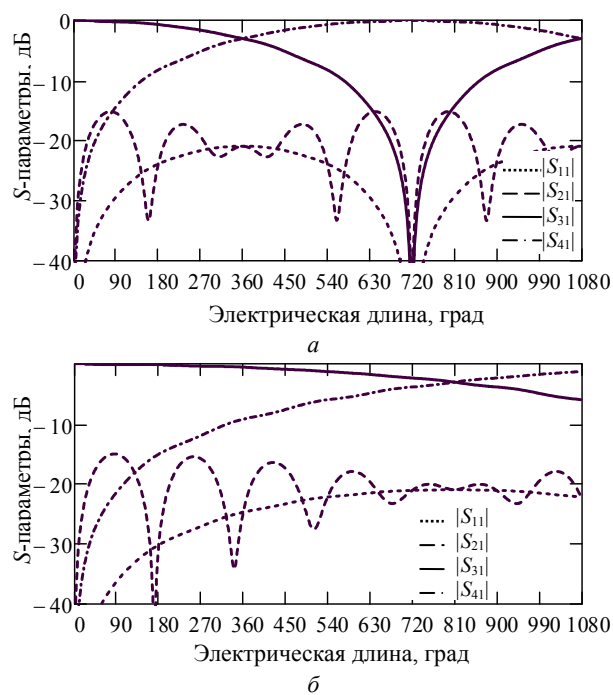


Рис. 2. S-параметры СоНО на СЛ при $n = 2$; $C_{\text{СоНО}} = 3$ дБ ($C_{\text{ПрНО}} = 15$ дБ): $a - m = 5/4$; $b - m = 10/9$

Результаты синтеза электрических параметров ТрНО (см. рис. 3) говорят о том, что наиболее компактная структура СЛ ($\theta_e = 90^\circ$) формируется при трехкратном фазовом отношении $m = 3$ ($i = j = 0$). При этом заметим, что последующий этап проектирования – синтез конструкции СЛ – был уже ранее успешно осуществлён в [7–9].

Заключение

Для моделирования НО на СЛ с произвольным диэлектрическим заполнением введено понятие «фазовое отношение». Показано, что НО с идеаль-

ной направленностью заданного типа, построенный на отрезке СЛ с неоднородным диэлектриком, можно создать только при условии, если обеспечено соответствующее идеальное фазовое отношение для нормальных волн в СЛ.

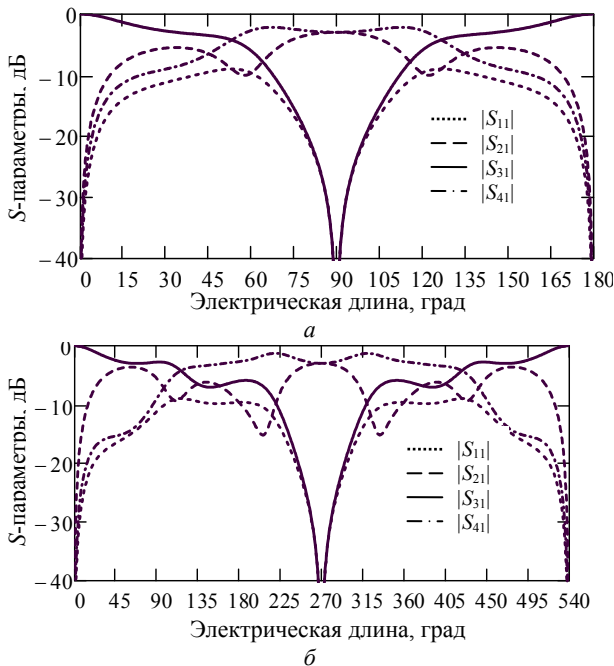


Рис. 3. S-параметры ТрНО на СЛ при $n = 3$; $C = 3$ дБ:
а – $m = 3$; б – $m = 5/3$

Впервые получена обобщённая формула идеального фазового отношения, выражающая отношение электрических длин нормальных волн в СЛ через три целых числа – код направленности n , число близости i и число различия j .

Рассмотрены частные случаи общей формулы при трёх значениях кода направленности, $n = \{1, 2, 3\}$, соответствующие конкретным условиям идеальной (противо-, со- и транс-) направленности НО на СЛ. Отсюда функция идеального фазового отношения $m_{n,i,j}$ образует три двумерные последовательности, значения элементов которых представляются рациональными числами (отношением целых чисел).

Сформулированы также импедансные условия функционирования НО – идеального согласования и достаточной импедансной связи.

Для иллюстрации полученных соотношений представлены частотные зависимости S-параметров всех трёх типов НО на СЛ – ПрНО, СоНО, ТрНО с различными исходными фазовыми и импедансными параметрами.

Литература

1. Фельдштейн А.Л. Справочник по элементам волноводной техники / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич, В.П. Смирнов. – 2-е изд. – М.: Сов. радио, 1967. – 651 с.
2. Vogel R.W. Analysis and design of lumped- and lumped-distributed element directional couplers for MIC and MMIC applications // IEEE Trans. – 1992, MTT. – Vol. 40, No. 2. – P. 253–262.
3. Lourandakis E. Circuit agility / E. Lourandakis, R. Weigel, H. Mextorf, R. Knoechel // IEEE Microwave Magazine, 2012. – Vol. 13, No. 1. – P. 111–121.

4. Мещанов В.П. Автоматизированное проектирование направленных ответвителей СВЧ / В.П. Мещанов, А.Л. Фельдштейн. – М.: Связь, 1980. – 144 с.

5. Малютин Н.Д. Синтез нерегулярных рельефных связанных микрополосковых линий методом «выращивания» / Н.Д. Малютин, А.А. Ильин, А.Г. Лошилов // 20-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрымиКо'2010): в 2 т. – Т. 2. – Севастополь: Вебер, 2010. – С. 745–747.

6. Mongia R. RF and microwave coupled-line circuit / R. Mongia, I. Bahl, P. Bhartia. – London: Artech House, 1999. – 520 p.

7. Сычев А.Н. Трёхкаскадный транснаправленный ответвитель X-диапазона / А.Н. Сычев, С.М. Стручков, Н.Ю. Рудый // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 4 (38). – С. 12–50.

8. Sychev A.N. A transdirectional coupled-line coupler with a vertical insert / A.N. Sychev, S.M. Struchkov, N.Yu. Rudyi // 25th Int. Crimean Conf. «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2015), 6–12 Sept. 2015, Sevastopol, Russia. – P. 547–549.

9. Sychev A.N. A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit / A.N. Sychev, S.M. Struchkov, V.N. Putilov, N.Yu. Rudyi // 18th European Microwave Week 2015. – Proc. of the 45th Eur. Microwave Conf., 6–11 Sept. 2015, Paris, France. – P. 283–286.

10. Shie C.-I. Trans-directional coupled-line couplers implemented by periodical shunt capacitors / C.-I. Shie, J.-C. Cheng, S.-C. Chou, Y.C. Chiang // IEEE Trans. – 2009. – Vol. MTT-57, № 12. – P. 2981–2988.

11. Сычев А.Н. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуровненной электромагнитной связью / А.Н. Сычев, С.М. Стручков // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 1 (31). – С. 39–50.

Сычев Александр Николаевич

Д-р техн. наук, профессор каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: ans@main.tusur.ru

Стручков Сергей Михайлович

Канд. техн. наук, ассистент каф. КСУП
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: struchkov.sm@gmail.com

Рудый Николай Юрьевич

Студент каф. КСУП
Тел.: +7-953-918-18-00
Эл. почта: nickolay0512@mail.ru

Sychev A.N., Struchkov S.M., Rudyi N.Yu.

Synthesis of an ideal phase ratio for a coupled-line coupler with a given type of directionality

For the first time, an ideal phase ratio formula is obtained that expresses the ratio of the electrical lengths of normal modes in coupled lines through three integers – the directivity code, the number of proximity and the number of the difference. The ideal phase ratio function forms three two-dimensional sequences whose values are represented by rational numbers. From the obtained formula it follows that the contra-directional operation mode of coupled lines is possible not only in a homogeneous dielectric medium, but also in an inhomogeneous medium. The formula is also convenient for the synthesis of co-directional and trans-directional couplers.

Keywords: directional coupler, coupled lines, ideal phase ratio, contra-directional coupler, co-directional coupler, trans-directional coupler.

УДК 621.396.67

М.М. Абулкасымов, К.А. Джакыпов, Т.Г. Черныш, А.С. Шостак

Исследование влияния неоднородной плоскостойкой структуры на импеданс широкополосной антенны

Представлены результаты теоретического исследования влияния неоднородных плоскостойких структур на импеданс широкополосной антенны, расположенной вблизи границы раздела. Проанализирована возможность использования данного влияния при зондировании неоднородных плоскостойких структур на примере четырехслойной модели.

Ключевые слова: широкополосная антенна, зондирование, импеданс, неоднородная структура.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-19-22

В процессе эксплуатации антенных устройств различных диапазонов волн, в зависимости от цели использования, возникает необходимость размещения антенны на расстояниях, соизмеримых с рабочей длиной волны. Одним из примеров использования такого рода антенных систем являются широко применяемые радиофизические методы дистанционного зондирования при анализе различных однородных и неоднородных структур, таких как почвогрунты, горные породы, части строительных сооружений, дорожные покрытия различного назначения и т.д. В подобных случаях применения антенн следует учитывать влияние подстилающей поверхности на импеданс, а значит, и на коэффициент усиления приемопередающих антенных систем. В работе [1] теоретически исследуется влияние неоднородных плоскостойких сред на импеданс линейной полуволновой антенны, расположенной вблизи границы раздела. Однако в работе [1] имеется ряд упрощений некоторых критически важных условий рассматриваемой задачи. К ним относятся зависящие от длины волны высота расположения антенны и размеры линейной полуволновой антенны. В дальнейшей работе для того, чтобы приблизить исследование к реальным условиям измерений импеданса, антенна была выбрана широкополосной (при сохранении линейных размеров), а высота расположения антенны представлена постоянными величинами.

Постановка задачи и геометрическая модель

Целью данной работы является теоретическое исследование влияния неоднородных плоскостойких сред на импеданс широкополосной антенны, расположенной вблизи границы раздела.

В исследуемой модели широкополосная антенна расположена на высоте h , а размер плеча антенны l равен четверти средней длины волны λ_{cp} , присущей диапазону рабочих частот исследуемой широкополосной антенны (рис. 1). Исследуемая неоднородная структура состоит из четырех плоских слоев. Каждый слой характеризуется собственной толщиной T_i и комплексной диэлектрической проницаемостью ϵ_i . При расчетах импеданса широкополосной антенны, с учетом влияния неоднородной структуры, среду с пространственным распределением диэлектрических параметров представляем в виде много-

слойной системы и для наглядности предполагаем однородной в X - и Y -направлениях. Слой T_1 – воздушное пространство, в котором расположена антенна, T_2 и T_4 – слои с одинаковой комплексной диэлектрической проницаемостью, которые при отсутствии исследуемой неоднородности ($T_3 = 0$) представляют собой однородную структуру с комплексной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = \epsilon_2 = \epsilon_4$. Слои T_2 и T_3 конечны, в то время как слой T_4 является полупространством ($T_4 \rightarrow \infty$).

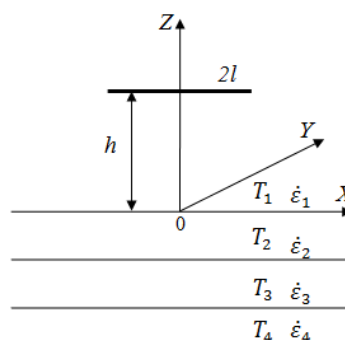


Рис. 1. Геометрия задачи

Для сравнения зависимостей внесенного сопротивления в широкополосную антенну были выбраны два диапазона рабочих частот. Первый – от 300 до 600 МГц, второй – от 600 до 1200 МГц. Каждый из исследуемых диапазонов рабочих частот соответствовал своей антенне. Расчеты полного сопротивления, с учетом внесенного, проводились по формулам [1, 3] для четырехслойной модели. Задача состояла в том, чтобы исследовать влияние многослойной плоскостойкой структуры на импеданс широкополосной антенны, в случаях, когда глубина залегания T_2 неоднородности T_3 принимает различные значения. Ранее в работах [1, 2, 4] было проведено исследование зависимости приведенной высоты расположения антенны h/λ от внесенного сопротивления. На основе этих работ была принята для исследования высота расположения антенны $h = 0,28\lambda_{cp}$, также для сравнения было выбрано типичное расстояние, на котором проводят зондирование с помощью переносных приемопередающих антенных систем $h = 3$ см. Основная структура, в которой залегает

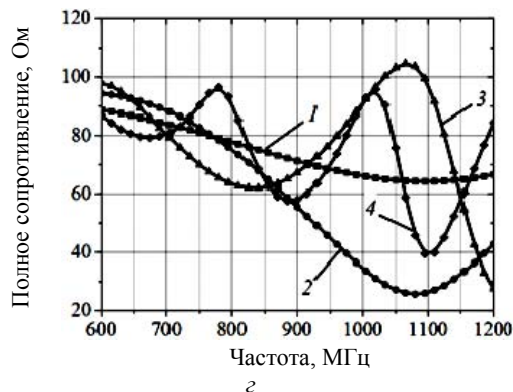
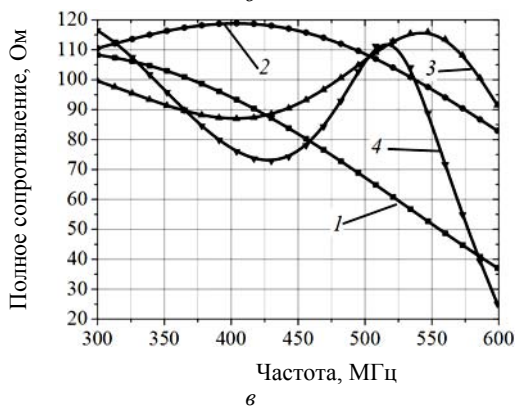
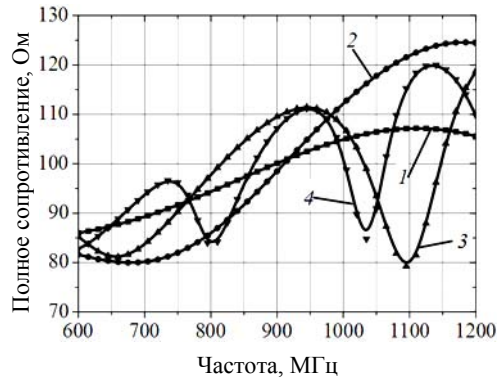
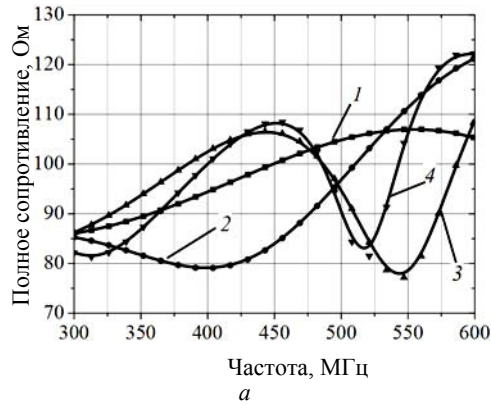


Рис. 2. Зависимости модуля полного сопротивления широкополосной антенны от частоты при $\epsilon_2 = \epsilon_4 = 15 - 0,01j$: а, б – для $h = 0,28\lambda_{ср}$; в, г – для $h = 3$ см
1 – при отсутствии неоднородности;
2 – при глубине залегания 1 см;
3 – при глубине залегания 7 см;
4 – при глубине залегания 15 см

неоднородность, характеризуется комплексными диэлектрическими проницаемостями ϵ_2 и ϵ_4 , которые принимают значения $15 - 0,01j$ для первого случая и $5 - 0,001j$ – для второго. Сама неоднородность имеет комплексную диэлектрическую проницаемость $\epsilon_3 = 2 - 0,003j$ и постоянную толщину $T_3 = 10$ см. Далее представлены для сравнения графики зависимостей модуля полного сопротивления антенны от частоты (рис. 2, 3) для двух диапазонов частот при отсутствии неоднородности и различных глубинах ее залегания.

Анализ результатов

При сравнении графиков зависимостей модуля полного сопротивления широкополосной антенны (с учетом внесенного средней сопротивлением) от частоты можно заметить нарастание периодичности зависимостей с увеличением глубины залегания неоднородности.

Однако если сравнить полученные графики для разных высот h , видно, что зависимости, представленные для различных глубин залегания неоднородности при $h = 0,28\lambda_{ср}$ (рис. 2, а, б; рис. 3, а, б), изменяются периодически в определенных предсказуемых пределах, отличаясь между собой в основном положениями (частотой) полуволновых (максимумов) и четвертьволновых (минимумов) экстремумов. Отсюда можно сделать вывод о возможности по положениям экстремумов идентифицировать и определить глубину залегания неоднородности.

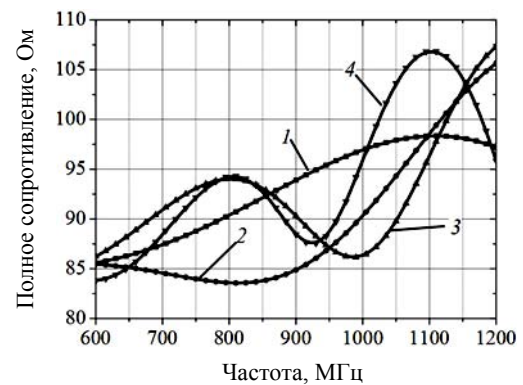
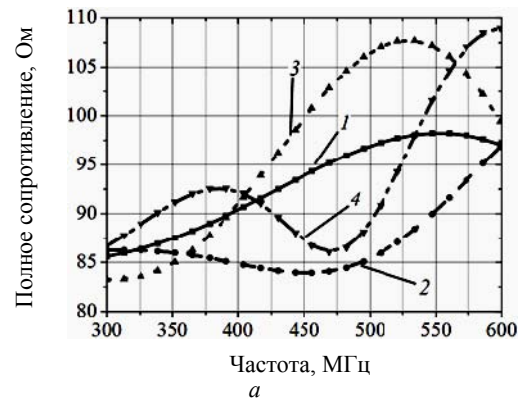


Рис. 3 (начало)

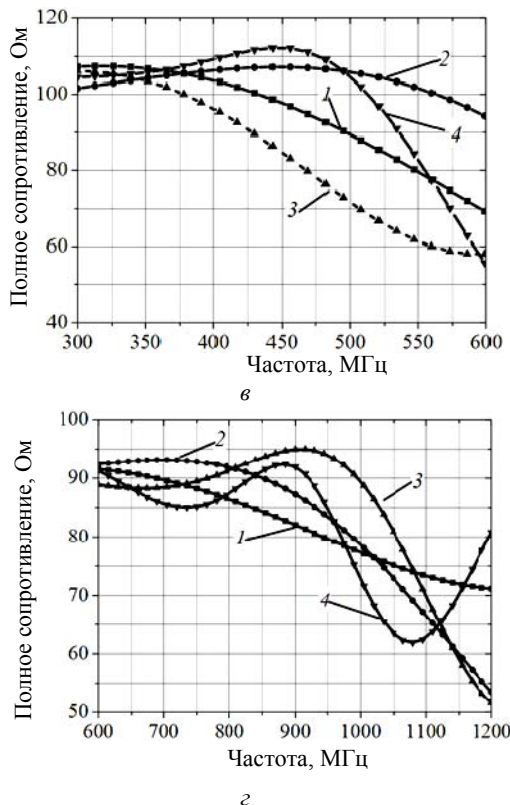


Рис. 3 (окончание). Зависимости модуля полного сопротивления широкополосной антенны от частоты при $\epsilon_2 = \epsilon_4 = 5 - 0,001j$: а, б – для $h = 0,28\lambda_{cp}$; в, г – для $h = 3$ см
 1 – при отсутствии неоднородности;
 2 – при глубине залегания 1 см;
 3 – при глубине залегания 7 см;
 4 – при глубине залегания 15 см

Рассмотренный случай типичной высоты зондирования (3 см) переносными приемопередающими системами (рис. 2, в, г; рис. 3, в, г) показал, что для рассмотренных моделей возникают резкие перегибы в зависимостях модуля полного импеданса, по которым сложно определить характер и глубину залегания неоднородности. Особенно сильно неоднозначность прослеживается на рис. 3, в, где кривые для различных глубин залегания неоднородности незначительно отличаются друг от друга.

Выбор диапазона частот для зондирования, как видно из сравнения рис. 3, в, г (в которых ϵ_2, ϵ_4 среды залегания и ϵ_3 неоднородности имеют слабые отличия в сравнении со случаем, представленным на рис. 2, в, г), обусловлен контрастом между диэлектрическими характеристиками неоднородности и среды ее залегания, т.е. чем меньше разница между комплексной диэлектрической проницаемостью неоднородности и среды залегания, тем более высокочастотный диапазон следует применять для зондирования. Также выбор диапазона рабочих частот для зондирования зависит от предполагаемой глубины залегания неоднородности и ее линейных размеров, т.е. чем тоньше слои в исследуемой неоднородной плоскостной структуре, тем выше требуются частоты, применяемые для зондирования.

Для того чтобы оценить влияние размеров неоднородности на характер исследуемой зависимости, был построен график (рис. 4). При данном исследовании для примера была выбрана модель, в которой $\epsilon_2 = \epsilon_4 = 15 - 0,01j$, ϵ_3 неоднородности остается прежней с глубиной залегания $T_2 = 7$ см, частотный диапазон 300–600 МГц, при этом размер неоднородности представлен различными величинами.

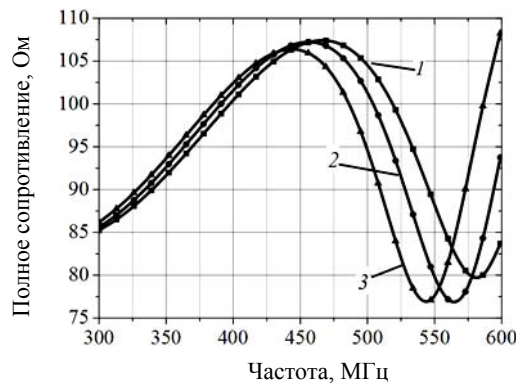


Рис. 4. Частотная зависимость модуля полного сопротивления антенны от толщины слоев:
 1 – 5 см; 2 – 7 см; 3 – 10 см

Из рис. 4 видно, что по характеру зависимостей имеется возможность различать толщины слоев по положениям экстремумов.

Выводы

Проведенные теоретические исследования влияния неоднородных плоскостных структур на импеданс широкополосной антенны позволяют сделать следующие выводы:

1. Исследование влияния подстилающей плоскостной среды на импеданс широкополосных антенн может быть использовано при конструировании приземных широкополосных антенн.

2. Полученные зависимости могут быть использованы для зондирования неоднородных плоскостных сред. Например, если заранее занести в память устройства сканирования зависимости для некоторых типовых случаев залегания искомой неоднородности в данной среде. Тогда можно через устройство сравнения интерпретировать полученные данные сканирования и определить наличие, а также параметры неоднородности (глубина залегания, размер, диэлектрические характеристики).

3. Проанализировано преимущество использования высоты расположения антенны при зондировании $h = 0,28\lambda_{cp}$ над типичной высотой зондирования переносными приемопередающими системами (3 см).

Предложенный метод зондирования широкополосной антенной при дальнейшем исследовании может помочь решить широкий круг задач инженерной геологии, дефектоскопии, археологии, строительства, поиска мин и др.

Литература

1. Шостак А.С., Лукьянов С.П., Дума А.Р., Загоскин В.В. Анализ теоретических и экспериментальных исследований влияния диэлектрических свойств контролируемого полупространства на параметры линейных вибраторных антенн // Журнал радиоэлектроники. – 2001. – № 1. – С. 1–11.

2. Шостак А.С., Першанин Д.А. Особенности зондирования неоднородных материальных сред с помощью линейных антенн // Изв. вузов. Физика. – 2012. – № 8/3. – С. 136–137.

3. Шостак А.С., Авдоченко Б.И., Загоскин В.В. др. Входной импеданс ультравысокочастотной линейной антенны, расположенной над трехслойной средой // Изв. вузов. Физика. – 2006. – № 8. – С. 79–82.

4. Шостак А.С., Гончаров А.В., Першанин Д.А. Контроль однородных и неоднородных сред с помощью линейных антенн // Изв. вузов. Физика. – 2010. – № 9/2. – С. 265–266.

Абулкасымов Муроджон Маруфжонович

Ассистент каф. КиПР ТУСУРа

Тел.: +7-923-423-47-48

Эл. почта: m.abulkasymov@mail.ru

Джакыпов Канатбек Аманбаевич

Студент каф. КиПР ТУСУРа

Тел.: +7-913-852-95-94

Эл. почта: kanat.d95@gmail.com

Черныш Тимофей Геннадьевич

Студент каф. КиПР ТУСУРа

Тел.: +7-913-883-82-65

Эл. почта: tima_95@mail.ru

Шостак Аркадий Степанович

Д-р техн. наук, профессор каф. КиПР ТУСУРа

Тел.: +7-913-867-73-99

Эл. почта: a-s-shostak@yandex.ru

Abulkasymov M.M., Dzhakupov K.A., Chernysh T.G., Shostak A.S.

Research of the influence of the inhomogeneous plane-layered structures on an impedance of the broadband antenna

Theoretical research results of the influence of the inhomogeneous plane-layered structures on an impedance of the broadband antenna located near the interface are presented. The possibility of the use of this influence at probing of the plane-layered structures, on the example of four-layer model is analyzed.

Keywords: broadband antenna, probing, impedance, inhomogeneous structure.

УДК 621.396

В.Е. Митрохин, К.А. Бондаренко, А.В. Ряполов

Оценка проникновения электромагнитных полей различной поляризации в экранирующую оболочку с отверстием

Приводятся результаты моделирования экранирующей оболочки радиоэлектронной аппаратуры, имеющей технологическое отверстие в стенке, при воздействии внешних электромагнитных полей. Моделирование выполняется методом конечных разностей во временной области. Рассматриваются гармонические электромагнитные поля следующих типов поляризации: круговая, горизонтальная, вертикальная, эллиптическая. Оценивается значение электрической компоненты поля в центре экранированного объема в зависимости от частоты и угла падения для всех типов поляризации электромагнитных волн. По полученным значениям построены графические зависимости, на которых видно, что в отдельных случаях проникновение электромагнитных волн круговой поляризации больше, чем для волн других типов поляризации.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, экранирование, поляризация электромагнитной волны.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-23-27

Вопросу повышения эффективности электромагнитных экранов радиоэлектронной аппаратуры и кабелей связи посвящено множество научных работ, но интерес к этой проблеме по-прежнему высокий, о чем свидетельствуют недавние публикации [1, 2].

Тенденции развития технологий беспроводной связи и передачи данных таковы, что требуется повышение несущих радиочастот. Находящаяся поблизости сторонняя радиоэлектронная аппаратура может быть уязвимой к новым высокочастотным электромагнитным полям. Здесь любое технологическое отверстие в корпусе устройства может стать источником помех для внутренних цепей. Попутно производители беспроводных средств решают проблему улучшения качества приема сигналов. Например, для сетей сотовой связи кроме обычных антенн с вертикальной поляризацией используют ММО-антенны с разнесением по поляризации каналов приема и передачи или антенны с круговой поляризацией [3], которые дают выигрыш 3 дБ по мощности сигнала. Электромагнитные волны круговой и эллиптической поляризации эффективно проходят через преграды на пути распространения сигнала. Для сторонней радиоэлектронной аппаратуры это также может иметь негативный эффект с точки зрения электромагнитной совместимости. В данной работе описаны результаты исследования, где оценивалось проникновение электромагнитных полей различной поляризации через отверстие в экране.

Описание условий моделирования

Исследование проникновения электромагнитных полей через отверстие в металлическом экране производилось путем численного решения уравнений Максвелла методом конечных разностей во временной области (КРВО, FDTD) [4]. Экранирующая оболочка была задана в виде параллелепипеда с габаритными размерами $400 \times 400 \times 200$ мм и толщиной стенки 1 мм, аналогично той, что рассмотрена в работе [5]. В центре верхнего основания экрана находится отверстие диаметром 30 мм. На это же основание под некоторым углом падает плоская электромагнитная волна (рис. 1). Была поставлена задача

оценить, как влияют поляризация и угол падения электромагнитной волны на ее проникновение во внутреннее пространство экрана.

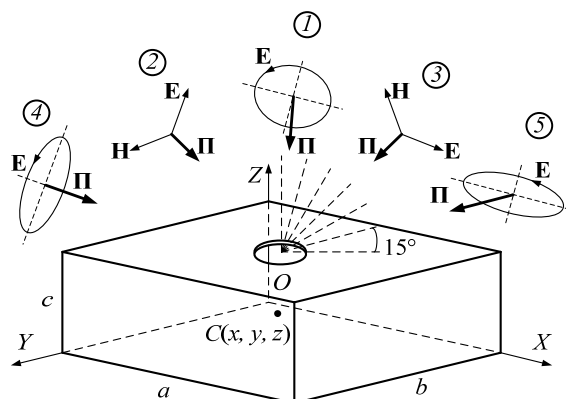


Рис. 1. Схематичное представление вычислительного эксперимента

Были рассмотрены электромагнитные поля пяти видов поляризации (см. рис. 1): 1 – круговая поляризация, 2 – вертикальная поляризация, 3 – горизонтальная поляризация, 4 – эллиптическая поляризация с преобладанием вертикальной компоненты, 5 – эллиптическая поляризация с преобладанием горизонтальной компоненты. Горизонтальная плоскость в счетном пространстве совпадает с основанием экрана, где расположено отверстие.

В литературных источниках встречаются варианты разложения гармонических электромагнитных полей двумя способами: линейная поляризация – суперпозиция двух полей круговой поляризации с левым и правым направлениями вращения векторов электрического поля или круговая поляризация – суперпозиция двух перпендикулярных полей линейной поляризации, сдвинутых относительно друг друга по фазе на 90° [6, 7].

При задании источников электромагнитного поля в расчетах методом КРВО достаточно просто задается плоская волна линейной поляризации, лежащая в плоскости двух координатных осей счетно-

го объема, например xOy , и распространяющая вдоль третьей оси, т.е. Oz [8]. В [9] описано, каким образом нужно дополнить расчет, чтобы задавать распространение плоской волны под произвольным углом. Пользуясь вышеизложенными методиками, было рассмотрено падение плоских электромагнитных волн под углами: 0, 15, 30, 45, 60, 75 и 90°. В случае нормального падения волны моделирование было ограничено тремя вариантами поляризации – круговая, горизонтальная и эллиптическая.

Во всех случаях электромагнитные волны задавались через электрическую компоненту, модуль которой равнялся 100 В/м. Магнитная компонента определялась через сопротивление свободного пространства 377 Ом. Все последующие результаты приведены для электрической компоненты.

Круговой и эллиптические варианты поляризации задавались как наложение двух линейных электромагнитных волн, имеющих разность фаз 90°. Для круговой поляризации обе волны имели одинаковые амплитуды. Волны с эллиптической поляризацией задавались таким образом, чтобы большая полуось эллипса, описываемого вектором электрического поля, отличалась от малой в 2 раза.

Электромагнитные волны возбуждались гармоническими колебаниями в диапазоне частот 0,1–5 ГГц с шагом 100 МГц (50 значений). Этот диапазон частот включает в себя несколько резонансов, значения которых предварительно были оценены исходя из габаритных размеров экрана. Первый резонанс наблюдается при частоте около 800 МГц.

Таким образом, для семи вариантов угла падения воздействующего поля при пяти типах поляризации (три для нормального падения волны) моделирование было проведено 1650 раз.

Для упрощения расчетов было сделано допущение, что экран выполнен из идеально проводящего металла, т.к. на указанных частотах глубина проникновения электромагнитного поля в металл стремится к нулю и поле полностью отражается от границы раздела «воздух–металл».

Также время моделирования было ограничено 50 периодами колебаний на частоте воздействующего поля. При минимальной частоте 100 МГц время моделирования было наибольшим, число ячеек дискретизации счетного объема наименьшим, а при максимальной частоте 5 ГГц оно было наименьшим, но за счет меньших размеров элементарной ячейки процесс расчета занимал наибольшее время. Было замечено, что быстрее всего расчет выполнялся на частотах вблизи 1 ГГц.

Вначале цикла расчета для задающих гармонических колебаний задавался плавный старт, который описывается выражением

$$s(t) = (1 - e^{-\tau t}) \cdot \sin(2\pi f t), \quad (1)$$

где τ – параметр времени, задающий убывание экспоненты в течение 2–3 периодов рассматриваемой частоты; f – одна из пятидесяти рассматриваемых частот.

Если использовать простой синусоидальный сигнал, то начало расчета сопровождается резким скачком амплитуды электромагнитного поля, превышающим заданные значения, что вносит погрешность в результаты расчета.

Регистрация электромагнитного поля производилась в центре экранирующей оболочки (точка C на рис. 1). По значениям компонент электрического поля вдоль осей Ox , Oy и Oz находилось его абсолютное значение. Аналогично для магнитного поля.

Результаты моделирования

На рис. 2 и 3 приведены примеры временных зависимостей абсолютного значения электрической компоненты поля, зарегистрированного в центре металлического экрана на частотах 1,8 и 2 ГГц. На обоих рисунках для сравнения показаны электромагнитные поля при круговой и горизонтальной поляризации. Отличие рис. 3 от рис. 2 состоит в том, что при частоте 2 ГГц в экране наблюдается резонанс.

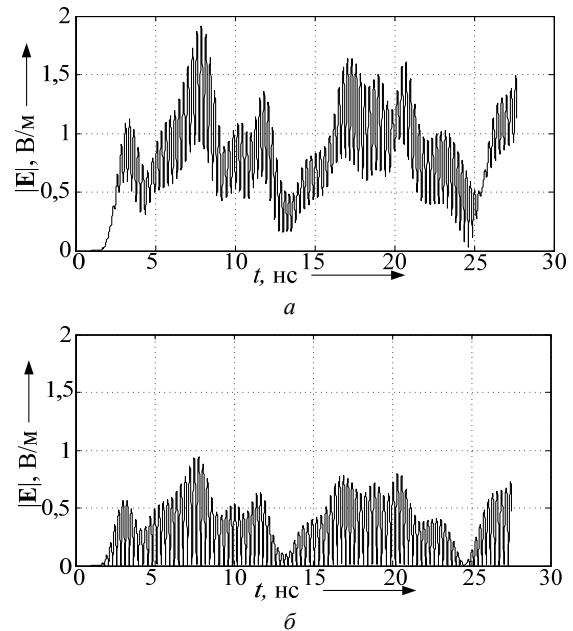


Рис. 2. Абсолютные значения электрического поля, зарегистрированного в центре экрана на частоте 1,8 ГГц при падении волны под углом 45°: a – круговая поляризация; b – горизонтальная поляризация

Следует заметить, что при резонансных частотах точно оценить значение электромагнитного поля внутри экрана не представляется возможным, т.к. оно постоянно увеличивается, поэтому далее представлены результаты, полученные после 50 периодов колебаний. По всем проведенным расчетам были определены максимальные значения электрической компоненты поля, которые далее представлены на рис. 4 и 5. Верхние кривые на этих рисунках соответствуют нормальному падению электромагнитных волн. Кривые, расположенные ниже друг за другом, получены при последовательном изменении угла падения от 0 до 90° с шагом 15°.

Можно заметить, что кривые на рис. 4, а и б визуально не различаются, хотя поляризация электромагнитных полей разная. Также на этих графиках видно, что уровень электрической компоненты поля держится примерно на одном уровне при изменении угла падения от 0 до 60°. Спад происходит уже при достижении угла падения 75°

и 90°, когда электромагнитное поле движется параллельно грани экрана с отверстием.

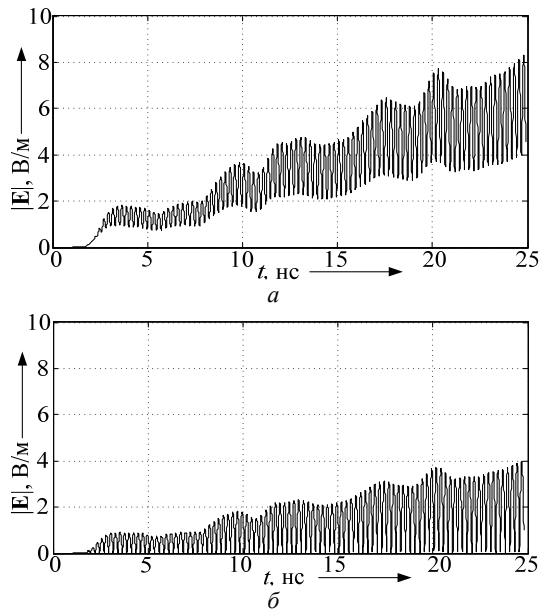


Рис. 3. Абсолютные значения электрического поля, зарегистрированного в центре экрана на частоте 2 ГГц при падении волны под углом 45°: а – круговая поляризация; б – горизонтальная поляризация

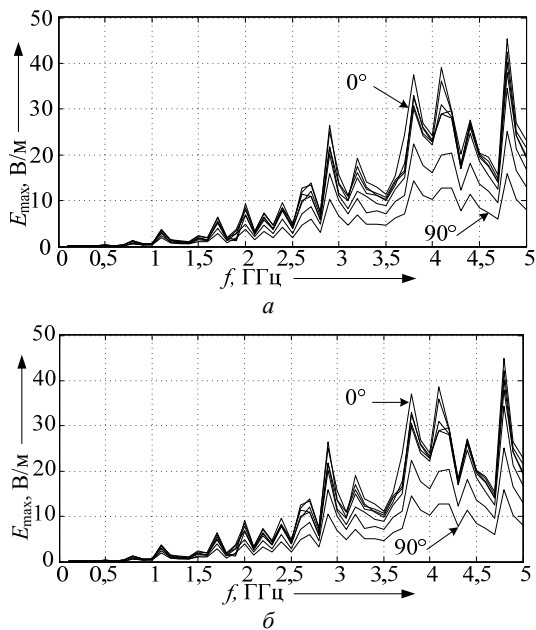


Рис. 4. Максимальные значения модуля электрического поля, зарегистрированного в центре экрана при углах падения электромагнитных волн 0 – 90°: а – круговая поляризация; б – вертикальная поляризация

На рис. 5 показаны такие же частотные зависимости, но полученные при горизонтальной поляризации (см. рис. 5, а) и при эллиптической поляризации с преобладанием горизонтальной составляющей (см. рис. 5, б). Видно, что для данных типов поляризации убывание электрической компоненты поля в экране при увеличении угла падения происходит значительно быстрее, чем для круговой и вертикальной поляризации. Причем при горизонтальной направленности вектора электрического поля убывание происходит практически равномерно.

Самая нижняя кривая на рис. 5, а, соответствующая углу падения 90°, близка к нулевому значению, и уровня электромагнитного поля недостаточно для того, чтобы вызвать значительный резонанс в объеме экрана. При эллиптической поляризации с преобладанием горизонтальной составляющей (см. рис. 5, б) с увеличением угла падения также убывает уровень электрической компоненты поля в экране, но убывание слабее, чем при горизонтальной поляризации. В случае падения под углом 90° значение электромагнитного поля по-прежнему высокое, т.к. на нижней кривой отчетливо проявляются пики, соответствующие резонансным частотам.

Что касается пятого типа поляризации, эллиптической с преобладанием вертикальной компоненты поля, то в этом случае были получены значения, идентичные электромагнитному полю с вертикальной поляризацией.

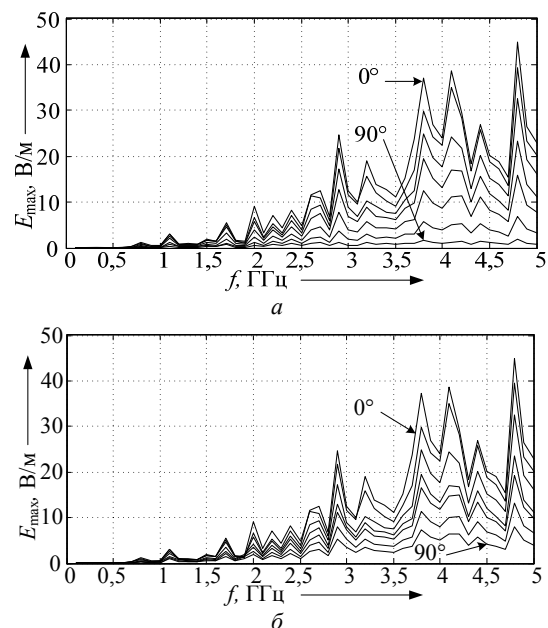


Рис. 5. Максимальные значения модуля электрического поля, зарегистрированного в центре экрана при углах падения электромагнитных волн 0 – 90°: а – эллиптическая поляризация с преобладанием горизонтальной компоненты; б – горизонтальная поляризация

Полученные результаты были проанализированы также другим способом: на одинаковых частотах, но при разных углах падения. На рис. 6 показаны

примеры зависимостей модуля электрического поля для всех типов поляризации от угла падения при частотах 0,2; 0,8 и 2 ГГц. Частоты 0,8 и 2 ГГц находятся вблизи резонансов экрана.

Нумерация зависимостей, показанных на рис. 6: 1 – круговая поляризация, 2 – вертикальная поляризация, 3 – горизонтальная поляризация, 4 – эллиптическая поляризация с преобладанием вертикальной компоненты, 5 – эллиптическая поляризация с преобладанием горизонтальной компоненты.

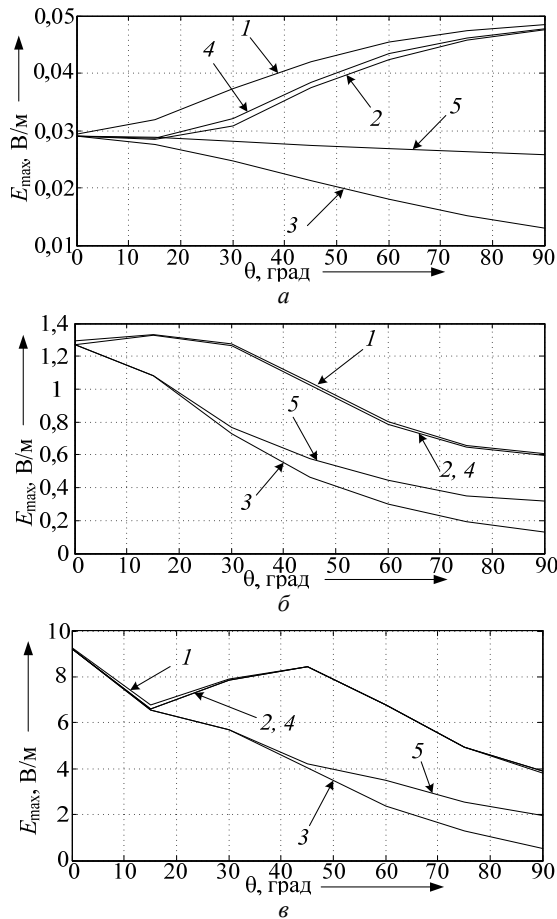


Рис. 6. Зависимости изменения модуля электрического поля от угла падения при частоте: а – 0,2 ГГц; б – 0,8 ГГц; в – 2 ГГц

В процессе моделирования было замечено, что наибольшие значения электромагнитного поля получаются при круговой и вертикальной поляризации, о чем свидетельствует схожесть графиков на рис. 4. Однако наблюдается некоторое различие, которое хорошо заметно на низких частотах (см. рис. 6, а). Видно, что проникающая способность электромагнитного поля круговой поляризации больше, чем у поля эллиптической и вертикальной поляризации. Эта разница заметна на фоне того, что на низкой частоте проникновение поля в экран невелико.

С увеличением частоты уровень электромагнитного поля в целом становится больше, и разница

уменьшается (0,8 ГГц – рис. 6, б). На частоте 2 ГГц (см. рис. 6, в) превышение электрической компоненты поля круговой поляризации над полем вертикальной поляризации заметно лишь в случае падения электромагнитной волны при углах 0–30°. При последующем увеличении частоты графики для круговой и вертикальной поляризации сливаются.

Заключение

По проведенной работе можно сделать вывод, что если вблизи чувствительной радиоэлектронной аппаратуры находится источник высокочастотных электромагнитных помех, тип поляризации электромагнитного поля значительно влияет на эффективность экранирования. Как видно из полученных результатов, наибольшее проникновение характерно для полей круговой и вертикальной поляризации, однако заранее трудно предугадать, будет ли поле с линейной поляризацией ориентировано вертикально или горизонтально по отношению к плоскости экрана. Эффективность экранирования для горизонтальной и вертикальной поляризации может сильно различаться, но поле круговой поляризации будет проникать в экран под любым углом падения. Это следует учитывать при разработке конструктивных мер защиты аппаратуры от внешних электромагнитных полей.

Литература

1. Викторов В.М. Оценка эффективности экранирования импульсных магнитных полей многослойными покрытиями / В.М. Викторов, Р.Ю. Голиков, П.В. Никулин // Технологии ЭМС. – 2016. – № 2 (57). – С. 16–22.
2. Жихарев Д.Ю. Исследование проникновения излучаемых помех во внутренний объем конструкции бортовых приборов космических аппаратов // Технологии ЭМС. – 2016. – № 2 (57). – С. 38–43.
3. Антенны эллиптической поляризации [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://besteltd.ru/article/teoriya_praktika/krugovaya_polyarizatsiya/krugovaya_polyarizatsiya.html. – Заглавие с экрана. – (дата обращения: 12.11.2016).
4. Григорьев, А.Д. Методы вычислительной электродинамики. – М.: Физматлит, 2012. – 432 с.
5. Ряполов А.В. Защищенность радиоэлектронных систем к дестабилизирующему воздействию электромагнитных полей / А.В. Ряполов, В.Е. Митрохин // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – № 2 (32). – С. 125.
6. Пименов Ю.В. Техническая электродинамика: учеб. пособие для вузов / Ю.В. Пименов, В.И. Вольман, А.Д. Муравцов; под ред. Ю.В. Пименова. – М.: Радио и связь, 2000. – 536 с.
7. Григорьев А.Д. Электродинамика и микроволновая техника: учеб. – СПб.: Лань, 2007. – 704 с.
8. Sullivan D.M. Electromagnetic Simulation Using The FDTD Method / D.M. Sullivan. – New York: Wiley IEEE Press, 2000. – 165 p.
9. Taflov A. Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method. Second Edition / A. Taflov, S.C. Hagness. – Boston: Artech House, 2000. – 866 p.

Митрохин Валерий Евгеньевич

Д-р техн. наук, профессор каф. телекоммуникационных,
радиотехнических систем и сетей (ТРСИС)
Омского государственного университета путей сообщения
Тел.: +7 (381-2) 31-06-94
Эл. почта: mitrokhin@list.ru

Бондаренко Константин Александрович

Канд. техн. наук, доцент каф. ТРСИС
Тел.: +7 (381-2) 31-06-94
Эл. почта: gbondarenkok@gmail.com

Ряполов Артем Владимирович

Канд. техн. наук, инженер-исследователь
ФГУП «РФЯЦ-ВНИИТФ им. акад. Е.И. Забабахина»,
Снежинск
Тел.: +7-909-077-33-06
Эл. почта: a.v.ryapolov@gmail.com

Mitrokhin V.E., Bondarenko K.A., Ryapolov A.V.

Survey of the penetration in shielding enclosure with aperture of electromagnetic field with different polarizations

The article is dedicated to research of electromagnetic field penetration into shielding enclosure through technological aperture. The simulation is performed by the finite-difference time-domain method. Next types of electromagnetic waves polarization are observed: circular, horizontal, vertical and elliptic. A criterion of the penetration is based on the value of electric component of the field in the center of enclosure. Calculations are done depending on the frequency of the field and the angle of propagation. Obtained results demonstrate that in several conditions penetration of the filled with circular polarization prevails on other types of polarization.

Keywords: electromagnetic compatibility, shielding, electromagnetic wave, polarization.

УДК 621.396.96

Е.В. Масалов, Н.Н. Кривин, К.В. Кокоулин

Анализ влияния гидрометеоров на величины дифференциальной радиолокационной отражаемости и линейного деполаризационного отношения радиолокационных сигналов

На основе анализа компонент вектора Джонса в собственном базисе среды распространения получены расчетные соотношения для оценки величин дифференциальной радиолокационной отражаемости и линейного деполаризационного отношения радиолокационных сигналов. При этом анализируются изменения радиолокационного сигнала, возникающие в процессе его распространения в среде, заполненной гидрометеорами. Под средой распространения понимается воздушное пространство, заполненное частицами осадков: каплями дождя, частицами града, снежинками. Приводятся результаты расчетов этих величин в точке приема радиолокационного сигнала для осадков в виде дождя различной интенсивности. Полученные результаты анализируются.

Ключевые слова: поляризация, угол эллиптичности, угол ориентации эллипса поляризации, дифференциальное ослабление, дифференциальный фазовый сдвиг, дифференциальная радиолокационная отражаемость, линейное деполаризационное отношение.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-28-32

Дистанционное зондирование метеообразований с использованием поляризационной структуры сигналов, с одной стороны, позволяет значительно увеличить количество информации о метеообразованиях, с другой стороны, сама поляризационная структура радиолокационных сигналов оказывается в значительной степени подвержена искажающему воздействию факторов среды [1, 2]: дифференциальному ослаблению $\Delta\alpha$ [дБ/км] и дифференциальному фазовому сдвигу $\Delta\Phi$ [град/км].

Кроме того, ещё одним негативным фактором, влияющим на изменчивость дифференциальной радиолокационной отражаемости Z_{DR} и линейного деполаризационного отношения (LDR), является несогласование углов ориентации собственного поляризационного базиса среды распространения и измерительного базиса, связанного с РЛС.

Постановка задачи

Указанные выше факторы являются причиной неадекватности результатов оценки интенсивности осадков и алгоритмов распознавания опасных зон метеообразований на основе поляризационных измерений с применением двух ортогональных линейных поляризаций [3]. Перечисленные обстоятельства обуславливают необходимость поиска путей, позволяющих оценить значимость влияния указанных факторов на получаемые результаты измерения и определить характер изменчивости измеряемых параметров $Z_{DR}(z)$ и $LDR(z)$, где z – длина трассы распространения радиолокационного сигнала в среде, заполненной гидрометеорами.

Методика решения

В данной работе величина $LDR(z)$ определяется соотношением

$$LDR(z) = 20 \cdot \lg \left(\left| \dot{E}_{XY}(z) \right| / \left| \dot{E}_{XX}(z) \right| \right), \quad (1)$$

где $\left| \dot{E}_{XY}(z) \right|$ – амплитуда сигнала, излученного с горизонтальной поляризацией и принятого с вертикальной; $\left| \dot{E}_{XX}(z) \right|$ – амплитуда сигнала, излученного и принятого с горизонтальной поляризацией.

Величина дифференциальной радиолокационной отражаемости $Z_{DR}(z)$ на выходе приёмника с логарифмической характеристикой может быть определена в виде [1]

$$Z_{DR}(z) = 20 \cdot \lg \left(\left| \dot{E}_{XX}(z) \right| / \left| \dot{E}_{YY}(z) \right| \right), \quad (2)$$

где $\left| \dot{E}_{XX}(z) \right|$ – амплитуда сигнала, излученного с горизонтальной поляризацией и принятого той же антенной; $\left| \dot{E}_{YY}(z) \right|$ – амплитуда сигнала, излученного с вертикальной поляризацией и принятого той же антенной.

Для нахождения указанных амплитуд использована методика определения компонент вектора Джонса в собственном базисе среды распространения [4] с последующим переходом в собственный базис РЛС и определением сигналов на выходе прямоугольных волноводов, принимающих сигналы горизонтальной и вертикальной поляризации соответственно.

Тогда комплексные амплитуды, необходимые для определения $LDR(z)$, могут быть определены из приведенных ниже выражений:

$$\dot{E}_{XX}(z) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \left[R^{-1}(\beta_H) \right] \left[R(\beta(z, \beta_H)) \right] \begin{bmatrix} \cos \alpha(z) \\ j \sin \alpha(z) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$\dot{E}_{XY}(z) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \left[R^{-1}(\beta_H) \right] \left[R(\beta(z, \beta_H)) \right] \begin{bmatrix} \cos \alpha(z) \\ j \sin \alpha(z) \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Для оценки параметра $Z_{DR}(z)$ помимо указанной выше комплексной амплитуды $\dot{E}_{XX}(z)$, необходимо определить величину $\dot{E}_{YY}(z)$, для чего достаточно учесть, что Y -компонента излученного сигнала повернута относительно X -компоненты на 90° , поэтому к углу β_H следует добавить 90° . Также при расчетах коэффициента эллиптичности $\alpha(z)$ и в угле ориентации $\beta(z)$ для этой компоненты необходимо будет использовать начальный угол наклона плоскости поляризации, равный $\beta_H + 90^\circ$. Тогда

$$\begin{aligned} \dot{E}_{YY}(z) = & \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\beta_H + 90^\circ) & -\sin(\beta_H + 90^\circ) \\ \sin(\beta_H + 90^\circ) & \cos(\beta_H + 90^\circ) \end{bmatrix} \times \\ & \times \begin{bmatrix} \cos\beta(z, \beta_H + 90^\circ) & \sin\beta(z, \beta_H + 90^\circ) \\ -\sin\beta(z, \beta_H + 90^\circ) & \cos\beta(z, \beta_H + 90^\circ) \end{bmatrix} \times \\ & \times \begin{bmatrix} \cos\alpha(z, \beta_H + 90^\circ) \\ j \sin\alpha(z, \beta_H + 90^\circ) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (5)$$

В формулах (3), (4) и (5) использованы следующие обозначения: $\begin{bmatrix} \cos\alpha(z) \\ j \sin\alpha(z) \end{bmatrix}$ – вектор Джонса эллиптически поляризованной волны в базисе среды; $[R(\beta(z, \beta_H))] = \begin{bmatrix} \cos\beta(z, \beta_H) & \sin\beta(z, \beta_H) \\ -\sin\beta(z, \beta_H) & \cos\beta(z, \beta_H) \end{bmatrix}$ – оператор перехода в базис среды из базиса локатора; $[R^{-1}(\beta_H)] = \begin{bmatrix} \cos\beta_H & -\sin\beta_H \\ \sin\beta_H & \cos\beta_H \end{bmatrix}$ – оператор перехода в базис локатора из базиса среды; $\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ – матрица Джонса прямоугольного волновода, принимающего сигнал с горизонтальной поляризацией; $\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ – матрица Джонса прямоугольного волновода, принимающего сигнал с вертикальной поляризацией; $\alpha(z)$ и $\beta(z)$ – характеристики эллипса поляризации, представляющие собой его угол эллиптичности и его угол наклона соответственно; β_H – угол рассогласования поляризационных базисов РЛС и среды распространения зондирующего сигнала.

Осуществим перемножение в (2) и (3) и определим модули полученных произведений $|\dot{E}_{XX}(z)|$ и $|\dot{E}_{XY}(z)|$, тогда получим

$$|\dot{E}_{XY}(z)| = [\cos^2\alpha(z) \cdot \sin^2(\beta_H - \beta(z, \beta_H)) + \sin^2\alpha(z) \cdot \cos^2(\beta_H - \beta(z, \beta_H))]^{0,5}, \quad (6)$$

$$|\dot{E}_{XX}(z)| = [\cos^2\alpha(z) \cdot \cos^2(\beta_H - \beta(z, \beta_H)) + \sin^2\alpha(z) \cdot \sin^2(\beta_H - \beta(z, \beta_H))]^{0,5}. \quad (7)$$

Для амплитуды $|\dot{E}_{YY}(z)|$, исходя из формулы (5), получим

$$\begin{aligned} |\dot{E}_{YY}(z)| = & \left[\cos^2\alpha(z, \beta_H + 90^\circ) \cdot \sin^2((\beta_H + 90^\circ) - \right. \\ & \left. - \beta(z, \beta_H + 90^\circ)) + \sin^2\alpha(z, \beta_H + 90^\circ) \times \right. \\ & \left. \times \cos^2((\beta_H + 90^\circ) - \beta(z, \beta_H + 90^\circ)) \right]^{0,5}. \end{aligned} \quad (8)$$

Для расчета зависимостей $\alpha(z)$ и $\beta(z)$ в формулах (3)–(5) воспользуемся известными по [1, 2] соотношениями:

$$\alpha(z) = \frac{1}{2} \cdot \arcsin\left(\frac{2 \cdot \operatorname{tg}\beta_H \cdot 10^{0,05\Delta\alpha z} \cdot \sin(\Delta\Phi z)}{1 + 10^{0,1\Delta\alpha z} \cdot \operatorname{tg}^2\beta_H}\right), \quad (9)$$

$$\beta(z) = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{arctg}\left(\frac{2 \cdot 10^{0,05\Delta\alpha z} \cdot \operatorname{tg}\beta_H \cdot \cos(\Delta\Phi \cdot z)}{1 - 10^{0,1\Delta\alpha z} \cdot \operatorname{tg}^2\beta_H}\right) + \frac{\pi n}{2}, \quad (10)$$

где β_H – угол ориентации измерительного поляризационного базиса (связанного с РЛС) относительно собственного базиса среды.

На рис. 1 и 2 приведены результаты расчетов $\alpha(z)$ и $\beta(z)$ соответственно, полученные для интенсивности осадков $R = 12,5$ мм/ч, при которой величины $\Delta\alpha$ и $\Delta\Phi$ составляют 0,02 дБ/км и 1 град/км соответственно [2].

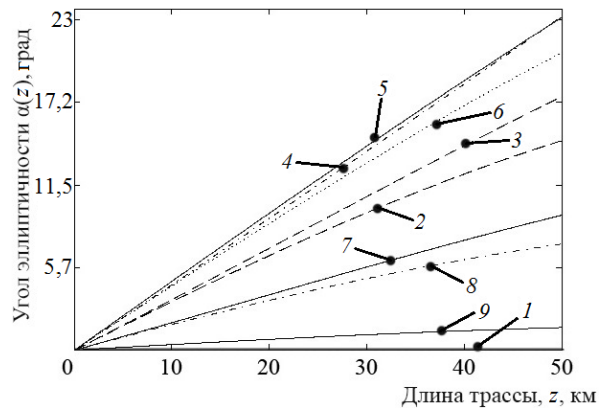


Рис. 1. Зависимость изменения угла эллиптичности от длины трассы

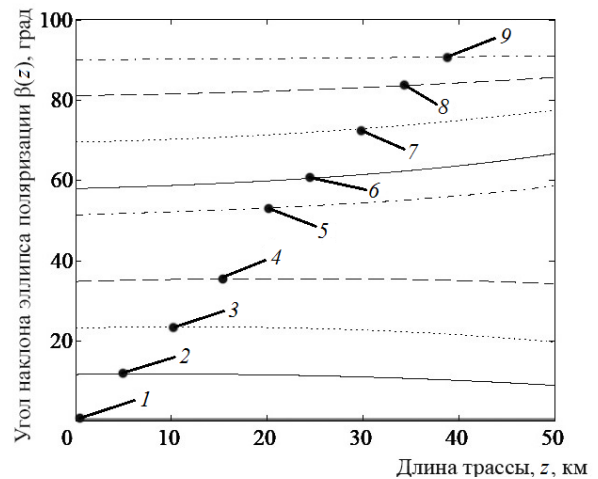


Рис. 2. Зависимость изменения угла ориентации от длины трассы

Расчеты приведены для значения β_H : 1 – $\beta_H = 0^\circ$; 2 – $\beta_H = 11,25^\circ$; 3 – $\beta_H = 22,5^\circ$; 4 – $\beta_H = 33,75^\circ$; 5 – $\beta_H = 45^\circ$; 6 – $\beta_H = 56,25^\circ$; 7 – $\beta_H = 67,5^\circ$; 8 – $\beta_H = 78,75^\circ$; 9 – $\beta_H = 90^\circ$.

При интенсивности $R = 12,5$ мм/ч характер изменения характеристик $\alpha(z)$ и $\beta(z)$ носит в целом близкий к линейному характер изменения на трассе протяженностью 50 км, величина $\alpha(z)$ не превышает значения 23 град; $\beta(z)$ изменяется от 0 до 90 град. Угол эллиптичности $\alpha(z)$ в случае начального угла

ориентации эллипса поляризации $\beta_H = 45^\circ$ по мере увеличения расстояния от точки излучения линейно возрастает и достигает максимального значения, равного 23 град. Угол ориентации $\beta(z)$ в зависимости от каждого начального угла β_H ориентации эллипса поляризации изменяется слабо.

Определяя величину дифференциальной радиолокационной отражаемости $Z_{DR}(z)$ на выходе приёмника с логарифмической характеристикой в виде (2), после подстановки формул (7) и (8) получим

$$Z_{DR}(z) = 10 \cdot \lg \left(\frac{|\dot{E}_{XX}(z)|^2}{|\dot{E}_{YY}(z)|^2} \right). \quad (11)$$

Анализ полученных результатов

На рис. рисунке 3 приведены результаты расчетов $LDR(z)$ для различных значений интенсивности дождя R . Значения β_H соответствуют приведенным выше для рис. 1 и 2.

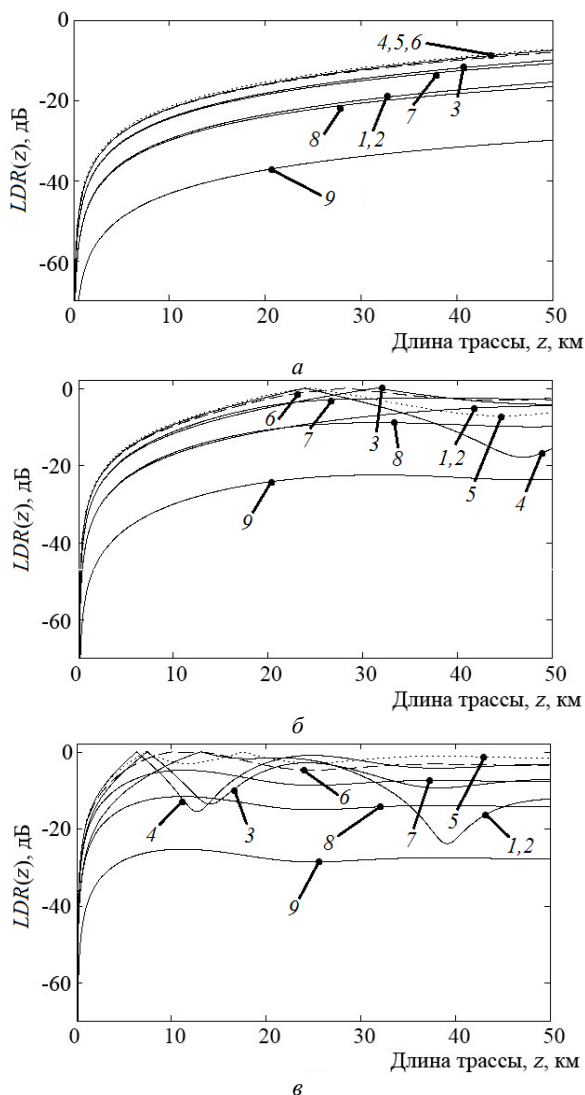


Рис. 3. Зависимость линейного деполаризационного отношения от длины трассы при интенсивности осадков: а – 12,5 мм/ч; б – 50 мм/ч; в – 150 мм/ч

Результаты расчетов по формуле (11) приведены на рис. 4–9.

Расчеты проводились для однородной среды и линейно поляризованных излучаемых волн трехсантиметрового диапазона, для которых величины R , $\Delta\alpha$, $\Delta\Phi$ составят следующие значения [2]:

$\Delta\alpha = 0,02$ дБ/км; $\Delta\Phi = 1$ град/км – при $R = 12,5$ мм/ч;

$\Delta\alpha = 0,1$ дБ/км; $\Delta\Phi = 4$ град/км – при $R = 50$ мм/ч;

$\Delta\alpha = 0,8$ дБ/км; $\Delta\Phi = 14$ град/км – при $R = 150$ мм/ч.

Из рис. 3 видно, что для случая $R = 12,5$ мм/ч величина $LDR(z)$ линейно возрастает и достигает значения порядка -7 дБ при $\beta_H = 45^\circ$ и $z = 50$ км.

Как следует из расчетных зависимостей величины $LDR(z)$, для интенсивности дождя $R = 50$ мм/ч (см. рис. 3, б) также имеет место монотонность зависимостей $LDR(z)$ от длины трассы z . Однако в этом случае появляются участки z , на которых возрастающий характер изменяется на убывающий. В данном случае это проявляется при начальных углах ориентации $\beta_H = 22,5; 33,75; 45$ и $56,25^\circ$. Появляющийся при таком характере изменений перепад составляет величину порядка 15 дБ.

Еще более выраженной является изменчивость характера монотонной зависимости для случая интенсивности дождя $R = 150$ мм/ч, как видно из результатов расчета $LDR(z)$, приведенных на рис. 3, в. В этом случае на трассе длиной $z = 50$ км имеют место три участка с таким же, как и в предыдущем случае, характером изменения направленности. При этом в случае $\beta_H = 22,5; 33,75$ и 45° указанные особенности проявляются уже на интервале z от 0 до 15 км. Максимальный перепад в оценке $LDR(z)$ достигает порядка 20 дБ.

Далее рассмотрим результаты расчетов дифференциальной радиолокационной отражаемости $Z_{DR}(z)$, приведенные на рис. 4–9.

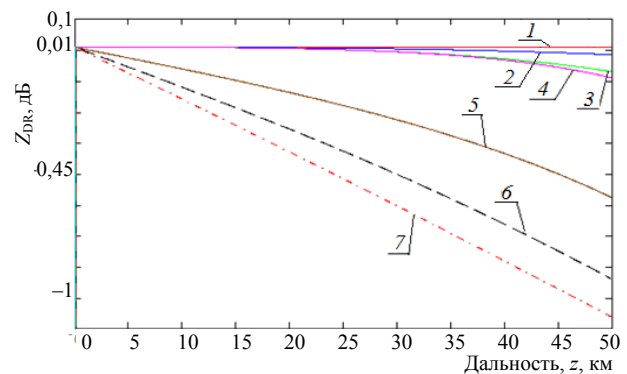


Рис. 4. Зависимости дифференциальной радиолокационной отражаемости $Z_{DR}(z)$ при различных значениях β_H для интенсивности дождя $R = 12,5$ мм/ч

Угол β_H изменялся от 0 до 90° с дискретом $11,25^\circ$. На рис. 4, 6, 8 начальный угол наклона плоскости поляризации излучаемых колебаний β_H принимает значения: 1 – 0° ; 2 – $11,25^\circ$; 3 – $22,5^\circ$; 4 – $33,75^\circ$; 5 – $56,25^\circ$; 6 – $67,5^\circ$; 7 – $78,75^\circ$.

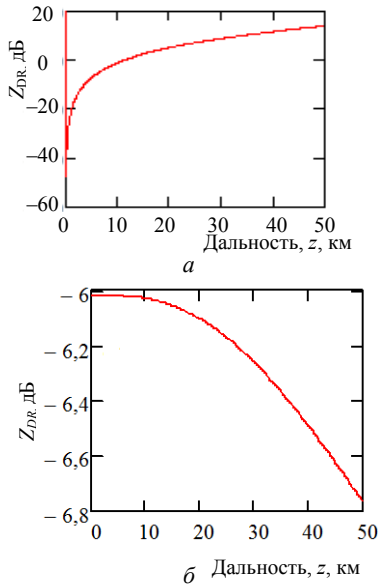


Рис. 5. Зависимость дифференциальной радиолокационной отражаемости $Z_{DR}(z)$ для интенсивности дождя $R = 12,5$ мм/ч при $\beta_H = 45^\circ$ (а) и 90° (б)

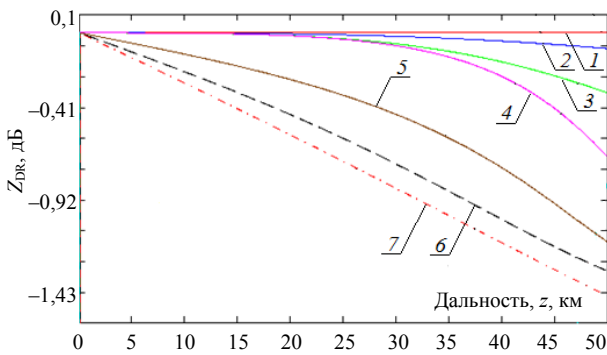


Рис. 6. Зависимости дифференциальной радиолокационной отражаемости $Z_{DR}(z)$ при различных значениях β_H для интенсивности дождя $R = 50$ мм/ч

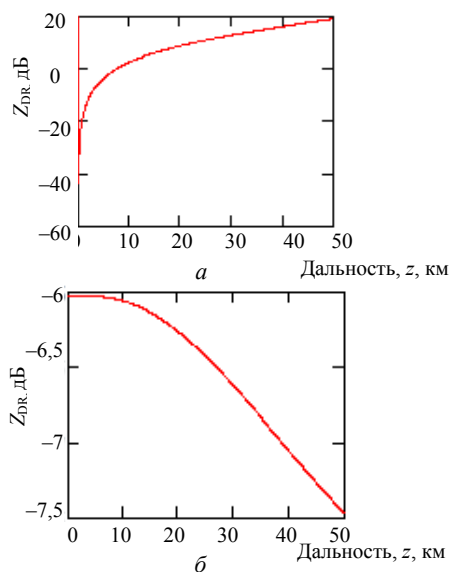


Рис. 7. Зависимость дифференциальной радиолокационной отражаемости $Z_{DR}(z)$ для интенсивности дождя $R = 50$ мм/ч при $\beta_H = 45^\circ$ (а) и 90° (б)

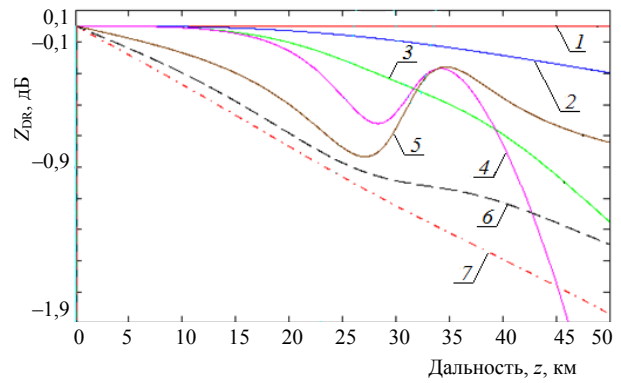


Рис. 8. Зависимости дифференциальной радиолокационной отражаемости $Z_{DR}(z)$ при различных значениях β_H для интенсивности дождя $R = 150$ мм/ч

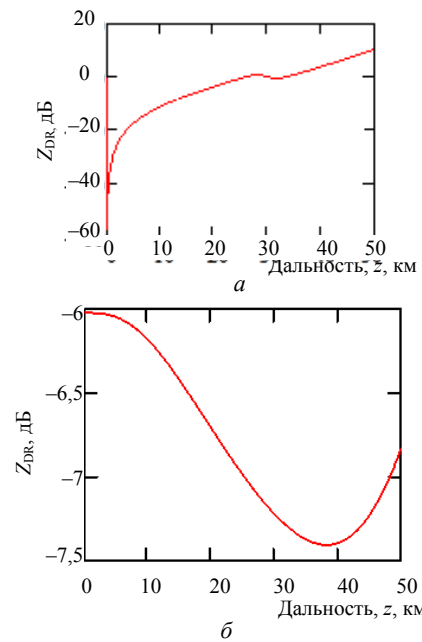


Рис. 9. Зависимость дифференциальной радиолокационной отражаемости $Z_{DR}(z)$ для интенсивности дождя $R = 150$ мм/ч при $\beta_H = 45^\circ$ (а) и 90° (б)

Как видно из рис. 4, при интенсивности осадков 12,5 мм/ч изменения дифференциальной радиолокационной отражаемости имеют убывающий характер в зависимости от начального угла наклона β_H плоскости поляризации излучаемых колебаний и от длины трассы. Оценка $Z_{DR}(z)$ изменяется от 0 до $-0,959$ дБ. Однако при $\beta_H = 45$ и 90° зависимость $Z_{DR}(z)$ резко меняет характер и пределы изменения. При $\beta_H = 45^\circ$ дифференциальная радиолокационная отражаемость увеличивается с увеличением длины трассы z в пределах от -60 до -5 дБ. При $\beta_H = 90^\circ$ дифференциальная радиолокационная отражаемость уже уменьшается в пределах от -6 до $-6,75$ дБ. Последнее иллюстрируют рис. 5, а, б.

По мере увеличения интенсивности осадков до 50 мм/ч (см. рис. 6) дифференциальная радиолокационная отражаемость $Z_{DR}(z)$ имеет также убывающий характер изменения в пределах от 0 до

–1,452 дБ. Так же, как и при интенсивности осадков 12,5 мм/ч, при $\beta_H = 45^\circ$ и $\beta_H = 90^\circ$ зависимость $Z_{DR}(z)$ резко меняет характер и предел изменения.

При $\beta_H = 45^\circ$ (см. рис. 7, а) для указанной выше интенсивности осадков значение дифференциальной радиолокационной отражаемости растёт с увеличением длины трассы z в пределах от –40 до 10 дБ. При $\beta_H = 90^\circ$ (см. рис. 7, б) дифференциальная радиолокационная отражаемость уже уменьшается в пределах от –6 до –7 дБ. Из рис. 6 следует, что величина $Z_{DR}(z)$ зависит, помимо длины трассы z , как от ориентации собственного базиса среды распространения β_H , так и от дифференциальных характеристик среды $\Delta\alpha$ и $\Delta\Phi$.

Из рис. 8 для максимальной интенсивности осадков 150 мм/ч следует, что оценка $Z_{DR}(z)$, начиная с дальности $z = 25$ км, приобретает ярко выраженную зависимость от угла ориентации собственного базиса среды распространения относительно измерительного базиса. Также можно показать, что при $\beta_H = 56,25^\circ$ оценка $Z_{DR}(z)$ на 26 км достигает минимального значения –0,8 дБ. В случае $\beta_H = 33,75^\circ$ и $\beta_H = 56,25^\circ$ имеют место участки с изменением характера зависимости $Z_{DR}(z)$ с убывающего на возрастающий и наоборот. Максимальный размах изменчивости достигает 1,5 дБ.

При $\beta_H = 45^\circ$ (см. рис. 9, а) дифференциальная радиолокационная отражаемость также увеличивается с увеличением длины трассы. Нижний и верхний пределы изменения в этом случае составляют –30 и 0 дБ соответственно. При $\beta_H = 90^\circ$ (см. рис. 9, б) дифференциальная радиолокационная отражаемость уменьшается в пределах от –6 до –7,405 дБ на участке трассы длиной от 0 до 39 км, далее происходит монотонное возрастание до –6,8 дБ.

При увеличении интенсивности осадков с 12,5 до 50 мм/ч оценка $Z_{DR}(z)$ уменьшается до –1,452 дБ при длине трассы 50 км, а при интенсивности 150 мм/ч уже достигает –2,3 дБ. Это говорит о том, что чем больше степень влияния осадков на оценку $Z_{DR}(z)$, тем сильнее она подвержена резким изменениям и большим затуханиям в конце трассы.

Заключение

С увеличением интенсивности осадков влияние дифференциального фазового сдвига и дифференциального ослабления увеличивается, существенно увеличивая изменчивость $LDR(z)$. Для более точной интерпретации полученных данных учёт этого влияния представляет собой значимый фактор и требует дальнейших исследований, поскольку такой характер изменчивости $LDR(z)$ может быть использован в качестве дополнительного информационного признака.

В случае использования линейных ортогональных поляризаций имеет место выраженный характер рассогласования углов ориентации собственного поляризационного базиса среды распространения и измерительного базиса, связанного с РЛС.

Перечисленные выше обстоятельства позволяют утверждать, что в случае несовпадения базиса

среды и измерительного базиса при реализации метода, основанного на использовании линейной поляризации, принимаемый сигнал обладает поляризационными характеристиками, зависящими в большей степени от характеристик процесса распространения, а не от характеристик рассеивающего метеорообъекта.

С увеличением интенсивности осадков изменчивость дифференциальной радиолокационной отражаемости носит всё более выраженный характер.

Литература

1. Масалов Е.В. Точностные характеристики поляризационного радиолокатора при зондировании среды, заполненной гидрометеорами / Е.В. Масалов, С.В. Янов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 2(24), ч. 3. – С. 17–19.
2. Масалов Е.В. Трансформация линейно поляризованных электромагнитных волн в средах, содержащих гидрометеоры // Матер. междунар. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения». – Новосибирск: НГТУ, 2010. – С. 77–79.
3. Теория и практика поляризационных измерений в метеорологической радиолокации [Электронный ресурс] / Б.М. Вовшин, И.С. Вылегжанин, В.Ю. Жуков и др. // Матер. V Всерос. конф. «Вторые Всероссийские Армандовские чтения» (Муром). – 2012. – С. 49–54. – Режим доступа: <http://www.mivlgu.ru/conf/armand2012/pdf/P5.pdf>, свободный (дата обращения: 11.12.2016).
4. Татаринцов В.Н. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. Поляризация плоских электромагнитных волн и её преобразования: учеб. пособие / В.Н. Татаринцов, Л.П. Лигтхарт, С.В. Татаринцов. – Томск: ТУСУР, 2012. – Т. 1. – 380 с.

Масалов Евгений Викторович

Д-р техн. наук, профессор каф. конструирования и производства радиоаппаратуры (КИПР) ТУСУРа
Тел.: +7 (913) 846-42-13
Эл. почта: e-v-masalov@yandex.ru

Кривин Николай Николаевич

Канд. техн. наук, ст. преп. каф. КИПР ТУСУРа
Тел.: +7 (913) 882-91-87
Эл. почта: freeman46@yandex.ru

Кокоулин Константин Владимирович

Студент каф. КИПР ТУСУРа
Тел.: +7 (999) 495-04-94
Эл. почта: jelikavar@gmail.com

Masalov E.V., Krivin N.N., Kokoulin K.V.

An analysis of the influence of hydrometeors on the linear depolarization ratio and differential reflectivity of the radar signals

Based on the analysis of the Jones vector components in their own basis of the propagation medium, the calculated ratios for estimating the value of the linear depolarization ratio and the differential reflectivity are obtained. The results of calculations of this value at the point of reception of the radar signal are given. The results are analyzed.

Keywords: polarization, ellipticity angle, the angle of orientation of the polarization ellipse, the differential attenuation, differential phase shift, linear depolarization ratio, differential reflectivity.

УДК 621.396.96

Е.В. Масалов, А.С. Рудометова, Н.Н. Кривин

Особенности использования кругового деполаризационного отношения при дистанционном зондировании метеообразований

В работе рассматриваются вопросы, связанные с возможностью оценки анизотропных свойств метеообразований и их последующей интерпретацией на основе использования кругового деполаризационного отношения. Приводятся результаты расчетов. Полученные результаты анализируются.

Ключевые слова: круговая поляризация, круговое деполаризационное отношение, степень поляризационной анизотропии, электрический фактор формы.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-33-35

Использование сигналов круговой поляризации при дистанционном зондировании метеообразований основано на том факте, что чем больше форма капля дождя отличается от сферической (что наблюдается при росте интенсивности дождя), тем больше поляризация отраженного сигнала будет отличаться от круговой, трансформируясь в эллиптическую. Указанные обстоятельства являются предпосылкой к использованию для отображения и интерпретации так называемого кругового деполаризационного отношения Z_{CDR} . Вопросы, связанные с особенностями применения величины Z_{CDR} и ее практическим применением, рассмотрены в работе [1].

Постановка задачи

Поскольку одним из основных методов описания свойств, отвечающих за преобразование поляризации метеорообъектами, является их матрица рассеяния (в частности, степень поляризационной анизотропии μ), то имеет место необходимость определения зависимости Z_{CDR} от параметра μ и других характеристик матрицы рассеяния зондируемого метеорообъекта.

Методика решения

Зондируемый метеорообъем характеризует его матрица рассеяния, которая, с учетом результатов работы [2], может быть записана следующим образом:

$$\mathbf{S} = 0,5(\lambda_1 + \lambda_2) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + 0,5(\lambda_1 - \lambda_2) \times \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix} \quad (1)$$

и преобразована к виду

$$\mathbf{S} = 0,5(\lambda_1 + \lambda_2) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \mu \cdot \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Поскольку, как указывается в работе [3], метеообразования представляют собой объемные цели, образованные независимыми рассеивателями, то в данном случае в качестве матрицы рассеяния (1) и (2) следует понимать предложенное в работах [3, 4] понятие совокупной матрицы рассеяния объемной метеоцели. В этом же качестве на основании того же подхода к рассматриваемому подходу [3, 4] следует рассматривать перечисленные ниже характеристики: λ_1, λ_2 – собственные числа совокупной матрицы рассеяния объемной метеоцели (метеорообъекта); θ –

угол ориентации собственного базиса объемной метеоцели (метеорообъекта) относительно измерительного; $\mu = \frac{\lambda_1 - \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2} = \frac{1 - \rho}{1 + \rho}$ – степень поляризационной

анизотропии метеоцели (метеорообъекта); $\rho = \lambda_2 / \lambda_1$ – электрический фактор формы объемной метеоцели (метеорообъекта), где $\lambda_1 \geq \lambda_2$ [3].

При использовании сигналов круговой поляризации в метеорологических радиолокаторах рассмотрим случай, когда зондируемый объемный метеорообъект облучается волной с круговой поляризацией одного направления вращения (например, правой), а принимаются сигналы как с той же круговой поляризацией, так и с противоположным направлением вращения.

Оценим амплитуды ортогональных составляющих принимаемых сигналов в указанных выше случаях, используя следующие соотношения, с учетом выражений (1) и (2):

$$\begin{aligned} \dot{E}_R &= \begin{bmatrix} 1 & -j \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot [\mathbf{S}] \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -j \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \left[0,5(\lambda_1 + \lambda_2) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \right. \\ &\quad \left. + \mu \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix} \right] \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} = (\lambda_1 - \lambda_2) e^{-j2\theta}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{E}_L &= \begin{bmatrix} 1 & j \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot [\mathbf{S}] \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & j \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \left[0,5(\lambda_1 + \lambda_2) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \right. \\ &\quad \left. + \mu \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix} \right] \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} = (\lambda_1 + \lambda_2). \end{aligned}$$

Определим модули этих выражений:

$$|\dot{E}_R| = E_R = \lambda_1 - \lambda_2; \quad |\dot{E}_L| = E_L = \lambda_1 + \lambda_2.$$

Тогда, поделив эти модули друг на друга, получим оценку степени поляризационной анизотропии в виде

$$\mu = \frac{E_R}{E_L} = \frac{\lambda_1 - \lambda_2}{\lambda_1 + \lambda_2}.$$

Указанная оценка степени анизотропии будет адекватной в случае, фазовый сдвиг $\Delta\phi$, вносимый между ортогональными компонентами волны, равен нулю ($\Delta\phi = 0$), что имеет место, например, при зондировании переднего фронта метеообразования.

Однако представляет интерес случай, когда зондируемый метеообъем вносит непосредственный фазовый сдвиг $\Delta\varphi$ между ортогональными компонентами облучающего сигнала за счет экспериментально установленного наличия дифференциального фазового сдвига между ортогональными компонентами [6]. В этом случае совокупная матрица рассеяния объемной метеоцели может быть записана в виде

$$S = 0,5(\lambda_1 + \lambda_2 e^{j\Delta\varphi}) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + 0,5(\lambda_1 - \lambda_2 e^{j\Delta\varphi}) \times \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Тогда, осуществляя операции, аналогичные описанным ранее, получим следующие выражения для комплексных амплитуд ортогональных составляющих принимаемых сигналов:

$$\dot{E}_R = \dot{\lambda}_1 - \dot{\lambda}_2 = \sqrt{\lambda_1^2 - 2\lambda_1\lambda_2 \cos\Delta\varphi + \lambda_2^2} e^{j\delta_1}; \quad (4)$$

$$\dot{E}_L = \dot{\lambda}_1 + \dot{\lambda}_2 = \sqrt{\lambda_1^2 + 2\lambda_1\lambda_2 \cos\Delta\varphi + \lambda_2^2} e^{j\delta_2}, \quad (5)$$

где

$$\delta_1 = \arctg\left(-\frac{\lambda_2 \sin\Delta\varphi}{\lambda_1 - \lambda_2 \cos\Delta\varphi}\right) - 2\theta,$$

$$\delta_2 = \arctg\left(\frac{\lambda_2 \sin\Delta\varphi}{\lambda_1 + \lambda_2 \cos\Delta\varphi}\right) - 2\theta.$$

Тогда поляризационное отношение будет иметь вид [2]

$$\frac{\dot{E}_R}{\dot{E}_L} = \frac{\dot{\lambda}_1 - \dot{\lambda}_2}{\dot{\lambda}_1 + \dot{\lambda}_2} = \frac{\sqrt{\lambda_1^2 - 2\lambda_1\lambda_2 \cos\Delta\varphi + \lambda_2^2}}{\sqrt{\lambda_1^2 + 2\lambda_1\lambda_2 \cos\Delta\varphi + \lambda_2^2}} e^{j(\delta_1 - \delta_2)}. \quad (6)$$

Вынесем из подкоренных выражений в числителе и знаменателе величину λ_1^2 . Тогда, учитывая, что $\rho = \lambda_2/\lambda_1$, получим выражение для кругового деполаризационного отношения (6)

$$Z_{CDR} = \frac{|\dot{E}_R|}{|\dot{E}_L|} = \frac{\sqrt{1 - 2\rho \cos\Delta\varphi + \rho^2}}{\sqrt{1 + 2\rho \cos\Delta\varphi + \rho^2}}. \quad (7)$$

Анализ полученных результатов

Использование параметра электрического фактора ρ в данном случае представляется целесообразным, поскольку существует однозначная практически линейная связь между электрическим фактором и геометрическим $\rho_r = b/a$ [3]. Здесь b – малая полуось, a – большая полуось эллипсоида вращения, которым аппроксимируется форма дождевой капли. Геометрический фактор ρ_r практически линейно связан с эквивалентным диаметром капли.

Графики зависимости величины Z_{CDR} от параметра электрического фактора ρ при различных фиксированных значениях фазового сдвига $\Delta\varphi$ представлены на рис. 1.

Физически существующие размеры капель обуславливают изменение степени анизотропии μ от 0 до 0,33. Для электрического фактора формы этот диапазон соответствует значениям ρ от 0,5 до 1.

Из рис. 1 видно, что адекватная оценка анизотропных свойств объемного метеообъекта имеет место только в случае, когда $\Delta\varphi = 0^\circ$. По мере увеличения $\Delta\varphi$ между ортогональными компонентами наблюдается уменьшение (по модулю) величины Z_{CDR} в дБ. В крайнем случае, когда $\Delta\varphi = 90^\circ$, отношение Z_{CDR} от величины ρ не зависит (кривая 9).

Расчет величины погрешности, обусловленной фазовым сдвигом $\Delta\varphi$, можно провести по формуле

$$\Delta Z_{CDR} = Z_{CDR}(\Delta\varphi=0) - Z_{CDR}^*(\Delta\varphi), \text{ дБ}. \quad (8)$$

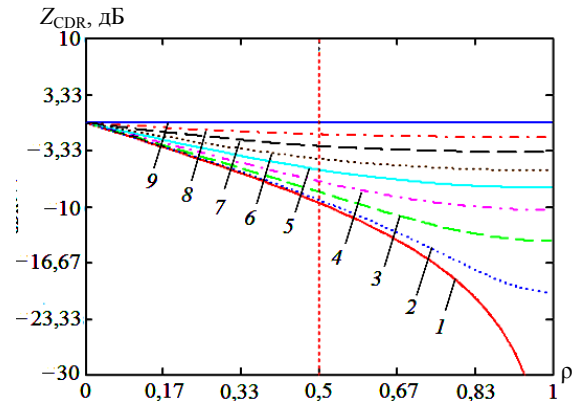


Рис. 1. Графики зависимости величины Z_{CDR} от параметра электрического фактора ρ при различных фиксированных значениях фазового сдвига $\Delta\varphi$: 1 – $\Delta\varphi = 0^\circ$; 2 – $\Delta\varphi = 11,25^\circ$; 3 – $\Delta\varphi = 22,5^\circ$; 4 – $\Delta\varphi = 33,75^\circ$; 5 – $\Delta\varphi = 45^\circ$; 6 – $\Delta\varphi = 56,25^\circ$; 7 – $\Delta\varphi = 67,5^\circ$; 8 – $\Delta\varphi = 78,75^\circ$; 9 – $\Delta\varphi = 90^\circ$

Графики зависимостей величины погрешности Z_{CDR} от фазового сдвига $\Delta\varphi$ при определенных значениях электрического фактора формы ρ представлены на рис. 2.

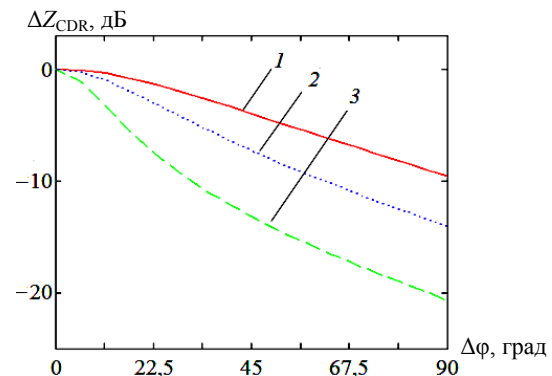


Рис. 2. Зависимость погрешности кругового деполаризационного отношения ΔZ_{CDR} от фазового сдвига $\Delta\varphi$ при $\rho = \text{const}$: $\rho = 0,5$ (1); $\rho = 0,67$ (2); $\rho = 0,83$ (3)

Как видно из рис. 2, наблюдается увеличение погрешности в оценке анизотропных свойств метеообразований при увеличении электрического фактора формы. При $\Delta\varphi = 90^\circ$ и $\rho = 0,83$ величина ΔZ_{CDR} достигает максимального значения, равного -20 дБ.

Заключение

Таким образом, появление фазового сдвига $\Delta\varphi$, вносимого объёмным метеорообъектом, приводит к существенному отличию Z_{CDR} от истинного значения, которое будет составлять примерно 20 дБ при $\rho = 1$ и порядка 10 дБ при $\rho = 0,5$.

Полученное обстоятельство требует учета при построении поляризационных РЛС, использующих алгоритмы указанного типа.

Литература

1. Масалов Е.В. Поляризационные измерения в задачах радиолокационной метеорологии / Е.В. Масалов, В.Н. Татаринов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1987. – № 4. – С. 44–52.
2. Татаринов В.Н. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. Поляризация плоских электромагнитных волн и её преобразования: учеб. пособие / В.Н. Татаринов, Л.П. Лигтхарт, С.В. Татаринов. – Томск: ТУСУР, 2012. – Т. 1. – 380 с.
3. Экспериментальные исследования анизотропии рассеяния радиолокационных сигналов облаками и осадками / Н.Н. Бадулин, А.П. Бацула, Е.Б. Кульшенева и др. // Изв. АН СССР. Физика атмосферы и океана. – 1984. – Т. 20, № 6. – С. 505–510.
4. Дистанционное зондирование микрофизической структуры облаков с использованием поляризационной манипуляции / Н.Н. Бадулин, А.П. Бацула, Е.Б. Кульшенева и др. // Изв. вузов. Физика. – 1983. – № 6. – С. 219–227.
5. Масалов Е.В. Влияние ориентации собственного базиса метеорообъекта на точностные характеристики поляризационного радиолокатора / Е.В. Масалов, С.Ю. Ещенко // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2(24), ч. 3. – С. 14–15.

6. Масалов Е.В. Влияние дифференциальных факторов среды распространения на поляризационные характеристики электромагнитной волны / Е.В. Масалов, С.Ю. Ещенко // Изв. вузов. Физика. – 2012. – Т. 55, № 3. – С. 28–33.

Масалов Евгений Викторович

Д-р техн. наук, профессор каф. конструирования и производства радиоаппаратуры (КИПР) ТУСУРа
Тел.: +7-913-846-42-13
Эл. почта: e-v-masalov@yandex.ru

Рудометова Анастасия Станиславовна

Студентка каф. КИПР ТУСУРа
Тел.: +7-923-417-74-51
Эл. почта: a.rudometova03@gmail.com

Кривин Николай Николаевич

Канд. техн. наук, ст. преп. каф. КИПР
Тел.: +7-913-882-91-87
Эл. почта: freeman46@yandex.ru

Masalov E.V., Rudometova A.S., Krivin N.N.

Features of the use of a circular depolarization ratio in remote sensing of meteorological formations

The paper deals with issues related to the possibility of estimating the anisotropic properties of meteorological formations and their subsequent interpretation based on the use of a circular depolarization ratio. The results of calculations are presented. The results are analyzed.

Keywords: circular polarization, circular depolarization ratio, degree of polarization anisotropy, electrical form factor.

УДК 621.397: 004.932.2

К.В. Шипунова, А.В. Каменский, М.И. Курячий

Измерение и коррекция координатных искажений в телевизионных изображениях программными средствами

Рассмотрены методы и алгоритмы измерений и коррекции координатных искажений в телевизионных изображениях с использованием программных средств. Выявлена и оценена зависимость изменения координатных искажений от угла и расстояния съемки.

Ключевые слова: координатные искажения, измерение искажений, коррекция искажений, калибровка видеокамеры, программные средства.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-36-39

На качество телевизионных изображений влияет множество факторов, таких как параметры стандарта разложения изображения, исполнение эксплуатационных норм на допустимые искажения сигнала, вносимые помехи разного происхождения. В силу естественных ограничений возможностей оборудования, применяемого для получения изображений, качество отдельных кадров изображения не всегда может быть удовлетворительным.

Статистические методы испытаний, применение унифицированных шкал оценок, строгая регламентация условий наблюдения и последовательность предъявления испытательных изображений являются основой для получения достоверных данных о качестве изображения.

В настоящее время объективная и субъективная оценки параметров звеньев телевизионной системы и искажений изображения, а также условия его наблюдения и обработка результатов измерений регламентированы документами МККР и ГОСТ 7845–92, 26320–84 [1].

Виды геометрических искажений

Координатные искажения изображения связаны с геометрическими или нелинейными искажениями растрового представления изображений.

К геометрическим искажениям изображений относятся искажения типов: «подушка», «бочка», «трапеция». Данные искажения проявляются в виде перекоса изображения и искривления прямых линий, и такое изображение больше не соответствует оригиналу.

Оценка подушкообразных и бочкообразных искажений производится с помощью коэффициента геометрических искажений, рассчитываемого по следующим формулам:

$$K_{\Gamma} = \frac{\Delta h}{b} \times 100\% \quad \text{и} \quad K_{\text{В}} = \frac{\Delta b}{h} \times 100\%, \quad (1)$$

где Δh – отклонение от высоты изображения; h – высота изображения; Δb – отклонение от ширины изображения; b – ширина изображения.

Искажения трапециевидного вида возникают из-за нарушения оптической и электрической осей к плоскости изображения и рассчитываются по формуле:

$$K_{\Gamma\Gamma} = 2 \frac{L_2 - L_1}{L_1 + L_2} \times 100\%, \quad (2)$$

где L_1 – верхняя сторона трапеции; L_2 – нижняя сторона трапеции.

Существуют искажения формата кадра, представленные на рис. 1, которые возникают из-за нарушения соотношения величин строчной и кадровой разверток. Различают горизонтальные (рис. 1, а) и вертикальные (рис. 1, б) искажения формата кадра. Данные искажения корректируются с помощью регулировки размеров изображения по горизонтали и вертикали.

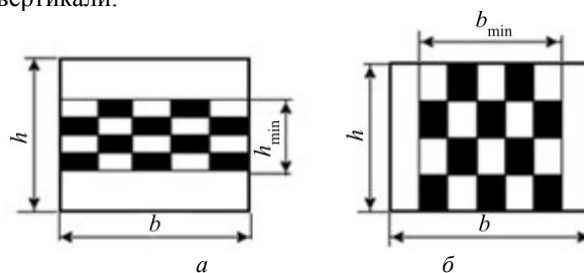


Рис. 1. Искажения формата кадра

Нелинейность разверток и характер проецирования изображений являются основными причинами возникновения геометрических искажений. Нелинейные искажения показаны на рис. 2.

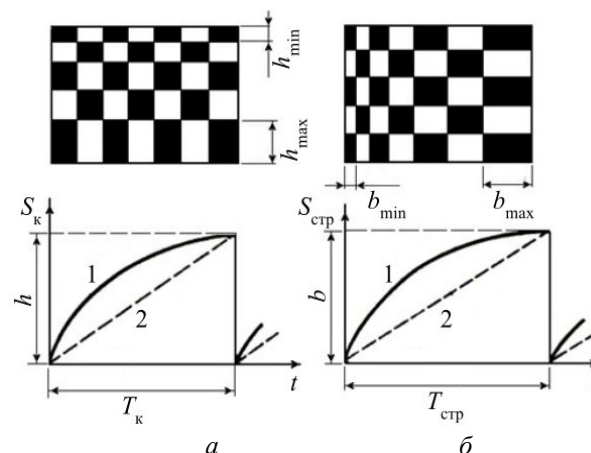


Рис. 2. Геометрические искажения изображения: а – строчной развертки; б – кадровой развертки

Расчет коэффициентов геометрических искажений в вертикальном $K_{ГВ}$ (рис. 2, а), где $1 - V_{кпр} = var$, $2 - V_{кп} = const$ и горизонтальном $K_{ГГ}$ (рис. 2, б), где $3 - V_{стрпр} = var$, $4 - V_{стрп} = const$ направлении производится следующим образом:

$$K_{ГГ} = 2 \frac{h_{max} - h_{min}}{h_{max} + h_{min}} \times 100\%; \quad (3)$$

$$K_{ГГ} = 2 \frac{b_{max} - b_{min}}{b_{max} + b_{min}} \times 100\%. \quad (4)$$

При нелинейности разверток изображений в 8...12% координатные искажения практически не заметны для наблюдателя [2].

В телевизионное изображение вносит искажения и оптическая система видеокамеры. Для их компенсации необходимо определить зависимость между параметрами нелинейных искажений и фокусным расстоянием, чтобы, выполнив калибровку объектива по тестовому изображению, в дальнейшем использовать их результаты для коррекции получаемых изображений.

Искажения, вносимые оптической системой, называют дисторсией, т.е. аберрацией оптических систем, при которой коэффициент линейного увеличения изменяется по полю зрения объектива. В этом случае нарушается геометрическое подобие между объектом и его изображением. Оптическая система, удовлетворяющая ортоскопичности, является свободной от дисторсии. Дисторсия исправляется на этапе разработки оптической системы либо производится корректировка искажений с помощью программных средств, чтобы устранить дисторсию, когда производится калибровка объектива [3, 4].

Результаты измерений координатных искажений в программе Imatest

Программа Imatest [5] выполняет измерения координатных искажений по изображениям входных тестовых таблиц. Выполнены измерения координатных искажений таблиц «шахматное поле» и «сетка» на расстояниях R , равных 30 и 50 см, изменяя угол α от 45° с левой стороны до 45° с правой, шагом в 15°.

Результаты измерений коэффициентов искажений изображения тестовой таблицы «сетка» представлены в табл. 1.

Таблица 1
Коэффициенты координатных искажений изображения тестовой таблицы «сетка»

R, см	$\alpha, ^\circ$						
	-45	-30	-15	0	15	30	45
30	1,2	1,3	4,1	1,1	3,1	3,2	3,6
50	1,5	14,0	7,29	1,1	2,31	16,8	4,1

Зависимость коэффициентов координатных искажений от угла поворота тестовой таблицы «сетка», приведена на рис. 3.

Из рис. 3 видно, что коэффициент искажения наименьший при съемке под прямым углом, а по мере увеличения угла искажения увеличиваются. Коэффициент искажения увеличивается при съемке на расстоянии 50 см.

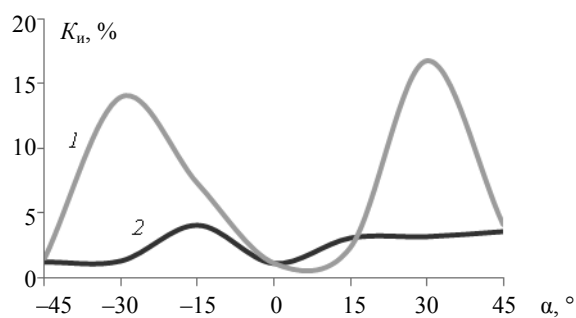


Рис. 3. Графики зависимости коэффициентов искажения от угла на расстояниях: 1 - 50 см; 2 - 30 см

Результаты измерений тестовой таблицы «шахматное поле» представлены в табл. 2.

Таблица 2
Коэффициенты координатных искажений изображения тестовой таблицы «шахматное поле»

R, см	$\alpha, ^\circ$						
	-45	-30	-15	0	15	30	45
30	2,6	3,1	4,1	3,1	3,3	3,6	3,2
50	7,9	6,9	6,1	9,6	13,8	12,0	11,2

Данные измерений зависимости коэффициентов координатных искажений от угла поворота тестовой таблицы «шахматное поле» приведены на рис. 4.

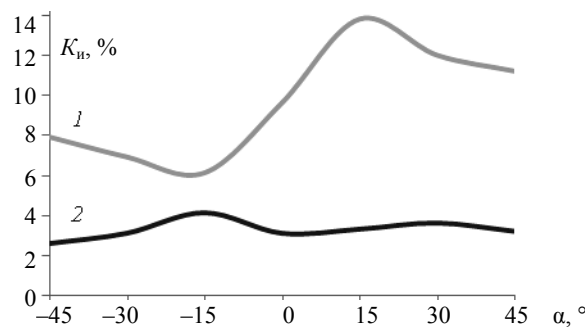


Рис. 4. Графики зависимости коэффициентов искажения от угла поворота на расстояниях: 1 - 50 см; 2 - 30 см

Коэффициенты искажений при съемке под прямым углом гораздо меньше, чем в других случаях. Из-за неидеальности оптической системы видеокамеры искажения, возникающие при съемке на расстоянии 30 см, меньше, чем искажения на расстоянии 50 см, так как, меняя фокусное расстояние и делая его меньше удвоенной диагонали кадра, объектив становится широкоугольным.

Результаты исследования в программе ASRix

Калибровка камеры в программе ASRix производится с помощью тестовой таблицы «сетка» с пронумерованными «точками». При работе в программе, начиная с первой «точки» в верхнем левом углу, нужно выбрать каждую «точку» по порядку с достаточным масштабированием, чтобы обеспечить точное размещение каждой «точки». Затем по данным координатам «точек», производится коррекция изображения [6].

Просмотрев в программе ASRix координаты «точек», с помощью команды PointList произведен расчет коэффициентов искажений исходного и скорректированного изображений.

Для этого выбираются определенные «точки», выделенные на рис. 5.

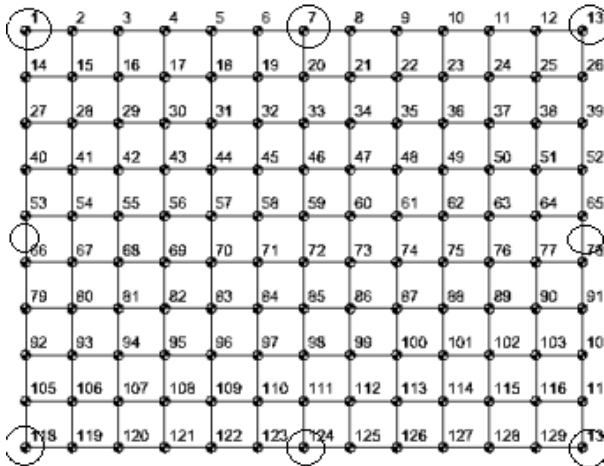


Рис. 5. Точки, необходимые для вычисления коэффициентов искажений

«Точки», координаты которых необходимы для вычисления коэффициентов искажений: 1; 7; 13; 118; 124; 130. Кроме того, необходимо найти координаты точек, лежащих между 53 и 66, 65 и 78.

На рис. 6 приведен характер искажения каждой линии, следовательно, необходимо оценивать коэффициенты искажений для всех четырех сторон отдельно.

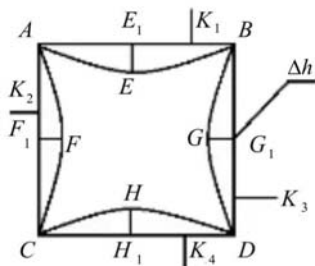


Рис. 6. Расположение «точек»

Так как у нас известны только координаты «точек», а чтобы найти коэффициент искажения по формуле (1), необходимо найти длины отрезков. Найдем длины данных отрезков по формуле

$$AB = \sqrt{(B_x - A_x)^2 + (B_y - A_y)^2}, \quad (5)$$

где B_x, A_y – координаты точек по осям x и y соответственно.

Аналогично находятся длины отрезков $AC, CD, BD, E_1E, F_1F, G_1G, H_1H$. Координаты середин отрезков AB, AC, CD, BD находятся по формуле

$$E_1 = \left(\frac{A_x + B_x}{2}; \frac{A_y + B_y}{2} \right). \quad (6)$$

Расчет коэффициентов, исходя из формулы (1), будет производиться по следующим формулам (7):

$$K_1 = \frac{\Delta h_1}{|AB|} \times 100\%,$$

где $\Delta h_1 = |EE_1|$;

$$K_2 = \frac{\Delta h_2}{|AC|} \times 100\%, \quad (7)$$

где $\Delta h_2 = |F_1F|$;

$$K_3 = \frac{\Delta h_3}{|BD|} \times 100\%,$$

где $\Delta h_3 = |G_1G|$;

$$K_4 = \frac{\Delta h_4}{|CD|} \times 100\%,$$

где $\Delta h_4 = |H_1H|$.

Коэффициенты искажений приведены в табл. 3.

Таблица 3

Коэффициенты искажения для исходного и скорректированного изображений

Коэффициент искажения, %	Исходное изображение	Скорректированное изображение
K_1	2,1	1,29
K_2	2,13	0,12
K_3	0,6	0,47
K_4	2,1	0,4

Как видно из табл. 3, коэффициенты искажений по вертикали принимают меньшие значения, чем по горизонтали.

По результатам расчетов построим графики изменения коэффициентов координатных искажений для исходного и скорректированного изображений, которые представлены на рис. 7.

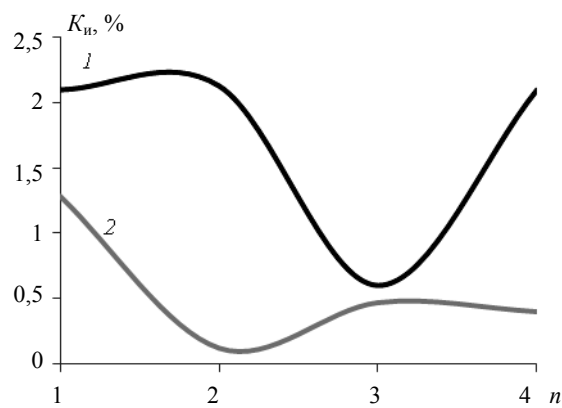


Рис. 7. Изменение коэффициентов координатных искажений: 1 – для исходного; 2 – скорректированного изображений

Из рис. 7 видно, что коэффициенты координатных искажений скорректированного изображения гораздо меньше исходного изображения.

Выводы

Проведя измерения в программе Imatest, можно прийти к выводу, что искажения, возникающие в изображении, зависят, как от фокусного расстояния объектива, так и от угла съемки.

Искажения могут быть заметны на тангенциальных строках около границ изображения, но не видны на радиальных строках. В хорошо центрируемой оптической системе искажение симметрично центру изображения.

Программа ASRix в первую очередь предназначена для калибровки камер. Путем фотографирования и выпрямления сетки ASRix вычисляет параметры искажения, и они могут быть применены к любому изображению, сформированному той же камерой, используя те же настройки для масштабирования и фокусировки. Необходимо использовать идентичные настройки камеры для калибровки и проведения съемки.

По координатам всех контрольных точек исходного и скорректированного изображений были рассчитаны коэффициенты искажений.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки России по проекту 8.9562.2017/8.9 и гранту РФФИ №16-47-700939.

Литература

1. Измерение характеристик телевизионных систем при цифровом многопрограммном вещании [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://broadcasting.ru/articles2/Oborandteh/izv_harakt_tel_sistem, свободный (дата обращения: 26.05.2016).

2. Искажения ТВ-изображений [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://studopedia.ru/1_89561_iskazheniya-tv-izobrazheniy.html, свободный (дата обращения: 26.05.2016).

3. Shum H.Y. Panoramic image mosaics / H.Y. Shum, R. Szeliski // *Technic. rep. MSRTR 97*. – 23. Microsoft-research [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://pages.cs.wisc.edu/~dyer/cs766/readings/shum97>, свободный (дата обращения: 26.05.2016).

4. Капустин В.В. Коррекция координатных искажений в телевизионно-вычислительных системах // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 4 (38). – С. 174–177.

5. ImatestDocumentationbyNormanKoren [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.imatest.com/docs/>, свободный (дата обращения: 13.04.2016).

6. ASRIX – DigitalImageRectifier [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://nickerson.icomos.org/asrix/asr-p.htm>, свободный (дата обращения: 26.05.2016).

Шипунова Ксения Владимировна

Магистрант каф. телевидения и управления (ТУ) ТУСУРа

Тел.: +7-953-919-34-01

Эл. почта: shipunovakseniya@mail.ru

Каменский Андрей Викторович

Аспирант каф. ТУ

Тел.: +7-952-893-78-35

Эл. почта: andrul70@mail.ru

Курячий Михаил Иванович

Канд. техн. наук, ст. науч. сотр. каф. ТУ

Тел.: +7 (382-2) 41-33-80

Эл. почта: kur@tu.tusur.ru

Shipunova K.V., Kamenskiy A.V., Kuryachy M.I.

Measurement and correction of coordinate distortions in television images by means of computer technologies

In the article the authors investigate the coordinate distortion in television images. The research and development of methods and algorithms for measuring and correcting the coordinate distortions in television images is carried out.

Keywords: coordinate distortion, distortion measurements, distortion correction, camera calibration.

УДК 537.533

А.А. Зенин, А.С. Климов, А.Н. Николаенко

Повышение эффективности извлечения электронов из полого катода форвакуумного плазменного электронного источника

Представлены результаты экспериментов, направленных на повышение эффективности эмиссии из полого катода в плазменном источнике электронов, работающем в непрерывном режиме в диапазоне давлений 10–30 Па. Показано, что изменение геометрии разрядного промежутка, а именно изменение внутреннего диаметра и формы полого катода, приводит к повышению концентрации плазмы в области отбора электронов из плазмы, а следовательно, и к возрастанию эффективности эмиссии из полого катода.

Ключевые слова: форвакуум, плазма, пучки электронов, эмиссия электронов из плазмы.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-40-42

Получение остророфокусированных пучков электронов является одной из важнейших задач при проектировании и изготовлении источников электронов. Миллиметровые и субмиллиметровые пучки традиционно получают в высоком вакууме с использованием термокатодов [1]. Такие пучки электронов применимы в основном для обработки проводящих материалов и изделий. Переход к форвакуумному диапазону давлений в единицы и десятки паскаль позволяет производить электронно-лучевую обработку как проводящих материалов, так и диэлектриков без применения дополнительных средств нейтрализации заряда, накапливаемого на поверхности облучаемой детали [2].

Применение остророфокусированных субмиллиметровых пучков электронов как инструмента для обработки высокотемпературной керамики является перспективным направлением развития плазменных источников электронов, а повышение эффективности работы таких источников является первостепенной задачей. Как показали эксперименты, проведенные ранее [3] для получения остророфокусированных субмиллиметровых пучков электронов в форвакуумных плазменных источниках, эмиссия электронов должна идти из одиночного отверстия, при этом для достижения заданной величины тока пучка требуется либо увеличение плотности плазмы в разрядном промежутке, либо увеличение диаметра эмиссионного отверстия. Последнее, наряду с ростом тока, приводит к увеличению диаметра пучка, а при превышении некоторого порогового значения и к «вываливанию» плазмы из разрядного промежутка, что в итоге влечет за собой закорачивание ускоряющего промежутка [4]. С другой стороны, уменьшение диаметра эмиссионного отверстия приводит к уменьшению диаметра пучка, а также к значительному снижению величины максимального тока. Основной задачей работы является поиск способа повышения тока пучка при сохранении минимального диаметра пучка.

Методика проведения эксперимента

Эксперименты проводились с применением плазменного источника электронов (рис. 1) на основе тлеющего разряда с полым катодом, способным

функционировать в форвакуумном диапазоне давлений (1–100 Па). Разрядная система для генерации эмиссионной плазмы состоит из цилиндрического полого катода 1 и плоского анода 2 с эмиссионным окном, перекрытым тонким (~1 мм) танталовым перфорированным электродом 3. Ускоряющий промежуток образован анодом 2 и ускоряющим электродом 4.

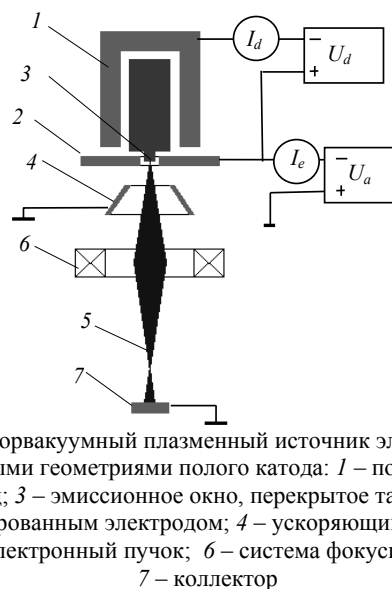


Рис. 1. Форвакуумный плазменный источник электронов с различными геометриями полого катода: 1 – полый катод; 2 – анод; 3 – эмиссионное окно, перекрытое танталовым перфорированным электродом; 4 – ускоряющий электрод; 5 – электронный пучок; 6 – система фокусировки; 7 – коллектор

Электропитание разрядного и ускоряющего промежутков осуществляется двумя независимыми источниками питания и имеет следующие параметры: ускоряющее напряжение до 20 кВ, ток разряда до 600 мА. Ускорение и формирование электронного потока в пучок производится в промежутке анод–экстрактор. Затем электронный пучок попадает в магнитное поле фокусирующей системы, где он окончательно формируется. Эффективность извлечения электронов из плазмы оценивалась по величине тока пучка, регистрируемого на коллекторе. В экспериментах использовались три различные геометрии полого катода – это исходная геометрия (рис. 2, а) и две модернизированные геометрии (рис. 2, б, в).

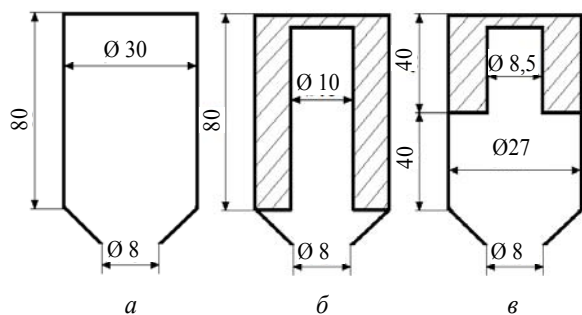


Рис. 2. Геометрии полого катода: а – исходная геометрия; б, в – модернизированные геометрии

Модернизация геометрии разрядного промежутка осуществлялась путем установки в полый катод дополнительных вставок, позволяющих изменять внутренний диаметр и форму полого катода. Вставки были выполнены из немагнитной нержавеющей стали и при установке имели хороший тепловой контакт с водяной рубашкой охлаждения полого катода, что позволяло снизить нагрев применяемых вставок. В представленных экспериментах эмиссионное окно, перекрытое перфорированным электродом 3 (см. рис. 1), имело одно отверстие по центру диаметром 0,75 мм, через которое и происходила эмиссия электронов.

Для измерения концентрации плазмы в разрядном промежутке использовался одиночный Ленгмюровский зонд, установленный в отверстие перфорированного электрода. Схема эксперимента приведена на рис. 3.

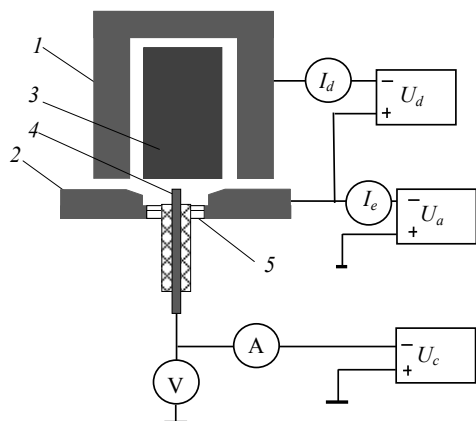


Рис. 3. Схема измерения концентрации плазмы в разрядном промежутке катод–анод: 1 – полый катод; 2 – анод; 3 – перфорированный электрод; 4 – одиночный Ленгмюровский зонд; 5 – плазма тлеющего разряда

Зонд был выполнен из медной проволоки диаметром 0,6 мм и выступал из керамической трубки в область катод–анод на 1 мм. Сама же трубка была закреплена на эмиссионном электроде (см. рис. 3). Измерение концентрации проводилось по стандартной для Ленгмюровского зонда методике, а именно по насыщению на ионной ветви вольт-амперной характеристики. Температура электронов слабо зависела от условий эксперимента и составляла порядка 2 эВ.

В экспериментах в качестве рабочего газа использовался гелий. Давление в вакуумной камере изменялось от единиц до десятков паскаль путем напуска рабочего газа непосредственно в вакуумную камеру.

Результаты работы и их обсуждение

Как уже было сказано ранее, эффективность извлечения из полого катода оценивалась по величине тока пучка, регистрируемого на коллекторе. На рис. 4 приведены результаты измерений тока пучка для исходной «а» и модернизированных геометрий «б» и «в».

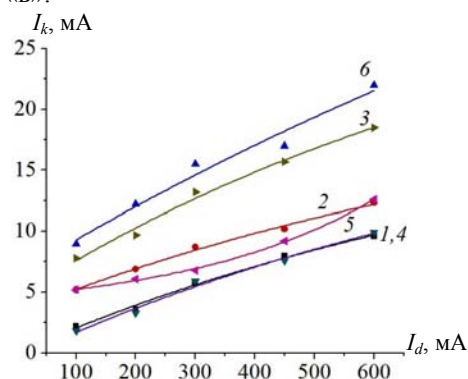


Рис. 4. Зависимость тока пучка от тока разряда для разных геометрий и разных ускоряющих напряжений, давление 30 Па, гелий: 1 – геометрия «а», 10 кВ; 2 – геометрия «б», 10 кВ; 3 – геометрия «в», 10 кВ; 4 – геометрия «а», 18 кВ; 5 – геометрия «б», 18 кВ; 6 – геометрия «в», 18 кВ

Как видно из графика, на всех кривых наблюдается монотонный рост тока пучка с увеличением тока разряда. Следует заметить, что изменение геометрии полого катода, а именно уменьшение внутреннего диаметра, приводит к росту тока пучка и, следовательно, к увеличению эффективности эмиссии. Так, при геометрии «а» максимальный ток пучка составляет 6–7 мА (кривые 1, 4). Изменение геометрии приводит к значительному увеличению тока пучка, так для геометрии «в» максимальный ток пучка составляет уже 20 мА при токе разряда 600 мА. При этом увеличение ускоряющего напряжения от 10 до 18 кВ приводит к росту тока пучка. Геометрия «б», как видно из графика, не приводит к значительному росту тока пучка, к тому же в ходе экспериментов на данной геометрии было выявлено частое «погасание» разряда, что отрицательно влияет на режимы работы плазменного источника электронов.

Результаты изменений концентрации плазмы в разрядном промежутке представлены на рис. 5.

Несмотря на то, что все представленные зависимости концентрации плазмы от тока разряда, как и ожидалось, имеют монотонный рост, изменение геометрии полого катода позволяет в значительной степени увеличить концентрацию. Как видно из графика, для геометрии «б» и «в» концентрация плазмы возрастает в 3–5 раз по сравнению с исходной геометрией «а». Увеличение рабочего давления с 30 до 50 Па также приводит к увеличению концентрации плазмы в промежутке катод–анод.

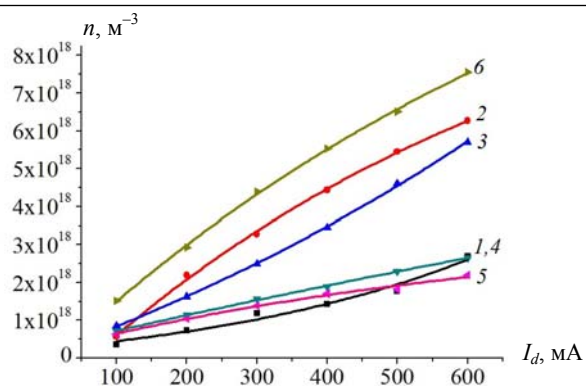


Рис. 5. Зависимость концентрации эмиссионной плазмы от тока разряда для разных геометрий и давлений; 1 – геометрия «а», 30 Па; 2 – геометрия «б», 30 Па; 3 – геометрия «в», 30 Па; 4 – геометрия «а», 50 Па; 5 – геометрия «б», 50 Па; 6 – геометрия «в», 50 Па

По результатам проделанной работы можно сделать выводы о том, что при получении острогофокусированных субмиллиметровых пучков для повышения эффективности эмиссии электронов из полого катода в форвакуумном плазменном источнике электронов, а следовательно, и повышения тока пучка, следует целенаправленно изменять внутреннюю геометрию полого катода.

Работа поддержана грантом РФФИ 16-38-60032 мол_а_дк.

Литература

1. Кайдалов А.А. Электронно-лучевая сварка и смежные технологии. Киев: Экотехнология, 2004. – 260 с.
2. Казаков А.В. Электронно-лучевой синтез диоксидциркониевой керамики / А.В. Казаков, А.С. Климов, А.А. Зенин // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 2-2 (26). – С. 186–189.
3. Особенности фокусировки электронного пучка плазменного источника в форвакуумном диапазоне давле-

ний / А.А. Зенин, И.Ю. Бакеев, Ю.А. Бурачевский и др. // Письма в ЖТФ. – 2016. – Т. 42, № 13. – С. 104–110.

4. Окс Е.М. Источники электронов с плазменным катодом: физика, техника, применения. – Томск: Изд-во НТЛ. – 2005. – 216 с.

Зенин Алексей Александрович

Канд. техн. наук, ст. науч. сотр. каф. физики ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 41-33-69
Эл. почта: zenin1988@gmail.com

Климов Алексей Сергеевич

Д-р. техн. наук, ст. науч. сотр. каф. физики ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 41-33-69
Эл. почта: klimov680@gmail.com

Николаенко Алексей Николаевич

Магистрант каф. ЭП ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 41-33-69
Эл. почта: axelniko@ya.ru

Zenin A.A., Klimov A.S., Nikolaenko A.N.

Improving the efficiency of electron emission from the hollow cathode in the forevacuum plasma electron source

The article presents the results of experiments aimed at improving the efficiency of emission from the hollow cathode plasma in the electron sources functioned in continuous mode in the pressure range 10-30 Pa. It is shown that the change in geometry of the discharge gap (the change of internal diameter and form of the hollow cathode), leads to increasing of the plasma concentration near the region of electron extraction from the plasma and, therefore, increasing the efficiency of emission from the hollow cathode.

Keywords: Forevacuum, plasma, electron beams, electron emission from plasma.

УДК 621.382.2

Д.И. Засухин, О.Н. Минин, Е.А. Викторова

Формирование омического контакта к *n*-слою нитрида галлия с использованием предварительной ионной обработки

Представлены результаты измерения удельного контактного сопротивления к *n*-слою нитрида галлия системы металлов Ti/Al/Ni/Au. Исследовано влияние параметров предварительной ионной обработки поверхности, а именно скорость расхода газа и время процесса на значение удельного контактного сопротивления. Впервые получена зависимость удельного контактного сопротивления от температуры отжига после проведения ионной обработки поверхности нитрида галлия.

Ключевые слова: светодиод, нитрид галлия, омический контакт, ионная обработка.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-43-45

В современном мире все большее применение находят светодиодные технологии, начиная от простого использования в световой рекламе, дизайнерской подсветке и заканчивая наружным и внутренним освещением, а также полноцветными дисплеями. Однако развитие светодиодных технологий не стоит на месте, а продолжается поиск путей совершенствования светодиодов, особенно для применения в качестве освещения. В основном для этого применяются светодиоды на основе нитрида галлия (GaN), позволяющего изготовить яркие светодиодные кристаллы синего и зеленого цвета свечения.

Одним из основных этапов изготовления светодиодного кристалла является формирование омических контактов для *n*- и *p*-слоев нитрида галлия. Для этой цели используется технология послойного напыления системы металлов на поверхность нитрида галлия с последующим процессом отжига. Наиболее распространенным вариантом омического контакта к *n*-слою нитрида галлия является система металлов Ti/Al/Ni/Au с различным соотношением Ti/Al, полученная методом электронно-лучевого испарения с последующим процессом быстрого термического отжига в среде азота при температурах свыше 700 °С [1–4]. Значение удельного контактного сопротивления составляет $\sim 10^{-6}$ Ом·см² [5].

На рис. 1 представлены схематический вид планарной и вертикальной конструкции светодиодного кристалла. Для планарной конструкции светодиода формирование омического контакта к *n*-слою GaN осуществляется до формирования омического контакта к *p*-слою GaN. Таким образом, проведение процесса отжига контакта к *n*-слою при температурах 700–800 °С не оказывает влияния на характеристики контакта к *p*-слою GaN. Однако также сообщается, что высокотемпературный отжиг приводит к скорейшей деградации контакта и уменьшению срока службы светодиодного кристалла [6]. С другой стороны, современные тенденции развития светодиодов и увеличение их рабочего тока требуют перехода от планарной конструкции кристалла к вертикальной конструкции [7]. Изготовление светодиода вертикальной конструкции заключается в сплавлении эпитаксиальной структуры с пластиной крем-

ния и лазерном отделении сапфировой подложки [8]. Таким образом, формирование омического контакта к *n*-GaN проводится после отделения сапфира на заключительных этапах технологического маршрута. В этом случае проведение процесса отжига при температуре 700–800 °С неприемлемо, а температурная граница отжига будет определяться температурой сплавления эпитаксиальной структуры с пластиной кремния.

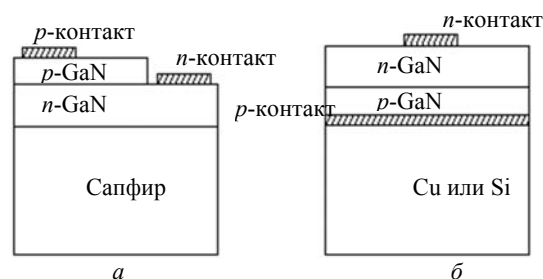


Рис. 1. Схематический вид конструкций светодиодного кристалла: а – планарной; б – вертикальной

Согласно работе [9] применение ионной обработки поверхности *n*-слоя нитрида галлия непосредственно перед напылением металлов позволяет производить формирование омического контакта к *n*-слою GaN без проведения процесса отжига. Современные установки электронно-лучевого напыления оснащены необходимым оборудованием: источниками ионов для проведения предварительных обработок образцов перед напылением. В данной работе проводится оценка влияния ионной обработки с различной скоростью расхода газа на значение удельного контактного сопротивления. Также рассматривается влияние процесса отжига при различных температурах на изменение удельного контактного сопротивления.

Эксперимент

В работе были использованы эпитаксиальные структуры GaN с *n*-слоем толщиной 5 мкм, легированного кремнием с концентрацией 10^{18} см⁻³. Создание омического контакта к *n*-слою GaN осуществлялось следующим образом: в первую очередь на поверхности образцов была сформирована фоторезистивная маска; после этого осуществлялась жидко-

стная химическая обработка образцов в буферном растворе в течение 7 мин; затем проводилось последовательное нанесение системы металлов Ti/Al/Ni/Au (10/100/30/100 нм) методом электронно-лучевого напыления. Непосредственно перед напылением образцы были подвергнуты ионной обработке в среде аргона. Специально для этого установка оснащена бессточным источником ионов Холла ЕН400 для проведения процессов обработки и напыления в одном вакуумном цикле. Заключительным этапом создания омического контакта является удаление фоторезистивной маски. Кроме этого, запланирована возможность проведения процесса отжига изготовленного контакта. Измерение параметров контактов осуществлялось до и после отжига.

Для оценки удельного контактного сопротивления был использован метод СТЛМ (circular transmission line method), использующий радиальную геометрию контактных площадок. Метод заключается в измерении сопротивления между контактными площадками с дальнейшим пересчетом в удельное контактное сопротивление [10]. Схематический вид тестов представлен на рис. 2. Расстояние между площадками составляет 10, 15, 20, 25 и 30 мкм при фиксированном размере внешнего радиуса 100 мкм.



Рис. 2. Схематический вид тестов СТЛМ для измерения удельного контактного сопротивления

Результаты

Были проведены эксперименты по влиянию ионной обработки на формирование омического контакта к *n*-слою нитрида галлия. Получено, что использование предварительной ионной обработки поверхности образца в течение 5 мин при скорости расхода газа 30 см³/мин позволяет получить значение удельного контактного сопротивления $\rho_c \sim 10^{-6}$ Ом·см² без проведения процесса отжига контактов (рис. 3). Увеличение скорости расхода газа вначале приводит к уменьшению контактного сопротивления, однако при дальнейшем росте значение удельного контактного сопротивления увеличивается.

Уменьшение удельного контактного сопротивления вызвано эффектом ионной бомбардировки поверхности нитрида галлия. В работах [11, 12] утверждается, что в результате ионной бомбардировки, на поверхности структуры формируются дополнительные вакансии азота, которые выступают в качестве доноров. С увеличением скорости расхода газа возрастает плотность плазмы, а следовательно, и число ионов, бомбардирующих структуру. Однако ионная бомбардировка также вызывает кристаллические дефекты в структуре, которые могут ухудшать качество эпитаксиального слоя и увеличивать значение контактного сопротивления [13].

Увеличение времени процесса ионной обработки приводит к уменьшению удельного контактного сопротивления (рис. 4).

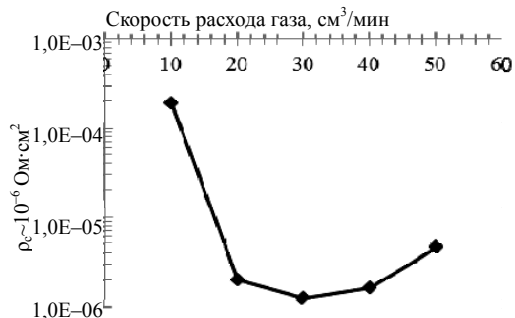


Рис. 3. Зависимость удельного контактного сопротивления от скорости расхода газа во время ионной обработки, время процесса обработки 5 мин без отжига

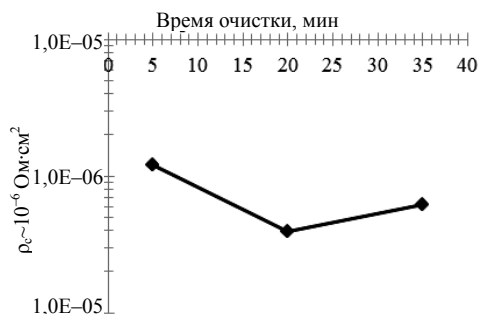


Рис. 4. Зависимость удельного контактного сопротивления от продолжительности процесса ионной обработки, скорость расхода газа 30 см³/мин без отжига

Таким образом, проведенные эксперименты позволяют провести выбор оптимальных параметров ионной обработки для получения минимального значения удельного контактного сопротивления, а именно, скорости расхода газа и времени обработки ионным потоком. Выбранный в данной работе режим ионной обработки со скоростью расхода газа 30 см³/мин и временем обработки 20 мин, позволил получить значение удельного контактного сопротивления $\rho_c = 3,9 \cdot 10^{-7}$ Ом·см² без проведения процесса отжига.

Кроме этого, были проведены исследования влияния температуры последующего отжига на значения удельного контактного сопротивления. Образцы были подвергнуты быстрому термическому отжигу в течение 30 с в среде азота при различных температурах, при параметрах ионной обработки 30 см³/мин, 20 мин. Результаты измерений представлены на рис. 5.

Видно, что в результате отжига при температурах 100–400 °С произошло увеличение удельного контактного сопротивления. Величина удельного контактного сопротивления увеличивается с ростом температуры процесса отжига. Однако при температурах отжига выше 400 °С величина удельного контактного сопротивления начинает уменьшаться.

Объяснение такого изменения контактного сопротивления может быть следующим. В результате воздействия температуры осуществляется отжиг дефектов, сформированных в процессе ионной обработки. С ростом температуры процесса отжига уменьшается количество сформированных дефектов (вакансии азота), что отражается в росте контактно-

го сопротивления. Однако при температурах выше 400 °С начинается другой механизм формирования контакта за счет диффузии Al к границе GaN. Повышение температуры увеличивает количество алюминия, диффундирующего к границе, а следовательно, уменьшается значение контактного сопротивления.

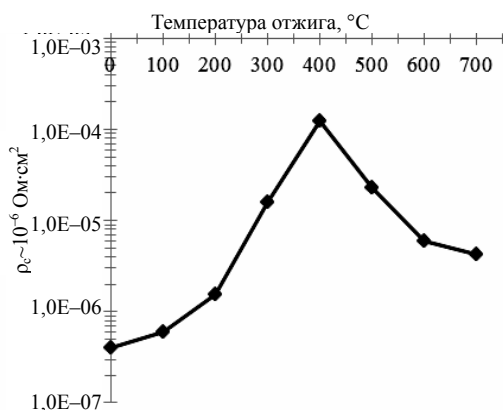


Рис. 5. Зависимость удельного контактного сопротивления от температуры отжига

Заключение

Показано, что применение ионной обработки поверхности структуры непосредственно перед напылением системы металлов позволяет сформировать омический контакт к *n*-слою GaN без использования процесса отжига. При ионной обработке со скоростью расхода газа 30 см³/мин и временем обработки 20 мин возможно получение значения удельного контактного сопротивления $\rho_c = 3,9 \cdot 10^{-7}$ Ом·см². Однако последующее воздействие температуры приводит к увеличению удельного контактного сопротивления. Таким образом, представленный метод может быть использован при формировании омического контакта к *n*-слою нитрида галлия в процессе изготовления светодиодов вертикальной конструкции.

Литература

1. Желаннов А.В. Исследование контактной системы Ti/Al/Ni/Au для диодных структур на основе нитрида галлия / А.В. Желаннов, В.Е. Удальцов, А.В. Падорин // Вестник НовГУ. – 2010. – № 60. – С. 65–69.
2. Masakatsu M. Ohmic contact mechanism of titanium-based electrodes on n-type gallium nitride / M. Masakatsu, Y. Takao, T. Yasuo // Transactions of JWRI. – 2012. – Vol. 41, No. 1. – P. 45–48.
3. The role of Al on ohmic contact formation on n-type GaN and AlGaIn/GaN / W. Ruythooren, J. Derluyn, B. Van Daele et al. // Applied Physics Letters. – 2005. – Vol. 87, 061905. – P. 1–3.
4. Comparison between TiAl and TiAlNiAu ohmic contacts to n-type GaN / B. Boudart, S. Trassaert, X. Wallart et al. // J. of Electronic Materials. – 2000. – Vol. 29, No. 5. – P. 603–606.
5. Бланк Т.В. Механизмы протекания тока в омических контактах металл–полупроводник / Т.В. Бланк, Ю.А. Гольдберг // Физика и техника полупроводников. – 2007. – Т. 41, вып. 11. – С.1281–1308.
6. Macherzynski W. Chemical analysis of Ti/Al/Ni/Au ohmic contacts to AlGaIn/GaN heterostructures / W. Ma-

cherzynski, K. Indykiewicz, B. Paszkiewicz // Optica Applicata. – 2013. – Vol. 43, No. 1. – P. 67–72.

7. GaN-based thin film vertical structure light emitting diodes fabricated by modified laser lift-off process and transferred to Cu / S. Yong-Jian, Y. Tong-Jun, J. Chuan-Yu et al. // Chinese Physics Letters. – 2010. – Vol. 27, No. 12. – P. 127303.

8. Laser lift-off GaN thin-film photonic crystal GaN-based light emitting diodes / H.K. Cho, S.K. Kim, D.K. Bae et al. // IEEE Photonics Technology Letters. – 2008. – Vol. 20, No. 24. – P. 2096–2098.

9. Very low resistance multilayer ohmic contact to n-GaN / Z. Fan, N. Mohammad, W. Kim, et al. // Applied Physics Letters. – 1996. – Vol. 68, No. 12. – P. 1672–1674.

10. Marlow G.S. The effects of contact size and non-zero metal resistance on the determination of specific contact resistance / G.S. Marlow, M.B. Das // Solid-State Electronics. – 1982. – Vol. 25, No. 2. – P. 91–94.

11. Chen J.Y. Electrical and optical changes in the near surface of reactively ion etched n-GaN / J.Y. Chen, C.J. Pan, G.C. Chi // Solid-State Electronics. – 1999. – Vol. 43, No. 3. – P. 649–652.

12. Lee J.M. Dry etch damage in n-type GaN and its recovery by treatment with an N₂ plasma / J.M. Lee, K.M. Chang, S.W. Kim et al. // J. of Applied Physics. – 2000. – Vol. 87, No. 11. – P. 7667–7670.

13. Lee C.C. Low resistance ohmic contacts to n-GaN by Ar plasma and forming gas ambient treatments / C.C. Lee, C.P. Lee, M.H. Yeh et al. // J. of Vacuum Science and Technology B. – 2003. – Vol. 21, No. 4. – P. 1501–1504.

Засухин Дмитрий Иннокентьевич

Аспирант каф. квантовой электроники и фотоники Томского государственного университета, инженер-конструктор АО «НИИ полупроводниковых приборов»
Тел.: +7-961-892-76-47
Эл. почта: zasuhinDI@mail.ru

Минин Олег Николаевич

Аспирант каф. КСУП ТУСУРА, инженер-технолог АО «НИИ полупроводниковых приборов»
Тел.: +7-913-111-30-97
Эл. почта: dddai@mail.ru

Викторова Елена Александровна

Инженер-технолог АО «НИИ полупроводниковых приборов»
Тел.: +7-909-540-43-58
Эл. почта: eaviktorova@mail.ru

Zasukhin D.I., Minin O.N., Viktorova E.A.

Formation of the ohmic contact to the *n*-layer of gallium nitride using the pre-ionic treatment

The results of measurements of the specific contact resistance to the *n*-layer of gallium nitride of the Ti/Al/Ni/Au system are presented. The effect of the parameters of pre-ionic surface treatment, namely the gas flow rate and the process time, on the value of the specific contact resistance was investigated. For the first time the dependence of the specific contact resistance on the annealing temperature after pre-ionic surface treatment was obtained.

Keywords: light-emitting diode, gallium nitride, ohmic contact, ionic treatment.

УДК 535.41

Р.В. Ромашко, М.Н. Безрук, С.А. Ермолаев

Адаптивный гидрофон с использованием различных модификаций волоконно-оптических сенсоров

Исследован гидрофон на основе адаптивного голографического интерферометра с использованием трех модификаций волоконно-оптических сенсоров и определены его характеристики.

Ключевые слова: лазерный гидрофон, адаптивный интерферометр, волоконный световод.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-46-48

Современные лазерные интерферометрические гидрофоны позволяют измерять чрезвычайно слабые гидроакустические возмущения, что способствует их активному развитию и применению [1–4]. В качестве чувствительных элементов лазерных гидрофонов обычно используются волоконно-оптические сенсоры [4, 5] или резонансные элементы в виде упругих мембран [6–8]. При эксплуатации таких гидрофонов в реальных условиях случайные механические воздействия, дрейф температуры, вариации статического давления окружающей среды и пр. могут приводить к дрейфу рабочей точки интерферометра и, как следствие, к ухудшению соотношения сигнал/шум и снижению чувствительности измерительной системы. Это обуславливает необходимость использования в интерферометрических гидрофонах специальных средств стабилизации рабочей точки. В то же время применение динамических голограмм, формируемых в фоторефрактивных кристаллах (ФРК), позволяет достаточно просто и эффективно решить проблему стабилизации рабочей точки измерительных лазерных интерферометров [9].

Применение волоконных световодов в качестве чувствительных элементов обусловлено преимуществами оптоволокна по сравнению с его электрическими аналогами – невосприимчивостью к электромагнитным помехам, способностью работать в агрессивных средах, а также его высокая чувствительность. Вместе с тем использование волоконных световодов значительно упрощает оптическую схему гидрофона.

В данной работе представлено экспериментальное исследование работы адаптивного голографического гидрофона с использованием трех модификаций волоконно-оптических (ВО) сенсоров.

Ключевым элементом лазерного гидрофона является адаптивный интерферометр на основе динамических голограмм, формируемых в фоторефрактивном кристалле кубической симметрии (CdTe). Непрерывная перезапись динамических голограмм в ФРК позволяет избежать влияния медленных физических процессов, таких как случайные механические воздействия, дрейф температуры, вариации статического давления окружающей среды и пр., что позволяет эффективно стабилизировать рабочую точку интерферометра.

Чувствительным элементом лазерного гидрофона является ВО сенсор, выполненный в виде основания цилиндрической формы ($3,5 \times 5 \text{ см}^2$), на которое намотан многомодовый волоконный световод (диаметр сердцевины 62,5 мкм). Световод оконцован оптическими разъемами типа FC для подключения сенсора к адаптивному голографическому интерферометру.

Схема экспериментальной установки представлена на рис. 1. Экспериментальные исследования проводились в бассейне размером $300 \times 100 \times 50 \text{ см}^3$, стенки которого выполнены из звукопоглощающего материала. Для контроля акустического давления в непосредственной близости от волоконно-оптического сенсора размещался калиброванный эталонный пьезоэлектрический гидрофон BC311, являющийся частью системы поверки гидрофонов ZETLAB, использованной в экспериментальных исследованиях. Акустическое давление в бассейне создавалось пьезоэлектрическим излучателем, на который подавалось синусоидальное напряжение. Излучатель располагался на одной глубине с приемным модулем адаптивного лазерного гидрофона и эталонным гидрофоном на равном расстоянии от них (20 см).

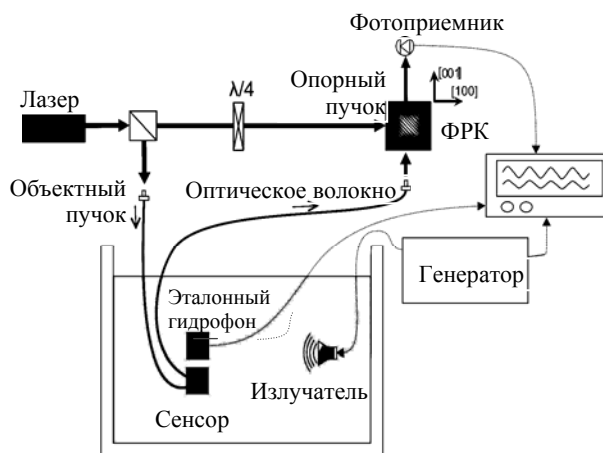


Рис. 1. Схема адаптивного лазерного гидрофона

Волоконно-оптический катушечный сенсор № 1 (рис. 2) представляет собой основание, выполненное из экструзионного пенополистирола, на основание намотан многомодовый волоконный световод длиной 10 м. Под действием гидроакустического поля основание сенсора изменяет свои размеры, что при-

водит к соответствующему изменению длины световода и модуляции фазы проходящего в нем лазерного излучения.

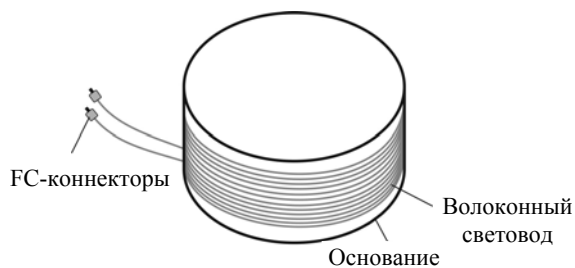


Рис. 2. Схема волоконно-оптического сенсора № 1

Волоконно-оптический сенсор с микроизгибами №2 (рис. 3) представляет собой видоизмененный сенсор №1. На основание из фторопласта, в котором предварительно было выполнено 90 поперечных углублений размером 1 мм, был намотан волоконный световод. Поверх световода напротив углублений закреплялись металлические стержни размером, соответствующим размерам углублений, с целью создания микроизгибов. Стержни фиксировались при помощи резинового кольца. Применение такого подхода должно повысить чувствительность сенсора.



Рис. 3. Схема волоконно-оптического сенсора № 2

Волоконно-оптический многослойный сенсор № 3 (рис. 4) представляет собой модификацию ВО катушечного сенсора № 1, на основание которого было намотано 20 м световода в полимерной оболочке в количестве пяти слоев, при этом поверхность каждого слоя световода для его жесткой фиксации надевалось резиновое кольцо. В этом случае под действием акустического поля возникает не только изменение длины ВО световода, но и его радиальная деформация, что, в свою очередь, позволит увеличить чувствительность такого сенсора.

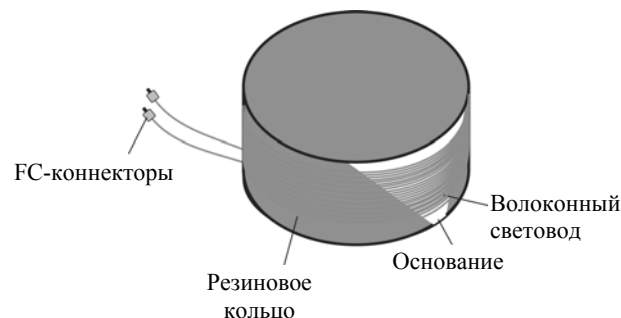


Рис. 4. Схема волоконно-оптического сенсора № 3

На рис. 5 представлены графики экспериментально полученных амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) лазерного гидрофона с использованием разработанных волоконных сенсоров. Как видно из графиков, наибольшей чувствительностью обладает ВО многослойный сенсор № 3. Максимальная чувствительность реализованных сенсоров наблюдается в диапазоне 1–20 кГц.

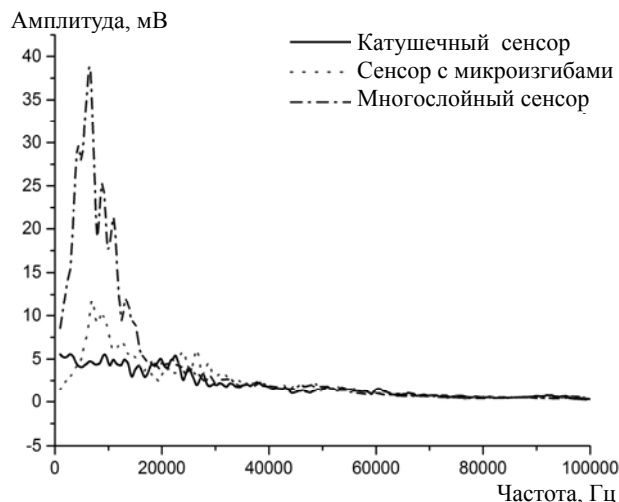


Рис. 5. АЧХ лазерного гидрофона с использованием разработанных волоконно-оптических сенсоров

Определена чувствительность лазерного гидрофона с использованием разработанных волоконных сенсоров (таблица).

Чувствительность лазерного гидрофона с разработанными волоконно-оптическими сенсорами

Сенсор	Чувствительность, мВ/Па
№ 1 катушечный	5,1
№ 2 с микроизгибами	3,4
№ 3 многослойный	8,6

Таким образом, в данной работе представлены результаты исследования трех модификаций волоконных сенсоров для адаптивного голографического гидрофона. Определены АЧХ и чувствительность лазерного гидрофона с тремя модификациями волоконно-оптических сенсоров. Чувствительность гидрофона с применением катушечного сенсора составляет 5,1 мВ/Па, сенсора с микроизгибами – 3,4 мВ/Па и многослойного сенсора – 8,6 мВ/Па.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-12-01122).

Литература

1. Bucaro J.A. Fiber-optic hydrophone / J.A. Bucaro, H.D. Dardy, E.F. Carome // The Journal of the Acoustical Society of America. – 1977. – Vol. 62, No. 5. – P. 1302–1304.
2. Wilkenfeld T. Deep tropospheric refractivity profile for correcting satellite data // J. of Geophysical Research. – 2010. – T. 98, №. 13. – С. 4487.

3. Posada-Roman J. Fiber optic sensor for acoustic detection of partial discharges in oil-paper insulated electrical systems / J. Posada-Roman, J.A. Garcia-Souto, J. Rubio-Serrano // *Sensors*. – 2012. – Vol. 12, No. 4. – P. 4793–4802.

4. Fiber optic acoustic hydrophone with double Mach-Zehnder interferometers for optical path length compensation / T.K. Lim et al. // *Optics communications*. – 1999. – Vol. 159, No. 4. – P. 301–308.

5. A Fabry-Pérot fiber-optic ultrasonic hydrophone for the simultaneous measurement of temperature and acoustic pressure / P. Morris et al. // *The Journal of the Acoustical Society of America*. – 2009. – Vol. 125, No. 6. – P. 3611–3622.

6. Лазерный измеритель вариаций давления гидросферы в гидроакустических и океанологических исследованиях / Г.И. Долгих и др. // *Подводные исследования и робототехника*. – 2007. – № 1. – С. 40–45.

7. Долгих Г.И. Лазерный гидрофон / Г.И. Долгих, А.А. Плотников, В.А. Швец // *Приборы и техника эксперимента*. – 2007. – № 1. – С. 159–160.

8. Staudenraus J. Fibre-optic probe hydrophone for ultrasonic and shock-wave measurements in water / J. Staudenraus, W. Eisenmenger // *Ultrasonics*. – 1993. – Vol. 31, No. 4. – P. 267–273.

9. Kamshilin A.A. Continuous reconstruction of holographic interferograms through anisotropic diffraction in photorefractive crystals / A.A. Kamshilin, M.P. Petrov // *Optics communications*. – 1985. – Vol. 53, No. 1. – P. 23–26.

Ромашко Роман Владимирович

Д-р физ.-мат. наук, вед. науч. сотр. лаб. прецизионных оптических методов измерений Института автоматизации и процессов управления (ИАПУ) ДВО РАН, профессор каф. теоретической и экспериментальной физики Дальневосточного федерального ун-та (ДФУ) Тел.: +7-902-555-51-74 Эл. почта: romashko@iacp.dvo.ru

Безрук Михаил Николаевич

Мл. науч. сотр. лаб. прецизионных оптических методов измерений ИАПУ ДВО РАН Тел.: +7 (950-2) 97-74-65 Эл. почта: bezmisha@list.ru

Ермолаев Сергей Александрович

Аспирант лаб. прецизионных оптических методов измерений ИАПУ ДВО РАН Тел.: +7 (908-9) 70-92-14 Эл. почта: nekker2@gmail.com

Romashko R.V., Bezruk M.N., Ermolaev S.A.

Adaptive hydrophone using various modifications of optical fiber sensors

In this paper we investigate the hydrophone based on adaptive holographic interferometer using three modifications of fiber optic sensors and determine its characteristics.

Keywords: laser hydrophone, adaptive interferometer, optical fibers.

УДК 621.3.038

Д.В. Озеркин, С.А. Русановский

Методология моделирования температурной стабильности резисторных блоков Б19К в SPICE-подобных симуляторах

Приведена методология моделирования температурной стабильности резисторных блоков Б19К в программном комплексе Cadence OrCAD. Показан характер температурной зависимости сопротивления резистивных элементов на примере шести образцов резисторных блоков. Определены необходимые и достаточные физические параметры для синтеза адекватной SPICE-модели с позиции температурной стабильности. Проведено тестовое схемотехническое моделирование одного из образцов резисторного блока Б19К.

Ключевые слова: температурная стабильность, бортовая радиоэлектронная аппаратура, температурный коэффициент сопротивления, резисторный блок, SPICE модель, OrCAD.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-49-54

Одним из показателей качества космических аппаратов и систем, требования к которым постоянно возрастают, является срок активного существования [1]. На значение срока активного существования влияют различные факторы, среди которых существенное значение имеет температурный режим функционирования, в частности температурная стабильность радиоэлектронной аппаратуры.

В номенклатуре ЭРИ, разрешенных к применению в бортовой космической радиоаппаратуре, достаточно распространены резисторные блоки с планарными выводами семейства Б19К. Блоки Б19К мощностью рассеяния до 1 Вт предназначены для работы в электрических цепях постоянного, переменного токов и в импульсных режимах. В зависимости от конструкции и электрической принципиальной схемы блоки изготавливаются одного типа, трех видов и тридцати четырех вариантов [2].

Цель настоящего исследования – совершенствование методологии синтеза адекватных математических моделей резисторных блоков Б19К с позиции температурной стабильности.

Задачи исследования:

– установление законов изменения температурного коэффициента сопротивления для семейства резисторных блоков Б19К;

– выделение физических параметров резисторных блоков Б19К, необходимых и достаточных для синтеза SPICE-модели;

– тестовое схемотехническое моделирование резисторного блока Б19К.

В работах отечественных ученых В.Н. Леухина, Ю.В. Кандырина, В.Г. Спирина и др. рассматривались вопросы проектирования и технологии пленочных резисторных блоков. Так, в [3] проведен анализ влияния различных видов подгонки величины сопротивления и последующих технологических операций на стабильность сопротивления толстопленочных резисторных блоков типа Б19М. В [4] рассмотрена методика и принципы построения САПР резисторных сборок для промышленного и частного применения. Работа [5] посвящена исследованию влияния адгезионного слоя на температурную стабильность тонкопленочного резистора. Однако ме-

тодологические вопросы синтеза адекватных математических моделей резисторных блоков с позиций температурной стабильности в должной мере еще не исследованы.

Широко распространена классическая методика экстракции параметров SPICE-моделей по справочным данным, представленным в табулированном или графическом виде [6]. К достоинствам методики можно отнести простоту реализации, экономию временных ресурсов и отсутствие значимых материальных затрат. Но применительно к задачам синтеза SPICE-моделей резисторных блоков с позиций температурной стабильности указанная классическая методика плохо применима по следующим причинам:

– отсутствие в известных SPICE-симуляторах программного средства синтеза моделей резистора;

– сведения в справочной литературе по температурным коэффициентам сопротивления (ТКС), как правило, отражают максимально допустимые (предельные) значения, не совпадающие с реальными значениями образцов;

– отсутствие в справочной литературе информации о трендах температурной зависимости сопротивления.

В настоящей работе предлагается методология создания SPICE-моделей резисторных блоков, основанная на следующих основных этапах:

1. Экспериментальное исследование температурной зависимости сопротивления каждого резистивного элемента резисторного блока.

2. Группировка температурных зависимостей по критерию сходственности и подобия.

3. Усреднение группированных температурных зависимостей.

4. Установление линейных и нелинейных ТКС.

Для исследования были отобраны две партии однотипных блоков Б19К производства ОАО «Контакт» (рис. 1):

1. Б19К1-1-1 $\kappa\text{Om}\pm 10\%$ ОЖ0.206.018ТУ. Приемка «9» – изделия категории качества «ОС».

2. Б19К2-100 $\text{Om}\pm 5\%$ ОЖ0.206.018ТУ. Приемка «9» – изделия категории качества «ОС».

ОАО «Контакт» (в прошлом Марийский завод радиодеталей) основано в 1964 г. и всегда позицио-

нировалось как специализированное предприятие по изготовлению проволочных переменных и постоянных резисторов [7].

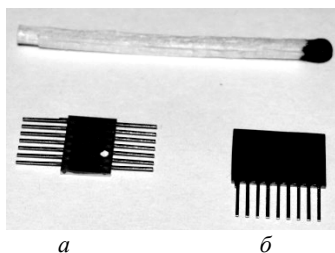


Рис. 1. Резисторные сборки с планарными выводами семейства Б19К: Б19К1-1-1 кОм – а; Б19К2-100 Ом – б

Резисторные блоки, помимо номиналов и допусков, отличаются также электрической схемой. Так, блок Б19К1-1-1 кОм представляет собой семь независимых (не связанных между собой) резисторов (рис. 2, а). Блок Б19К2-100 Ом содержит восемь резисторов. В этом блоке реализованы внутреннее соединение одного из полюсов каждого резистора в общей узел и внешний вывод этого узла под номером 9 (рис. 2, б). Блоки Б19К изготавливаются по толстопленочной технологии с элементами, резистивными на основе рутения и стекла.

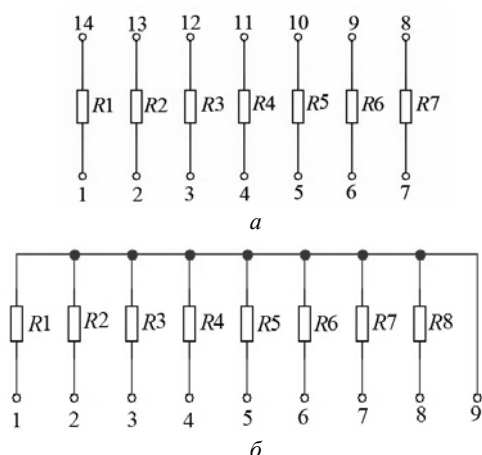


Рис. 2. Схемы электрические резисторных сборок Б19К: Б19К1-1-1 кОм – а; Б19К2-100 Ом – б

Первая часть методологии направлена на проведение измерений температурной зависимости сопротивления резисторных сборок Б19К. Выбрано 6 образцов резисторных сборок из разных партий, причем 3 образца Б19К1-1-1 кОм и 3 образца Б19К2-100 Ом. Для измерений использовалась экспериментальная установка, структурная схема которой представлена на рис. 3.

Основа экспериментальной установки – комплекс для температурных испытаний ЭРИ Thermostream TP04310A. Комплекс TP04310A специально разработан для быстрых, качественных и точных испытаний печатных плат, электронных компонентов и модулей [8]. Принцип работы комплекса построен на температурном воздействии сжатого воздуха с большим расходом на испытываемый

образец (микросхему или печатную плату). Вся остальная неиспытываемая поверхность объекта накрывается защитным термоизолирующим полотном (держатель термоизолирующий). Большой расход воздуха и давление позволяют комплексу менять температуру на образце за считанные секунды в очень широком диапазоне. Этот диапазон температур шире, чем у любых стандартных климатических камер. Главным преимуществом комплекса TP04310A является очень высокая точность контроля температуры ($\pm 0,1$ °C), этот параметр превышает показатели самых качественных климатических камер.

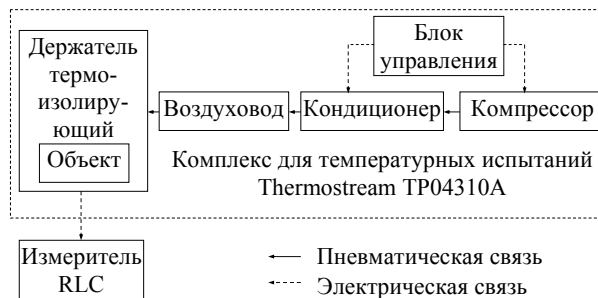


Рис. 3. Структурная схема измерительной установки

Измерения сопротивления образцов при разных температурах осуществляется измерителем RLC, прецизионным GW Instek LCR-821. Степень погрешности аппарата низка (0,1%), а надежность выгодно выделяет именно эту модель среди всех приборов такого рода [9].

Результаты измерений представлены в графическом виде (рис. 4, 5). Каждая координатная плоскость соответствует определенному образцу резисторного блока Б19К. На координатной плоскости отображается температурная зависимость сопротивления для всех резистивных элементов, входящих в блок. Диапазон изменения температуры в эксперименте от -60 до $+80$ °C, что соответствует предельным значениям пониженной и повышенной температуры по справочной документации на резисторный блок [2].

Проведем качественный анализ экспериментальных данных шести образцов. Температурные зависимости сопротивления блоков Б19К1-1-1 кОм отличаются разнообразием трендов (рис. 4). В зависимости от принадлежности к партии резисторных блоков резистивные элементы имеют в пределах одного блока: разнонаправленные тренды (образец №1) ТКС, положительный тренд ТКС (образец №2), отрицательный тренд ТКС (образец №3, за исключением резистора R3). В [3] приводится объяснение этому факту: технологическая операция пайки решетки ($420-440$ °C) при изготовлении резисторных блоков является дестабилизирующим фактором, влияющим на повторяемость параметров. В целом функции ТКС всех трех образцов имеют слабо выраженный нелинейный закон изменения. Наиболее нелинейность выражена у ТКС образца №3, наименьшая нелинейность – у образца №2.

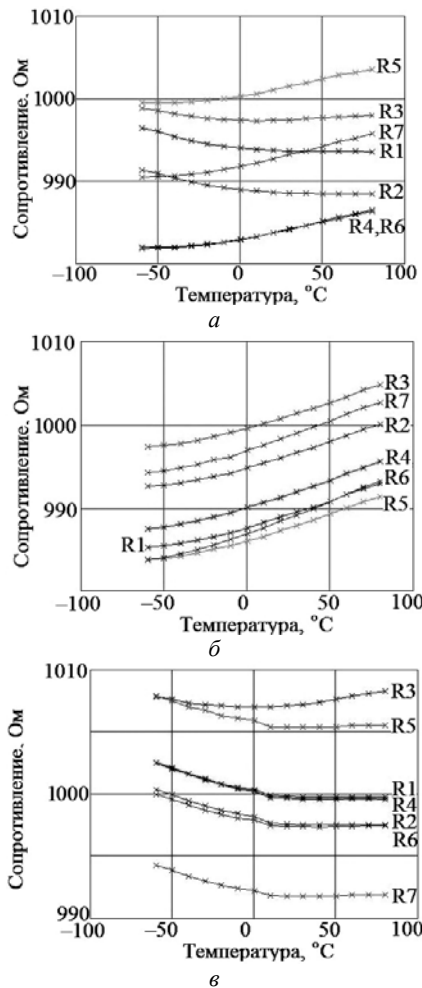


Рис. 4. Зависимость температурного коэффициента сопротивления сборок Б19К1-1-1 кОм: образец 1 – а; образец 2 – б; образец 3 – в

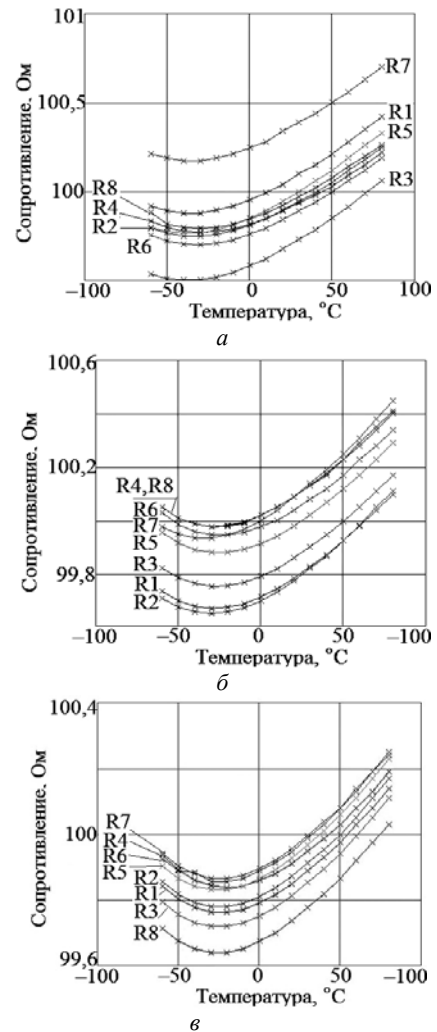


Рис. 5. Зависимость температурного коэффициента сопротивления сборок Б19К2-100 Ом: образец 4 – а; образец 5 – б; образец 6 – в

Температурные зависимости сопротивления резисторных блоков Б19К2-100 Ом (рис. 5) классически правильные. В области низких температур наблюдается отрицательный тренд ТКС, в области высоких температур – положительный тренд ТКС. Качественный анализ зависимостей позволяет предположить квадратичный характер функции. Минимум функции ТКС достигает при $T = -25 \text{ }^\circ\text{C}$. Наиболее нелинейность выражена у ТКС образца №6, наименьшая нелинейность – у образца №4.

Для образцов №2, 3, 4, 5, 6 функции ТКС в пределах одного резисторного блока являются сходственными и подобными. Представим ТКС первого резистивного элемента i -го образца как функцию от температуры в виде $y_{i1} = f(T)$. Тогда из экспериментальных зависимостей видно, что ТКС всех резистивных элементов i -го образца будут:

$$\begin{cases} y_{i1} = f(T); \\ y_{i2} = f(T) + a_2; \\ y_{i3} = f(T) + a_3; \\ \dots \\ y_{in} = f(T) + a_n, \end{cases} \quad (1)$$

где n – количество резистивных элементов в образце; a – коэффициент параллельного переноса.

Следовательно, будет достаточно найти параметры нелинейности только для одной функции $f(T)$ в пределах каждого резисторного блока, а коэффициент a определять технологическим разбросом сопротивления относительно номинального значения. Аналогично можно поступить с образцом №1, если независимо рассматривать в этом блоке две группы ТКС – с отрицательным и с положительным трендом.

Дальнейший количественный анализ и аппроксимацию экспериментальных данных проведем для образца №6 Б19К2-100 Ом. Экспериментальные значения системы (1) для образца №6 преобразуем в усредненный эквивалент (рис. 6):

$$y_{6\text{ЭКВ}} = \frac{\sum_{j=1}^n y_{6j}}{n} = \frac{\sum_{j=1}^8 y_{6j}}{8}.$$

Линейная аппроксимация экспериментальных данных потребует для ориентировочной оценки ТКС. Квадратичная аппроксимация будет служить для более точного соответствия с экспериментальными данными (рис. 7).

Матричное представление линейной модели имеет вид

$$y = \mathbf{Xb} + \varepsilon,$$

где \mathbf{X} – матрица экспериментальных значений; ε – случайная ошибка линейной модели.

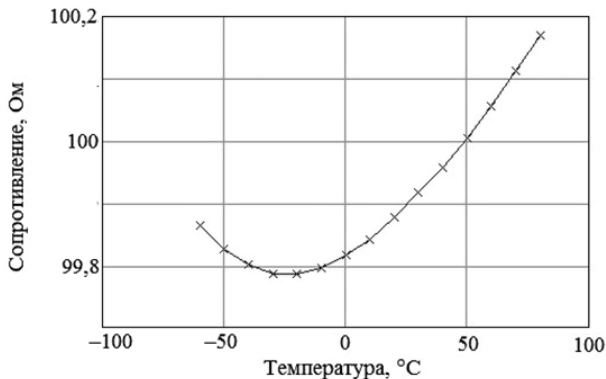


Рис. 6. Усредненная температурная зависимость сопротивления для образца №6 резисторной сборки Б19К2-100 Ом

Тогда вектор оценок \hat{y} и вектор остатков e регрессии соответственно равны:

$$\hat{y} = \mathbf{Xb};$$

$$e = y - \hat{y} = y - \mathbf{Xb}.$$

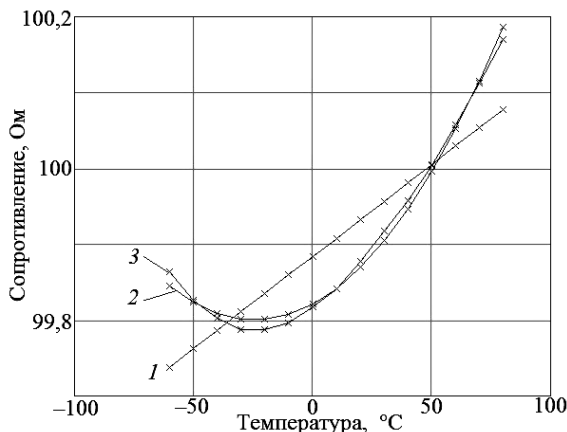


Рис. 7. Аппроксимация температурной зависимости: линейный полином – 1; квадратичный полином – 2; экспериментальная зависимость – 3

Сумма квадратов остатков регрессии будет равна

$$D = e^T e = (y - \mathbf{Xb})^T (y - \mathbf{Xb}).$$

Дифференцируя эту функцию по вектору параметров \mathbf{b} и приравняв производные к нулю, получим систему уравнений:

$$(\mathbf{X}^T \mathbf{X})\mathbf{b} = \mathbf{X}^T \mathbf{y}.$$

Решение этой системы уравнений позволяет найти коэффициенты линейной модели b_0, b_1 :

$$\mathbf{b}_{\text{лин}} = (\mathbf{X}^T \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^T \mathbf{y} = \begin{cases} b_0^{\text{лин}} = 99,884; \\ b_1^{\text{лин}} = 2,43 \cdot 10^{-3}. \end{cases}$$

Аналогичным образом для квадратичной модели:

$$\mathbf{b}_{\text{кв}} = (\mathbf{X}^T \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^T \mathbf{y} = \begin{cases} b_0^{\text{кв}} = 99,821; \\ b_1^{\text{кв}} = 1,72 \cdot 10^{-3}; \\ b_2^{\text{кв}} = 3,55 \cdot 10^{-5}. \end{cases}$$

В результате полиномы имеют вид

$$R(T) = 99,884 + 2,43 \cdot 10^{-3} \cdot T; \quad (2)$$

$$R(T) = 99,821 + 1,72 \cdot 10^{-3} \cdot T + 3,55 \cdot 10^{-5} \cdot T^2. \quad (3)$$

Температурный коэффициент сопротивления, рассчитанный по линейной модели, составляет

$$\text{ТКС} = \frac{\Delta R}{R \cdot \Delta T} = \frac{0,342}{100 \cdot 140} = 2,443 \cdot 10^{-5} \text{ C}^{-1}.$$

Заметим, что полученный ТКС на порядок меньше заявленного значения в справочной документации [2].

Среднеквадратическое отклонение для квадратичной модели по сравнению с экспериментальными данными составляет $\sigma = 0,011$ Ом. Полученное значение σ следует считать приемлемым, поскольку относительная погрешность составляет

$$\delta = \frac{\sigma}{R} \cdot 100\% = \frac{0,011}{100} \cdot 100 = 0,011\%.$$

Дальнейшее повышение степени полинома аппроксимации не требуется.

Известно [10], что температурная зависимость в SPICE-модели резистора описывается выражением вида

$$R(T) = R_0(1 + TC1 \cdot (T - T_0) + TC2 \cdot (T - T_0)^2), \quad (4)$$

где R_0 – номинальное значение сопротивления; $TC1$, $TC2$ – линейный и квадратичный ТКС; T_0 – температура окружающей среды.

Сравнивая уравнения (3) и (4), получим выражения для вычисления $TC1$ и $TC2$:

$$TC1 = \frac{b_1^{\text{кв}}}{b_0^{\text{кв}}} = \frac{1,72 \cdot 10^{-3}}{99,821} = 17,229 \cdot 10^{-6} \text{ C}^{-1};$$

$$TC2 = \frac{b_2^{\text{кв}}}{b_0^{\text{кв}}} = \frac{3,55 \cdot 10^{-5}}{99,821} = 355,591 \cdot 10^{-9} \text{ C}^{-1}.$$

Полученная экспериментальная информация позволяет перейти к следующему этапу исследования – схемотехническому моделированию. Для этого воспользуемся программным комплексом OrCAD v.16 [11]. Исходное представление резисторного блока Б19К2-100 Ом в программном комплексе OrCAD возможно двумя способами. Первый способ предполагает изображение условного графического обозначения (УГО) резисторного блока (рис. 8, а) вместе со схемой замещения (рис. 8, б). Схема замещения характеризуется как подчиненная (с иерархической точки зрения) по отношению к УГО. Каждый резистивный элемент в схеме замещения помимо номинального значения сопротивления имеет свойства:

– $TOLERANCE = 5\%$ – технологический разброс параметров согласно справочной информации [2];

– $TC1 = 17,229 \cdot 10^{-6}$ – линейный ТКС;

– $TC2 = 355,591 \cdot 10^{-9}$ – квадратичный ТКС.

Второй способ замещения УГО состоит в текстовом описании макромодели резисторного блока на языке SPICE (рис. 9, б). Схемы включения резисторного блока на рис. 8, а и 9, а идентичны. Напряжение 1 В подано на резистивный элемент $R1$, остальные резистивные элементы соединены между собой.

Условия схемотехнического моделирования в OrCAD:

- температура окружающей среды $T_0 = 0\text{ }^\circ\text{C}$;
- диапазон варьирования источника напряжения $U_{\text{ВХ}} = 0 \dots 10\text{ В}$;
- шаг варьирования источника напряжения $\Delta U_{\text{ВХ}} = 0,1\text{ В}$;
- диапазон изменения температуры $T = -60 \dots +80\text{ }^\circ\text{C}$;
- шаг изменения температуры $\Delta t = 10\text{ }^\circ\text{C}$;
- значение сопротивления резистивного элемента $R_1 = 99,821\text{ Ом}$ [соответствует найденному значению b_0 в уравнении (3)].

Графический постпроцессор Probe программно-го комплекса OrCAD не позволяет в явном виде получать температурную зависимость сопротивления $R = f(T)$. Однако на основе многовариантного анализа $I_{R1} = f(U_{R1}, T)$ имеется возможность построения целевой функции [12]:

$$x/\text{YatX}(y, x), \tag{5}$$

где **YatX** – шаблон целевой функции в постпроцессоре Probe, находит значение функции y при заданном значении x . Для нашего исследования $y = I_{R1}$; $x = 5\text{ В}$ – середина диапазона значений U_{R1} .

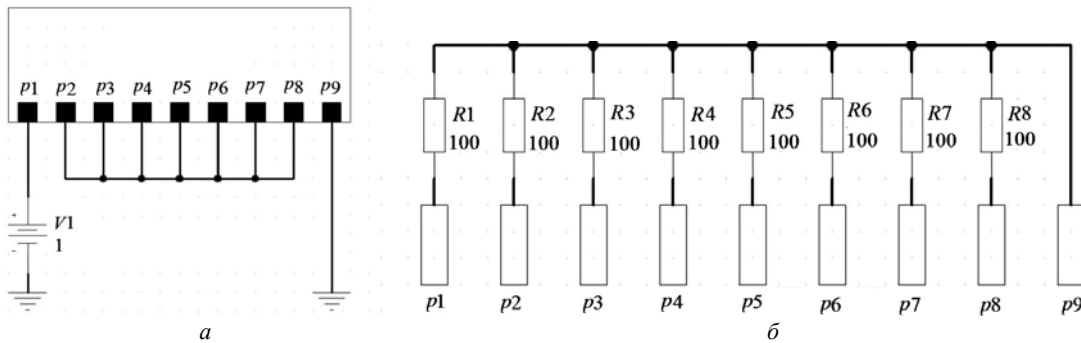


Рис. 8. Первый способ представления резисторного блока: схема включения резисторного блока – а; эквивалентная схема замещения УГО резисторного блока – б

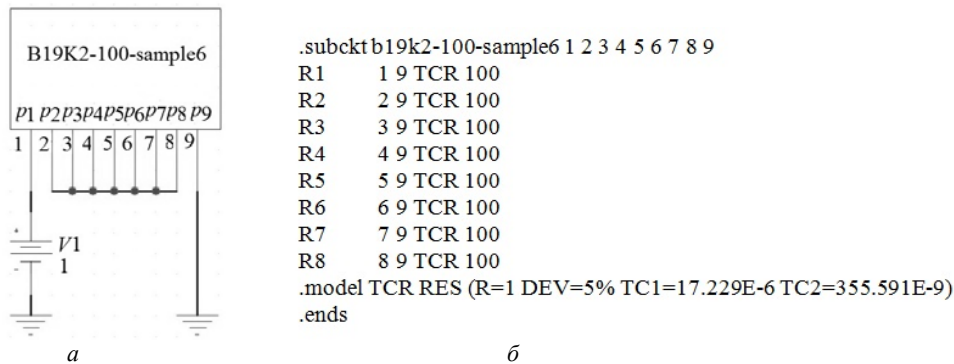


Рис. 9. Второй способ представления резисторного блока: схема включения резисторного блока – а; текстовое описание резисторного блока – б

Применение целевой функции (5) к семейству характеристик $I_{R1} = f(U_{R1}, T)$ позволяет представить в графическом виде искомую зависимость $R_{\text{МОД}} = f(T)$. Для сравнения на одной координатной плоскости (рис. 10) представлены усредненная экспериментальная зависимость $R_{\text{ЭКС}} = f(T)$ и импортированная из постпроцессора Probe зависимость $R_{\text{МОД}} = f(T)$ на основе целевой функции (5). Можно видеть, что характеристики 1 и 2 на рис. 10 попарно совпадают с характеристиками 3 и 2 на рис. 7. Следовательно, разработанная SPICE-модель резисторного блока Б19К2-100 Ом адекватно отражает поведение образца №6.

В схеме замещения (см. рис. 8, б) присвоим каждому резистивному элементу значение сопротивления, совпадающее с экспериментальными значениями образца №6 при $T_0 = 0\text{ }^\circ\text{C}$:

- $R_1 = 99,792\text{ Ом}$; $R_2 = 99,812\text{ Ом}$; $R_3 = 99,752\text{ Ом}$;
- $R_4 = 99,860\text{ Ом}$; $R_5 = 99,866\text{ Ом}$; $R_6 = 99,889\text{ Ом}$;
- $R_7 = 99,897\text{ Ом}$; $R_8 = 99,675\text{ Ом}$.

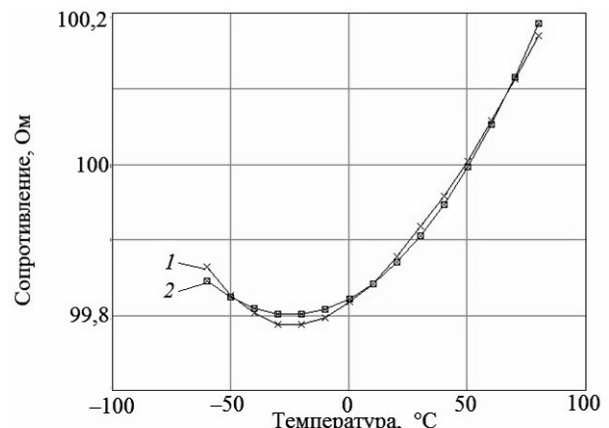


Рис. 10. Сравнение температурных зависимостей сопротивления: усредненная экспериментальная зависимость – 1; результат моделирования в OrCAD – 2

Схемотехническое моделирование с указанными начальными условиями приведет к имитации температурной зависимости образца №6 по всем

резистивным элементам (рис. 11). Наблюдается аналогия поведения резисторного блока на рис. 5, в.

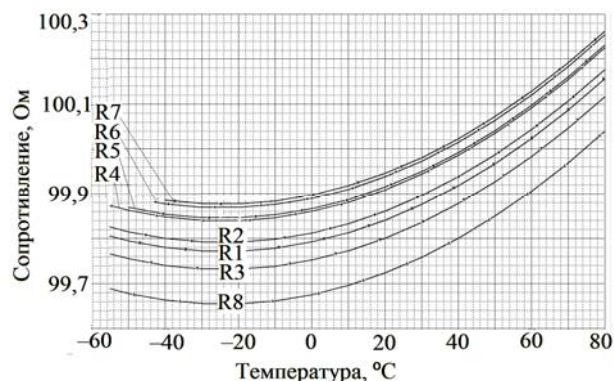


Рис. 11. Моделирование температурной зависимости всех резистивных элементов образца №6

Проведенное исследование позволяет сделать следующие выводы:

1. Предложенная методология моделирования температурной стабильности резисторных блоков Б19К позволяет имитировать температурные зависимости реальных образцов с высокой точностью. Относительная погрешность результатов экспериментальных измерений и результатов моделирования ТКС для испытуемого образца №6 составило 0,011%.

2. Применение классической методики синтеза SPICE-моделей по справочным данным приводит к завышенным на порядок значениям ТКС. Так, для испытуемого образца №6 справочные данные указывают предельное значение ТКС, равное $\pm 350 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ [2], в то время как реальное значение линейного ТКС составляет $24,43 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$.

3. Наличие в семействе резисторных блоков Б19К тридцати четырех вариантов исполнения приводит к множеству конкретных реализаций SPICE-моделей. В связи с этим перспективным способом усовершенствования предложенной методологии является создание программного средства «Генератор SPICE-моделей резисторных блоков Б19К».

4. Недостатком предложенной методологии моделирования температурной стабильности резисторных блоков следует признать требование наличия высокопроизводительного измерительного оборудования [8]. Так, для получения экспериментальных данных по образцу №6 потребовалось 120 частных измерений: 8 резистивных элементов при 15 значениях температуры.

5. Предложенная методология может быть распространена на другие семейства резисторных блоков отечественного и зарубежного производства.

Литература

1. ГОСТ Р 56526–2015. Требования надежности и безопасности космических систем, комплексов и автоматических космических аппаратов единичного (мелкосерийного) изготовления с длительными сроками активного существования [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://standartgost.ru/g/ГОСТ_P_56526-2015, свободный (дата обращения: 30.04.2017).

2. Резисторы. Группы 6010, 6020, 6060. РД 11 0856.3–93: Сборник справочных листов. – СПб.: РНИИ «Электронстандарт», 1994. – 224 с.

3. Леухин В.Н. Анализ влияния технологических операций на выходные показатели качества резистивных сборок / В.Н. Леухин, А.В. Андрейкин, А.А. Нагаев // Вестник МарГТУ. – 2008. – № 2. – С. 56–62.

4. Хла М. САПР резистивных сборок / М. Хла, Ю.В. Кандырин // Изв. Волгогр. гос. техн. ун-та. – 2016. – № 6(185). – С. 63–70.

5. Спиринов В.Г. Сопротивление контактов тонкопленочного резистора // Технология и конструирования в электронной аппаратуре. – 2008. – № 5(77). – С. 20–23.

6. Златин И. Создание и редактирование моделей в OrCAD 15.7 (программа Model Editor) // Компоненты и технологии. – 2007. – № 7. – С. 149–154.

7. Официальный сайт ОАО «Контакт» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.zavod-kontakt.ru>, свободный (дата обращения: 21.02.2017).

8. TP04310A. Mobile Temperature System for Testing Components, Hybrids, Parts, Modules, Subassemblies and Printed Circuit Boards at Precise Temperature [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.atecorp.com/ATECorp/media/pdfs/data-sheets/Tempronic-TP04310A_Datasheet.pdf, свободный (дата обращения: 21.02.2017).

9. LCR-800 Series [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.gwinstek.com/en-global/products/LCR_Meters/Benchtop_LCR_Meters/LCR-800, свободный (дата обращения: 21.02.2017).

10. Nagel L.W. SPICE (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) / L.W. Nagel, D.O. Pederson. – Berkeley: University of California, 1973. – 65 p.

11. OrCAD Capture Tutorial [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.orcad.com/resources/orcad-tutorials>, свободный (дата обращения: 30.04.2017).

12. PSpice Tutorials [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.uta.edu/ee/hw/pspice/>, свободный (дата обращения: 30.04.2017).

Озеркин Денис Витальевич

Канд. техн. наук, доцент каф. конструирования и производства радиоаппаратуры (КИПР) ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 70-15-22
Эл. почта: ozerkin.denis@yandex.ru

Русановский Сергей Александрович

Канд. техн. наук,
генеральный директор АО «НПЦ «Полус», Томск
Тел.: +7 (382-2) 55-46-94
Эл. почта: rusa10@yandex.ru

Ozerkin D.V., Rusanovskiy S.A.

Methodology for modeling the temperature stability of the B19K resistor blocks in SPICE simulators.

The article presents a methodology for modeling the temperature stability of the B19K resistor blocks in the Cadence OrCAD. The character of the temperature dependence of the resistance of each block resistive elements is shown. The necessary and sufficient physical parameters for the synthesis of adequate SPICE model from the perspective of temperature stability are defined. A test circuit simulation of a resistor block patterns B19K is done.

Keywords: temperature stability, on-board radio-electronic equipment, temperature coefficient of resistance, the resistor unit, the SPICE model, OrCAD.

УДК 628.987

А.Д. Гончаров, В.И. Туев

Универсальный метод расчета коэффициента использования светового потока осветительных приборов

Выполнена разработка универсального метода расчета коэффициента использования светового потока с целью оценки эффективности светораспределения осветительных приборов как для внутреннего, так и для уличного освещения, получены аналитические выражения зависимости коэффициента использования светового потока от индекса помещения. Предложена блок-схема измерительного оптоэлектронного комплекса, рассчитывающего данный коэффициент при обследовании осветительных установок. Выполнена разработка светотехнического калькулятора на основе разработанного метода.

Ключевые слова: коэффициент использования светового потока, кривая силы света, оптоэлектронные приборы.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-50-55

Коэффициент использования светового потока осветительного прибора (ОП) является важным параметром для оценки эффективности кривой силы света (КСС) ОП в конкретной осветительной установке (ОУ), который определяется как отношение полезного светового потока Φ_0 , падающего на заданную плоскость, к полному световому потоку ОП Φ_v . Чем выше значение коэффициента использования, тем эффективней используется световой поток осветительного прибора. Решение задачи по его повышению вносит вклад в энергосбережение, что в настоящее время является одной из приоритетных задач нашего Государства. Коэффициент использования светового потока также необходим для математического расчета освещенности по методу использования светового потока [1], который также широко применяется в светотехнических калькуляторах для расчета освещенности на сайтах известных компаний – производителей осветительных приборов.

Для расчета коэффициента использования светового потока применяются следующие методы:

– точечный метод расчета освещенности [1, 2], при помощи которого определяются освещенности на каждой единичной площадке освещаемой плоскости. Затем на каждой рассматриваемой единичной площадке освещаемой плоскости ОУ проводится расчет световых потоков как произведение освещенности рассматриваемой единичной площадки на ее освещаемую площадь. Полезный световой поток определяется как сумма световых потоков рассматриваемых единичных площадок ОУ. Точность расчета в данном методе зависит от размера рассматриваемых площадок: чем меньше рассматриваемая единичная площадка, тем выше точность расчета коэффициента использования светового потока ОП;

– разбиение КСС светильника на зональные световые потоки с расчетом полезного светового потока [1, 3]. Такой способ аналогичен точечному методу расчета освещенности, но в качестве расчета полезного светового потока рассматриваются зональные световые потоки, которые после многократных отражений от поверхностей помещения

формируют полезный световой поток. В этом случае точность измерения также зависит от размера рассматриваемой освещаемой единичной площадки.

Такие способы из-за большого количества уравнений характеризуются повышенной трудоемкостью и очень велика вероятность допущения ошибок при расчете, а уровень этой ошибки зависит от исполнителя – величина систематической погрешности может быть различной. Ошибка при расчете коэффициента использования светового потока ОП также зависит от степени асимметричности КСС ОП: чем больше световых лучей или зональных световых потоков учитывается при расчете, тем выше точность.

Габаритные размеры ОП также влияют на точность расчета, оценка влияния которой в литературных источниках не обнаружена. Ведь осветительный прибор можно представить в виде полностью светящего потолка либо потолка в виде звездного неба, источники света которого представляют собой квазиточечные источники света, например светодиоды.

Отсутствие единой общепринятой методики, обеспечивающей высокую точность, наглядность и простоту расчета коэффициента использования светового потока ОП делает затруднительным проведение исследований влияния конструктивных, физических факторов на коэффициент использования светового потока ОП, что стало поводом для проведения данной работы.

Таким образом, целью данной работы является разработка нового метода расчета коэффициента использования светового потока осветительного прибора, отличающегося от существующих аналогов повышенной точностью, наглядностью и простотой расчета.

Для выполнения поставленной цели решались следующие задачи:

- выбор программного обеспечения, позволяющего с высокой точностью проводить расчет освещенности ОУ;
- разработка алгоритма на основе выбранного программного обеспечения;
- оценка отклонений освещенностей, полученных при помощи разработанного метода, от значе-

ний освещенностей, полученных в результате программного расчета;

- поиск математических выражений, позволяющих описать ОУ одним математическим уравнением;

- оценка влияния размера осветительного прибора на коэффициент использования светового потока ОП при помощи разработанного метода;

- апробация метода при помощи анализа светотехнического калькулятора, разработанного на основе данного метода.

За основу разработки метода расчета коэффициента использования светового потока осветительного прибора выбран метод расчета освещенности точечным методом, реализованный в программе DIALux [4]. Программа DIALux позволяет создавать ОУ различных габаритных размеров, различных коэффициентов отражения поверхностей, позволяет учитывать габаритные размеры осветительных приборов, а также рассматривать комбинированные системы освещения.

Алгоритм заключается в следующем:

- в программе DIALux создается модель, описание ОУ;

- поверхностям помещения присваиваются коэффициенты отражения, которые могут быть получены из справочной литературы в зависимости от применяемых для покрытия поверхностей материалов, например [5];

- для исключения эксплуатационных потерь светового потока, предусмотренных в программе DIALux, коэффициенту эксплуатации (уменьшению), приведенному в методе плана техобслуживания, присваивается значение «1»;

- проводится расчет освещенности;

- в результатах расчета на рассматриваемой плоскости выбираются и копируются полученные значения освещенности E_{KN} , представленные в программе DIALux в табличном виде с выбранной матрицей значений $K \cdot N$ (количество точек, на которые разбивает помещение, тем самым задается размер единицы площади помещения);

- проводится расчет единичной площади помещения по формуле

$$S_{KN} = S / (K \cdot N),$$

где S – площадь помещения;

- проводится расчет световых потоков в каждой единичной площади помещения Φ_{KN} по формуле

$$\Phi_{KN} = E_{KN} \cdot S_{KN};$$

- проводится расчет полезного светового потока Φ_0 на рассматриваемой плоскости по формуле

$$\Phi_0 = \sum \Phi_{KN};$$

- проводится расчет коэффициента использования светового потока по формуле $UF = \Phi_0 / \Phi_v$.

Оценка отклонений выполнена для следующих ОУ, отличающихся индексами помещения i [1]:

ОУ № 1: 3,4·3,4·3,0 м³ ($i = 0,77$), количество светильников – 4 шт.

ОУ № 2: 5,0·5,0·3,0 м³ ($i = 1,14$), количество светильников – 9 шт.

ОУ № 3: 10,0·10,0·3,0 м³ ($i = 2,30$), количество светильников – 36 шт.

ОУ № 4: 15,0·15,0·3,0 м³ ($i = 3,41$), количество светильников – 81 шт.

ОУ № 5: 21,8·21,8·3,0 м³ ($i = 4,95$), количество светильников – 169 шт.

Напомним, что индекс помещения i рассчитывается по известной формуле

$$i = L \cdot W / (H_M \cdot (L + W)),$$

где L – длина помещения, м; W – ширина помещения, м; H_M – высота монтажа светильников относительно рабочей плоскости, м.

Высота рабочей плоскости принята 0,8 м от пола.

За основу выбрана КСС светильника производства компании ООО «Арлайт Рус» [6] ALT-TOR-BB200SW-7W WARM WHITE (рис. 1), представленная также в виде фотометрического файла *.ies, но со следующими изменениями:

- с целью устранения отклонения, вызванного габаритными размерами светильника, габаритный размер приведен к квазиточечному источнику света размером 1·1 мм²;

- световой поток светильника программно изменен на 3000 лм. Выявлено, что программа DIALux при работе с небольшими значениями световых потоков и большими габаритными размерами помещений выводит результаты в виде десятичных чисел, знаком препинания которой является точка, что вызывает сложности при последующей математической обработке в программе Excel, принятым знаком препинания которой является запятая. По этой причине при последующем импортировании значений в программу Excel иногда возникают ошибки при замене знака препинания. Также программе DIALux при расчете освещенностей свойственно округлять значения, что также при небольших значениях светового потока приводит к дополнительным погрешностям. По этой причине для повышения точности расчета решено принудительно увеличить значение светового потока.

Измерение КСС макета светоизлучающего модуля проведено на гониофотометрической установке LabSpion [7].

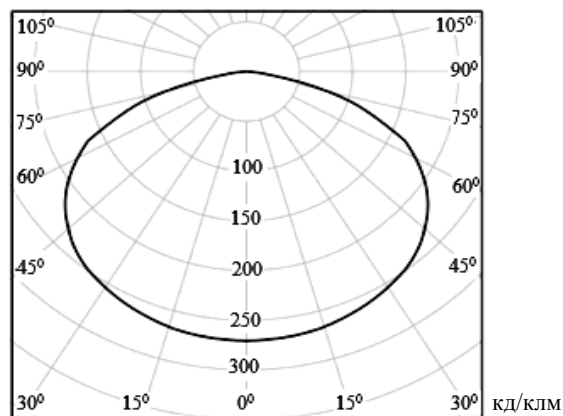


Рис. 1. КСС типа Д для квазиточечного источника света 1·1 мм² в полярной системе координат, сила света на которой приведена к световому потоку 1000 лм

Расчет отклонений выполнен при помощи сравнения средних освещенностей, полученных расчетным путем по предложенной методике и расчетом в программе DIALux. Расчет средней освещенности методом коэффициента использования выполняется по формуле

$$E_{cp} = \Phi_v \cdot UF \cdot MF / S,$$

где MF – коэффициент эксплуатации, выбранный в нашем случае 0,71 для категории помещений (офисные, жилые и учебные помещения, торговые залы), что соответствует коэффициенту запаса 1,41.

Результаты расчета и сравнения приведены в табл. 1.

Таблица 1

Результаты расчета				
Коэффициенты отражения стен, потолка, пола, %	UF	Расчет E_{cp} методом коэффициента использования светового потока, лк	Расчет E_{cp} при помощи программы DIALux	Отклонение, %
ОУ № 1				
10, 10, 10	0,3454	254,6	255	0,1
70, 50, 30	0,5074	374,0	374	0
70, 70, 50	0,6973	513,9	514	0
70, 70, 70	0,7467	550,3	552	0,3
ОУ № 2				
10, 10, 10	0,4773	366,0	366	0
70, 50, 30	0,6621	507,7	508	0,1
70, 70, 50	0,8756	671,4	671	0,1
70, 70, 70	0,9624	738,0	738	0
ОУ № 3				
10, 10, 10	0,6935	531,8	532	0
70, 50, 30	0,9032	692,6	693	0,1
70, 70, 50	1,1424	876,0	876	0
70, 70, 70	1,3195	1011,8	1012	0
ОУ № 4				
10, 10, 10	0,7869	603,4	603	0,1
70, 50, 30	1,0080	772,9	773	0
70, 70, 50	1,2551	962,4	962	0
70, 70, 70	1,4857	1139,2	1139	0
ОУ № 5				
10, 10, 10	0,8506	644,3	644	0
70, 50, 30	1,0801	818,1	818	0
70, 70, 50	1,3326	1009,4	1009	0
70, 70, 70	1,6093	1219	1219	0

Из табл. 1 видно, что значения E_{cp} , полученные по методу расчета коэффициента использования светового потока, практически совпали со значениями E_{cp} , выполненными в программе DIALux.

Таким образом, разработан метод расчета коэффициента использования светового потока, который позволяет с погрешностью, не превышающей $\pm 0,3\%$ от компьютерного моделирования, рассчитывать коэффициент использования светового потока.

Для поиска математических выражений, позволяющих описать ОУ одним математическим уравнением, авторами построены зависимости коэффициентов использования светового потока UF от индексов помещения i при рассматриваемых авторами коэффициентах отражения стен, потолка и пола, ко-

торые иллюстрируются на рис. 2. Зависимости UF от i аппроксимированы полиномом третьей степени, достоверность аппроксимации R^2 которых более 0,9986.

UF, коэффициентов использования светового потока

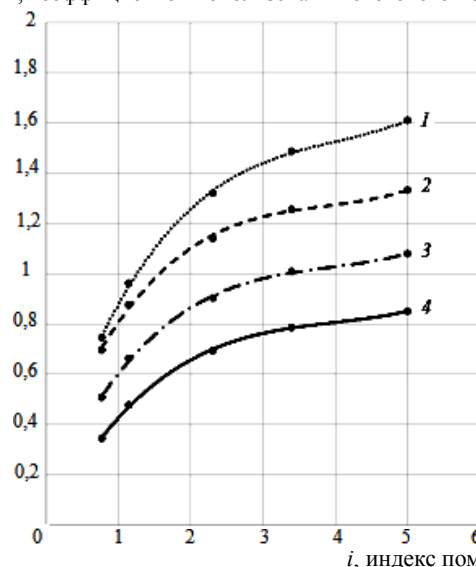


Рис. 2. Зависимость коэффициента использования светового потока от индекса помещения при разных коэффициентах отражения потолка, стен, пола для КСС типа Д

Зависимость 1

$$UF = 0,0164 \cdot i^3 - 0,1967 \cdot i^2 + 0,8537 \cdot i + 0,2068.$$

Зависимость 2

$$UF = 0,0151 \cdot i^3 - 0,1747 \cdot i^2 + 0,713 \cdot i + 0,2534.$$

Зависимость 3

$$UF = 0,0126 \cdot i^3 - 0,1479 \cdot i^2 + 0,6173 \cdot i + 0,1208.$$

Зависимость 4

$$UF = 0,0105 \cdot i^3 - 0,125 \cdot i^2 + 0,5319 \cdot i + 0,01.$$

Проведены оценка отклонений и апробация метода с учетом полученных аппроксимирующих зависимостей. Результаты приведены в табл. 2.

Результаты, представленные в табл. 2, показывают, что отклонения значений, полученных при помощи аппроксимирующих функций, составляют менее $\pm 2\%$, что является достаточным для практического применения метода.

Для учета влияния площади светящей поверхности по отношению к освещаемой поверхности предлагается ввести коэффициент светящей поверхности (коэффициент осветительного прибора), который определяется как отношение площади светящей поверхности осветительных приборов $S_{оп}$ к площади освещаемой поверхности помещения S.

На примере ОУ № 1 для КСС типа Д при рассматриваемых коэффициентах отражения получены зависимости коэффициента использования светового потока от отношения $S_{оп}/S$, которые хорошо аппроксимируются линейными функциями, достоверность аппроксимации R^2 которых выше 0,9994:

1. Для ОУ с коэффициентами отражения потолка, стен, пола, соответствующих 10, 10, 10%:

$$UF = -0,0173 \cdot S_{\text{ОП}} / S + 0,3456. \quad (1)$$

2. Для ОУ с коэффициентами отражения потолка, стен, пола, соответствующих 70, 50, 30%:

$$UF = -0,018 \cdot S_{\text{ОП}} / S + 0,5077. \quad (2)$$

3. Для ОУ с коэффициентами отражения потолка, стен, пола, соответствующих 70, 70, 50%:

$$UF = -0,0187 \cdot S_{\text{ОП}} / S + 0,6975. \quad (3)$$

4. Для ОУ с коэффициентами отражения потолка, стен, пола, соответствующих 70, 70, 70%:

$$UF = -0,0202 \cdot S_{\text{ОП}} / S + 0,7469. \quad (4)$$

Таблица 2

Результаты расчета

Значения коэффициентов отражения поверхностей помещения: потолок, стены, пол, %	Расчет $E_{\text{ср}}$ методом коэффициента использования светового потока, лк	Расчет $E_{\text{ср}}$ при помощи программы DIALux	Отклонение метода коэффициента использования от компьютерного метода расчета, %
ОУ № 1			
10, 10, 10	259,5	255	1,8
70, 50, 30	381,1	374	1,9
70, 70, 50	523,1	514	1,8
70, 70, 70	553,9	552	0,3
ОУ № 2			
10, 10, 10	361,9	366	1,1
70, 50, 30	502	508	1,2
70, 70, 50	664,4	671	1
70, 70, 70	731,5	738	0,9
ОУ № 3			
10, 10, 10	539,3	532	1,4
70, 50, 30	702,9	693	1,4
70, 70, 50	889	876	1,5
70, 70, 70	1025,1	1012	1,3
ОУ № 4			
10, 10, 10	605,3	603	0,4
70, 50, 30	775,4	773	0,3
70, 70, 50	965,5	962	0,4
70, 70, 70	1142,0	1139	0,3
ОУ № 5			
10, 10, 10	648,3	644	0,7
70, 50, 30	823,2	818	0,6
70, 70, 50	1015,8	1009	0,7
70, 70, 70	1220,3	1219	0,1

Отклонение Δ коэффициента использования светового потока для осветительных приборов, площадь излучения которого соответствует площади освещаемой поверхности UF_1 (в данном случае $S = S_{\text{оп}}$), от коэффициента использования светового потока ОП, площадь излучения которого представляет собой точечный источник света UF_2 (в данном случае $S_{\text{оп}} = 0$), можно оценить, решив систему линейных уравнений, используя полученные линейные выражения.

После получения коэффициентов использования светового потока UF_1 , UF_2 рассчитывается отклонение по формуле

$$\Delta = (1 - UF_1 / UF_2) \cdot 100\%. \quad (5)$$

Рассмотрим расчет для самого темного помещения (10, 10, 10%):

1. Уравнение (1) для случая, когда площадь осветительного прибора имеет габаритные размеры, соизмеримые с площадью освещаемой поверхности $S = S_{\text{оп}}$, принимает вид

$$UF_1 = 0,3283.$$

2. Уравнение (2) для случая, когда осветительный прибор является точечным источником света $S_{\text{оп}} = 0$, принимает вид

$$UF_2 = 0,3456.$$

3. Из формулы (5) отклонение коэффициента использования UF_1 по отношению к UF_2 соответствует

$$\Delta = 5,0\%.$$

Аналогичным способом определены отклонения Δ для ОУ с другими коэффициентами отражения:

1. Для ОУ с коэффициентами отражения потолка, стен, пола, соответствующих 70, 50, 30%, применяя выражение (2):

$$\Delta = 3,5\%$$

2. Для ОУ с коэффициентами отражения потолка, стен, пола, соответствующих 70, 70, 50%, применяя выражение (3):

$$\Delta = 2,7\%.$$

3. Для ОУ с коэффициентами отражения потолка, стен, пола, соответствующих 70, 70, 70%, применяя выражение (4):

$$\Delta = 2,7\%.$$

Таким образом, влияние габаритных размеров ОП наиболее существенно для ОУ с наименьшими коэффициентами отражения поверхностей помещения: в нашем случае 10, 10, 10%.

Также следует, что при расчете коэффициента использования светового потока осветительных приборов необходимо учитывать их габаритные размеры.

На рис. 3 представлена структурная схема измерительного оптоэлектронного комплекса для определения коэффициента использования светового потока осветительного прибора.

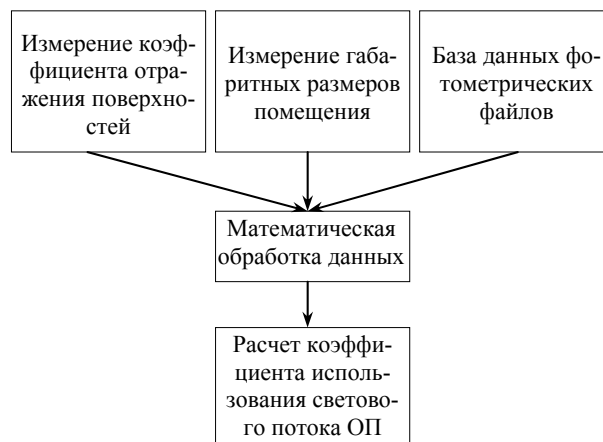


Рис. 3. Структурная схема измерительного оптоэлектронного комплекса коэффициента использования светового потока осветительного прибора

Измерительный комплекс позволяет провести на месте объекта выбор наиболее эффективной КСС осветительного прибора для конкретного помещения и исходя из этого провести оценку количества осветительных приборов для данного помещения при заданном уровне освещенности.

Разработанная методика и выявленные аппроксимирующие зависимости легли в основу для разработки светотехнического калькулятора, оценка от-

клонений и их сравнение с аналогами приведены в табл. 3.

Из табл. 3 видно, что калькулятор, выполненный на базе разработанного нами метода, имеет максимальное отклонение 5,6%. В отличие от аналогов, представленных на отечественных сайтах, отклонение расчета освещенности которых в некоторых случаях превышает 100%, предложенный калькулятор дает существенно более точные результаты.

Таблица 3

Оценка светотехнических калькуляторов

Световой поток одного светильника, лм	Габаритные размеры помещения, L·W·H, м ³	i	Значения коэффициентов отражения поверхностей помещения: потолок, стены, пол, %	E _{ср} , задаваемая калькулятором	Количество световых точек, предложенное калькулятором	Расчет E _{ср} при помощи программы DIALux, лк	Отклонение, %
Калькулятор № 1							
816	1,5·1,5·3	0,34	0, 0, 0	300	7	126	138,1
			70, 50, 20	300	4	169	77,5
			80, 80, 30	300	2	211	42,2
	3,4·3,4·3	0,77	0, 0, 0	300	24	263	14,1
			70, 50, 20	300	14	298	0,7
			80, 80, 30	300	8	303	1,0
	21,8·21,8·3	4,95	0, 0, 0	300	344	271	10,7
			70, 50, 20	300	251	280	7,1
			80, 80, 30	300	195	276	8,7
Калькулятор № 2							
1300	1,5·1,5·3	0,34	50, 30, 10	300	2	145	106,9
			70, 50, 20	300	1	99	203,0
	3,4·3,4·3	0,77	50, 30, 10	300	8	280	7,1
			70, 50, 20	300	7	305	1,6
	21,8·21,8·3	4,95	50, 30, 10	300	238	419	28,4
			70, 50, 20	300	218	431	30,4
Калькулятор, созданный по разработанному нами методу							
1200	1,5·1,5·3	0,34	30, 10, 10	300	7	300	0,0
			70, 50, 30	300	4	299	0,3
	3,4·3,4·3	0,77	30, 10, 10	300	11	284	5,6
			70, 50, 30	300	8	303	1,0
	21,8·21,8·3	4,95	30, 10, 10	300	198	307	2,3
			70, 50, 30	300	146	284	5,6

Выводы

1. Разработанный метод позволяет с погрешностью ±0,3% рассчитать коэффициент использования светового потока.

2. Полученные аналитические выражения с погрешностью не более 2% позволяют рассчитывать зависимости коэффициента использования светового потока от индекса помещения при разных коэффициентах отражения стен, потолка и пола.

3. При расчете коэффициента использования светового потока необходимо учитывать значение коэффициента осветительных приборов, предложенного нами для оценки влияния габаритных размеров осветительного прибора, отклонение которого максимально для ОУ с наименьшими коэффициентами отражения.

4. Предложенная структурная схема измерительного оптоэлектронного комплекса позволяет оперативно провести расчет коэффициента использования светового потока, что необходимо для оценки эффективности КСС осветительного прибора для

данного помещения с определением количества осветительных приборов при заданном уровне освещенности.

5. Полученные отклонения значений освещенности при расчете в созданном светотехническом калькуляторе на основе разработанного метода не превышают 5,6% от значений, полученных в программе DIALux.

6. Предложенный метод может быть использован для оперативных и точных энергоаудиторских обследований осветительных установок.

Литература

1. Справочная книга по светотехнике / под ред. Ю.Б. Айзенберга. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Знак, 2006. – 972 с.
 2. Пособие к МГСН 2.06–99. Расчет и проектирование искусственного освещения помещений общественных зданий [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.opengost.ru>, свободный (дата обращения: 13.06.2017).

3. Luminaire efficiency factor system for general lighting // Axel Stockmar // Right Light (Nice, France). – 2002. – № 5. – P. 311–318.

4. Официальный сайт DIALux [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://dial.de/> (дата обращения: 17.04.2017).

5. СП 23-102–2003. Естественное освещение жилых и общественных зданий. – М.: ФГУП ЦПП, 2005. – 83 с.

6. Официальный сайт компании ООО «Арлайт Рус» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.arlight.ru>, свободный (дата обращения: 17.04.2017).

7. Официальный сайт компании Viso Systems [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.visosystems.com>, свободный (дата обращения: 17.04.2017).

Гончаров Александр Дмитриевич

Вед. инж. компании ООО «Арлайт Рус», Москва

Тел.: +7-916-924-57-50

Эл. почта: Alexander_G_@mail.ru

Тувев Василий Иванович

Д-р техн. наук, профессор, директор

НИИ светодиодных технологий (НИИ СТ) ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 90-01-46

Эл. почта: tvi_retem@main.tusur.ru

Goncharov A.D., Tuev V.I

Universal method to calculate the Utilization Factor for luminous flux of lighting devices

A universal method to calculate the utilization factor of luminous flux and to evaluate the efficiency of light distribution of lighting devices both for indoor and outdoor lighting has been developed. The analytical expressions for the dependence of light flux utilization factor on room index are obtained. A block diagram of the measuring optoelectronic complex is proposed that calculates this factor when examining lighting installations. A lighting calculator has been developed on the basis of the developed method.

Keywords: utilization factor of luminous flux, light intensity curve, optoelectronic devices.

**УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА
И ИНФОРМАТИКА**

УДК 004.75 (004.624)

Ю.П. Ехлаков, О.И. Жуковский, П.В. Сенченко, Ю.Б. Гриценко, М.М. Милихин

Базовые принципы разработки веб-ориентированных информационных систем управления инфраструктурой социально-экономических и технических процессов

Представлены важные аспекты разработки веб-ориентированных информационных систем поддержки управления инфраструктурой социально-экономических и технических процессов. Рассматриваются принципы создания веб-ориентированных геоинформационных систем ведения электронного генерального плана предприятия и систем поддержки инфраструктуры малого предпринимательства региона.

Ключевые слова: инфраструктура, веб-ориентированная система, геоданные, генеральный план, архитектура системы.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-63-67

Опыт взаимодействия авторского коллектива с рядом ведущих российских промышленных предприятий показывает, что в числе основных подходов к автоматизации базовых бизнес-процессов часто находятся такие, которые во главу угла ставят задачи, решение которых дает быстрый и ощутимый эффект, как, например, планирование ресурсов, дающее быстрое уменьшение затрат, оптимизация технологических процессов, дающая заметное уменьшение стоимости и многие подобные им.

При этом, как показывает практика, одной из важнейших задач, требующих внедрения компьютерных технологий, является поддержка управления инфраструктурой основного бизнес-процесса автоматизируемого производства. Эффективное решение данной задачи в большинстве случаев позволяет устойчиво повысить качество управленческих решений и обеспечить их преемственность. Данный эффект достигается в силу актуализации и, как следствие, повышения достоверности информации об объектах инфраструктуры и процессах их жизненного цикла.

Еще лет десять тому назад задача автоматизации информационной поддержки процесса управления инженерной инфраструктурой промышленных объектов решалась на очень низком уровне. Одним из объяснений такого положения вещей принято считать не сразу ощутимый эффект от решения данной задачи. Рост интереса к повышению эффективности решения подобных задач стал явно проявляться с увеличением интереса к реинжинирингу уже действующих процессов как в промышленной, так и в социально-экономической сферах. Практика показала, что именно устойчивая инфраструктура процесса, подлежащего реинжинирингу любого уровня сложности, во многом определяет его эффективность. Укрепление подобной точки зрения способствовало повышению усилий в плане эффективности управления инфраструктурой территорий, промышленных предприятий, социально-экономических образований [1].

Особенности информационной поддержки инженерной инфраструктуры предприятия

Опыт работы с крупными предприятиями металлургической и нефтехимической промышленности показывает, что решение задачи управления производственной инфраструктурой промышленного производства решающим образом определяется эффективностью ведения генерального плана. Наибольшую эффективность в плане автоматизации процесса ведения генерального плана дает использование геоинформационных систем (ГИС), что практически является закономерным шагом на пути перехода к безбумажной технологии обработки производственной информации.

Геоинформационная технология объединяет классические операции ведения базы данных с возможностями пространственного (географического) представления (визуализации) и анализа на основе электронной карты. Эти свойства выделяют ГИС в ряду других современных корпоративных информационных систем и обеспечивают уникальные возможности для применения в широком спектре задач, связанных с анализом и прогнозом событий и явлений в окружающем мире, позволяют на новом уровне подходить к выделению и оценке пространственно-определенных факторов, определяющих устойчивость управляемой системы [2].

Развитие технологии Интернет не могло обойти стороной и геоинформационные системы – появился новый класс программного обеспечения, который принято называть «Веб-ГИС». В большинстве случаев такие комбинированные системы используют картографические серверы (Internet Map Server) в качестве поставщиков ГИС-сервиса. Подобные интегрированные технологии, синтезируя разнообразие ГИС-услуг с доступностью и распространенностью технологии Интернет поднимают на новый уровень эффективность решения широкого спектра пользовательских задач [1].

В данном разделе представим некоторые достаточно важные моменты построения веб-ориентированных ГИС, являющиеся частью опыта, полученного авторами в процессе разработки веб-ориенти-

рованных геоинформационных систем ведения инженерной инфраструктуры таких заметных промышленных предприятий, как Кузнецкий металлургический комбинат (ООО «Евразхолдинг») и ООО «Томскнефтехим» (ОАО «Сибур»).

В первую очередь отметим, что особое внимание необходимо уделить архитектурным принципам проектирования клиентской части веб-ГИС. Разработка эффективной клиентской части – важный этап реализации средств веб-публикации геоинформационной системы, от результата которого зависит оценка качества и практичности приложения в целом. Сложность данного этапа обуславливается распределением бизнес-логики между клиентом и сервером и требованиями к функциональности: приложение должно предоставлять средства просмотра картографических данных, обеспечивать выполнение пространственных запросов и вывод атрибутивной информации. Таким образом, реализация клиентской части веб-ориентированных ГИС – нетривиальная задача и требует тщательного анализа.

Рост популярности технологий Веб 2.0 привел к совершенствованию подходов к созданию веб-приложений: применение асинхронной модели взаимодействия (AJAX) позволило повысить эффективность пользовательского интерфейса, а использования сервис-ориентированной архитектуры – оптимизировать передачу данных в процессе работы. В качестве средств интеграции различных веб-сервисов (например, Google Maps, Yahoo! Maps, Live Search Maps) разрабатываются специализированные компоненты – виджеты. Получить максимальную выгоду от использования этих подходов позволяет архитектура на основе компонентов. Важное преимущество компонентной архитектуры – повышение уровня абстракции при программировании пользовательских интерфейсов. Использование современных компонентов пользовательского веб-интерфейса и технологий клиент-серверного взаимодействия позволяет реализовать в среде браузера функции, типичные для настольных систем.

Важной составляющей любой веб-ориентированной ГИС являются средства работы с пространственными данными, представленными в виде электронной карты. Под электронными картами в большинстве случаев понимают графические представления на экране компьютера географически ориентированной визуализации данных об объектах и процессах, определенных на земной поверхности. Современные подходы к решению задач визуализации геоданных при проектировании веб-ГИС представлены тремя основными направлениями:

1. Использование средств статической визуализации геоданных.
2. Использование подвижных (плиточных) карт.
3. Использование векторных форматов представления геоданных.

Средства статической визуализации карт служат для визуализации отдельного представления карты в формате единого растрового изображения. Изобра-

жение карты формируется по запросу пользователя в момент такого запроса. Полученное векторное представление карты может быть просмотрено с использованием универсальных программных средств просмотра изображений или специализированного веб-ГИС приложения представленного в виде клиента. Одним из узких мест такого подхода является необходимость регулярного выполнения запроса изображения текущего участка карты, выливающегося как минимум в генерацию на стороне сервера, при выполнении любого действия, например сдвига или изменения масштаба, требующего изменений в визуальное представление данных.

Подвижные или плиточные (тайловые) карты используются большинством современных ГИС-сервисов общего назначения, таких как Google Maps или Яндекс.Карты. В основе данного подхода лежит идея предварительной генерации графического образа электронной карты в виде конечного набора масштабов [3]. При этом электронная карта в пределах каждого масштаба представляется регулярным набором прямоугольных областей, для представления каждой из которых готовится собственное растровое изображение (плитка). В итоге реализуется возможность действительно уменьшить время выполнения пространственных запросов со стороны клиентского приложения за счет регенерации отдельных фрагментов (плиток) электронной карты, нуждающихся во внесении изменений [4].

Современные ГИС-серверы предусматривают возможность генерации как динамических, так и статических карт в зависимости от структуры геоданных карты. Картографические веб-серверы обычно предоставляют данные на основе таких трех стандартов консорциума открытых ГИС: WMS для отображения карт как изображений, WFS для векторных данных и WCS для растровых.

В большинстве существующих картографических веб-приложений используются генераторы тайлов и системы кэширования изображений на серверной стороне. Однако возникающие при работе с геоданными промышленных или торговых объектов потребности представления многослойных данных в различных проекциях и уровнях масштабирования с учетом требования к организации безопасного ролевого доступа к геоданным приводят к тому, что ставшие привычными технологии веб-картографии теряют былую эффективность и становятся недостаточно адаптируемыми [4].

К числу недостатков процесса генерации изображений карты в среде серверной составляющей веб-ГИС можно отнести следующие: необходимость большого трафика при передаче пространственных данных, постоянная нагрузка на веб-сервер и критическая загрузка картографического веб-сервера для реализации процесса регенерации статических карт, кроме того, явная зависимость быстродействия веб-ГИС от производительности сеансового сетевого взаимодействия, что может приводить к падению эффективного использования клиентов на мобиль-

ных устройствах. Одним из путей решения данных проблем может быть использование векторных форматов визуализации геоданных. Кроме того, использование векторных изображений позволяет отказаться от необходимости перерисовывать карту при изменении ее масштаба [3]. Наиболее часто используемыми форматами векторных карт являются Adobe Flash и SVG. Следует отметить, что современные открытые векторные форматы поддерживаются подавляющим числом практически используемых веб-браузеров, что предоставляет реальную основу применения данной технологии в промышленном ПО. Среди недостатков векторных форматов на первый план выходят высокие требования к ресурсам клиентского устройства и высокая сложность интеграции геоинформационной системы со сторонними источниками данных.

Достаточно широкое распространение в веб-картографии получила технология Flash. Реализованы промышленные инструменты интеграции *Flash*-приложений с электронными картами в среде Google Maps и ESRI ArcGIS. Кроме того, реализованы возможности интеграции карты, сгенерированной картографическим веб-сервером, с дополнительной информацией [3]. Однако необходимость в дополнительном расширении веб-браузера и последующая некомфортность использования на маломощных платформах являются ощутимым недостатком *Flash*-технологии. Кроме того, разработчики веб-браузеров постепенно отказываются от использования технологий *Flash* в своих продуктах из соображений безопасности.

Одним из наиболее распространенных форматов представления картографических данных веб-ГИС в векторной форме является масштабируемая векторная графика (SVG). К преимуществам использования SVG в веб-картографии можно отнести возможности управления пропорциями распределения возможностей функционала пространственного анализа данных между клиентом и сервером, что, в свою очередь, обеспечивает уменьшение сетевого трафика приложения и нагрузку на веб-сервер, с одной стороны, а с другой стороны, увеличивает отзывчивость и гибкость картографического вьювера.

SVG, по сравнению с технологией Adobe Flash, имеет предустановленную поддержку как в десктопных, так и в мобильных браузерах. Данный аспект реально позволяет обеспечить интеграцию с интерфейсом веб-ГИС клиента за счет поддержки стилей оформления. Возможности послышной группировки объектов стандарта SVG создают предпосылки для организации механизма управления картой и ее стилизации на стороне ГИС-клиента [5].

Необходимо обратить особое внимание, что современные технологии визуализации геоданных позволяют управлять распределением нагрузки между клиентской и серверной частями веб-ГИС. К тому же комбинирование представленных альтернативных методов визуализации с классическими способно дать возможность для разработки высокоэффективных распределенных ГИС.

Особого внимания заслуживает универсальная архитектура веб-ориентированной ГИС, разработанная авторами в ходе процесса создания веб-ориентированных ГИС крупных промышленных предприятий и дающая реальную возможность ведения нескольких проектов на базе одного ядра (рис. 1).

Опыт разработок показал, что данный подход позволяет в минимальные сроки создавать веб-ориентированный ГИС-проект с необходимым составом модулей (подсистем), элементов дизайна, шаблонов на основе формирования конфигурационного файла для конкретного проекта. Кроме того, за счет модульной архитектуры и механизмов управления правами доступа обеспечивается возможность расширения ГИС-проекта собственными подсистемами [6].

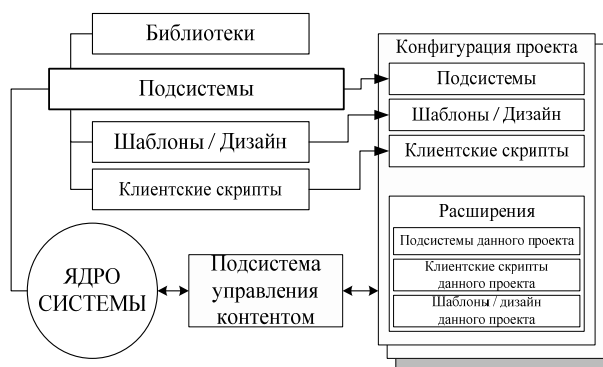


Рис. 1. Основные составляющие универсальной архитектуры веб-ориентированной ГИС промышленного предприятия

В рамках предложенной модели универсальной архитектуры базовый вариант веб-ориентированной ГИС, разработанной авторами для решения задач управления инфраструктурой промышленного предприятия, включает в себя следующие базовые компоненты:

1. «Администрирование» – компонент, поддерживающий управление правами пользователей системы, группами, слоями электронного генерального плана (ЭГП), группами слоев, функциями работы ЭГП и создавать различные формы доступа к данным электронного генплана.

2. «Управление данными инженерной инфраструктуры» – обеспечивает ведение атрибутивных данных электронного генерального плана. Позволяет осуществлять как выборку данных, так и «привязку» атрибутивных данных к объектам ЭГП.

3. «Архив» – компонент обеспечения ретроспективного документооборота, предоставляющий возможность пользователям связываться с различными объектами электронного генерального плана, такими как слои и области карты, техническую документацию различного рода и мультимедийную информацию.

4. «Тематическая отчетность» – обеспечивает возможность формировать различные тематические картографические представления как совокупность слоев карты, стилей их отображения и условий фильтрации пространственных данных.

5. «Векторная карта» – компонент, реализующий функции работы с векторным картографическим представлением электронного генерального плана.

6. «Растровая карта» – компонент, отвечающий за поддержку функций работы с растровым картографическим представлением генерального плана.

Следует отметить, что каждый из представленных компонентов соответствует распределенной архитектуре ГИС и содержит клиентскую и серверную части, а подсистемы «Векторная карта» и «Растровая карта» могут быть использованы в качестве основы клиентской части веб-ГИС. Соответствующая названным принципам веб-ГИС универсальна и легко адаптируема к различным задачам указанного профиля, за счет использования модульной архитектуры, оптимизированного обработчика событий и адаптивной подсистемы управления контентом. Безопасность доступа к данным обеспечивается подсистемами авторизации и журналирования. Кроме того, использование предложенной распределенной архитектуры веб-ГИС создает возможность одновременной работы ГИС-сервера с несколькими веб-клиентами. Такой подход позволяет совместить преимущества векторных форматов представления геоданных и классических методов визуализации в рамках разных клиентских приложений для одного проекта.

Сопровождение мониторинга деятельности организаций инфраструктуры поддержки малого и среднего предпринимательства

Представленные выше положения универсальной архитектуры послужили основополагающим звеном при построении информационной технологии мониторинга деятельности организаций инфраструктуры поддержки малого и среднего предпринимательства (МСП) на территории Томской области [7]. Предпосылки к разработке данной информационной технологии обусловлены необходимостью оценки эффективности распределения и расходования финансовых и иных средств (в том числе и государственных), направленных на формирование благоприятных условий создания и поддержки устойчивого развития предприятий малого и среднего бизнеса. А также обеспечения эффективного взаимодействия субъектов малого и среднего предпринимательства с хозяйствующими субъектами других регионов России и зарубежными партнерами, поддержки условий формирования благоприятного инвестиционного климата в Томской области.

В основе построения информационной технологии мониторинга лежит распределенная модель взаимодействия организаций инфраструктуры поддержки и Фонда развития МСП Томской области, в чьи полномочия входят, в том числе, и функции централизованного сбора и анализа данных мониторинга. Такая модель подразумевает возможность ведения исходных данных как территориально-удаленными специалистами на местах, так и централизованный учет всех необходимых сведений уполномо-

ченными сотрудниками Фонда с последующим предоставлением обработанной аналитической информации контролирующим органам.

На рис. 2 показана обобщенная схема функционирования представленной информационной технологии.

Можно выделить основные функциональные задачи, решаемые с помощью программного обеспечения данной информационной технологии (системы):

- формирование исходных данных информационного поля мониторинга и обеспечение хранения исходных данных;
- формирование перечня организаций инфраструктуры развития предпринимательства;
- формирование перечня видов поддержки с привязкой к организациям инфраструктуры развития предпринимательства;
- учет обращений заявителей (субъектов МСП Томской области);
- извлечение и ведение первичных сведений о заявителях;
- обработка, отображение и предоставление результатов мониторинга;
- получение пользователями информации о первичных сведениях заявителей и обо всех персонализированных обращениях, зарегистрированных в системе;
- определение количества субъектов МСП, получивших господдержку (в целом);
- определение субъектов МСП, получивших господдержку по различным направлениям;
- определение видов поддержки, полученных каждым субъектом МСП;
- учет мероприятий, реализованных организациями инфраструктуры поддержки МСП, в целом, по направлениям и организациям;
- формирование сводной информации о количестве рабочих мест субъектов МСП, получивших поддержку;
- получение различной обобщенной информации, связанной с оказанием пользователям консультационной поддержки субъектам малого и среднего бизнеса Томской области;
- поддержка внутренних задач системы;
- обеспечение регламентного доступа к данным и функциональной составляющей системы;
- регистрация различных групп пользователей в системе;
- создание пользователей с привязкой к одной или нескольким организациям;
- разграничение полномочий пользователей;
- ведение приоритетов организаций пользователя и использование приоритетов организации пользователя в формах добавления заявок;
- обеспечение прав для сбора сводных результатов мониторинга по всем организациям;
- аудит действий пользователей.

Результаты мониторинга предоставляются в электронном и печатном виде контролирующим органам и учредителю Фонда МСП Томской области –

в областное государственное бюджетное специализированное учреждение «Фонд государственного имущества Томской области». Внедрение информационной технологии мониторинга позволило оптимизировать процесс сбора данных, анализа и контроля предоставления всех видов поддержки субъектов МСП на территории Томской области и как следствие – значительно сократить сроки предоставления результатов мониторинга.

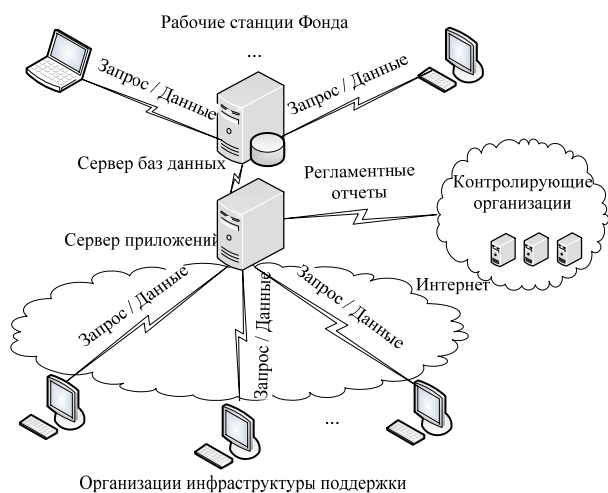


Рис. 2. Обобщенная схема функционирования информационной технологии мониторинга

Заключение

В предлагаемой работе представлены некоторые ключевые моменты создания распределенных веб-ориентированных информационных систем поддержки управления инфраструктурой социально-экономических и технических процессов. Рассмотрены особенности архитектурных решений, апробированных авторами в процессе создания веб-ориентированных систем, предназначенных как для ведения инженерной инфраструктуры крупных промышленных предприятий, так и для информационной поддержки инфраструктуры социально-экономических процессов.

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства образования и науки РФ, проект № 8.8184.2017/8.9 «Методология создания систем энергогенерирующих и энергопреобразующих устройств для наземных и бортовых комплексов наземного, космического и подводного базирования».

Литература

1. Ехлаков Ю.П. и др. Принципы построения веб-ориентированной ГИС промышленного предприятия / Ю.П. Ехлаков, О.И. Жуковский, Н.Б. Рыбалов // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2006. – Т. 309, № 7. – С. 146–152.
2. ДеМерс Майкл Н. Географические информационные системы. Основы. – М.: Дата+, 1999. – 490 с.
3. Adnan M., Singleton A., Longley P. Developing efficient web-based GIS applications [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://eprints.ucl.ac.uk/19247/1/19247.pdf>, свободный (дата обращения: 09.05.2014).

4. Boulos M.N.K. et al. Web GIS in practice VIII: HTML5 and the canvas element for interactive online mapping // International journal of health geographics. – 2010. – Vol. 9, №. 1. – P. 14.

5. Huang H. et al. An SVG-based method to support spatial analysis in XML/GML/SVG-based WebGIS // International Journal of Geographical Information Science. – 2011. – Vol. 25, №. 10. – P. 1561–1574.

6. Гриценко Ю.Б. Информационные технологии формирования и мониторинга электронного генерального плана инженерной инфраструктуры предприятия / Ю.Б. Гриценко, Ю.П. Ехлаков, О.И. Жуковский, П.В. Сенченко. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники, 2014. – 152 с.

7. Сенченко П.В. Информационные технологии в управлении инфраструктурой поддержки малого и среднего предпринимательства региона (на примере Томской области) / П.В. Сенченко, Ю.Б. Гриценко, О.И. Жуковский; под ред. Ю.П. Ехлакова. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2015. – 130 с.

Ехлаков Юрий Поликарпович

Д-р техн. наук, профессор зав. каф. автоматизации обработки информации (АОИ) ТУСУРа
Тел.: +7-913-829-55-42
Эл. почта: upe@tusur.ru

Жуковский Олег Игоревич

Канд. техн. наук, ст. науч. сотр., доцент каф. АОИ ТУСУРа
Тел.: +7-913-855-47-82
Эл. почта: joi@muma.tusur.ru

Сенченко Павел Васильевич

Канд. техн. наук, доцент,
декан факультета систем управления ТУСУРа
Тел.: +7-906-947-82-83
Эл. почта: pvs@tusur.ru

Гриценко Юрий Борисович

Канд. техн. наук, доцент,
начальник инновационного управления ТУСУРа
Тел.: +7-905-990-95-49
Эл. почта: innovation@tusur.ru

Милихин Михаил Михайлович

Аспирант каф. АОИ ТУСУРа
Тел.: +7-999-619-38-90
Эл. почта: milikhin@gmail.com

Ehklakov Y.P., Gritsenko Y.B., Zhukovskiy O.I.,
Senchenko P.V., Milikhin M.M.

Basic principles of developing web-oriented information systems for managing the infrastructure of socio-economic and technical processes

The paper presents important aspects of the development of web-oriented information systems supporting the management of the infrastructure of socio-economic and technical processes. The principles of co-building web-oriented geoinformation systems to maintain the company's electronic master plan and to support systems for small business infrastructure of the region.

Keywords: Infrastructure, web-based system, geodata, master plan, system architecture.

УДК 621.396.41

Е.Б. Грибанова, А.В. Катасонова

Модель оценки групп социальной сети для реализации маркетинговых мероприятий

Приводится описание модели оценки групп социальной сети «ВКонтакте» с точки зрения размещения рекламы. Представлен расчет интегрального показателя групп, при этом для определения коэффициентов относительной важности был использован метод анализа иерархий. Рейтинговая оценка может быть рассчитана как для одной группы, так и для набора групп. Также предложена модель классификации групп социальной сети. Представлено решение задачи целочисленного программирования для определения значений индикаторов групп.

Ключевые слова: социальная сеть, реклама, рейтинг, регрессионная модель, целочисленное программирование.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-68-72

В последние годы анализу социальных сетей уделяется большое внимание в литературе из-за их широкого распространения, большого числа пользователей и огромного количества доступных данных. Пользователи сети обмениваются друг с другом информацией и публикуют в открытом доступе личные сведения, а также вступают в группы, всё это позволяет делать выводы об их интересах и находить потенциальных клиентов. Также среди преимуществ использования фирмами социальной сети отмечают более простую реализацию обратной связи: участники могут делиться мнениями о деятельности организации, оставляя комментарии, и таким образом могут указать пути развития и совершенствования продукции. Кроме того, социальные сети располагают широким набором инструментов для предоставления сведений рекламного характера: видеоролики, аудиозаписи, графические материалы. Все эти факторы делают их перспективной площадкой для проведения маркетинговых мероприятий с целью продвижения своих товаров и услуг.

Современными исследователями [1] отмечается, что использование социальной сети может способствовать значительному увеличению продаж фирмы. В отличие от классических моделей торговли в социальных сетях возрастает роль связей участника с другими пользователями при выборе товара или услуги или получении информации о них. Таким образом, в силу большого объема информации, представленной в сети, а также обусловленности результатов мероприятий сложным и зачастую непредсказуемым поведением людей и их взаимодействием возникает необходимость в инструментах и моделях, позволяющих оценивать и принимать решения экономическими агентами.

Из-за быстрого распространения социальных сетей и их влияния на социальные, экономические и политические процессы, исследованиями в этой области занимаются ученые многих стран, а также существуют научные лаборатории. Среди существующих направлений исследований можно отметить следующие: изучение методов пропаганды, информационных войн, выявление центров распространения информации (например, источника сплетен [2]),

исследование причин и признаков распространения ложной информации участниками сети [3], механизмов формирования репутации и доверия к другим участникам, оценка влияния социальных сетей на поведение людей, их здоровье, экономические и политические процессы [4], классификация элементов сети [5], выявление элементов, относящихся к определенной группе [6], мониторинг социальных процессов с помощью социальных сетей и др.

Среди работ, связанных с маркетингом и деятельностью организаций, можно отметить следующие.

Одно из направлений исследований посвящено вирусному маркетингу. При этом существуют различные определения данного понятия [7]. В одном из них под вирусным маркетингом понимают деятельность компаний, направленную на использование общения клиентов между собой посредством сети для продвижения и сбыта продукции. Также под вирусным маркетингом понимают передачу рекламной информации от пользователя к пользователю посредством сети. При этом значительную роль в распространении информации о товаре (причем как положительную, так и отрицательную) могут сыграть «лидеры общественного мнения». Выявление в сети таких лидеров мнений также является предметом изучения.

В работе [8] приводятся результаты ряда исследований в области интернет-маркетинга. В частности, изучаются следующие вопросы: «Какие товары лучше всего продвигать через социальные сети?», «На кого должна быть направлена реклама?» и т.д. В статье сделан вывод, что социальные сети являются удачным способом распространения информации о книгах, ресторанах, фильмах, т.е. тех продуктах, которые может купить пользователь, как только получит информацию о них даже от одного участника, и о которых люди часто беседуют между собой. Однако для товаров, выбор которых осуществляется только после принятия их большинством из окружения (программного обеспечения, операционных систем), наличие большого числа связей может служить сдерживающим фактором, и использование социальной сети не является удачным инструментом. Также в работе сделан вывод, что для товаров перво-

го вида (книг, фильмов и т.д.) реклама должна быть направлена на людей, обладающих небольшим количеством связей, а для товаров второго вида (операционные системы, новые технологии) лучше, когда информацией делится человек, обладающий значительным количеством связей.

В ряде исследований изучается использование целевой ценовой стратегии в социальных сетях, когда стоимость продукта для потребителя зависит от того, сколько друзей его приобрели, а также рассматриваются вопросы определения оптимальной цены. Например, в работе [9] цена пропорциональна показателю центральности участника сети. В статье [10] рассматривается использование стратегии вирусного маркетинга для максимизации дохода. В ней приводится два способа поощрения распространения информации: возврат части стоимости покупки в случае, если человек рекомендовал продукт своим друзьям; предложение скидки клиентам с целью побудить их купить продукт после получения рекомендаций. Размер скидки и наличие рекомендации вместе с внешними факторами (качество продукта, состояние рынка) формируют вероятность покупки отдельных участников в предложенной модели. Решается задача определения размера скидки и возврата для заданной сетевой структуры.

Социальные сети могут влиять на экономические процессы, в этом случае важным является определение силы и направления связи между явлениями, а также построение прогнозных моделей. Например, в работе [11] рассматривается прогнозирование поведения цен на фондовой бирже с помощью информации в Twitter.

Одним из популярных видов реализации маркетинговых мероприятий является размещение информации рекламного характера в существующих группах. При этом для того, чтобы данное мероприятие было эффективным и привлекло как можно большее число клиентов, организации должны выполнить анализ характеристик групп. В настоящее время существуют онлайн-сервисы (<http://allsocial.ru/communities/>, <https://sociate.ru/>), которые предоставляют статистические данные групп: число подписчиков, стоимость рекламы, охват и т.д., однако они не предоставляют комплексную оценку групп, и не позволяют анализировать выбор нескольких сообществ, учитывая пересечения множеств участников.

Данная работа посвящена разработке модели оценки групп социальной сети «ВКонтакте», которая в настоящий момент является наиболее многочисленной в России (её аудитория на начало 2017 г. составляет 88–92 млн человек в неделю), для размещения рекламы. Для этого было необходимо разработать интегральный показатель группы, а также модель классификации групп социальной сети.

Для выполнения расчетов были получены данные групп, относящихся к городу Томску, предоставляющие возможность платного размещения рекламы, при этом не рассматривались неактивные

группы, в которых запись администратором была сделана более месяца назад, а также группы, где записи на странице могут сделать все желающие. Всего было отобрано 45 групп, удовлетворяющих заданным требованиям.

Программа реализована в среде Visual Studio, язык программирования – C#. Для реализации доступа к данным социальной сети была использована библиотека VkNet.

Группа как элемент социальной сети

Если социальную сеть представить в виде неориентированного графа, то группа будет представлять собой элемент, связанный ребрами с некоторым количеством соседних вершин (рис. 1), которые называются подписчиками группы или участниками. В сетевом анализе число участников сообщества называется степенью (число соседних вершин). Этот показатель является одним из основных при оценке групп, т.к. он определяет размер аудитории, которой можно донести информацию. Также это количество позволяет судить о том, сколько людей заинтересовано в данном сообществе и его продуктах/услугах. На рис. 1 степень группы 1 равна 4.

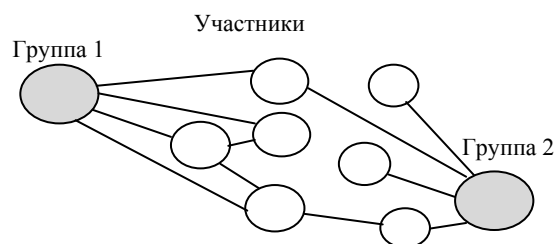


Рис. 1. Группы социальной сети

Объединению участников в группы способствует наличие схожих интересов, связанных с содержанием информации, представленной в группе. Вершины-участники группы также могут быть связаны ребрами между собой. Администратор группы может делиться с участниками информацией, размещая её на странице группы. Подписчики в свою очередь могут оставлять комментарии к записям, отмечать их лайками или размещать их у себя на странице, делая репост.

По характеру предоставляемой информации группы делятся на новостные (например, освещающие события города) и тематические (посвященные автомобилям, рукоделию и т.д.). С точки зрения размещения рекламы более предпочтительной является тематическая группа ввиду возможно большей заинтересованности участников в продукте/услуге, с другой стороны, новостные группы обеспечивают, как правило, более широкий охват аудитории.

В качестве характеристик группы могут быть использованы как стандартные метрики сетевого анализа (степень, коэффициент кластеризации и т.д.), так и специфические оценки (популярность, активность).

Рейтинговая оценка групп социальной сети

Для формирования рейтинговой оценки необходимо определить индикаторы и целевую функцию

[12]. Были выбраны следующие характеристики групп:

- число подписчиков;
- активность – среднее количество записей на стене группы в день;
- популярность – сумма лайков, репостов и комментариев, деленная на число записей.

Для расчета активности и популярности в программе используются последние 100 записей.

Создание интегральной характеристики подразумевает определение коэффициентов важности показателей. Для их оценки был использован метод анализа иерархий [13], который позволяет придавать количественные выражения качественным понятиям. В качестве группы экспертов были выбраны менеджеры фирм, занимающиеся размещением рекламы в группах. Для заполнения им была предложена таблица, в которой необходимо было указать степень важности показателей по шкале от 1 до 9 (1 – показатели одинаково важны, 3 – первый показатель незначительно важнее, чем второй, 5 – первый показатель значительно важнее, чем второй, 7 – первый показатель явно важнее, чем второй, 9 – первый показатель по своей значимости абсолютно превосходит второй). Полученные значения были сведены в одну таблицу (табл. 1).

Таблица 1

Матрица попарных сравнений

	Число подписчиков	Популярность	Активность
Число подписчиков	1	5	7
Популярность	1/5	1	7
Активность	1/7	1/7	1

Полученные значения коэффициентов относительной важности: 0,701; 0,24; 0,059. Для их расчета были вычислены максимальное собственное значение матрицы попарных сравнений и соответствующий ему собственный вектор. Для вычисления коэффициентов было выполнено деление элементов вектора на общую сумму элементов.

Для формирования рейтинговой оценки был использован метод эталонного значения, а для нормирования переменных выполнено деление всех индикаторов на максимальное значение:

$$x_{ij} = \frac{a_{ij}}{\max a_{ij}},$$

где x_{ij} – i -й стандартизованный коэффициент j -й группы; a_{ij} – i -й индикатор j -й группы.

Все полученные в результате данного преобразования коэффициенты принимают значения от 0 до 1, причем чем выше значение стандартизованных оценок, тем лучше показатель группы.

Интегральный показатель вычисляется как сумма произведений квадратов полученных нормированных значений на коэффициенты относительной важности K :

$$R_j = x_{1j}^2 K_1 + \dots + x_{nj}^2 K_n.$$

На рис. 2 представлен фрагмент сформированного рейтинга групп города Томска.

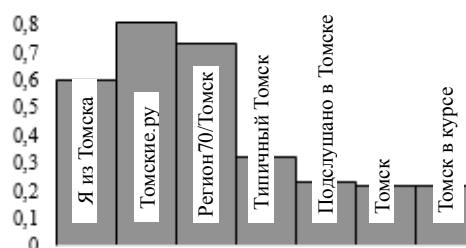


Рис. 2. Рейтинг семи групп города Томска

Полученные значения являются интегральными характеристиками, отражающими деятельность и сетевую структуру группы. Для того чтобы учесть еще один важный показатель – стоимость, была сформирована интегральная оценка двух показателей с равными значениями коэффициентов важности. При этом для показателя «стоимость размещения рекламы» лучшим с точки зрения реализации маркетинговых мероприятий является минимальное значение, поэтому осуществляется деление минимальной величины на значения показателей:

$$x_{ij} = \frac{\min a_{ij}}{a_{ij}}.$$

Для получения сведений о стоимости размещения рекламы в группах города Томска был использован сайт sociate.ru, а также были сделаны запросы администраторам групп.

В случае выбора более одной группы используются следующие данные для расчета интегрального показателя:

- определяется общее число подписчиков групп с учетом их возможного пересечения (например, если подписчик входит в две рассматриваемые группы, то в этом случае он учитывается только один раз). Так, при выборе групп 1 и 2 (см. рис. 1) общее число подписчиков составит 7;

- стоимость размещения рекламы определяется как сумма стоимостей размещения рекламы в каждой группе;

- активность и популярность определяются путем расчета среднего значения данных показателей по выбранным группам.

Данный показатель определяется для выбранных наборов групп с целью оценки их интегрального показателя и сравнения между собой вариантов размещения рекламы.

Модель классификации групп социальной сети

Для отобранных групп был выполнен корреляционно-регрессионный анализ с целью оценки влияния разных факторов на величину стоимости рекламы и формирования уравнения зависимости. Была выполнена процедура отбора факторов с расчетом скорректированного индекса детерминации.

Наилучшей с точки зрения значения индекса детерминации оказалась логарифмическая зависимость

$$cost = -776,144 + 110,213 \ln(num_p), \quad (1)$$

где $cost$ – стоимость размещения рекламы в группе; num_p – число подписчиков сообщества.

Индекс детерминации равен 0,519; F -статистика равна 46,35; уравнение является статистически значимым на 99%-ном доверительном интервале; t -статистика для фактора равна 6,8.

При этом было выявлено, что при равном количестве подписчиков стоимость рекламы в группах может значительно отличаться. Причины могут быть различны: более актуальная тематика; нет других групп, посвященных данной тематике; при поиске группа появляется одной из первых (что свидетельствует о хорошем соответствии названия поисковому запросу, популярности группы, отсутствии ботов и т.д.). Эти факторы приводят к увеличению стоимости рекламы. Так, при введении в модель (1) ещё одной переменной, выступающей индикатором, появляется ли группа среди первых при поиске и отсутствуют ли конкуренты, индекс детерминации модели увеличился. Полученная модель имеет вид

$$cost = -724,704 + 174,892f + 92,874 \ln(num_p), \quad (2)$$

где f – переменная, которая принимает значение 1 в случае, если группа не имеет конкурентов и появляется среди первых при поиске (относится к первой категории), и 0 – в противном случае (относится ко второй категории).

Индекс детерминации равен 0,705; F -статистика равна 50,09; уравнение является значимым на 99%-ном доверительном интервале; t -статистика для факторов: 5,14; 6,99.

Коэффициент при переменной f показывает, насколько будет больше стоимость рекламы группы первой категории по сравнению с группой второй категории при равном количестве подписчиков. Таким образом, модель (2) можно представить в виде двух моделей:

$$cost = -724,704 + 92,874 \ln(num_p), \text{ если } f = 0,$$

$$cost = -549,812 + 92,874 \ln(num_p), \text{ если } f = 1.$$

При реализации маркетинговых мероприятий более актуальной является обратная задача: выявить из существующего набора группы первой (группы-лидеры) и второй категории. Это означает, что необходимо определить значение переменной f для каждой группы таким образом, чтобы индекс детерминации полученного уравнения был максимальным. Представленная задача является задачей целочисленного программирования, в которой искомые аргументы могут принимать только два значения: 0 или 1:

$$R^2(f) = 1 - \frac{\sum_{i=1}^n (cost_i - \Theta_0 - \Theta_1 f_i - \Theta_2 num_p_i)^2}{\sum_{i=1}^n (cost_i - \overline{cost})^2} \rightarrow \max,$$

где $f_i \in \{0,1\}$; \overline{cost} – среднее значение стоимости размещения рекламы в группе; Θ – вектор параметров, определяемый с помощью метода наименьших квадратов:

$$\Theta = (X^T X)^{-1} X^T Y,$$

где X – матрица объясняющих переменных (первый столбец – единицы, второй столбец – значения f_i , третий столбец – значения num_p_i); Y – вектор, состоящий из значений $cost_i$.

На рис. 3 представлено полученное в результате решения оптимизационной задачи уравнение регрессии с переменной структурой для выбранных исходных данных.

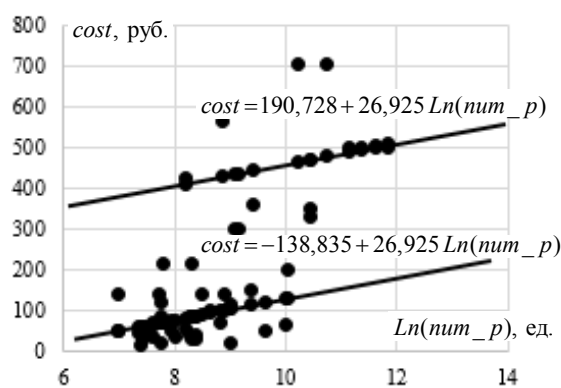


Рис. 3. Уравнение регрессии

В табл. 2 приведены значения индикатора f для пяти групп.

Таблица 2

№ группы	Результат вычислений		
	Стоимость рекламы	Число подписчиков	f
1	500	110509	1
2	500	141133	1
3	499	69775	1
4	200	22749	0
5	50	15343	0

Заключение

В статье приводится описание модели оценки групп социальной сети «ВКонтакте» с точки зрения реализации маркетинговых мероприятий. Описано формирование интегрального показателя с помощью метода эталонного значения, для определения весовых коэффициентов был использован метод анализа иерархий. Для выполнения расчетов была использована информация о группах города Томска, удовлетворяющих заданным требованиям. Также в статье рассмотрена задача классификации групп с помощью решения задачи целочисленного программирования, предполагающей максимизацию индекса детерминации модели регрессии. Представлены результаты расчетов программы.

Представленные модели могут быть использованы для принятия решений при реализации маркетинговых мероприятий в социальной сети экономическими агентами.

Литература

1. Goyal S. Social networks and the firm / S. Goyal, J. Gagnon // *Revista de Administracao*. – 2016. – Vol. 51. – P. 240–243.
2. Gossip: Identifying Central Individuals in Social Network / A. Banerjee, A. Chandrasekhar, E. Duflo, M. Jackson // *The national bureau of economic research*. – 2014. – № 20422. – P. 1–30.
3. Self curatio, social partitioning, escaping from prejudice and harassment: the many dimensions of lying online / M. Kleek, D. Murray-Rust, A. Guy et al. // *Proceedings of the 7th Association for Computing Machinery Web Science conference*. – 2015. – P. 1–9 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.www2015.it/documents/proceedings/companion/p371.pdf>, свободный (дата обращения: 29.06.2017).
4. Althoff T. Online actions with offline impact: how online social networks influence online and offline user behavior / T. Althoff, P. Jindal, J. Leskovec // *Proceedings of the 10th Association for Computing Machinery International Conference on Web Search and Data Mining*. – 2017. – P. 537–546 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.wsdm-conference.org/2017/proceedings/>, свободный (дата обращения: 29.06.2017).
5. Hemalatha I. Social networks analysis and mining using machine learning techniques / I. Hemalatha, G. Saradhi Varma, A. Govardhan // *AETS*. – 2013. – P. 603–608.
6. An army of me: Sockpuppets in online discussion communities / S. Kumar, J. Cheng, J. Leskovec, V. Subrahmanian // *26th International World Wide Web conference*. – April 2017. – P. 1–10 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://papers.www2017.com.au.s3-website-ap-southeast-2.amazonaws.com/proceedings/p857.pdf>, свободный (дата обращения: 29.06.2017).
7. Petrescu M. Viral advertising: definitional review and synthesis / M. Petrescu, P. Korgaonkar // *Journal of internet commerce*. – 2011. – Vol. 10. – P. 208–226.
8. Galeotti A. Influencing the influencers: a theory of strategic diffusion / A. Galeotti, S. Goyal // *Rand Journal of economics*. – 2009. – Vol. 40. – P. 509–532.
9. Bloch F. Pricing in social network / F. Bloch, N. Querou // *Games and Economic behavior*. – 2013. – Vol. 80. – P. 263–281.
10. Pricing strategies for viral marketing on social networks / A. David, M. Rajeev, S. Aneesh, X. Ying // *Internet and Network economic*. – 2009. – Vol. 5929. – P. 101–112.
11. Bollen J. Twitter mood as a stock market predictor / J. Bollen, H. Mao // *Computer*. – 2011. – Vol. 44. – P. 91–94.
12. Грибанова Е.Б. Информационная система рейтинговой оценки объектов экономики / Е.Б. Грибанова, А.Н. Алимханова, П.Э. Тугар-оол // *Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники*. – 2016. – № 2. – С. 51–55.
13. Саати Т. Принятие решений. Метод анализа иерархий. – М.: Радио и связь, 1993. – 278 с.

Грибанова Екатерина Борисовна

Канд. техн. наук, доцент каф. автоматизированных систем управления (АСУ) ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 70-15-36
Эл. почта: katag@yandex.ru

Катасонова Анастасия Владимировна

Студентка 4-го курса каф. АСУ ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 70-15-36
Эл. почта: katasonova.a.v@yandex.ru

Gribanova E.B., Katasonova A.V.

System to evaluate social network groups for the implementation of marketing activities

The article provides a description of the evaluation model for groups in the social network VKontakte. The calculation for an integral indicator of the group is provided where the importance coefficients are defined with the method of pairwise comparisons. The ranking score can be calculated as for a single group and group set. Also the classification model for social network groups is proposed. A solution for the integer programming problem related to determining the indicator values for the groups.

Keywords: social network, advertising, rating, regression model, integer programming.

УДК 004.942

И.Г. Боровской, Я.В. Костелей

Прогнозная модель финансовых рядов на основе кусочно-линейной аппроксимации

Рассматривается проблема построения модели для оценки тенденции изменения цены на фондовом рынке. Предложен инструмент, позволяющий производить на основе кусочно-линейной аппроксимации формирование трендовой модели, удобной для детектирования графических формаций технического анализа.

Ключевые слова: прогнозная модель, кусочно-линейная аппроксимация, трендовый анализ, технический анализ, графические формации.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-73-75

Прогнозирование финансовых временных рядов является актуальной проблемой ввиду отсутствия математических, аналитических и статистических методов, позволяющих предсказывать поведение финансового рынка с точной долей вероятности. Финансовый временной ряд – сложная стохастическая динамическая система, механизм формирования значений которой неизвестен, но имеется история ее изменения, которую активно используют в различных методах анализа динамических временных рядов. Условно методы анализа сложных динамических систем можно разделить на статистические, вероятностные, логические, нечеткие, нейросетевые, эвристические методы и методы нелинейной динамики [1]. В рамках анализа финансового рынка выделяют фундаментальный анализ, оценивающий изменения во временном ряде с точки зрения политической, экономической и финансово-кредитной политики, и технический анализ, предполагающий наличие повторяющихся формаций динамики цен, которые позволяют прогнозировать будущее изменения рынка [2].

При формировании инвестиционных стратегий важным является определение направления динамики цены: продолжение движения или возникновение точки разворота цены. С позиции технического анализа предполагается, что при появлении определенной графической модели на графике изменения цены можно сделать предположение о том, возникнет ли точка разворота в текущем моменте времени или на каком временном промежутке цена продолжит двигаться в том же направлении. Графические формации представляют последовательность трендов, которые удовлетворяют определенным условиям по взаимному расположению и пропорциональному отношению их длины [3]. Примерами графических моделей могут выступать фигуры «голова-плечи», «двойная» и «тройная вершины», «шип», «алмаз», «блюдец Мерфи» и др. (рис. 1). В качестве тренда принимается основная тенденция движения цены в зависимости от анализируемого временного периода.

При этом предполагается, что на рынке существуют как трейдеры, которые информированы о текущем направлении цены, так и те, кто действует вразрез тенденции и создает шумовую составля-

ющую временного ряда, что усложняет выявление трендовых составляющих финансового ряда [2].

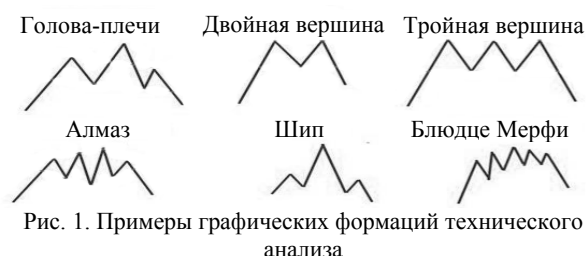


Рис. 1. Примеры графических формаций технического анализа

Ввиду данных факторов возникает необходимость определения методов, позволяющих идентифицировать кратковременные тенденции финансового ряда, на основе которых возможно установить возникновение графической формации в реальном времени. Для решения данной задачи трейдеры используют множество различных методов, которые можно разделить на методы укрупнения интервалов (например, «зиг-заг»), методы сглаживания ряда динамики (метод скользящей средней) и аналитическое выравнивание (аппроксимация) [4].

В данной работе рассматривается применение метода аналитического выравнивания – кусочно-линейной аппроксимации – для построения модели финансового временного ряда.

Метод наименьших квадратов

Одним из наиболее часто используемых методов обработки динамических временных рядов для исключения случайных колебаний и выявления тренда является выравнивание уровней ряда с помощью аппроксимации. Сутью аналитического выравнивания является сопоставление для эмпирических значений ряда y_i соответствующих теоретических значений \hat{y}_i , которые рассчитываются по выбранному виду уравнения $f(t)$ [5]. При этом каждый эмпирический уровень можно представить как сумму двух элементов:

$$y_i = f(t) + \varepsilon_I, \quad (1)$$

где $f(t) = \hat{y}_i$ – составляющая, отражающая тренд и выраженная аналитической формулой; ε_I – случайная величина, определяющая шумовую составляющую.

Для определения графических формаций интерес представляет определение локальных экстремумов, характеризующих точки разворота, и направления движения тренда между локальным минимумом и максимумом [5]. Для выявления данных параметров достаточно простейшей линейной функции, заданной уравнением:

$$\hat{y}_i = a_0 + a_1 t, \quad (2)$$

где t – время, обозначаемое номером пункта; a_0, a_1 – параметры аналитической функции.

Данную задачу можно решить методом наименьших квадратов. Сутью метода наименьших квадратов является определение на основе эмпирических данных временного ряда y_i таких параметров заданной аналитической функции \hat{y}_i , что сумма квадратов разностей между аналитическими и эмпирическими данными будет минимальна (3).

$$F(a) = \sum_{i=0}^{n-1} (y_i - (a_0 + a_1 t))^2, \quad (3)$$

где n – число экспериментальных точек.

Для нахождения минимального значения отклонений выражения (3) необходимо взять частные производные по параметрам a_0, a_1 . При упрощении полученной системы уравнений можно получить следующие формулы определения коэффициентов:

$$\left\{ \begin{array}{l} a_0 = \frac{n \sum_{i=0}^{n-1} t_i y_i - \sum_{i=0}^{n-1} t_i \sum_{i=0}^{n-1} y_i}{n \sum_{i=0}^{n-1} t_i^2 - (\sum_{i=0}^{n-1} t_i)^2}, \\ a_1 = \frac{n \sum_{i=0}^{n-1} y_i - a_0 \sum_{i=0}^{n-1} t_i}{n}. \end{array} \right. \quad (4)$$

Разделение областей единичного тренда по среднеквадратичному отклонению

Из определения понятия тренда следует, что для того, чтобы аналитическая функция \hat{y}_i адекватно описывала временной промежуток, отклонение эмпирических значений от теоретических не должно выходить за определенный диапазон значений. Это очевидно из того, что чем больше допускается данное отклонение, тем более усредненные значения будет иметь аналитическая функция. Ввиду этого данный алгоритм кусочно-линейной аппроксимации заключается в следующем. При поступлении нового значения ряда текущая область аппроксимации дополняется данным значением, при превышении среднеквадратичного отклонения аппроксимации σ от заданного уровня ε фиксируется тренд, а область аппроксимации сужается до последних трех точек.

$$\sigma = \sqrt{\sum_{i=0}^{n-1} (y_i - (a_0 + a_1 t))^2}, \sigma \leq \varepsilon. \quad (5)$$

В качестве другого порогового значения можно использовать остаточную сумму квадратов отклонения наблюдаемых значений.

В результате получается набор трендовых линий, разделяющих область интервала и не соединенных между собой (рис. 2).

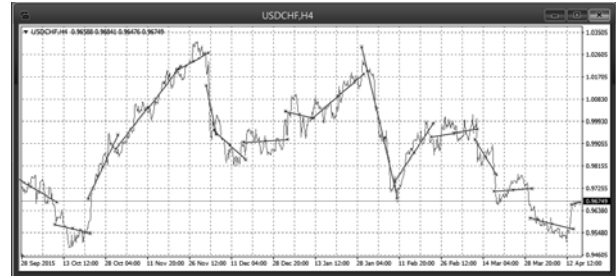


Рис. 2. Этап кусочно-линейной аппроксимации котировки «USDCHF» во временном периоде «H4»

Сглаживание трендовой модели

Для получения непрерывной трендовой модели определен механизм сглаживания, который рассматривает два случая. Первый (рис. 3, а) – когда в области интервала двух последовательно идущих трендов существует точка их пересечения, в этом случае, концы трендов переносятся в данную точку. Во втором случае (рис. 3, б), когда в области интервала тренды не пересекаются, концы трендов переносятся в точку пересечения диагоналей трапеции, полученной путем опускания перпендикуляров из граничной точки тренда на соседний тренд.

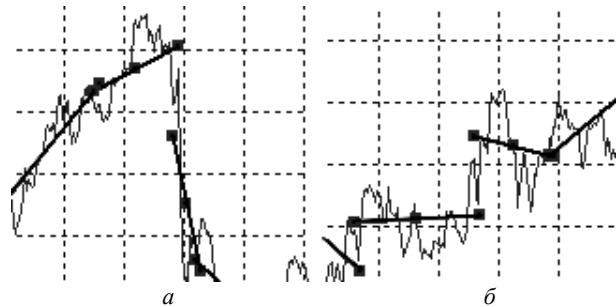


Рис. 3. Пример разрыва между двумя трендами: при наличии пересечения в области интервала – а; при пересечении в области интервала – б

В результате получается трендовая модель, состоящая из последовательно соединенных трендов (рис. 4).

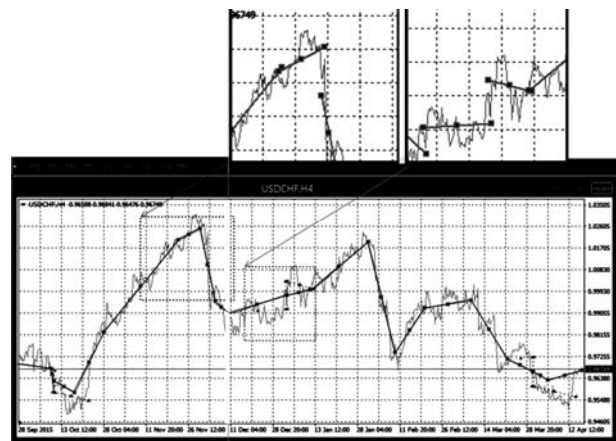


Рис. 4. Этап сглаживания трендовой модели котировки «USDCHF» во временном периоде «H4»

Замена однонаправленных трендов

Графические формации технического анализа состоят из разнонаправленных трендов, что требует для полученной модели заменить последовательно идущие тренды, заданные одним направлением, на один базовый тренд. Для линейной функции положительный коэффициент наклона прямой a_1 определяет возрастающий тренд, а отрицательный – убывающий. Поэтому в рамках данного алгоритма достаточно сравнить направления текущего и предыдущего анализируемых трендов и при необходимости объединить их.

В результате получается трендовая модель, которую можно использовать для поиска графических формаций технического анализа (рис. 5).

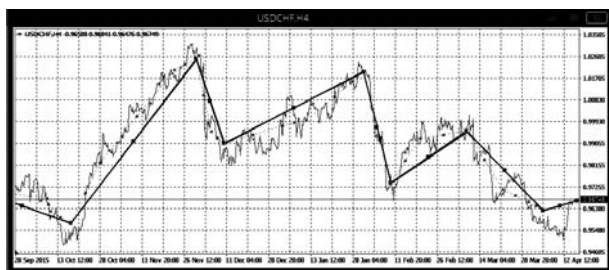


Рис. 5. Этап объединения однонаправленных трендов котировки «USDCHF» во временном периоде «Н4»

Исключение трендов с низким удельным весом и автоматическая корректировка порогового значения среднеквадратичного отклонения

Полученный алгоритм имеет один параметр управления степени усреднения модели – пороговое значение среднеквадратичного отклонения. При задании небольшого значения данного параметра может возникнуть ситуация, что тренд, полученный на этапе кусочно-линейной аппроксимации, будет состоять из менее 5 точек, что не несет информативной составляющей текущей тенденции. Также такая ситуация может возникнуть при увеличении динамики поведения рынка (увеличение разброса цен). Поэтому было решено в автоматическом режиме увеличивать пороговое значение среднеквадратичного отклонения при получении тренда, состоящего из менее 5 пунктов. Если же увеличение порогового значения не компенсировало увеличение динамики поведения рынка (возник значительный провал) и образовался тренд с низким удельным весом (относительно соседних трендов) после всех этапов обработки, он исключается, а граничная точка текущего тренда переносится в точку окончания исключённого тренда.

Результаты, перспективы исследования и проблемы оценивания результатов

В работе произведена реализация полученных алгоритмов в программном модуле, реализованном на языке C++ в среде кроссплатформенной разработки QT, позволяющей использовать данный модуль в качестве динамической библиотеки в платформе MetaTrader.

При оценке адекватности получаемых в результате работы алгоритмов трендовых моделей возник-

ла следующая концептуальная проблема. Методы технического анализа в области определения тенденции временного ряда не основываются на робастных математических методах, имеющих оценочные параметры, а анализ эксперта-трейдера имеет субъективную природу. Поэтому в дальнейшем планируется провести следующий эксперимент: провести анализ нескольких финансовых рядов двумя экспертами и полученным алгоритмом. Это позволит установить трендовую модель, полученную одним из экспертов, как ожидаемую и оценить процент ошибок второго эксперта и алгоритма относительно ожидаемых результатов.

Также определена задача формализации структуры графических формаций технического анализа и алгоритмическая и программная реализация их идентификации на основе данной модели.

Литература

1. Букреев В.Г. Выявление закономерностей во временных рядах в задачах распознавания состояний динамических объектов / В.Г. Букреев, С.И. Колесникова, А.Е. Янковская. – Томск: Изд-во Том. политехн. ун-та, 2011. – 254 с.
2. Саркисян А.К. Исследование состоятельности методов технического анализа на примере исторических данных индекса ММВБ // Пространство экономики (Ростов-на-Дону). – 2012. – Т. 10, № 2, ч. 2. – С. 111–114.
3. Ромм Я.Е. Выделение трендов и определение точек разворота тенденции рынков на основе схем сортировки / Я.Е. Ромм, А.И. Тренкеншу // Изв. ЮФУ. Технические науки (Таганрог). – 2012. – Т. 136, № 11. – С. 237–244.
4. Скворцов В.В. Методы изучения тенденции временных рядов в эконометрических исследованиях // Социально-экономические явления и процессы (Тамбов). – 2008. – Т. 10, № 2. – С. 75–78.
5. Агафонова Н.П. Применение метода наименьших квадратов для определения кривых спроса и предложения и состояния рыночного равновесия / Н.П. Агафонова, Н.В. Орехова, С.В. Мелешко // Современные наукоемкие технологии (Пенза). – 2014. – № 5, ч. 2. – С. 136–138

Боровской Игорь Георгиевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. экономической математики, информатики и статистики (ЭМИС) ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 90-01-85, внут.: 2819
Эл. почта: igor.g.borovskoi@tusur.ru

Костелей Яна Валерьевна

Студентка каф. ЭМИС ТУСУРа
Тел.: +7-952-175-58-79
Эл. почта: yana@diagnostic.tom.ru

Borovskoy I.G., Kosteley Y.V.

Use of piecewise-linear approximation to identify trends in the financial market

The paper considers the problem of constructing the model for estimating price changing trend in the stock market. A tool is proposed that makes possible, with the help of piecewise-linear approximation, to form trend model that is convenient for detecting graphic formations of technical analysis.

Keywords: piecewise-linear approximation, trend analysis, technical analysis, graphic formations, trader patterns.

УДК 621.396.41

И.Г. Боровской, А.О. Жучков

Исследование прогностной способности показателя Херста применительно к Российскому фондовому рынку

В качестве инструмента исследования фондового рынка используется показатель Херста. Данный выбор обусловлен тем, что способ обработки временных рядов, предложенный Херстом, продемонстрировал приемлемую прогностную способность в других предметных областях.

Ключевые слова: показатель Херста, фондовый рынок, прогноз.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-76-78

Для анализа финансовых рынков и поиска их закономерностей используется большое количество разнообразных методов. Однако к настоящему времени даже это многообразие оставляет нерешенными ряд задач, среди которых следует упомянуть изучение финансовых рядов. Показатель Херста хорошо себя зарекомендовал в анализе данных и применяется для выявления характеристических параметров процесса. Поэтому актуальность исследований финансового временного ряда с помощью показателя Херста не вызывает сомнений.

Целью данной статьи является компьютерное исследование временного ряда на основе показателя Херста. Объектом исследования является Российский индекс ММВБ (Московская межбанковская валютная биржа), в состав которого входят самые ликвидные акции российских компаний. В ходе эксперимента были использованы данные за период с января 2007 г. по октябрь 2016 г. Временной интервал – 1 день.

Для расчета показателя Херста применяют несколько различных методов. В настоящей работе был использован классический метод, который разработан английским гидрологом Гарольдом Эдвином Хёрстом [1], в модификации, суть которой состоит в следующем.

Расчет показателя (H) производится следующим образом:

$$H = \frac{\log(R/S)}{\log(kN)},$$

где k – заданная константа, положительное число.

$$S = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - X)^2},$$

где X – среднее арифметическое ряда наблюдений x за N периодов.

$$R = \max\left(\sum_{t=1}^i (x_t - X)\right) - \min\left(\sum_{t=1}^i (x_t - X)\right),$$

где $t = 1 \dots N$.

Херст эмпирически рассчитал константу k для сравнительно краткосрочных временных рядов природных явлений как 0,5. Однако если в качестве константы использовать число 0,5, то при малом количестве наблюдений N показатель Херста имеет склонность даже случайные временные ряды оценивать как персистентные (обладающие трендами),

завышая H . Поэтому для исследования рыночных рядов была использована константа $\pi/2$, которая была выбрана из анализа результатов параметрических расчетов.

Показатель Херста – это один из параметров устойчивости временного ряда. Он выявляет накопление и наследование прошлой информации временных рядов. Показатель Херста (H) может принимать значения от 0 до 1. И при этом:

1. Значение показателя в пределах $0 \leq H < 0,5$ называются розовым шумом и означают наличие у временного ряда антиперсистентных свойств.

2. Значение показателя H , близкое к 0,5, называется белым шумом и означает броуновское движение, т.е. наблюдения случайны и настоящие значения не оказывают влияния на будущие.

3. Значения показателя в пределах $0,5 < H \leq 1$ называются черным шумом и означают наличие фрактальных свойств, указывают на трендоустойчивость ряда.

Параметрическое исследование

При проведении параметрических исследований было выполнено тестирование на исторических данных: сравнение исторических значений показателя Херста с историческими приростами индекса на определенном горизонте прогнозирования.

В первую очередь следует определить, какой горизонт прогнозирования (рис. 1) обеспечивает наибольшую взаимосвязь между значениями показателя Херста и будущими приростами, если такой существует.



Рис. 1. Иллюстрация этапа параметрического исследования

Результаты исследования

В ходе исследования было установлено следующее:

1. Период выборки для расчета показателя Херста. Оптимальным периодом выборки являются 10 торговых дней. Также, показано, что увеличенная выборка уменьшает возможность корректно оценивать будущие приросты индекса, поскольку при увеличении периода выборки среднее значение показателя Херста смещается вправо, что плохо влияет на взаимосвязь показателей Херста и приростов индекса. И наоборот, при уменьшении периода среднее значение смещается влево. Ниже приведено изображение нормального распределения показателя Херста для разных периодов выборки. Вершина распределения с периодом, равным 10 (сплошная линия), находится в точке 0,5, что указывает на то, что большинство наблюдений случайны.

2. Период горизонта прогнозирования. В ходе определения данного показателя не было установлено конкретного периода прогнозирования, т.к. ни один период не показал корреляцию выше 0,1 между показателем Херста и приростами индекса. Численным путем было установлено, что период, равный 5, дает самое большое смещение математического ожидания в положительную сторону (рис. 2). В таблице ниже: доля покрытия – количество дней в процентах от общего количества дней, в которых показатель Херста был выше порогового, и количество зафиксированных приростов и падений индекса в процентах. Например, если на рассматриваемом периоде выборки и затем на горизонте прогнозирования наблюдался рост, то такой случай относился к зафиксированному приросту индекса. И, соответственно, с падением.

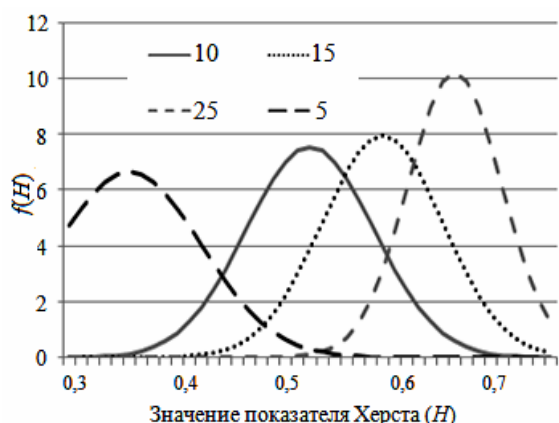


Рис. 2. Изображение нормального распределения показателя Херста для разных периодов выборки

Смещение математического ожидания в отрицательную сторону в случае падений объясняется как факт того, что финансовые рынки склонны к быстрым обвалам в случае возникновения финансовых катастроф, а показатель Херста не способен это спрогнозировать.

3. Взаимосвязь показателя Херста и приростов индекса. Вычисления показали, что на интервале

показателя Херста от 0,45 до 0,55 наблюдаются резкие отклонения приростов индекса от средних, что в свою очередь можно объяснить наличием толстых хвостов распределения, которые присущи всем фондовым рынкам. Результаты приведены ниже.

Таблица 1
Период горизонта прогнозирования

Пороговое значение Херста	Доля покрытия, %	% зафиксированных приростов	% зафиксированных падений
0,51	46	54	46
0,52	36	54	45
0,53	26	54	45
0,54	17	56	43
0,55	8	52	44
0,56	3	51	53
0,57	Менее 1	50	57

Что касается самого индекса ММВБ, можно заметить, что на всем рассматриваемом интервале времени индекс практически не демонстрирует трендоустойчивости и большое количество данных попадает в интервал $0,25 < H < 0,55$ (с центром $H = 0,49$) (рис. 3). Предположительно именно отсутствием трендоустойчивости индекса объясняется малая доля участия иностранных инвесторов в Российской экономике.

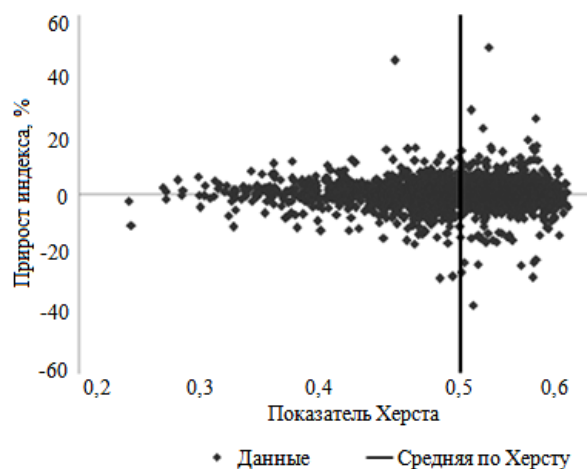


Рис. 3. Зависимость приростов индекса от соответствующих значений показателя Херста, %

Выводы

Исходя из результатов исследования, можно сделать следующие выводы:

1. Взаимосвязь показателя Херста и изменений индекса. Установлено наличие резких отклонений приростов индекса в интервале показателя Херста от 0,45 до 0,55. Также не было доказано отсутствие у показателя Херста свойства прогнозирования величины будущего изменения. Возможно, при рассмотрении более трендоустойчивого индекса, например американского S&P500, результаты будут совершенно иными.

2. Длина горизонта прогнозирования. Ввиду отсутствия взаимосвязи между показателем Херста и изменениями индекса нельзя сказать, что существ-

вует какой-либо оптимальный горизонт прогнозирования. Однако нужно понимать, что результаты могут измениться при применении показателя Херста к другим индексам или временным рядам.

3. Практическое применение. Как показало исследование, практической пользы от показателя Херста применительно к индексу ММВБ, который характеризуется слабой трендоустойчивостью, извлечь не удалось.

Литература

1. Кашьяп Р.Л. Построение динамических стохастических моделей по экспериментальным данным. – М.: Наука, 1983. – 384 с.

2. Кендалл М. Многомерный статистический анализ и временные ряды / М. Кендалл, А. Стьюарт. – М.: Наука, 1976. – 736 с.

3. Стрыгин А.Ю. Анализ фрактальных свойств финансово-экономических процессов в экономике РФ. – СПб.: Государственный ун-т, Высшая школа экономики, 2004. – 104 с.

4. Кроновер Р.М. Фракталы и хаос в динамических системах. Основы теории. – М.: Постмаркет, 2000. – 352 с.

Боровской Игорь Георгиевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. экономической математики, информатики и статистики (ЭМИС)
Тел.: +7 (382-2) 90-01-85, внут.: 2819
Эл. почта: igor.g.borovskoi@tusur.ru

Жучков Андрей Олегович

Студент каф. ЭМИС
Эл. почта: andrey.zhuchkov7@gmail.com

Borovskoy I.G., Zhuchkov A.O.

Investigation of the predictive ability of the Hurst index in relation to the Russian stock market

A study is made of the predictive ability of the Hurst index on the example of the Russian stock market.

Keywords: Hurst index, stock market, forecast.

УДК 004.8

А.М. Кориков, А.Т. Нгуен

Нечеткая нейросетевая классификация интенсивности марковского случайного потока событий

Исследовано применение моделей нечетких нейронных сетей, использующих нечеткие функции активации нейронов, для решения задач классификации интенсивности марковских случайных потоков событий. Исследование проводится с помощью средств компьютерного моделирования MATLAB. Марковские случайные потоки событий представлены в виде двух последовательно идущих друг за другом кусков простейших (пуассоновских) потоков, каждый из которых характеризуется своей интенсивностью прихода событий. С помощью нечетких нейронных сетей решается задача дихотомии: классификация интенсивности двух пуассоновских потоков. Компьютерное моделирование подтвердило эффективность нечеткой нейросетевой классификации интенсивности марковского случайного потока событий.

Ключевые слова: нечеткие функции активации, нечеткие нейронные сети, МАР-потоки событий, МС-потоки событий, классификация интенсивности потока.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-79-83

Методы и технологии искусственного интеллекта (ИИ) используются для решения многих практических задач: автоматизации и роботизации технологических процессов и производств, проектирования информационно-вычислительных систем, телекоммуникационных и компьютерных сетей и т.д. Искусственные нейронные сети (НС) и технологии, базирующиеся на них, занимают лидирующие позиции среди методов и технологий ИИ [1]. В наших работах [2, 3] предлагаются новые модели нечетких НС (ННС), использующих нечеткие функции активации (ФА) нейронов ННС. В таких ННС нечеткостью является атрибутом нейрона как элемента нейронной сети. Эти ННС определены в [2, 3] как нечеткие нейронные сети второго типа. В [2, 3] нечеткими нейронными сетями первого типа названы ННС, рассмотренные в [4], в которых реализуются нечеткие отношения между нейронами как элементами нейронной сети, т.е. ННС первого типа реализуют системы нечеткого логического вывода методами теории нейронных сетей. В [2, 3] показано, что разрабатываемые нами модели нечетких нейронов и нечеткие нейронные сети второго типа успешно решают задачи прогнозирования свойств временного ряда. В настоящей работе исследуется возможность применения ННС второго типа для решения задач классификации параметров марковских случайных процессов.

Постановка задачи

Пусть $\lambda(t)$ – кусочно-постоянный случайный процесс с двумя состояниями $\lambda(t) = \lambda_1$ либо $\lambda(t) = \lambda_2$ ($\lambda_1 < \lambda_2$). Случайный процесс $\lambda(t)$ принципиально не наблюдаем. Время пребывания процесса $\lambda(t)$ в i -м состоянии является случайной величиной, распределенной по экспоненциальному закону с параметрами λ_i ($i = 1, 2$), т.е. согласно [5] рассматриваемый случайный процесс моделирует МАР-поток (Markovian Arrival Process) событий с экспоненциальной функцией распределения

$$F_i(t) = 1 - e^{-\lambda_i t}, \quad i = 1; 2. \quad (1)$$

МАР-потоки событий часто используются в теории массового обслуживания (в англоязычной литературе – Queueing Theory (теория очередей)). Основоположником исследований в данной области считается датский ученый А.К. Эрланг, опубликовавший в 1909–1917 гг. работы, посвященные обслуживанию требований, поступающих на телефонную станцию. Развитие теории массового обслуживания связано с её применением в системах управления запасами, транспортных системах, системах связи, компьютерных сетях [6]. Частные случаи МАР-потоков называют также МС-потоками (Markov Chain) [7, 8]. Эти потоки можно представить в виде последовательно идущих друг за другом кусков простейших (пуассоновских) потоков, каждый из которых характеризуется своей интенсивностью λ_i прихода событий. Поставим задачу исследования возможности применения ННС второго типа для классификации и оценивания интенсивности λ_i потоков событий. Исследование проведем с помощью средств компьютерного моделирования MATLAB [9].

Эксперименты по классификации интенсивности МС-потоков событий

Эксперименты по нейросетевой классификации МС-потоков событий выполнены на основе ННС, структура которой может быть представлена в виде многослойной однонаправленной сети (рис. 1). ННС состоит из входного слоя, одного скрытого слоя и выходного слоя. Скрытый слой состоит из 10 нейронов с нечеткими ФА, виды которых для нечетких нейронных сетей второго типа представлены в [2, 3]. Из четырех видов нечетких ФА, исследованных в [2, 3], выберем два вида ФА (см. на рис. 1 в [2] эти ФА обозначены через b и c), которые, как показано в [2, 3], наиболее эффективно решают задачи прогнозирования свойств временного ряда. В выходном слое используется линейная ФА. На входы ННС поступают марковские случайные процессы с экспоненциальной функцией распределения (1).

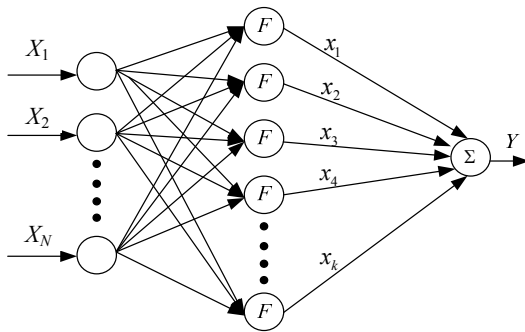


Рис. 1. Структура сети

Марковские случайные потоки событий, поступающие на входы ННС, представляются в виде двух последовательно идущих друг за другом кусков простейших (пуассоновских) потоков, каждый из которых характеризуется своей интенсивностью λ_i ($i = 1, 2$) прихода событий.

В данной работе представлены результаты исследования по классификации параметров случайных потоков на основе трех экспериментов:

- первый эксперимент: $\lambda_1 \in (0; 0,5]$, $\lambda_2 \in (0,5; 1]$, параметры λ_1 , λ_2 не фиксированы и не известны;
- второй эксперимент: $\lambda_1 \in (0; 0,5]$, $\lambda_2 \in (0,5; 1]$, параметры λ_1 , λ_2 фиксированы, но не известны;
- третий эксперимент: $\lambda_1 = 0,25$, $\lambda_2 = 0,75$, т.е. параметры λ_1 , λ_2 фиксированы и известны.

Наборы данных для обучения ННС

В первом эксперименте входными данными являются потоки, состоящие из 1000 случайных процессов с параметрами $\lambda(t)$, принимающими значения $\lambda = 0,001; 0,002; \dots; 1$. То есть входные данные можно представить в виде матрицы размерности 1000×1000 . Выходные данные можно представить в виде матрицы-вектора размерности 1000×1 , элементы которой имеют только два значения: 0 или 1. Значение 0 обозначает, что классифицируемый поток имеет распределение с параметрами λ_1 из интервала $(0; 0,5]$, значение 1 обозначает, что классифицируемый поток имеет распределение с параметрами λ_2 из интервала $(0,5; 1]$.

Во втором эксперименте, входными данными являются потоки, состоящие из 500 случайных процессов с параметром $\lambda_1 \in (0; 0,5]$ и 500 случайных процессов с параметром $\lambda_2 \in (0,5; 1]$. Выходные данные представляются матрицей-вектором размерности 1000×1 , состоящей из значений 0 и 1. Значение 0 обозначает, что классифицируемый поток имеет распределение с параметром λ_1 из интервала $(0; 0,5]$, значение 1 обозначает, что классифицируемый поток имеет распределение с параметром λ_2 из интервала $(0,5; 1]$.

В третьем эксперименте входными данными являются 200 случайных процессов с параметром $\lambda_1 = 0,25$ и 200 случайных процессов с параметром $\lambda_2 = 0,75$. Выходные данные также являются матри-

цей-вектором размерности 400×1 , которая состоит из значений 0 и 1. Значение 0 обозначает, что поток имеет распределение с параметром $\lambda_1 = 0,25$; значение 1 обозначает, что поток имеет распределение с параметром $\lambda_2 = 0,75$.

Алгоритм кластеризации K-средних

Для классификации параметров λ_i ($i = 1, 2$) случайных процессов предлагается использовать алгоритм кластеризации K-средних, который является простым повторяющимся алгоритмом кластеризации, разделяющим определенный набор данных на заданное пользователем число кластеров k [10]. Алгоритм K-средних в нашем случае рассматривает распределение каждого случайного процесса как точку в функциональном пространстве. Базовый алгоритм K-средних произвольно определяет число кластерных центров в многомерном функциональном пространстве. Каждое распределение в наборе данных присваивается кластеру, произвольный средний вектор которого является самым близким. Процедура продолжается до тех пор, пока не произойдет существенного изменения положения средних векторов классов между последовательными итерациями алгоритмов. Однако алгоритм K-средних очень чувствителен в начальных отправных точках. Алгоритм K-средних генерирует начальный кластер случайным образом. Когда случайные начальные точки близки к окончательному решению, алгоритм K-средних имеет высокую вероятность обнаружить центр кластера. В противном случае это приведет к некорректным результатам кластеризации [11].

В нашей работе начальные точки алгоритма K-средних генерируются случайно и количество классов равно десяти. Краткое описание алгоритма K-средних, используемого в данной работе, состоит в следующем:

Шаг 1: случайно выбираются 10 начальных центров кластера из представленных выше наборов данных z_1, z_2, \dots, z_{10}

$$z_a = \{x_{b1}, x_{b2}, \dots, x_{bN}\},$$

где $a = 1; 2; \dots; 10$, и b – случайное число от 1 до L , где L – количество параметров λ в наборе данных; N – количество наблюдаемого времени в распределении.

Шаг 2: определяются Евклидово расстояние от распределения x_i , ($i = 1; 2; \dots; L$) до кластера, C_j ($j = 1; 2; \dots; 10$), если $\|x_i - z_j\| < \|x_i - z_p\|$, $p = 1; 2; \dots; 10$, $j \neq p$, тогда x_i находится в кластере C_j .

Шаг 3: вычисляются новые кластерные центры z_i^* по формуле

$$z_i^* = \frac{1}{n_i} \sum_{x_j \in C_i} x_j, \quad (j = 1; 2; \dots; 10), \quad (2)$$

где n_i является количеством распределений, принадлежащих кластеру C_i .

Шаг 4: если $z_i^* = z_i$ ($i = 1; 2; \dots; 10$), тогда останов. В противном случае следует перейти к шагу 2.

Если имеются ограничения по времени и если процесс кластеризации не завершается на шаге 4, тогда он выполняется для максимального фиксированного числа итераций k_1 . Чем больше k_1 , тем точнее определяются центры кластеров.

Настройка функций активации

Выше отмечалось, что из четырех видов нечетких ФА, исследованных в [2, 3], мы выбрали два вида ФА, которые на рис. 1 в [2] обозначены через b и c и которые, как показано в [2, 3], наиболее эффективно решают задачи прогнозирования свойств временного ряда. На рис. 2 показан внешний вид ФА избранных видов c и b [2].

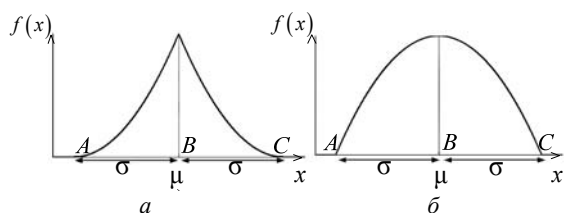


Рис. 2. Функции активации: a – ФА вида c [2]; b – ФА вида b [2]

Набор точек $\langle A, B, C \rangle$ на рис. 2 являются характеристическими точками ФА.

Известно, что $f_L(x)$, $f_R(x)$ являются полиномами второго порядка и $f_L'(x)=0$, $f_R'(x)=0$ в характеристических точках, т.е.

$$f_L(x) = \sum_{i=0}^2 a_i x^i \quad f_R(x) = \sum_{i=0}^2 b_i x^i. \quad (3)$$

Для ФА вида c коэффициенты полиномов $f_L(x)$ и $f_R(x)$ задаются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{A^2}{(A-B)^2}; \quad a_1 = \frac{-2A}{(A-B)^2}; \quad a_2 = \frac{1}{(A-B)^2}; \\ b_0 &= \frac{C^2}{(B-C)^2}; \quad b_1 = \frac{-2C}{(B-C)^2}; \quad b_2 = \frac{1}{(B-C)^2}. \end{aligned} \quad (4)$$

Зададим $AB=BC=\sigma$ и $B=\mu$. Тогда $f_L(x)$ и $f_R(x)$ определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} f_L(x) &= \frac{1}{\sigma^2} x^2 + \frac{-2(\mu-\sigma)}{\sigma^2} x + \frac{(\mu-\sigma)^2}{\sigma^2}, \mu-\sigma \leq x \leq \mu; \\ f_R(x) &= \frac{1}{\sigma^2} x^2 + \frac{-2(\mu+\sigma)}{\sigma^2} x + \frac{(\mu+\sigma)^2}{\sigma^2}, \mu \leq x \leq (\mu+\sigma); \end{aligned} \quad (5)$$

μ и σ называются центром и шириной функций активации.

Пусть $a=(\mu-\sigma)$, если $\mu-\sigma \leq x \leq \mu$ и $a=(\mu+\sigma)$, если $\mu \leq x \leq (\mu+\sigma)$, тогда получим общее описание (обобщенная) ФА вида c :

$$f(x) = \frac{1}{\sigma^2} x^2 + \frac{-2a}{\sigma^2} x + \frac{a^2}{\sigma^2}. \quad (6)$$

Аналогично для ФА вида b $f_L(x)$ и $f_R(x)$ определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} f_L(x) &= \frac{-1}{\sigma^2} x^2 + \frac{2\mu}{\sigma^2} x + \frac{(\mu-\sigma)^2 - 2\mu(\mu-\sigma)}{\sigma^2}, \\ &\mu-\sigma \leq x \leq \mu; \\ f_R(x) &= \frac{-1}{\sigma^2} x^2 + \frac{2\mu}{\sigma^2} x + \frac{(\mu+\sigma)^2 - 2\mu(\mu+\sigma)}{\sigma^2}, \\ &\mu \leq x \leq (\mu+\sigma). \end{aligned} \quad (7)$$

На этой основе получим общее описание (обобщенная) ФА вида b :

$$f(x) = \frac{-1}{\sigma^2} x^2 + \frac{2\mu}{\sigma^2} x + \frac{a^2 - 2\mu a}{\sigma^2}, \quad (8)$$

где $a=(\mu-\sigma)$ если $\mu-\sigma \leq x \leq \mu$, и $a=(\mu+\sigma)$, если $\mu \leq x \leq (\mu+\sigma)$.

Выражения (6) и (8) являются функциями активации, которые используются в ядре нейрона скрытого слоя ННС на рис. 1.

Вычисление центров и ширины ядра функций активации

Как правило, центр и распределение функций активации нейронов ННС должны иметь характеристики, подобные данным. Для определения центров ФА нейронов ННС обычно используются неконтролируемые учебные процедуры по кластеризации [10]. В данной работе алгоритм кластеризации K -средних используется для определения центра и ширины ФА нейронов ННС. Каждый кластер соответствует ядру функций активации. Расположение центров ядра функций активации определяется с помощью следующего уравнения:

$$\mu_i = \frac{1}{p} \sum_{j=1}^p X_j, \quad (9)$$

где μ_i является центром i -го нечеткого скрытого нейрона; p – количество данных в формируемом кластере; X_j – j -й данный в i -м кластере.

Настройка ширины ядра является труднорешаемой проблемой при построении ННС. Если ширина ядра слишком велика, то оцененная плотность вероятности сглаживается. Наоборот, когда она слишком мала, может быть чрезмерная адаптация к определенному набору данных. Ширина ядра устанавливается на среднее расстояние между данными соответствующего кластера:

$$\sigma_i = \sqrt{\frac{1}{p} \sum_{j=1}^p (X_j - \mu_i)^2}, \quad (10)$$

где σ_i является шириной i -го нечеткого скрытого нейрона; μ_i является центром i -го нечеткого скрытого нейрона; p – количество функциональных данных в данном кластере. X_j – j -й данный в i -м кластере. Ширина ядра (10) гарантирует, что от-

дельные функции активации не слишком острые или/и не слишком плоские.

Обучение ННС с использованием тестовых наборов данных

При построении ННС задача корректировки весов сети между скрытым слоем и выходным слоем может быть отнесена к задачам оптимизации, обычно решаемым методом наименьших квадратов. Веса ННС между скрытым слоем и выходным слоем рассчитываются с использованием метода псевдообращения [12, 13].

На рис. 1 X представляет собой входные наборы данных о пространственных входных признаках, которые представляют собой реализации случайных процессов. Выход y ННС в наблюдаемый момент времени j ($j=1; 2; \dots; N$, N – количество наблюдаемого времени) имеет следующий вид:

$$y_j = \sum_{i=1}^k w_i f(x_i), j=1; 2; \dots; N, \quad (11)$$

где w_i – вес между выходным нейроном и i -м скрытым нейроном; $f(x)$ – обобщенная ФА; k – число нейронов скрытого слоя.

Уравнение (11) можно записать в виде

$$Y = \Phi w, \quad (12)$$

где

$$\Phi(\mu, \sigma, X) = \begin{bmatrix} \varphi_1(\mu_1, \sigma_1, X_1) & \dots & \varphi_K(\mu_K, \sigma_K, X_1) \\ \dots & \dots & \dots \\ \varphi_1(\mu_1, \sigma_1, X_v) & \dots & \varphi_K(\mu_K, \sigma_K, X_v) \\ \dots & \dots & \dots \\ \varphi_1(\mu_1, \sigma_1, X_N) & \dots & \varphi_K(\mu_K, \sigma_K, X_N) \end{bmatrix}, \quad (13)$$

$v=1; 2; \dots; N$,

φ – функция активации. Матрица Φ (размерность $N \times K$) называется выходной матрицей скрытого слоя нейронной сети; i -я строка Φ является i -м скрытым выходным нейроном относительно входов X_1, X_2, \dots, X_N .

Пусть T – матрица выходных данных обучения. Если $\Phi w = T$, то выходные веса w вычисляются по формуле

$$w = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T T, \quad (14)$$

где $(\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T$ является обобщенной псевдообратной выходной матрицей Мура–Пенроуза скрытого слоя.

Итак, основные параметры ННС определяются путем вычисления центров и ширины с использованием алгоритма кластеризации K -средних и определения весов выходного слоя ННС с использованием метода псевдообращения.

Результаты тестирования

Эксперименты проводились на базе процессора Core i5-4460 3,2 ГГц с 8 ГБ ОЗУ под MATLAB R2013a. Графики генерировались с использованием MATLAB.

В первом эксперименте наборы данных для тестирования состояли из 400 случайных процессов $\lambda^*(t)$, $\lambda^* = 0,001; 0,001; \dots; 1$. Результаты классифи-

кации с помощью ННС процессов по интенсивностям λ_1, λ_2 представлены на рис. 3 и 4.

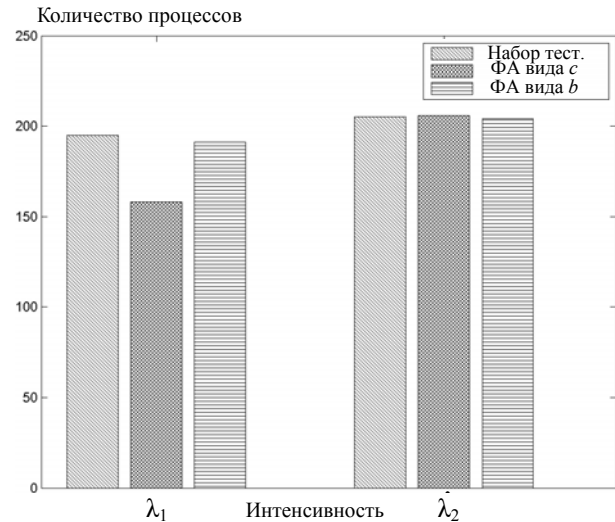


Рис. 3. Количество процессов с интенсивностями λ_1, λ_2 в момент времени $t = 500$ в наборе данных тестирования и количество правильных решений при определении параметров процессов в первом эксперименте

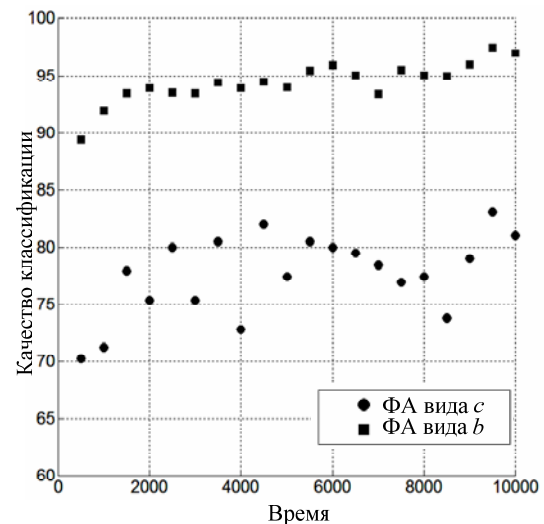


Рис. 4. Эффективность классификации по интенсивности марковских случайных потоков событий в первом эксперименте

Во втором эксперименте набор данных для тестирования состоял из 400 случайных процессов с параметром $\lambda_1 = 0,25$ и 400 случайных процессов с параметром $\lambda_2 = 0,75$. Эффективность классификации этих процессов по интенсивности λ_1, λ_2 во втором эксперименте практически равна 100%.

В третьем эксперименте наборы данных для тестирования состояли из 400 случайных процессов с параметром $\lambda_1 = 0,25$ и 400 случайных процессов с параметром $\lambda_2 = 0,75$. Эффективность классификации этих процессов по интенсивности λ_1 в третьем эксперименте также практически равна 100%.

Анализ результатов экспериментов показывает, что разрабатываемые нами модели нечетких нейронных сетей вполне успешно решают задачи классификации по интенсивности марковских случайных потоков событий. При решении подобных задач ННС с ФА вида b имеют более высокую эффективность. В условиях первого и второго экспериментов продолжительность времени наблюдения за процессами не влияет на качество их классификации. В третьем эксперименте при использовании ННС с ФА вида c продолжительность времени наблюдения за процессами незначительно влияет на результаты классификации.

Заключение

Результаты исследования подтверждают эффективность применения моделей нечетких нейронных сетей, в которых нечеткие функции принадлежности используются в качестве функций активации нейронов ННС, для решения задач классификации интенсивности марковских случайных потоков событий. На основе проведенного исследования возможно создание нечеткого нейросетевого классификатора интенсивности марковских случайных потоков событий для решения многих прикладных задач в транспортных системах, системах связи и компьютерных сетях.

Литература

1. Рассел С. Искусственный интеллект: современный подход / С. Рассел, П. Норвиг. – М.: Вильямс, 2006. – 1408 с.
2. Нгуен А.Т. Модель нейронной сети с нечеткими функциями активации для прогнозирования временного ряда / А.Т. Нгуен, А.М. Кориков // Доклады ТУСУРа. – 2016. – Т. 19, № 4. – С. 50–52.
3. Nguyen A.T. Models of neural networks with fuzzy activation functions / A.T. Nguyen, A.M. Korikov // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2017. – Vol. 177 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://iopscience.iop.org/article/10.1088/1757-899X/177/1/012031>, свободный (дата обращения: 01.03.2017).
4. Ярушкина Н.Г. Нечеткие нейронные сети с генетической настройкой // Научная сессия МИФИ–2004. VI Всерос. науч.-техн. конф. «Нейроинформатика–2004»: лекции по нейроинформатике. – Ч. 1. – М.: Изд-во МИФИ, 2004. – С. 151–199.
5. Дудин А.Н. Системы массового обслуживания с коррелированными потоками / А.Н. Дудин, В.И. Клименок. – Минск: Изд-во БГУ, 2000. – 175 с.
6. Гнеденко Б.В. Введение в теорию массового обслуживания / Б.В. Гнеденко, И.Н. Коваленко. – 3-е изд., испр. и доп. – М.: КомКнига, 2005. – 400 с.
7. Горцев А.М. О связи МС-потоков и МАР-потоков событий / А.М. Горцев, Л.А. Нежелская // Вестник Том. гос. ун-та. Управление, вычислительная техника и информатика. – 2011. – № 1 (14). – С. 13–21.
8. Беккерман Е.Н. Аппроксимация МС-потокм реального потока событий / Е.Н. Беккерман, С.Г. Катаев,

С.С. Катаева, Д.Ю. Кузнецов // Вестник Том. гос. ун-та. Приложение. – 2005. – № 14. – С. 248–253.

9. Attaway S. MATLAB: A Practical Introduction to Programming and Problem Solving. – Third Edition. – Burlington, MA: Elsevier Inc., 2013. – 539 p.

10. Пирсон Л. Наука данных для чайников. – М.: Джон Уайли & сыновья, 2015. – 408 с.

11. Wu Z. An Optimal Graph Theoretic Approach to Data Clustering: Theory and Its Application to Image Segmentation / Z. Wu, R.M. Leahy // IEEE Transactions on pattern analysis and machine intelligence. – 1993. – Vol. 15, № 11. – P. 1101–1113.

12. Wettscherech D. Improving the Performance of Radial Basis Function Networks by Learning Center Locations / D. Wettscherech, T. Dietterich // Electronic Proceedings of the Neural Information Processing Systems Conference. – 1991. – № 4. – P. 1133–1140.

13. Сараев П.В. Использование псевдообращения в задачах обучения искусственных нейронных сетей // Электронный журнал «Исследовано в России». – 2001. – № 29. – С. 308–317.

Кориков Анатолий Михайлович

Д-р техн. наук, проф., зав. каф. АСУ ТУСУРа, профессор Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИ ТПУ)
Тел.: +7 (382-2) 41-42-79
Эл. почта: korikov@asu.tusur.ru

Нгуен Ань Ту

Аспирант каф. автоматизации и компьютерных систем (АиКС) Института кибернетики НИ ТПУ
Тел.: +7-952-157-48-78
Эл. почта: nguyenanhtu@tpu.ru

Korikov A.M., Nguyen A.T.

Fuzzy neural network for Markovian arrival processes' intensity classification

The paper studies the applications of fuzzy neural networks that use membership functions as activation functions to solve the problems of classification and estimation of Markov arrival processes' intensity. Computer simulation tools in MATLAB are used for this research. Markov arrival processes are represented by two successive simple (Poisson) processes, each of which is characterized by the intensity of event arrival. Using neural networks, we can obtain the solutions to dichotomy problems, including the classification and estimation of the intensity of the two Poisson processes.

Computer modeling has confirmed the effectiveness of the classification problem for the intensity of Markovian arrival processes based on neural networks.

Keywords: Fuzzy activation functions, Fuzzy neural networks, Markovian arrival processes, intensity classification.

УДК 621.396.41

И.А. Ходашинский, М.Б. Бардамова, В.С. Ковалев

Построение нечеткого классификатора алгоритмом гравитационного поиска

Исследуется эффективность применения дискретного и непрерывного алгоритма гравитационного поиска для построения нечеткого классификатора. Приводится описание и псевдокод алгоритма гравитационного поиска. Результаты тестирования сравниваются с результатами работы аналогичных алгоритмов с помощью статистического критерия Манна–Уитни–Уилкоксона.

Ключевые слова: нечеткий классификатор, алгоритм оптимизации, гравитационный алгоритм, отбор признаков.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-84-87

Задача классификации данных решается различными методами машинного обучения: нейронными сетями, дискриминантным анализом, деревьями решений, методом ближайших соседей. Среди всех методов способ классификации, основанный на использовании нечеткой логики, отличается наиболее легкой возможностью интерпретации благодаря использованию базы правил и лингвистических термов [1] и отсутствием допущений, необходимых для статистической классификации [2].

Классификация состоит в разделении объектов в пространстве признаков по классам или категориям на основе ретроспективных наблюдений, для которых известны значения меток классов. Цель классификации состоит в том, чтобы сопоставить входному вектору одну из меток классов. Классификатор, реализующий отображение векторов признаков в метки класса, представляет собой алгоритм классификации данных. Построение нечетких классификаторов предполагает решение следующих основных задач: отбор признаков, генерация базы нечетких правил, оптимизация параметров antecedentов (ЕСЛИ-частей) правил [3].

Так как классификация является задачей обучения с учителем, важно подготовить обучающие данные таким образом, чтобы они позволяли алгоритму наиболее точно и быстро построить обучающую модель. Для этого необходимо выделить комбинацию информативных признаков и исключить из таблицы наблюдения признаки, уменьшающие точность и замедляющие процесс обучения. Принято выделять три процедуры генерации подмножества признаков: полный перебор, эвристики и случайный выбор. Известны две схемы отбора признаков: «фильтры» и «обертки», различающиеся участием («обертки») или неучастием («фильтры») алгоритма классификации в отборе признаков [3, 4].

В данной работе исследуется эффективность применения дискретного алгоритма гравитационного поиска для отбора признаков, а также непрерывного гравитационного алгоритма для оптимизации параметров нечеткой системы.

Нечеткий классификатор

Классификатор может быть описан следующей функцией:

$$c: \mathbf{X} \rightarrow \mathbf{C}, \quad (1)$$

где $\mathbf{X} = \{x_1, \dots, x_{|\mathbf{X}|}\}$ – множество входных признаков; $\mathbf{A} = \{a_1, \dots, a_n\}$ – непустое конечное множество признаков, таких, что $a: \mathbf{X} \rightarrow V_a$ для любого $a \in \mathbf{A}$; V_a – множество допустимых значений признака a ; $\mathbf{C} = \{c_1, c_2, \dots, c_m\}$ – множество меток классов [3]. Значение $c_i = c(\mathbf{a}, \boldsymbol{\theta}, \mathbf{S})$ является меткой для вектора признаков \mathbf{a} ; $\boldsymbol{\theta}$ – вектор параметров классификатора, \mathbf{S} – вектор участвующих в классификации признаков.

Основой для построения нечеткого классификатора с возможностью отбора информативных признаков является нечеткое правило, которое в общем виде можно представить следующим образом:

ЕСЛИ $s_1 \wedge a_1 = A_{1i}$ И ... И $s_n \wedge a_n = A_{ni}$ ТО $\text{class}_i = c_j$, где A_{li} – нечеткий терм, характеризующий l -й признак в i -м правиле ($i \in [1, R]$); R – число правил; запись $s_j \wedge a_j$ указывает на наличие ($s_j = 1$) или отсутствие ($s_j = 0$) признака в классификаторе. Вектор $\mathbf{S} = (s_1, s_2, \dots, s_n)$ формируется алгоритмом отбора признаков.

Для определения метки класса был использован принцип «команда победителей получает всё», где «команда» – это подмножество правил с одинаковыми метками класса в консеквентной части. Для поступившего на вход классификатора вектора \mathbf{a} вычисляется степень его соответствия «команде» правил:

$$\beta_j(\mathbf{a}) = \sum_{R_{ij}} \prod_{k=1}^n A_{ki}(a_k), j=1,2,\dots,m. \quad (2)$$

Выходом классификатора является метка класса, определяемая по максимальному суммарному значению, которое набирает «команда»:

$$\text{class} = c_{j^*}, j^* = \arg \max_{1 \leq j \leq m} \beta_j. \quad (3)$$

На множестве обучающих данных Tr определим единичную функцию.

$$\text{delta}(p, \boldsymbol{\theta}, \mathbf{S}) = \begin{cases} 1, & \text{если } c_p = c(\mathbf{x}_p, \boldsymbol{\theta}, \mathbf{S}) \\ 0, & \text{иначе} \end{cases}, p=1, \dots, |Tr|, \quad (4)$$

тогда целевая функция, являющаяся мерой точности классификации, может быть выражена следующим образом:

$$E(\theta, S) = \frac{\sum_{p=1}^{|\mathcal{T}|} \text{delta}(p, \theta, S)}{|\mathcal{T}|}. \quad (5)$$

Проблема построения нечеткого классификатора сводится к поиску максимума целевой функции. Для оптимизации вектора антецедентов, состоящего из параметров θ , предлагается использовать непрерывный алгоритм гравитационного поиска (GSA_R), а отбор признаков осуществлять дискретным алгоритмом гравитационного поиска (GSA_D) по схеме обертки [5].

Алгоритм гравитационного поиска

Алгоритм гравитационного поиска является метаэвристическим алгоритмом, основанным на фундаментальных законах тяготения. Популяция, состоящая из входных векторов, представляет собой систему частиц, между которыми действуют силы притяжения [4]. На вход непрерывному алгоритму подается вектор параметров нечеткой системы θ , на основе которого генерируется популяция частиц, и следующие параметры: количество частиц N , количество итераций T , начальное значение гравитационной постоянной G_0 , коэффициент точности поиска α , малая константа ε . Значение гравитационной постоянной рассчитывается на каждой итерации на основе монотонно убывающей функции.

Для каждой i -й частицы из популяции θ на t -й итерации рассчитываются следующие физические характеристики: $m_i(t)$ – масса; $a_i(t)$ – ускорение; $V_i(t)$ – скорость. На последнем шаге происходит обновление позиции частицы путем изменения текущих координат на величину, пропорциональную скорости. Расчеты итерационно повторяются до истечения T , затем на выход подается вектор с наименьшим значением ошибки θ_{best} . Ниже приведен псевдокод алгоритма.

Вход: $T, N, G_0, \alpha, \varepsilon$.

Выход: значение θ_{best} .

Population = $\{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_N\}$;

$t := 1$;

цикл пока ($t \neq T$)

$G[t] := G_0 * (t/T)^\beta$;

цикл по i от 0 до N

$m[i] := (E[\theta_i, S] - E[\theta_{worst}, S]) / (E[\theta_{best}, S] - E[\theta_{worst}, S])$;

цикл по j от 0 до S

$R[i, j] := \|\theta_j - \theta_i\|$;

цикл по d от 1 до $|\theta_i|$

$a_i^d := a_i^d + \text{rand} * G[t] * M[j] * (\theta_j^d - \theta_i^d) / (R[i, j] + \varepsilon)$;

$V_i^d[t+1] := \text{rand} * V_i^d[t] + a_i^d[t]$;

$\theta_i^d[t+1] := \theta_i^d[t] + V_i^d[t+1]$;

конец цикла по d

конец цикла по j

конец цикла по i

$t := t + 1$;

конец цикла по t

вывод $\theta_{best} := \text{Search_best}(\text{Population})$.

Дискретный гравитационный алгоритм аналогичен непрерывному, но принимает на вход бинарный вектор S и на каждой итерации после вычислений преобразует полученные количественные значения в бинарные с помощью функции трансформации [6].

Этапы построения нечеткого классификатора включают применение алгоритмов отбора информативных признаков, использование критерия выбора оптимального по точности и сложности набора признаков, формирования структуры и оптимизации параметров классификатора.

На первом этапе бинарным и непрерывным алгоритмом гравитационного формируются группы информативных признаков. Поскольку присутствующая в гравитационных алгоритмах случайность способна привести к отбору не самых информативных признаков, формируется несколько наборов признаков.

На следующем этапе производится построение нечетких классификаторов на каждой отобранной группе признаков. Нечеткие правила и термы генерируются с помощью оригинального алгоритма формирования структур нечеткого классификатора на основе экстремальных значений таблицы наблюдений [7].

Из построенных классификаторов производится выбор оптимального набора признаков относительно точности и количества используемых признаков с помощью статистического информационного критерия Акаике [8]. Алгебраически критерий выражается через сумму меры ошибки модели и штрафа за число параметров модели. Информационный характер критериев связан с концепцией информации Кульбака–Лейблера. Вычисление критерия производится по формуле, адаптированной для нахождения компромисса между точностью и сложностью (количеством используемых признаков), приведенной ниже:

$$AIC = \ln ER_{TR} + \frac{2}{|\mathcal{T}|} (1 + cF_S), \quad (6)$$

где ER_{TR} – ошибка классификатора на обучающей выборке; F_S – количество признаков, используемых классификатором; c – эмпирический коэффициент штрафа, если необходимо, чтобы критерий учитывал в большей степени точность, нежели сложность, то коэффициент c должен принимать значение меньше 1; если же наоборот, то значение c должно быть больше 1; если предпочтений нет или они равнозначны, то значение коэффициента равно 1. Оптимальный (эффективный) классификатор обладает наименьшим значением AIC .

Данные для тестирования

Эксперимент был проведен по схеме кросс-валидации с соотношением 90% – обучающая выборка, 10% – тестовая на наборах данных KEEL [8]; описание наборов приведено в табл. 1.

Результаты тестирования

В табл. 2 приведены усредненные значения процента правильной классификации на выбранных

наборах данных, полученные с помощью нечетких классификаторов, структура которых сформирована алгоритмами GSA_R и GSA_R+GSA_D . Для сравнения результатов в табл. 2 также указаны результаты работы алгоритмов классификации данных, представленных в [9]. Алгоритм «Ant-Miner» (Ant Colony-based Data Miner) основан на системе муравьиной колонии. В методике коэволюционной классификации CORE – «CO-Evolutionary Rule Extractor» – применяются эволюционные алгоритмы для генерации правил классификации в двух взаимодействующих и сотрудничающих популяциях. Алгоритм HIDER – «Hierarchical DEcision Rules» – также основан на применении эволюционных алгоритмов для формирования иерархических решающих правил классификации. Генетический алгоритм извлечения нечетких правил классификации из данных SGERD – «Steady-State Genetic Algorithm for Extracting Fuzzy Classification Rules From Data» –

имеет элитарную селекцию и специфические операторы скрещивания и мутации. В методе TARGET – «Tree Analysis with Randomly Generated and Evolved Trees» – генетический алгоритм применяется для поиска в пространстве деревьев решений, оценка каждого дерева основана на байесовском информационном критерии.

Таблица 1

Наименование	Количество		
	записей	признаков	классов
Wine	178	13	3
Glass	214	9	7
Newthyroid	215	5	3
Cleveland	297	13	5
Wisconsin	699	9	2
Pima	768	8	2
Vehicle	846	18	4

Таблица 2

Результаты тестирования нечетких классификаторов, настроенных алгоритмом гравитационного поиска, по сравнению с аналогичными алгоритмами

		Wine	Glass	Newthyroid	Cleveland	Wisconsin	Pima	Vehicle
Ant Miner	Обуч.	99,7	81,5	99,2	60,3	92,6	71,9	59,5
	Тест.	92,1	53,7	90,8	57,5	90,4	66,3	53,1
Core	Обуч.	99,1	54,3	92,7	56,3	94,7	72,7	36,5
	Тест.	94,9	45,7	90,8	53,6	92,4	73,1	36,4
Hider	Обуч.	97,2	90,1	96,0	82,0	97,3	77,8	84,2
	Тест.	82,6	64,4	90,3	55,9	96,1	73,2	63,1
Sgerd	Обуч.	91,8	53,8	90,2	46,6	93,0	73,7	51,5
	Тест.	87,1	48,3	88,4	44,2	92,7	73,7	51,2
Target	Обуч.	85,2	45,1	88,1	55,8	96,1	73,4	51,6
	Тест.	82,2	44,1	86,8	53,0	95,8	73,0	49,8
GSA_R	Обуч.	99,3	63,4	98,3	63,4	96,0	76,9	53,4
	Тест.	97,1	57,5	98,1	62,6	96,3	74,0	50,0
$GSA_D + GSA_R$	Обуч.	99,7	66,0	98,2	58,1	97,3	75,4	50,4
	Тест.	99,4	70,0	99,0	58,3	97,2	77,9	51,1
Количество оставшихся признаков		7 из 13	4 из 9	3 из 5	2 из 13	4 из 9	2 из 8	7 из 18

Об эффективности классификатора, настроенного алгоритмом гравитационного поиска, можно судить по количеству отброшенных признаков и точности классификации на обучающей и тестовой выборке.

Для сравнения эффективности построенных нечетких классификаторов с аналогами использовался статистический критерий Манна–Уитни–Уилкоксона, позволяющий подтвердить или опровергнуть наличие сдвига в медианах случайных величин (уровень значимости считается равным 0,05). На первом этапе сравнения данный критерий использовался для определения наличия или отсутствия превосходства точности классификаторов на тестовых данных, полученных алгоритмами оптимизации. В табл. 3 приведены значения вероятностей, полученные с помощью критерия в процессе сравнения точности классификаторов на выбранных наборах данных.

Исходя из вероятностей по критерию Манна–Уитни–Уилкоксона, можно сделать вывод о статистической неразличимости точности классификато-

ров, настроенных непрерывным алгоритмом гравитационного поиска и приведенными аналогами.

Таблица 3

Значения вероятностей по критерию Манна–Уитни–Уилкоксона

	AM	Core	Hider	Sgerd	Target
GSA_R	0,48	0,31	0,8	0,31	0,31
$GSA_R + GSA_D$	0,37	0,31	0,61	0,31	0,31

На втором этапе критерий Манна–Уитни–Уилкоксона использовался для проверки эффективности дискретного алгоритма гравитационного поиска при решении задачи отбора признаков. В качестве первой выборки значений было выбрано исходное количество признаков, на которых получены значения точности алгоритмов из [9]. Вторая выборка состоит из количества признаков, отобранных дискретным алгоритмом гравитационного поиска, на которых затем были построены нечеткие классификаторы. Выборки и значение вероятности по критерию Манна–Уитни–Уилкоксона приведены в табл. 4.

Таблица 4
Количество признаков для сравнения
и результирующее значение вероятности по критерию
Манна–Уитни–Уилкоксона

	wn	gl	nth	cld	wsn	pm	vhl	p
Всего	13	9	5	13	9	8	18	0,0047
GSA _D	7	4	3	2	4	2	7	

Основываясь на данных статистических расчетах, можно заключить, что алгоритм гравитационного поиска является эффективным, поскольку достигает значений точности, сопоставимых с результатами аналогичных алгоритмов при значительно меньшем количестве признаков.

Заключение

В работе была исследована эффективность применения алгоритма гравитационного поиска для решения задачи классификации данных. На пяти из семи наборов данных непрерывный гравитационный алгоритм показывает лучшие результаты после усе-чения признаков дискретным алгоритмом. Эффективность классификаторов, настроенных алгоритмом гравитационного поиска, подтверждена с помощью статистического критерия Манна–Уитни–Уилкоксона. Алгоритм способен значительно сокращать размерность пространства признаков и демонстрирует хорошие способности к обучению и прогнозированию.

Работа выполнена в рамках базовой части государственного задания Министерства образования и науки Российской Федерации на 2017–2019 гг. Номер 8.9628.2017/БЧ.

Литература

1. Ходашинский И.А. Методы построения трехкритериальных парето-оптимальных нечетких классификаторов / И.А. Ходашинский, И.В. Горбунов // Искусственный интеллект и принятие решений. – 2015. – № 2. – С. 75–87.
2. Scherer R. Multiple Fuzzy Classification Systems // Studies in Fuzziness and Soft Computing. – Vol. 288. – Berlin: Springer-Verlag, 2012. – 132 p.
3. Ходашинский И.А. Построение нечеткого классификатора на основе методов гармонического поиска / И.А. Ходашинский, М.А. Мех // Программирование. – 2017. – № 1. – С. 54–65.
4. Dash M. Feature Selection for Classification / M. Dash, H. Liu // Intelligent Data Analysis. – 1997. – Vol. 1. – P. 131–156.
5. Rashedi E. GSA: A Gravitational Search Algorithm / E. Rashedi, H. Nezamabadi-pour, S. Saryazdi // Information Sciences. – 2009. – Vol. 179. – P. 2232–2248.

6. Mirjalili S. S-shaped versus V-shaped transfer functions for binary Particle Swarm Optimization / S. Mirjalili, A. Lewis // Swarm Evolut. Comput. – 2013. – Vol. 9. – P. 1–14.

7. Алгоритмы структурной идентификации компактных и точных нечетких систем / И.А. Ходашинский, И.В. Горбунов, К.С. Сарин, С.Р. Субханкулова // Информационные и математические технологии в науке и управлении. – 2016. – № 1. – С. 82–93.

8. Yen J. Application of Statistical Information Criteria for Optimal Fuzzy Model Construction / J. Yen, L. Wang // IEEE Trans. Fuzzy Systems. – 1998. – Vol. 6, No. 3. – P. 362–372.

9. KEEL Data-Mining Software Tool: Data Set Repository, Integration of Algorithms and Experimental Analysis Framework / J. Alcalá-Fdez, A. Fernandez, J. Luengo et al. // Journal of Multiple-Valued Logic and Soft Computing. – 2011. – Vol. 17. – P. 255–287.

Ходашинский Илья Александрович

Д-р техн. наук, профессор каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем (КИБЭВС) ТУСУРа
Тел.: +8 (382-2) 41-34-26
Эл. почта: hodashn@rambler.ru

Бардамова Марина Борисовна

Студентка каф. КИБЭВС ТУСУРа
Тел.: +7-903-951-61-13
Эл. почта: 722bmb@gmail.com

Ковалев Виталий Сергеевич

Студент каф. КИБЭВС ТУСУРа
Тел.: +7-952-888-80-53
Эл. почта: Vitaly_979@mail.ru

Hodashinsky I.A., Bardamova M.B., Kovalev V.S.

Identification of fuzzy classifiers based on gravitational search algorithm

In this paper the authors investigate how gravitational search algorithm can be applied to identify fuzzy classifiers. The description of the algorithm and the pseudo code of gravitational search algorithm are shown. The results of the test are compared with the results of similar algorithms using statistical test Mann-Whitney-Wilcoxon.

Keywords: fuzzy system, classification, gravitational search algorithm, features selections.

УДК 621.705.08

А.Н. Горитов, С.И. Яковченко

Выделение на изображении низкого разрешения параметрически задаваемых объектов

В настоящее время задача распознавания объектов является одной из самых актуальных. В статье рассмотрены проблемы обработки информации на видеоизображении, полученные с видеокамер низкого разрешения. Рассмотрена последовательность обработки изображений. Проведен анализ алгоритмов устранения шумов и выделения границ. Предложена последовательность обработки изображений, позволяющая устойчиво выделять на изображении параметрически заданные фигуры.

Ключевые слова: робот, распознавание образов, методы выделения границ.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-88-90

Одна из распространенных операций, которая встречается во многих приложениях, – это отбор или сортировка объектов, находящихся в рабочем пространстве и имеющих заданные геометрические характеристики. Например, в машиностроении, в пищевой и медицинской отрасли часто встречается задача поиска и переноса в заданную область рабочего пространства всех объектов, имеющих вид окружности с заданным радиусом. Это говорит об актуальности задачи и необходимости ее автоматизации.

Учитывая произвольное размещение объектов в рабочем пространстве, то одним из подходов к автоматизации этой операции является использование системы технического зрения (СТЗ). Применение СТЗ позволит определить положение и ориентацию заданных объектов. Далее эта информация может использоваться системой управления теми устройствами, которые будут выполнять перемещение необходимых объектов. В основе такой СТЗ лежит задача выделения объектов на изображении.

В настоящее время выпускается большой ассортимент видеокамер. Особое место среди них занимают веб-камеры, которые характеризуются простотой подключения к компьютеру, невысокой ценой и широким распространением. В связи с этим возникает вопрос о возможности использования веб-камер в качестве датчика для получения изображения рабочего пространства.

Таким образом, сформулируем цель работы – разработать метод, эффективный по ресурсоемкости, обеспечивающий поиск параметрически задаваемых объектов с низким коэффициентом отказов.

Разработка метода

Задача распознавания образов заключается в отнесении исходных данных к определенному классу с помощью выделения существенных признаков, характеризующих эти данные, из общей массы несущественных данных.

Таким образом, при распознавании образов выполняется поиск на изображении признаков, по которым можно сделать заключение о наличии на изображении исходного объекта.

На задачу поиска большое влияние оказывает качество обрабатываемого изображения. Низкий

контраст изображения, наличие шумов, а также наличие теней на изображении могут значительно затруднить поиск существенных признаков, необходимых для распознавания объектов, находящихся на изображении.

Один из подходов к поиску объектов заключается в предварительном выделении контуров всех объектов, находящихся на изображении, с последующим анализом найденных объектов. Алгоритмы выделения контуров чувствительны к шуму и размытости изображения. Эти недостатки изображения могут привести к ошибкам в обнаружении контуров. Поэтому прежде чем приступить к выделению контуров, нужно провести обработку изображения с целью повышения его качества.

В соответствии с отмеченными недостатками, общая схема метода обработки изображения приведена на рис. 1.

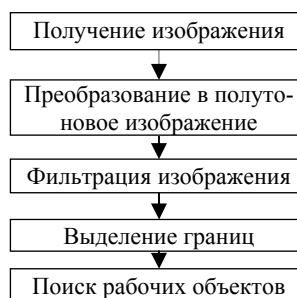


Рис. 1. Этапы обработки изображения

Рассмотрим этапы обработки более подробно.

Получение изображения

Для получения изображения рабочего пространства используются веб-камеры. Достоинством является формирование видеоизображения в реальном времени в цифровом формате. К недостаткам веб-камер относятся низкое качество изображения, большое количество шумов и проективные искажения.

Преобразование в полутоновое изображение

Веб-камеры, используемые для формирования изображения рабочего пространства, выдают цветное трехканальное изображение.

Обработка цветного трехканального изображения выполняется алгоритмами, которые обрабаты-

вают каждый канал изображения поочередно или обрабатывают все три канала одновременно, используя векторное представление цветного пикселя. Такие алгоритмы требуют больше ресурсов, чем при обработке одноканального изображения.

Использование полутонового изображения достаточно для получения таких геометрических характеристик объектов, как площадь, положение и ориентация объектов в рабочем пространстве. Также алгоритмы выделения контуров эффективно работают на полутоновом изображении. Таким образом, методы обработки полутонового изображения позволяют решить задачу выделения контуров рабочих образцов с минимальными ресурсными требованиями.

Преобразование цветного изображения, получаемого с веб-камеры, выполняется по формуле [1]:

$$Y = 0,299 \cdot R + 0,587 \cdot G + 0,114 \cdot B,$$

где R , G , B – цветовые компоненты исходного изображения, а Y – выходное значение для пикселя изображения в оттенках серого.

Фильтрация изображения

Одним из недостатков цифровых камер является наличие шума на изображении. Многие алгоритмы распознавания объектов чувствительны к качеству изображения, которое они обрабатывают. Кроме того, на качество изображения влияет неравномерность освещенности рабочего пространства.

Одной из характеристик изображения, которая используется при выделении объектов, является его контур. На точность определения границ большое влияние оказывает наличие «шума» на изображении.

При выборе алгоритма фильтрации очень важно, чтобы фильтр при сглаживании фона не размывал границы, которые присутствуют на изображении. Так, низкочастотным фильтром Гаусса [1], который широко используется для сглаживания фона, одновременно размывается и контур изображения, в то время как применение медианного фильтра позволяет выполнить сглаживание фона при сохранении контуров изображения [1].

Перед следующим этапом обработки изображения выполним сглаживание шума на изображении.

Одна из проблем, с которой приходится сталкиваться при обработке изображений трехмерных объектов, – это наличие теней. Эффективным методом удаления теней на полутоновом изображении является пороговое разделение. Используя гистограмму интенсивности, можно разделить пиксели на группы, т.е. пиксели, которые принадлежат фону, и пиксели, которые принадлежат объектам рабочего пространства. Основой для такого разделения является пороговое значение, получаемое на основе анализа гистограммы интенсивности. Для автоматического выбора порога бинаризации используется метод Оцу [1].

Следующим этапом обработки изображений является выделение границ.

Выделение границ

Границы объектов на изображении в значительной степени уменьшают количество данных, кото-

рые необходимо обработать, и в то же время сохраняют важную информацию об объектах на изображении, их форму, размер, количество.

Для выделения границ на изображении применяются операторы Превитта [2], Кирша [3], Робинсона [4], Собеля [5], Робертса [6] и метод Кэнни [7].

Из перечисленных наименьшую вычислительную сложность имеет оператор Робертса. Для оценки принадлежности точки изображения контуру используются две маски, размером 2×2 . Благодаря малому размеру масок обработка изображения этим оператором выполняется быстрее, чем операторами, использующими маски большего размера. К недостаткам этого оператора относится высокая чувствительность к шуму.

В операторе Кирша используются маски размером 3×3 . Значения, полученные при разных углах поворота маски, позволяют определить величину и направление градиента.

Оператор Робинсона, также как и оператор Кирша, использует одну маску размером 3×3 . Применение каждой из восьми масок к пикселю позволяет определить величину градиента, как максимальное значение, полученное при использовании одной из масок. Отличие оператора Робинсона от оператора Кирша заключается в том, что маска в операторе Робинсона использует коэффициенты 0, 1 и 2.

Для сокращения объема вычислений оператор Превитта использует набор из восьми масок, с помощью которых для каждого пикселя определяется локальная ориентация границы. Для вычисления величины и ориентации границы для каждого пикселя нужно провести вычисления, используя все восемь масок. Ориентация и значение градиента определяются по маске, которая дает максимальное значение.

Оператор Собеля позволяет выделять границы на изображении, используя две маски размером 3×3 . От масок оператора Превитта маски Собеля отличаются тем, что оценка контраста по центральной строке и столбцу берется с удвоенным весом по сравнению с оценками, получаемыми по разные стороны от центральной точки.

Метод Кэнни разработан как метод выделения границ. В этом методе выполняется многошаговая обработка изображения, которая включает сглаживание обрабатываемого изображения, поиск границ на основе градиентного метода, удаление ложных максимумов и формирование контуров. Недостатком являются более высокие ресурсные требования по сравнению с другими операторами выделения границ.

Для выбора оператора выделения границ использовалась серия экспериментальных снимков. При сравнительном анализе результатов работы детекторов границ учитывались такие характеристики, как способность выделять границы всех объектов, находящихся на изображении, минимизировать число ложных границ, которые могут появляться за счет шума или теней на изображении, и исключить дублирование границ. Построенные границы объектов

должны располагаться как можно ближе к искомому объекту.

На основании проведенного анализа для детектирования границ был выбран алгоритм Кэнни.

Изображение, полученное после детектирования границ, передается на этап поиска интересующих объектов.

Поиск рабочих объектов. Для эксперимента ограничим множество распознаваемых объектов двумя типами фигур – круг и параллелепипед. Поиск будем выполнять методом сравнения с эталоном. Кроме типа искомого объекта, задаются его геометрические характеристики – радиус для круга и размер по каждой стороне для прямоугольника.

После поиска объектов, заданных оператором, иногда возникают ложные выделения объектов. Для того чтобы избавиться от выделений, которые не являются объектами, применяется алгоритм отсеивания результатов. Просматривается список всех выделенных объектов и сравниваются их геометрические характеристики, положение в рабочем пространстве, площадь, входящая в выделенный объект. За счет погрешностей, которые возникают в процессе получения и обработки изображения, возможно отклонение полученных характеристик объектов от эталонных значений. В связи с этим по каждому контролируемому параметру вводится пороговое значение, определяющее величину максимального отклонения от эталонного значения. Величина порогового значения определяется эмпирически. Если характеристики найденного объекта находятся в пределах заданных пороговых значений, то объект принимается и остается в списке. Иначе объект удаляется из списка.

Оценка качества метода

Для проведения экспериментов и отладки алгоритмов была использована камера Ritmix USB 2.0, 5.0 Мегapixel с разрешением 640×480.

С веб-камеры были получены изображения рабочего пространства. Требуется найти все окружности. После обработки изображения в соответствии с предложенной последовательностью, все окружности, находящиеся на рабочем пространстве, были найдены. На рис. 2 приведены результаты обработки изображения. Найденные объекты выделены.

Также предложенный метод оценивался при поиске прямоугольных объектов. На рис. 3 приведены результаты поиска всех прямоугольных объектов на рабочем пространстве. Найденный объект выделен.



Рис. 2. Поиск окружностей

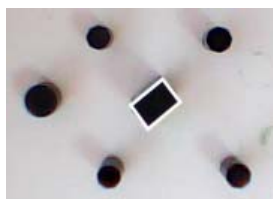


Рис. 3. Поиск прямоугольников

Результаты выделения объектов являются основой для дальнейшей обработки объектов рабочего

пространства. Для окружностей и прямоугольников извлекается информация о геометрических параметрах объектов, а также расположении их на рабочем пространстве.

Заключение

Предложенная последовательность обработки изображения позволяет устойчиво выделять рабочие объекты на изображениях, имеющих различные уровни освещенности.

Несмотря на невысокие оптические характеристики веб-камер, их применение позволяет получить изображение приемлемого качества.

Литература

1. Шапиро Л. Компьютерное зрение / Л. Шапиро, Дж. Стокман. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2006. – 752 с.
2. Prewitt J.M.S. Object Enhancement and Extraction // Picture processing and Psychopictorics / B. Lipkin, A. Rosenfeld, Eds. – New York: Academic Press, 1970. – P. 75–149.
3. Kirsch R. Computer determination of the constituent structure of biological images. // Computers and Biomedical Research. – 1971. – Vol. 4. – P. 315–328.
4. Robinson G. Edge detection by compass gradient masks // Computer graphics and image processing. – 1977. – Vol. 6, № 5. – P. 492–501.
5. Фисенко В.Т. Компьютерная обработка и распознавание изображений: учеб. пособие / В.Т. Фисенко, Ф.Ю. Фисенко. – СПб.: СПбГУ ИТМО, 2008. – 192 с.
6. Гонсалес Р. Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс. – М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.
7. Canny J. A computational approach to edge detection // IEEE Transaction on Pattern Analysis and Machine Intelligence. – 1986. – Vol. 8, № 6. – P. 679–714.

Горитов Александр Николаевич

Д-р техн. наук, профессор каф. автоматизированных систем управления (АСУ) ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 70-15-36
Эл. почта: ang@asu.tusur.ru

Яковченко Сергей Иванович

Магистрант каф. АСУ
Тел.: +7-999-178-09-47
Эл. почта: pogimplyer@gmail.com

Goritov A.N., Yakovchenko S.I.

Highlighting of parametrically specified objects on the low resolution image

Currently, the task of object recognition is one of the most urgent ones. In the article are considered problems of information processing on video image received from video cameras with low resolution. The sequence of image processing is investigated. The analysis of the algorithms for noise reduction and highlight borders is carried out. A sequence of image processing is proposed, that makes possible to identify and to highlight parametrically defined figures on the image.

Keywords: robot, pattern recognition, edge detection methods.

УДК 004.942

В.М. Дмитриев, Т.В. Ганджа, Т.Н. Зайченко

Определение значений параметров регулятора с помощью многоуровневой компьютерной модели

Предложена методика вычисления значений параметров регулятора с учетом требований статики и динамики. Применение многоуровневой компьютерной модели, в которой осуществляется минимизация целевой функции при варьировании значений параметров регулятора, делает предложенную методику инвариантной по отношению как к объекту управления, так и к подключаемому к нему регулятору. Помимо этого, инвариантным становится сам алгоритм формирования, расчёта и минимизации целевой функции, составленной относительно параметров-функционалов выходной величины исследуемой САУ.

Ключевые слова: регулятор, теория автоматического управления, многоуровневая компьютерная модель, параметрическая оптимизация.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-91-95

При управлении различными объектами используются регуляторы, параметры которых варьируются в заданных пределах и могут быть определены на основе различных методик. Большинство из них основано на критериях, составленных относительно статических и динамических показателей качества управления. Их вычисление требует получения модели системы автоматического управления (САУ), состоящей из охваченных обратной связью регулятора и объекта управления. Она может быть представлена в аналитическом виде или с помощью некоторого средства компьютерного моделирования [1, 2]. При аналитическом подходе модификация объекта или регулятора приводит к необходимости вывести новую модель исследуемой САУ. Применяемые средства компьютерного моделирования должны совмещать в себе средства математического моделирования САУ и средства компьютерной математики, предназначенные для вычисления параметров модели регулятора. Входящая в САУ модель объекта управления может обладать энергетическими обратными связями, что не позволяет её представить в явном виде, т.е. в виде передаточных функций, как это принято в классической теории автоматического управления.

В данной статье рассматривается методика определения значений параметров регулятора на базе многоуровневой компьютерной модели, на различных уровнях которой располагается модель САУ, алгоритмическая модель методики решения задачи определения значений параметров входящего(-их) в нее регулятора(-ов), а также средства визуализации и интерактивного управления. Благодаря использованию такой модели появляется возможность экспериментирования с компьютерной моделью САУ и выработки алгоритма определения значений параметров регулятора, на основе которого может быть сформирована программа для управляющего контроллера. Такое разделение модели на уровни позволяет вносить изменения в модель одного уровня, не изменяя модели остальных уровней. Это делает методику определения значений параметров регуляторов инвариантной как по отношению к объекту

управления, так и к подключенному к нему регулятору. Кроме того, изменения могут вноситься в методику решения задачи без изменения модели объекта. Также открываются возможности широкой визуализации процесса решения задачи и интерактивного варьирования значений параметров объекта и начальных значений параметров регулятора.

Компьютерное решение задачи определения параметров регулятора САУ

Задачу определения параметров регулятора рассмотрим на примере одноканального объекта управления – двигателя постоянного тока. Автоматизация её решения может быть осуществлена путем использования многоуровневой компьютерной модели, построенной в среде моделирования MARCS [3], которая получила развитие в виде комплекса программ многоуровневого компьютерного моделирования. В основе этой среды лежит метод многоуровневого компьютерного моделирования [4], базирующийся на методе компонентных цепей [5].

Для автоматизации решения задач данного класса многоуровневая компьютерная модель (КМ) (рис. 1) включает в себя:

– объектный уровень, на котором располагается компьютерная модель исследуемого технического объекта, представленная в схематической форме в виде соединенных между собой компонентов, связи которых описывают передачу информационных и энергетических потоков между ними. В модель объекта включаются компоненты физически реализуемых регуляторов, значения параметров которых варьируются в процессе решения задачи их определения;

– логический уровень, содержащий алгоритм определения параметров регулятора на основе численного анализа значений наблюдаемой(-ых) переменной(-ых). В него входят блоки обработки результатов моделирования, позволяющие определять параметры-функционалы данных переменных, такие как установившееся значение, время переходного процесса, перерегулирование и др. Их значения передаются в алгоритм оптимизации целевой функции, реализуемый в компоненте «Оптимизатор»;



Рис. 1. Структура многоуровневой компьютерной модели для определения значений параметров регулятора

– визуальный уровень, представляющий собой панель визуализации и управления. На нем с помощью компонентов-визуализаторов осуществляется отображение результатов моделирования в виде числовых значений параметров-функционалов и временных характеристик наблюдаемых переменных. Управляющие компоненты используются для формирования значений требуемых показателей качества работы САУ. Для формирования многоуровневой компьютерной модели реализован язык многоуровневого компьютерного моделирования, позволяющий формировать многоуровневую компьютерную модель на трех взаимосвязанных слоях многослойного графического редактора.

Структура языка многоуровневого компьютерного моделирования

Язык многоуровневого компьютерного моделирования [6], являясь графическим метаязыком, включает в себя три взаимосвязанных подязыка:

– язык моделирования сложных технических (технологических) объектов (язык СТО), позволяющий на основе компонентного подхода формировать компьютерную модель исследуемого объекта. В этом случае такой объект должен допускать декомпозицию на взаимосвязанные элементы, между которыми протекают информационные, энергетические или вещественные потоки. Каждому элементу ставится в соответствие компонент структуры, который является единицей языка СТО. Для соединения с другими компонентами он обладает связями. С их помощью осуществляется передача информационных сигналов физически разнородной энергии или многокомпонентных вещественных потоков. Основными компонентами языка СТО являются источники, преобразователи и измерители. Для осуществления передачи информационных, энергетических и вещественных потоков связи компонентов являются неоднородными векторными. К числу преобразова-

телей информационных сигналов относятся компоненты-регуляторы различного класса;

– язык моделирования алгоритмических конструкций (язык МАК), в формате которого на логическом уровне многоуровневой КМ формируется алгоритм определения значений параметров регулятора. Основными его единицами являются алгоритмические компоненты, предназначенные для отображения математических, логических и алгоритмических операций, а также интерактивные панели. Они являются компонентами языка МАК и располагаются на логическом уровне многоуровневой компьютерной модели. В интерактивные панели встроен редактор математико-алгоритмических выражений, в котором пользователем на естественно математическом языке формируются выражения для вычисления значений выходных переменных на основе значений входных переменных. Модель каждой панели формируется из элементарных компонентов при закрытии редактора. Более сложными конструкциями языка МАК являются блоки обработки результатов моделирования, представленных в виде временных, частотных или параметрических характеристик, а также компоненты-оптимизаторы с реализованными в них безградиентными и градиентными методами минимизации целевых функций;

– язык виртуальных инструментов и приборов (язык ВИП), включающий в себя компоненты-визуализаторы и управляющие компоненты [7], с которыми оперирует пользователь-исследователь в процессе работы многоуровневой КМ. Компоненты-визуализаторы позволяют отображать полученные с помощью блоков обработки результатов моделирования числовые значения параметров-функционалов, а также временные, частотные или параметрические зависимости, представленные в табличной или графической форме.

Таким образом, совокупность трех описанных подязыков метаязыка многоуровневого компьютерного моделирования позволяет сформировать многоуровневую компьютерную модель, структура которой представлена на рис. 1 в графической форме в многослойном редакторе среды многоуровневого компьютерного моделирования.

Для функционирования моделей языка СТО, каждый компонент которой описывается системой алгебро-дифференциальных уравнений, сформированных относительно переменных его связей, применяется универсальное вычислительное ядро [8], входными данными которого являются компонентная цепь, формируемая интерпретатором языка СТО, и задание на моделирование, содержащее вид анализа и его параметры. На основе опросов топологических и вычислительных блоков компонентов оно формирует систему алгебро-дифференциальных уравнений всей модели целиком и производит её расчет в статическом или динамическом (во временной или частотной области) режимах. С помощью компонентов-измерителей, являющихся структурными единицами языка СТО, на каждом шаге решения осуществляется выборка значений соответствующих переменных из общего вектора решения и их передача на логический уровень. Для осуществления этих функций компоненты-измерители имеют свои отображения как на объектном, так и на логическом слое многослойного редактора.

Работа компонентов, из которых на логическом уровне сформирован алгоритм определения параметров регулятора, обеспечивается средствами имитационного моделирования. К ним относятся интерпретатор языка МАК, осуществляющий построение алгоритмической компонентной цепи, а также универсальное имитационное ядро, которое с помощью алгоритма передачи сообщений [9] обеспечивает обмен данными различных типов между компонентами логического уровня многоуровневой КМ.

Обеспечение работы компонентов визуального уровня осуществляется путем реализации в них реакций на действия пользователя с помощью курсора мыши (подвод курсора мыши, нажатие/двойное нажатие на определенную кнопку и т.п.). В число аргументов таких компонентов включаются атрибуты, с помощью которых производится изменение их вида (размера, цвета, линий, шрифтов и т.п.).

Таким образом, комплекс программ «Среда моделирования МАРС» включает все необходимые программно-алгоритмические модули, позволяющие сопрягать в нем средства математического и имитационного видов моделирования, отличающихся формой записи моделей относительно переменных связей. Такой программный комплекс является достаточным для обеспечения автоматизированного решения задач определения значений параметров регулятора, удовлетворяющего предъявляемым к системе требованиям статики и динамики.

Многоуровневая компьютерная модель определения значений параметров регулятора

Построение многоуровневой компьютерной модели, предназначенной для определения значений

параметров регулятора, будем рассматривать на примере двигателя постоянного тока (ДПТ), управляемого с помощью пропорционально-интегрально-дифференциального регулятора (ПИД-регулятора). Он должен обеспечивать в системе следующее качество регулирования: время установления (время переходного процесса) $T_{PP} \leq T_{PP}^*$, с, перерегулирование $\sigma \leq \sigma^*$. При этом значения T_{PP}^* и σ^* задаются и интерактивно изменяются пользователем с помощью расположенных на визуальном уровне органов управления.

Для решения данной задачи на вход исследуемой САУ, модель которой сформирована на объектном уровне многоуровневой КМ и представлена на рис. 2, подключен источник постоянного сигнала, пропорционального требуемой скорости вращения вала ДПТ. Снятие выходного сигнала и его передача с объектного на логический уровень многоуровневой КМ обеспечиваются измерительным компонентом U1.

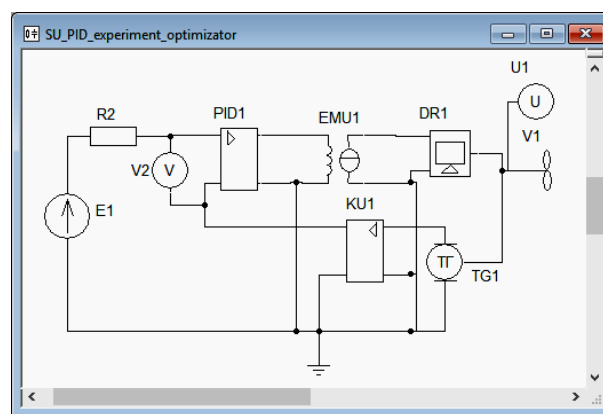


Рис. 2. Компьютерная модель системы управления скоростью вращения ДПТ

На логическом уровне многоуровневой компьютерной модели с помощью компонента-блока обработки результатов ТРР1 осуществляется определение времени переходного процесса T_{PP} , а с помощью компонента FV1 – определение установившегося значения наблюдаемой величины – скорости вращения вала двигателя $y_{уст}$. На основе найденного с помощью компонента MAX1 максимального значения осуществляется определение перерегулирования по формуле

$$\sigma = \frac{|y_{\max} - y_{уст}|}{y_{\max}}, \quad (1)$$

где y_{\max} – максимальное значение наблюдаемой переменной в ходе переходного процесса; $y_{уст}$ – установившееся значение выходной переменной.

Согласно условию задачи целевая функция, составленная относительно значений параметров ПИД-регулятора и позволяющая обеспечить в САУ требуемое качество управления, будет иметь вид

$$F(P_p, P_i, P_d) = (T_{PP} - T_{PP}^*) + (\sigma - \sigma^*), \quad (2)$$

где T_{PP}^* – требуемое максимальное время установления; σ^* – требуемое перерегулирование.

Вычисление перерегулирования σ (1) и целевой функции $F(P_p, P_i, P_d)$ осуществляется компонентами основных математических операций на основе цепного представления математических выражений [10].

Представленная на рис. 3 алгоритмическая компонентная цепь определения значений параметров ПИД-регулятора, удовлетворяющих предъявляемым

требованиям к качеству функционирования САУ, основана на компоненте «Оптимизатор» Opt1 с реализованным в нем методом покоординатного спуска [11]. Результаты работы модели передаются на визуальный уровень. На нём с помощью компонентов-визуализаторов и управляющих компонентов реализована приведенная на рис. 4 панель визуализации результатов и управления параметрами модели.

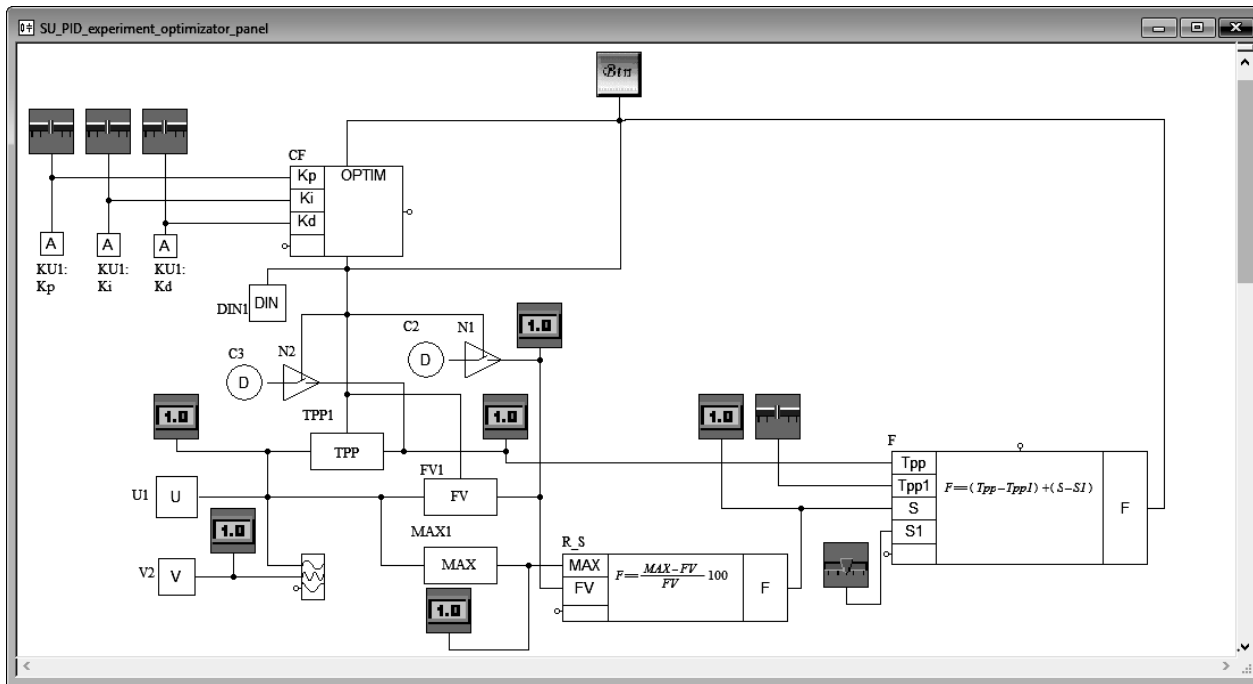


Рис. 3. Логический уровень многоуровневой компьютерной модели алгоритма определения значений параметров регулятора

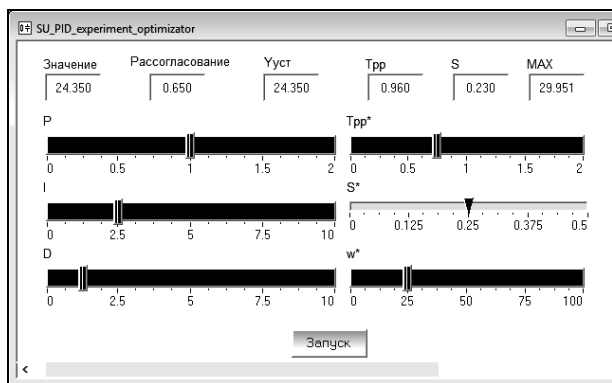


Рис. 4. Панель визуализации и управления параметрами ПИД-регулятора и условиями задачи

С помощью регуляторов P , I и D осуществляется установка начальных значений ПИД-регулятора, которые передаются в компонент «Оптимизатор». Регуляторами T_{pp}^* и S^* осуществляется задание требуемых показателей качества регулирования – времени переходного процесса и перерегулирования. С помощью регулятора w^* задается требуемая скорость вращения вала ДПТ при заданной нагрузке. Цифровые табло выводят соответствующие текущие значения переменных анализируемой компьютерной модели и параметров-функционалов, получаемых с

помощью блоков обработки результатов на логическом уровне многоуровневой КМ.

Точность решения задачи оптимизации задается в качестве параметра компонента «Оптимизатор» и не вынесена на визуальный уровень. Начальные значения шагов изменения параметров ПИД-регуляторов рассчитываются автоматически относительно значений его параметров.

Заключение

В работе рассмотрена возможность применения предложенной авторами многоуровневой компьютерной модели для автоматизированного решения задачи определения параметров регулятора, осуществляющего регулирование объектом управления в соответствии с предъявляемыми критериями качества. В отличие от подходов, реализованных в известных комплексах программ, многоуровневая компьютерная модель, представленная в графическом виде, позволяет быстро формировать и вносить коррективы в модель объекта управления, изменять модель встроенного в него регулятора, а также модифицировать алгоритм определения значений параметров регулятора, не изменяя при этом модели других уровней, если в этом нет необходимости. С использованием представленной многоуровневой компьютерной модели может быть осуществлён вычисли-

тельный эксперимент с интерактивным изменением значений параметров объекта и определением параметров регулятора, удовлетворяющих заданным условиям.

Аналогичным образом могут быть определены параметры регуляторов различных типов (линейных, релейных и пр.), управляющих процессами в линейных, нелинейных объектах, а также в объектах дискретного действия.

Предложенная многоуровневая компьютерная модель может применяться как для автоматизации проектных и научно-исследовательских работ, так и для проведения учебных занятий со студентами высших учебных заведений по дисциплине «Теория автоматического управления».

Литература

1. Дьяконов В.П. MATLAB 6.5 SP 1/7 + Simulink 5/6. Основы применения. Сер. Библиотека профессионала. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 800 с.
2. Потрахин В.А., Кравец М.А. Особенности реализации алгоритмов регулирования библиотеки PID Control LabView // ПиКАД – информационно-технический журнал. – 2003. – № 3–4. – С. 26–30 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.picad.com.ua/3403/pdf/26_30.pdf, свободный (дата обращения: 23.09.2016).
3. MAPS – среда моделирования технических устройств и систем / В.М. Дмитриев, А.В. Шутенков, Т.Н. Зайченко, Т.В. Ганджа. – Томск: В-Спектр, 2011. – 278 с.
4. Дмитриев В.М. Принцип формирования многоуровневых компьютерных моделей SCADA-систем для управления сложными технологическими объектами / В.М. Дмитриев, Т.В. Ганджа // Информатика и системы управления. – 2013. – № 2 (36). – С. 24–35.
5. Дмитриев В.М. Автоматизация моделирования промышленных роботов / В.М. Дмитриев, Л.А. Арайс, А.В. Шутенков. – М.: Машиностроение, 1995. – 304 с.
6. Дмитриев В.М. Метод и язык моделирования интеллектуальных систем управления сложными технологическими объектами / В.М. Дмитриев, Т.В. Ганджа // Объектные системы: матер. X Междунар. науч.-практ. конф. (Ростов-на-Дону, 10–12 мая 2015 г.) / под общ. ред. П.П. Олейника. – Ростов/н/Д: ШИ (Ф) ЮРГПУ (НПИ) им. М.И. Платова, 2015. – С. 44–50 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://objectsystems.ru/files/2015/Object_Systems_2015_Proceedings.pdf, свободный (дата обращения: 23.09.2016).
7. Дмитриев В.М. Система визуализации и управления вычислительным экспериментом в среде многоуровневого моделирования MAPS / В.М. Дмитриев, Т.В. Ганджа, Т.Ю. Коротина // Доклады ТУСУРа. – 2010. – Т. 1, № 2. – С. 149–155.

8. Дмитриев В.М. Архитектура универсального вычислительного ядра для реализации виртуальных лабораторий / В.М. Дмитриев, А.В. Шутенков, Т.В. Ганджа // Приборы и системы. Управление. Контроль. Диагностика. – 2004. – № 2. – С. 24–28.

9. Григорьева Т.Е. Дискретно-событийное моделирование в СМ MAC для курса «Системы массового обслуживания» // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 1 (31). – С. 152–155.

10. Дмитриев В.М. Алгоритм формирования и вычисления математических выражений методом компонентных цепей / В.М. Дмитриев, Т.В. Ганджа // Математические машины и системы. – 2010. – № 3. – С. 9–21.

11. Банди Б. Методы оптимизации. Вводный курс: пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1988. – 128 с.

Дмитриев Вячеслав Михайлович

Д-р техн. наук, профессор каф. моделирования и системного анализа (МиСА) ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 41-39-15
Эл. почта: dmitriewvm@gmail.com

Ганджа Тарас Викторович

Канд. техн. наук, доцент каф. МиСА ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 41-39-15
Эл. почта: gandgatv@gmail.com

Зайченко Татьяна Николаевна

Д-р техн. наук, профессор каф. МиСА ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 41-39-15
Эл. почта: ztn@ie.tusur.ru

Dmitriev V.M., Gandzha T.V., Zaychenko T.N.

Defining parameters of a regulator using multilevel computer model

The method to calculate the parameter values of the regulator is proposed, taking into account the requirements of statics and dynamics. The use of a multilevel computer model where the objective function is minimized by varying the values of the regulator parameters makes the proposed technique invariant with respect for both the control object and the regulator connected to it. In addition, the algorithm itself used to form, to calculate and to minimize the objective function, composed with respect to the parameters-functionals of the output value of the analyzed ACS, becomes invariant.

Keywords: regulator, automatic control theory, multilevel computer model, parameter optimization.

УДК 621.396.41

Р.Р. Ахунов

Анализ полосковых структур радиоэлектронных устройств с уменьшенными вычислительными затратами

Приведены результаты вычисления значений погонных коэффициентов электростатической и электромагнитной индукции для связанной микрополосковой линии. Результаты получены с использованием алгоритмов решения систем линейных алгебраических уравнений итерационным методом с предобуславливанием. Для предобуславливания использован формат хранения разреженных матриц, что позволило уменьшить вычислительные затраты. Приведено сравнение полученных результатов с результатами других авторов. Сравнение показало согласованность результатов.

Ключевые слова: полосковые структуры, метод моментов, система линейных алгебраических уравнений, итерационный метод, предобуславливание, погонная матрица.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-96-99

Использование полосковых структур позволяет разрабатывать более совершенные радиоэлектронные устройства (РЭУ) различного назначения, а анализ связей в полосковых структурах важен для разработки РЭУ, в том числе с учетом электромагнитной совместимости. Для разработки РЭУ используется предварительное компьютерное моделирование с целью снизить финансовые и временные затраты. В общем случае в основе моделирования лежит численный анализ, требующий построения математической модели исследуемого объекта с помощью решения уравнений Максвелла. Основные численные методы, применяемые в моделировании ЭМС: методы конечных разностей во временной области [1]; метод моментов (МоМ) [2]; метод конечных элементов [3]; метод конечного интегрирования [4]; метод матрицы линий передачи [5], а также так называемые «гибридные» методики [6].

Процесс построения математической модели состоит из нескольких этапов [7]: постановка задачи; аналитическая обработка; дискретизация (сегментация) модели; вычисление элементов СЛАУ и её решение СЛАУ; обработка результатов.

Описанные этапы не являются независимыми. Метод дискретизации определяет затраты на вычисление элементов СЛАУ, а также её порядок и свойства (обусловленность, плотность), что, в конечном итоге, определяет выбор метода её решения (прямой или итерационный). От результатов, полученных на предыдущих этапах, зависят и способы вычисления требуемых параметров и характеристик моделируемого объекта/системы.

На втором этапе широко используются электродинамический и квазистатический (ТЕМ-аппроксимация) подходы к решению уравнений Максвелла. На третьем этапе при решении задач ЭМС широко используется метод моментов, использующий «поверхностный» подход, в соответствии с которым в качестве неизвестного выступает распределение плотности поверхностного заряда на проводящих поверхностях исследуемого объекта/системы [8]. Найденный поверхностный заряд рассматривается

как источник, возбуждающий поле во всей расчетной области. Таким образом, при использовании МоМ неизвестная функция определена на поверхности, а не в объеме (как при использовании, например, методов конечных разностей, элементов и объемов), что уменьшает требования к вычислительным ресурсам. Получаемая при этом матрица СЛАУ является плотной и плохо обусловленной, что требует построения эффективных предобуславливателей для ускорения решения при использовании итерационных методов. Поскольку один из самых трудоёмких этапов приходится на решение СЛАУ [8], то актуально совершенствование методов их решения.

Автором были предложены алгоритмы, использующие формат хранения разреженных матриц [9, 10]. За счет этого удалось снизить вычислительные затраты на решение СЛАУ. Причем были снижены как время решения, так и требуемая память компьютера. Однако ранее не был выполнен анализ влияния полученного уменьшения вычислительных затрат на точность получаемых результатов.

Цель работы – сравнение результатов вычисления значений погонных коэффициентов электростатической и электромагнитной индукции для связанной микрополосковой линии с помощью алгоритмов, предложенных в [9, 10], с результатами других авторов.

Итерационные методы решения СЛАУ

Существует два класса методов решения СЛАУ: точные и итерационные методы. Для точных методов основные вычислительные затраты пропорциональны N^3 (N – порядок матрицы), что ограничивает использование таких методов при больших порядках матрицы СЛАУ. При этом для итерационных методов вычислительные затраты пропорциональны $N_{it} \cdot N^2$ (N_{it} – количество итераций). Из этого следует, что при $N_{it} < N$ (а это часто имеет место) использовать итерационные методы выгоднее. Однако итерационные методы не лишены недостатков. Основная их проблема – медленная сходимость. Скорость сходимости зависит от спектральных свойств матрицы СЛАУ, от обусловленности и даже от начального

приближения. Для ускорения сходимости в итерационных методах используют предобусловливание [11]. Принцип предобусловливания заключается в преобразовании системы $\mathbf{Ax} = \mathbf{b}$ к алгебраически эквивалентной системе $\tilde{\mathbf{A}}\tilde{\mathbf{x}} = \tilde{\mathbf{b}}$, которая имеет меньшую обусловленность. Условно методы предобусловливания делят на два вида: явные и неявные. При явном предобусловливании исходная система преобразуется к системе $\mathbf{M}^{-1}\mathbf{Ax} = \mathbf{M}^{-1}\mathbf{b}$. При неявном – к $\mathbf{MAx} = \mathbf{Mb}$. Неявное предобусловливание не требует вычисления \mathbf{M}^{-1} , но требует решения СЛАУ в каждой итерации. Однако, несмотря на это, использование неявного предобусловливания все равно выгоднее [11]. Большая часть неявных методов основана на представлении $\mathbf{M} = \mathbf{LU}$, где \mathbf{L} и \mathbf{U} получены путем LU-разложения из матрицы \mathbf{A}_s , обычно получаемой из исходной матрицы \mathbf{A} путем уменьшения количества ненулевых элементов (предфильтрации). Как правило, матрица \mathbf{A}_s является разреженной, и для её хранения можно использовать формат хранения разреженных матриц [12]. Один из самых эффективных форматов – разреженный строчный формат (Compressed Storage Row, CSR). Ненулевые элементы матрицы в формате CSR хранятся с помощью векторов: **Values** – значения ненулевых элементов; **Columns** – индексы столбцов; **RowIndex** – вектор указателей на ненулевые элементы, с которых начинается очередная строка. Однако метод LU-разложения предполагает неконтролируемое добавление новых элементов. Между тем существуют методы, которые контролируют добавление новых элементов. Один из таких методов, который не требует добавления ненулевых элементов, – это ILU(0)-разложение. Для ясности изложения далее приведены 2 алгоритма ILU(0)-разложения, предложенные в работах [9, 10].

Алгоритм 1 – ILU(0)-разложение с использованием формата CSR и дополнительного вектора **Diag** (вектор указателей на диагональные элементы):

- 1 Для $i = 2, \dots, N$
- 2 Для $k = 1, \dots, i - 1$
- 3 Найти s – номер элемента $a_{i,k}^s$ в векторе **Values**
- 4 Если **Values**(s) $\neq 0$
- 5 **Values**(s) = **Values**(s) / **Values**(**Diag**(k))
- 6 Найти y_1 – номер элемента $a_{i,k}^s$ в векторе **Values**
- 7 $y_2 = y_1 + 1$
- 8 Найти y_1 – номер элемента $a_{i,k+1}^s$ в векторе **Values**
- 9 $y_3 = y_1$
- 10 $pr_1 = \text{Истина}$
- 11 Пока $pr_1 = \text{Истина}$
- 12 Если **Columns**(y_2) = **Columns**(y_3)
- 13 **Values**(y_2) = **Values**(y_2) – **Values**(y_1) \times **Values**(y_3)
- 14 $y_2 = y_2 + 1$
 $y_3 = y_3 + 1$
- 15 Если **Columns**(y_2) > **Columns**(y_3)
- 16 $y_3 = y_3 + 1$

- 17 Если **Columns**(y_2) < **Columns**(y_3)
- 18 $y_2 = y_2 + 1$
- 19 Если **RowIndex**($k+1$) < y_3
или **RowIndex**($i+1$) < y_3
- 20 $pr_1 = \text{Ложь}$
- 21 Увеличить k
- 22 Увеличить i

В строках 3, 6, 8 производится поиск ненулевых элементов матрицы \mathbf{A}_s . Переменная pr_1 сигнализирует, когда достигнут конец строки i или k в матрице и требуется прервать цикл. Переменные y_2 и y_3 определяют текущий элемент в первой (i -й) и второй (k -й) строках соответственно. Переход по элементам строк в матрице осуществляется в цикле по следующему принципу: сравниваются индексы элементов двух текущих строк, индекс с меньшим значением инкрементируется (строки 15–18), если индексы элементов равны (т.е. существуют ненулевые элементы в двух строках текущего столбца), то выполняется операция и значения индексов обеих переменных инкрементируются (строки 12–14).

Алгоритм 2 – ILU(0)-разложение с использованием формата CSR с двумя дополнительными векторами:

- 1 Для $i = 2, \dots, N$
- 2 $s_1 = \text{RowIndex}(i)$ – номер начального элемента
- 3 $pr_1 = \text{Истина}$
- 4 Для $j = s_1, \dots, \text{RowIndex}(i+1)$
- 5 **tmpvec**(**Columns**(j)) = *Истина*
- 6 **tmpjptr**(**Columns**(j)) = j
- 7 Увеличить j
- 8 Пока $pr_1 = \text{Истина}$ Продолжать
- 9 $k = \text{Columns}(s_1)$
- 10 Если $k \geq i$
- 11 Прервать текущий цикл
- 12 **Values**(s_1) = **Values**(s_1) / **Values**(**diag**(k))
- 13 $s_2 = s_1$
- 14 $s_1 = s_1 + 1$
- 15 $y_1 = s_1$
- 16 $y_{end1} = \text{RowIndex}(i+1)$
- 17 $y_2 = \text{diag}(k)+1$
- 18 $y_{end2} = \text{RowIndex}(k+1)$
- 19 Если $y_{end1} \leq y_1$ или $y_{end2} \leq y_2$
- 20 Продолжить текущий цикл
- 21 Для $j = y_2, \dots, y_{end2}$
- 22 Если **tmpvec**(**Columns**(j)) = *Истина*
- 23 **Values**(**tmpjptr**(**Columns**(j))) = **Values**(**tmpjptr**(**Columns**(j))) – **Values**(s_2) \times **Values**(j)
- 24 Увеличить j
- 25 Увеличить i

В векторе **tmpvec** хранится значение *Истина*, если элемент матрицы \mathbf{A}_s ненулевой, а в векторе **tmpjptr** хранится адрес этого ненулевого элемента. Переменные y_{end1} и y_{end2} определяют начало и конец строки.

Вычислительный эксперимент

Предложенные алгоритмы универсальны, а метод моментов с предложенными алгоритмами позво-

ляет анализировать структуры с произвольным числом проводников и диэлектриков с границами произвольной формы. Однако опубликованы результаты (с которыми можно сравнить свои) только для относительно простых структур. Поэтому в качестве анализируемой структуры взята широко используемая связанная микрополосковая линия, поперечное сечение которой приведено на рис. 1. Использовано 2 набора параметров структуры, которые взяты из работ [13, 14]. Для наглядности параметры сведены в табл. 1. Для сравнения использовались значения погонных коэффициентов электростатической (C_{11} , C_{12}) и электромагнитной (L_{11} , L_{12}) индукций.

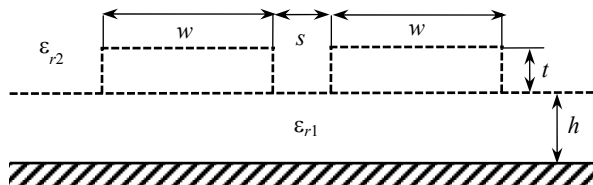


Рис. 1. Поперечное сечение связанной микрополосковой линии

Таблица 1
Значения параметров для связанной микрополосковой линии

Параметр	Набор	
	1	2
w , мм	0,9	3
t , мм	0,05	1
s , мм	0,8	2
h , мм	1	1
ϵ_{r1}	10	2
ϵ_{r2}	1	1

За счет использования алгоритмов 1 и 2 получено ускорение решения СЛАУ. Так, алгоритм 1 быстрее до 1,89 раза по сравнению с алгоритмом без использования формата CSR [9] (для набора 2 при $N = 1100$ время вычисления 1,57 с против 2,97 с), а алгоритм 2 быстрее до 1,59 раза относительно алгоритма 1 [10] (для набора 1 при $N = 1950$ время вычисления 1,52 с против 2,41 с). При этом коэффициент сжатия матрицы A_s достигал 2,66 раза. (Использовался компьютер с параметрами: платформа – AMD FX(tm)-8320 Eight-Core Processor; частота процессора – 3,50 ГГц; объем ОЗУ – 16 Гбайт; число ядер – 8; операционная система – Windows 7 x64).

Учащением сегментации структуры были получены СЛАУ с матрицами разных порядков. В табл. 2 приведено сравнение значений погонных коэффициентов электростатической и электромагнитной индукций, полученных с использованием алгоритмов 1 и 2, с результатами других авторов.

Из табл. 2 видно, что для обоих наборов параметров результаты для разных алгоритмов не отличаются, а из-за учащения сегментации значения коэффициентов электростатической индукции отличаются незначительно (C_{12} менее 4%, C_{11} менее 1%), тогда как электростатической – ещё меньше. Результаты алгоритмов в целом согласуются с ре-

зультатами других авторов (отклонения для C_{11} не более 9%, для C_{12} – не более 24%, для L_{11} – не более 7%, для L_{12} – не более 20%).

Для набора 1 разница объяснима различными методами решения задачи: в работе [13] используется метод конформных отображений. Для набора 2 в работах [14–16] также используется метод моментов, поэтому согласованность результатов выше, а разница объяснима разной сегментацией. Наибольшее расхождение наблюдается с результатами из работы [16], в которой использованы трехмерное моделирование и RWG-базисные функции. Отличие результатов работ [14, 15] объяснимо различием используемых тестовых функций.

Таблица 2

Значения погонных коэффициентов связанной микрополосковой линии

Источник	N	C_{11} , пФ/м	$-C_{12}$, пФ/м	L_{11} , мкГн/м	L_{12} , мкГн/м
Набор параметров 1					
Алгоритм 1	650	146,65	23,71	0,421	0,099
	975	146,80	23,98	0,421	0,099
	1300	146,74	24,29	0,421	0,099
	1950	147,03	24,33	0,421	0,099
Алгоритм 2	650	146,65	23,71	0,421	0,099
	975	146,80	23,98	0,421	0,099
	1300	146,74	24,29	0,421	0,099
	1950	147,03	24,33	0,421	0,099
[13]		159,81	20,81	0,422	0,100
Набор параметров 2					
Алгоритм 1	68	90,73	8,86	0,200	0,030
	220	90,64	9,11	0,198	0,030
	330	90,90	9,14	0,198	0,030
	1100	91,35	9,18	0,198	0,030
Алгоритм 2	68	90,73	8,86	0,200	0,030
	220	90,64	9,11	0,198	0,030
	330	90,90	9,14	0,198	0,030
	1100	91,35	9,18	0,198	0,030
[14]		92,36	8,49	0,198	0,030
[15]		92,24	8,50	0,198	0,030
[16]		91,89	7,02	0,186	0,024

Заключение

В работе выполнено сравнение значений погонных коэффициентов электростатической и электромагнитной индукции, полученных с помощью алгоритмов, позволяющих усовершенствовать решение СЛАУ, с результатами других авторов, на примере связанной микрополосковой линии. Показано, что использование данных алгоритмов позволяет уменьшить вычислительные затраты при контролируемой точности значений вычисляемых параметров. Таким образом, данные алгоритмы могут быть эффективно использованы при анализе других полосковых структур.

Исследование выполнено за счет проекта 8.9562.2017/8.9 Минобрнауки Российской Федерации.

Благодарность

Автор благодарен рецензенту за ценные замечания.

Литература

1. Сосунов Б.В. Применение метода конечных разностей временной области в задачах дифракции радиоволн / Б.В. Сосунов, А.А. Тимчук // Вопросы ЭМС и расчета антенн и радиолиний. ВАС. – СПб., 1994. – С. 220–226.
2. Харрингтон Р.Ф. Применение матричных методов к задачам теории поля // ТИИЭР. – 1967. – № 2. – С. 5–19.
3. Silvester P. Finite element solution of saturate magnetic field problems / P. Silvester, M. Chari // IEEE Trans. Power Appar. Syst. – 1970. – Vol. 89. – № 7. – P. 1642–1651.
4. Weiland T.A. Discretization Method for the Solution of Maxwell's Equations for Six-Component Fields / T.A. Weiland // Electronics and Communications AEUE. – 1977. – Vol. 31(3). – P. 116–120.
5. Johns P.B. Numerical solution of 2-dimensional scattering problems using a transmission line matrix / P.B. Johns, R.L. Beurle // Proceedings of the IEEE. – 1971. – Vol. 118(9). – P. 1203–1208.
6. Агапов С.В. Электронные САПР для моделирования электромагнитных излучений от межсоединений печатных плат / С.В. Агапов // Проблемы электромагнитной совместимости технических средств: сб. докл. Всерос. симпозиума. – М., 2002. – С. 11–13.
7. Григорьев А.Д. Методы вычислительной электродинамики. – М.: Физматлит, 2013. – 430 с.
8. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях и влияний преднамеренных силовых электромагнитных воздействий: дис. ... д-ра техн. наук. – Томск, 2010. – 351 с.
9. Ахунов Р.Р. Форматы хранения разреженных матриц и ускорение решения СЛАУ с плотной матрицей итерационными методами / Р.Р. Ахунов, С.П. Куксенко, В.К. Салов, Т.Р. Газизов // Численные методы и вопросы организации вычислений. XXV Зап. научн. семин. ПОМИ. – 2012. – Т. 405(25). – С. 24–39.
10. Ахунов Р.Р. Усовершенствование алгоритма $LU(0)$ -разложения, использующего разреженный строчный формат / Р.Р. Ахунов, С.П. Куксенко, В.К. Салов, Т.Р. Газизов // Численные методы и вопросы организации вычислений. XXV Зап. научн. семин. ПОМИ. – 2012. – Т. 405(25). – С. 40–53.
11. Газизов Т.Р. Оптимизация допуска обнуления при решении СЛАУ итерационными методами с предобуславливанием в задачах вычислительной электродинамики / Т.Р. Газизов, С.П. Куксенко // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2004. – № 8. – С. 26–28.
12. Писсанецки С. Технология разреженных матриц: Пер. с англ. – М.: Мир, 1988. – 410 с.
13. Sychev A.N. Modeling of the coupled microstrip lines with using numerical conformal transformations / A.N. Sychev, M.A. Chekalin, V.A. Shestakov, S.M. Struchkov // European Microwave Week 2013 Conf. Proc. – Eur. MC 2013. – 6–11 Oct. 2013, Nuremberg, Germany. – P. 1107–1110.
14. Venkataraman J. Analysis of Arbitrarily Oriented Microstrip Transmission Lines in Arbitrarily Shaped Dielectric Media Over a Finite Ground Plane / J. Venkataraman, S.M. Rao, A.R. Djordjevic et al. // IEEE Tran. Microwave Theory Tech. – 1985. – Vol. 33 (10). – P. 952–960.
15. Weeks W.T. Calculation of Coefficients of Capacitance of Multiconductor Transmission Lines in the Presence of a Dielectric Interface // IEEE Tran. Microwave Theory Tech. – 1970. – Vol. 18 (1). – P. 35–43.
16. Sarkar T.K. The Electrostatic Field of Conducting Bodies in Multiple Dielectric Media / T.K. Sarkar, R.F. Harrington // IEEE Tran. Microwave Theory Tech. – 1984. – Vol. 32 (11). – P. 1441–1448.

Ахунов Роман Раисович

Инженер-исследователь науч.-иссл. лаб. «Безопасность и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств» ТУСУРа
Тел.: +7-913-888-12-13
Эл. почта: arr_garant@mail.ru

Akhunov R.R.

Analysis of strip structures of radioelectronic devices with reduced computational costs

The results of calculating the values of the per unit-of-length coefficients of electrostatic and electromagnetic induction for a coupled microstrip line are presented. The results are obtained using algorithms for linear systems solving by an iterative method with preconditioning. For preconditioning, the format for storing the sparse matrices was used that was permitting to reduce computational costs. The results obtained are compared with the results of other authors. The comparison showed consistency of the results.

Keywords: strip structures, method of moments, linear algebraic system, iterative method, preconditioning, per unit-of-length matrix.

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

УДК 621.314

А.В. Осипов, В.Н. Школьный, Ю.А. Шиняков, Е.В. Ярославцев, И.С. Шемолин

Последовательный резонансный преобразователь для систем электропитания от аккумуляторов

Рассмотрен резонансный преобразователь разряда аккумулятора в системах электропитания космических аппаратов со звеном повышенной частоты и широтно-импульсным регулированием. Показано, что для обеспечения мягкого включения транзисторов ZVT (Zero Voltage Transition) необходима подстройка частоты преобразования, которая определяет необходимое направление тока, отпирающее обратные диоды включаемых транзисторов. При этом коммутационные процессы, протекающие в инверторе и выпрямителе резонансного преобразователя, и условия обеспечения ZVT для них различны. Установлено, что при ограничении максимального выходного тока рекомендовано регулирование инвертором, а при ограничении разрядного тока АБ – регулирование выпрямителем. Определены характеристики преобразователя на малых нагрузках, показано, что сохранение резонансного режима требует существенного увеличения частоты. Предложены способы регулирования преобразователем на ограниченной фиксированной частоте. Проведена экспериментальная проверка полученных результатов, сделаны выводы, обсуждены полученные результаты.

Ключевые слова: система электропитания, резонансный преобразователь, мягкая коммутация.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-103-110

Существующая тенденция к увеличению мощности системы электропитания (СЭП) космического аппарата (КА) постоянно повышает требования к энергоэффективности преобразователя. Одним из важнейших компонентов СЭП КА является аккумуляторная батарея (АБ), обеспечивающая питание нагрузки на теневого участках орбиты. К характеристикам преобразователей, реализующих эти процессы, предъявляются высокие энергетические требования, основными из которых являются массогабаритные показатели и КПД.

Особенно привлекательна в этом отношении реализация силового преобразователя на основе инверторно-трансформаторного преобразователя ввиду произвольного согласования уровней напряжения АБ и нагрузки. Анализ таких преобразователей наиболее полно проведен в [1, 2]. Другим важным свойством инверторных преобразователей является возможность простой реализации на их основе резонансных преобразователей, характеризующихся работой транзисторов с малыми коммутационными потерями без применения демпфирующих цепей, в частности, преобразователи с последовательным LC-контуром неоднократно анализировались в ряде работ [3–13].

Реализация резонансного преобразователя для СЭП КА требует решения ряда специфических задач. Применение преобразователей в условиях космоса предполагает использование радиационно-стойких транзисторов, имеющих большие значения паразитных емкостей, поэтому включение таких транзисторов с малыми коммутационными потерями может быть реализовано только при нулевом напряжении, реализуемом при предварительно открытом обратном диоде [8]. Такой режим коммутации в преобразователе с ШИМ может быть получен только при адаптивной частотной подстройке [9], причем условия нулевого напряжения включения в транзи-

сторах инвертора и выпрямителя различны, так как требуется учитывать направление протекания тока.

Учитывая чувствительность АБ к перегрузкам, в СЭП КА применяются различные режимы ограничения ее выходной мощности. Причем может производиться ограничение как максимального значения разрядного тока АБ, так и максимального выходного тока нагрузки, не зависящего от напряжения на АБ. Следует сказать, что режим ограничения мощности оказывает существенное влияние на выбор способа регулирования преобразователем, так как определяет значения рабочих токов транзисторов. Поэтому необходимы определение регулировочных характеристик для указанных режимов и их анализ с целью определения оптимальных с точки зрения энергетиче-ских способов регулирования.

Особенностью СЭП КА является требование работы на малых нагрузках, близких к холостому ходу, что оказывает влияние на диапазон частотной подстройки преобразователя, который ограничен характеристиками транзисторов.

Целью настоящей работы является исследование энергетических и регулировочных характеристик резонансных преобразователей в различных режимах питания нагрузки, анализ способов регулирования преобразователем и определение условий мягкого включения транзисторов.

Режимы ограничения выходной мощности АБ

Являясь источником ограниченной выходной мощности, АБ не должна подвергаться токовым перегрузкам, т.е. токи потребления от АБ должны быть ограничены, что может быть реализовано по-разному. Применяемые к настоящему времени способы ограничения мощности, потребляемой от АБ, сводятся к двум основным вариантам. В одном случае при необходимости питания нагрузки всей максимальной мощностью, которую может позволить АБ, ограничивается непосредственно максимальное

значение разрядного тока АБ $I_{АБ\max}$, соответственно максимальная выходная мощность зависит от напряжения АБ и может достигать максимальной мощности АБ только при максимальном напряжении:

$$P_{\text{вых max}} = U_{АБ\max} I_{АБ\max}.$$

При уменьшении напряжения на АБ уменьшается и максимальная выходная мощность.

В другом случае требуется питание нагрузки определенной гарантированной мощностью, не зависящей от напряжения на АБ, поэтому ограничивающим параметром выступает ток нагрузки, соответствующий заданной номинальной выходной мощности:

$$P_{\text{вых max}} = U_{АБ\min} I_{АБ\max},$$

которая существенно меньше максимальной выходной мощности АБ. Следовательно, в таком режиме при максимальном напряжении АБ ее разрядный ток не будет превышать значения

$$I_{АБ} = \frac{U_{АБ\min}}{U_{АБ\max}} I_{АБ\max}.$$

Уменьшение тока АБ при максимальном напряжении на АБ приводит к существенной разгрузке преобразователя и повышает его энергетические показатели.

Таким образом, при проектировании энергоэффективного преобразователя нужно учитывать режимы питания нагрузки, определяющие максимальные значения токов резонансного контура, транзисторов, а соответственно и статические потери.

Последовательный резонансный преобразователь

Схема инверторно-трансформаторного резонансного преобразователя приведена на рис. 1.

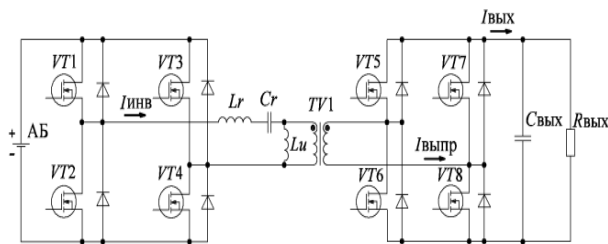


Рис. 1. Последовательный резонансный преобразователь

Инвертор, построенный по мостовой схеме на транзисторах $VT1-VT4$, генерирует прямоугольное напряжение с частотой, равной резонансной частоте контура, образованного дросселем L_r и конденсатором C_r , в результате чего в резонансном контуре начинает протекать синусоидальный ток, синфазный с напряжением. Выпрямитель, построенный на транзисторах $VT5-VT8$, работает синхронно с инвертором, что обеспечивает обратное преобразование, в результате которого формируется постоянное выходное напряжение. При синхронной работе обоих мостовых преобразователей в резонансе выходное напряжение равно входному.

Регулирование выходного напряжения может осуществляться различными способами. В общем

случае в преобразователе может быть реализовано фазовое регулирование, основанное на фазовом сдвиге напряжения выпрямителя относительно напряжения инвертора, выходное напряжение в этом случае будет зависеть от фазы тока резонансного контура [9]. Это одновременно является недостатком данного способа регулирования, так как фазовый сдвиг между током и напряжением приводит к рекуперации энергии, увеличению тока резонансного контура и активных потерь в транзисторах.

Другим вариантом является широтно-импульсное регулирование напряжения инвертора или выпрямителя [13], что является наиболее предпочтительным, так как интервал рекуперации меняется на интервал закороченного состояния выхода мостового преобразователя. Следует заметить, что для достижения этого необходима частотная подстройка по условию резонанса в процессе регулирования, которая, кроме того, необходима для обеспечения протекания тока через обратный диод отпираемого транзистора, что минимизирует потери при включении ZVT.

Последовательный резонансный преобразователь при регулировании инвертором

Одним из вариантов регулирования выходного напряжения преобразователя является широтно-импульсное регулирование напряжения инвертора, т.е. напряжения, подаваемого на резонансный контур. Регулирование реализуется фазовым сдвигом управляющих импульсов транзисторов регулируемой стойки инвертора относительно нерегулируемой на угол управления φ . В этом случае управляющие импульсы регулируемой стойки опережают по фазе импульсы нерегулируемой стойки. Это приводит к появлению на такте управления инвертором интервала закорачивания резонансного контура. Следовательно, такой способ регулирования приводит к уменьшению ширины импульса, прикладываемого к контуру. Управляющие импульсы транзисторов стоек выпрямителя переключаются без смещения по фазе, поэтому напряжение выпрямителя синхронно с током нагрузки, интервала закороченного состояния нет, ширина импульса напряжения максимальна (рис. 2, а).

Регулировочная характеристика для этого случая может быть получена из равенства мощностей инвертора и выпрямителя. Ток в резонансном контуре меняется по гармоническому закону и является общим для инвертора и выпрямителя, поэтому

$$U_{\text{выпр}} \frac{2I_m}{\pi} = U_{\text{инв}} \frac{2I_m}{\pi} \int_0^{\pi-\varphi} \sin(\omega t) d\omega t \rightarrow$$

$$\rightarrow U_{\text{выпр}} \frac{I_m}{\pi} = U_{\text{инв}} \frac{I_m}{\pi} \sin^2\left(\frac{\pi-\varphi}{2}\right), \quad (1)$$

где $\varphi = \pi(1-\gamma)$. В относительных единицах регулировочная характеристика величины относительной длительности импульсов γ примет вид (рис. 2, б)

$$U^*(\gamma) = \sin^2\left(\frac{\pi\gamma}{2}\right). \quad (2)$$

Таким образом, преобразователь регулируемый инвертором является понижающим, что позволяет стабилизировать выходное напряжение при расположении диапазона изменения входного напряжения выше выходного.

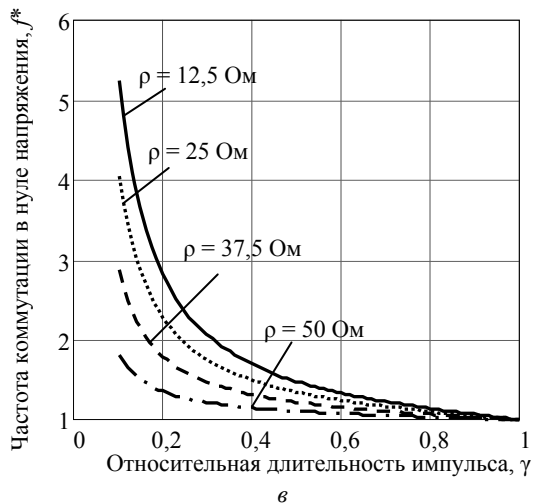
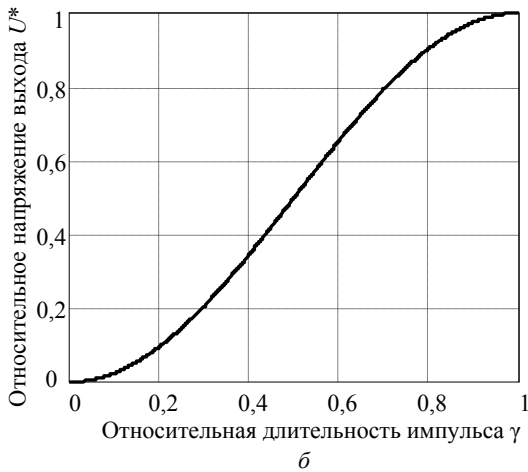
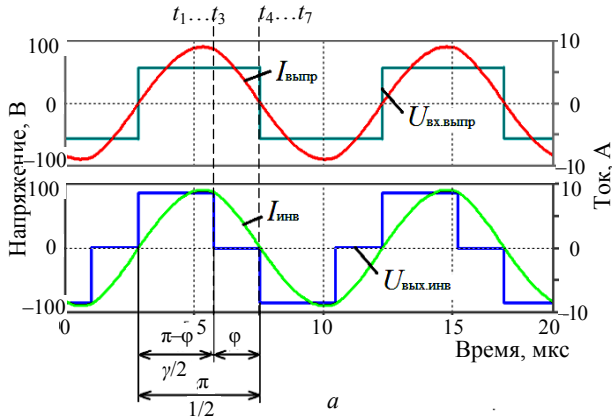


Рис. 2. Диаграммы работы резонансного LC-преобразователя в режиме понижения напряжения: $U_{вх} = 85 \text{ В}$, $R_{н} = 10 \text{ Ом}$, $T = 9,45 \text{ мкс}$, $\gamma = 0,62$ – а; регулировочная характеристика – б; семейство частотных характеристик преобразователя при различных характеристических сопротивлениях резонансного контура – в

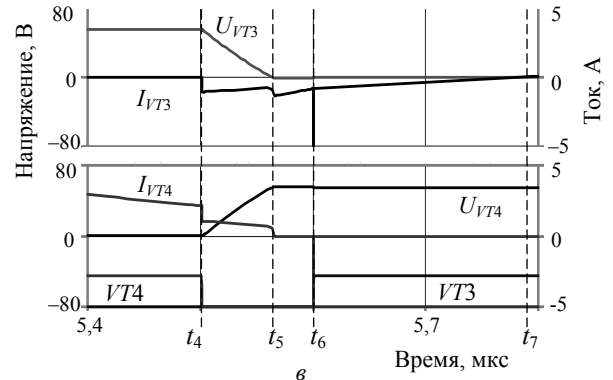
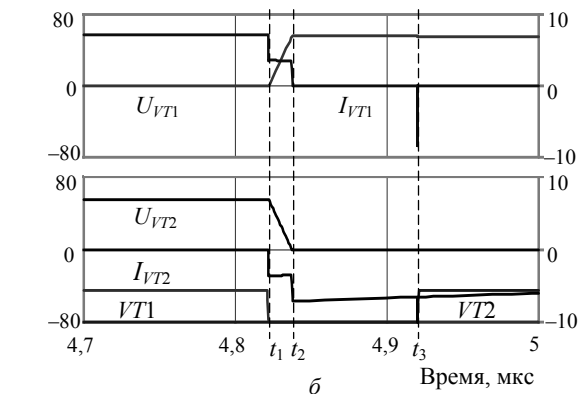
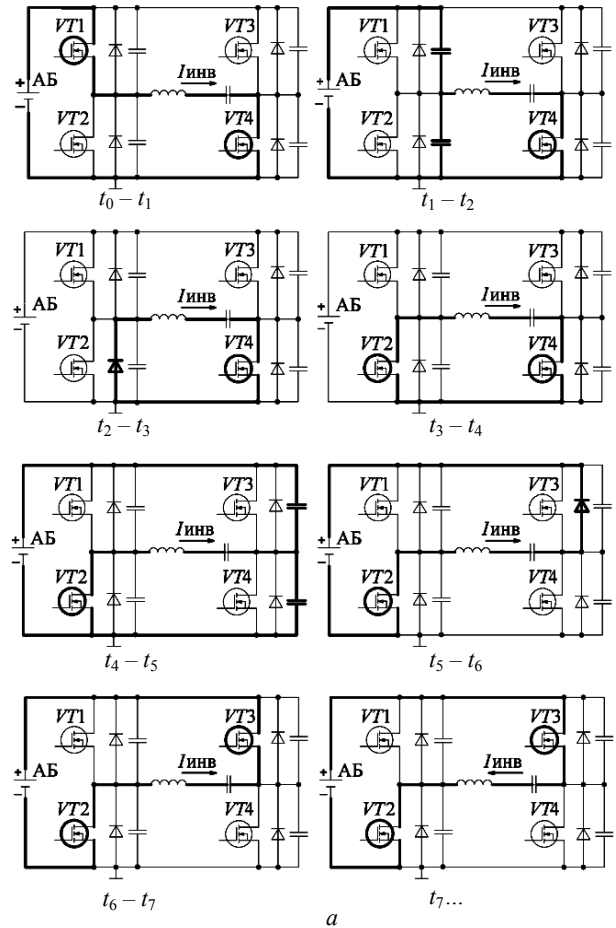


Рис. 3. Эквивалентные схемы инвертора на интервалах $t_0...t_7$ – а; диаграммы работы на интервале коммутационной паузы нерегулируемой стойки инвертора – б; регулируемой стойки инвертора – в

Учитывая, что, как правило, диапазон изменения напряжения АБ расположен ниже выходного напряжения, при регулировании инвертором необходим повышающий трансформатор с коэффициентом трансформации

$$K_{\text{тр}} = \frac{U_{\text{АБ min}}}{U_{\text{вых}}} \quad (3)$$

Регулирование инвертором позволяет избежать завышения тока резонансного контура относительно выходного тока преобразователя, т.е. токи транзисторов выпрямителя не превышают тока нагрузки, соответственно данный режим регулирования наиболее эффективен при ограничении мощности АБ.

Рассмотрены коммутационные процессы в регулируемом инверторе. На рис. 3 приведены эквивалентные схемы преобразователя на различных временных интервалах.

В установившемся режиме на временном интервале $t_0 - t_1$ открыты транзисторы $VT1$ и $VT4$ и напряжение входного источника прикладывается к резонансному контуру. В момент времени t_1 , определяемый углом регулирования, транзистор $VT1$ закрывается и ток резонансного контура, протекая через оставшийся открытым транзистор $VT4$ в прежнем направлении, разряжает емкость сток-исток C_{ds2} транзистора $VT2$ и заряжает емкость сток-исток C_{ds1} транзистора $VT1$ примерно равными токами. Процесс перезаряда паразитных емкостей транзисторов регулируемой стойки инвертора заканчивается в момент времени t_2 , после чего ток резонансного контура полностью протекает через открывшийся обратный диод транзистора $VT2$. По истечении коммутационной паузы, в момент времени t_3 , при нулевом напряжении отпирается транзистор $VT2$ (его емкость сток-исток была предварительно разряжена) и ток обратного диода перехватывается открывшимся транзистором $VT2$. Интервал $t_3 - t_4$ соответствует закороченному состоянию инвертора открывшимся транзистором $VT2$ и оставшимся открытым $VT4$, при этом следует отметить, что через $VT2$ протекает инверсный ток. По мере приближения тока резонансного контура к нулю (момент времени t_4) закрывается транзистор $VT4$, при этом коммутируется незначительный ток, который, протекая в прежнем направлении, перезаряжает паразитные емкости транзисторов $VT3$, $VT4$. Процесс перезаряда занимает гораздо больше времени, так как коммутируется существенно меньший ток, и завершается в момент времени t_5 . После этого открывается обратный диод транзистора $VT3$, что создает условия для мягкого отпираания транзистора $VT3$, который открывается в момент времени t_6 . С этого момента и перехода тока через ноль t_7 инвертор находится в режиме рекуперации энергии, в котором по транзисторам $VT2$, $VT3$ протекает инверсный ток. В момент времени t_7 происходит смена направления протекания тока резонансного контура и инвертор переходит из режима рекуперации в режим питания нагрузки, далее процессы повторяются.

Важно отметить, что мягкое включение транзисторов нерегулируемой стойки инвертора $VT3$, $VT4$ возможно только при их коммутации до смены направления тока резонансного контура, который и перезаряжает их паразитные емкости. Для обеспечения мягкого включения транзисторов регулируемой стойки инвертора достаточно соблюдения условия опережения транзисторов регулируемой пары относительно нерегулируемой (угол регулирования должен быть отрицательным), что формирует выходное напряжение инвертора с регулируемым задним фронтом.

Последовательный резонансный преобразователь при регулировании выпрямителем

Регулирование выходного напряжения выпрямителем реализуется фазовым сдвигом управляющих импульсов транзисторов регулируемой стойки относительно нерегулируемой на угол φ , однако в этом случае управляющие импульсы регулируемой стойки отстают по фазе от импульсов нерегулируемой стойки. Это приводит к появлению на такте управления выпрямителем интервала закорачивания резонансного контура. Следовательно, такой способ регулирования приводит к уменьшению тока, передаваемого в нагрузку, относительно тока резонансного контура. Оказывается, преобразователь при этом способе регулирования является повышающим.

Регулировочная характеристика определяется по условию баланса мощности инвертора и выпрямителя с учетом фазового сдвига φ

$$U_{\text{вых.инв}} \cdot 2 \frac{I_m}{\pi} = U_{\text{вх.выпр}} \cdot 2 \frac{I_m}{\pi} \sin^2 \left(\frac{\pi\gamma}{2} \right), \quad (4)$$

по отношению к входному напряжению регулировочная характеристика

$$U_2^*(\gamma) = \frac{1}{\sin^2 \left(\frac{\pi\gamma}{2} \right)} \quad (5)$$

показана на рис. 4, б и подтверждает вывод о повышающем характере регулирования.

Коэффициент трансформации согласующего трансформатора при регулировании выпрямителем определяется по выражению

$$K_{\text{тр}} = \frac{U_{\text{АБ max}}}{U_{\text{вых}}}.$$

Диапазон регулирования определяется минимальным входным напряжением.

Рассмотрены коммутационные процессы в регулируемом выпрямителе. На рис. 5, а приведены эквивалентные схемы преобразователя на различных временных интервалах. В процессах коммутации при регулировании выпрямителем инверсное направление тока транзисторов является основным (на рис. 5 – положительным), так как открытые транзисторы шунтируют собственные обратные диоды.

В установившемся режиме, на интервале $t_0 - t_2$ открыты транзисторы $VT6$, $VT7$ и ток резонансного контура питает нагрузку.

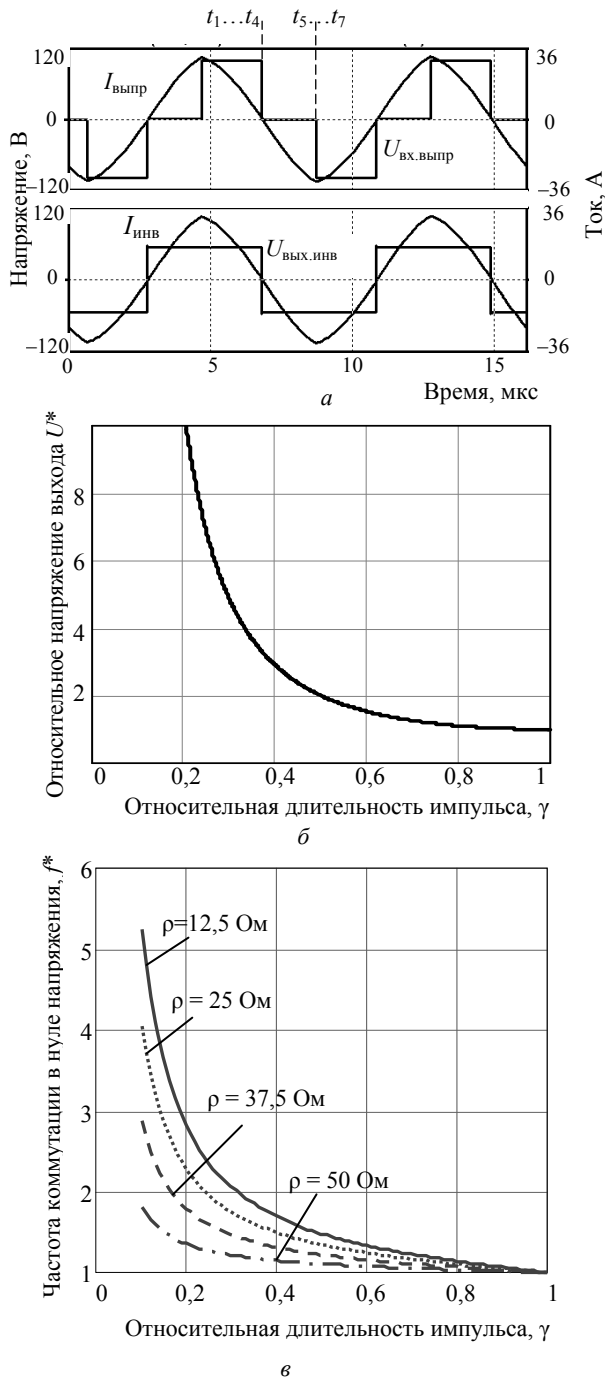


Рис. 4. Диаграммы работы резонансного преобразователя в режиме повышения напряжения: $U_{вх} = 55 \text{ В}$, $R_{ц} = 10 \text{ Ом}$, $T = 8,05 \text{ мкс}$, $\gamma = 0,53$, – а; регулировочная характеристика преобразователя при различных характеристических сопротивлениях резонансного контура – б

В момент времени t_1 ток резонансного контура меняет направление, протекая через те же транзисторы $VT6$, $VT7$, в результате чего выпрямитель переходит в режим рекуперации, передавая энергию выходного фильтра в резонансный контур. Выключение транзистора $VT6$ происходит в момент времени t_2 , что инициирует процесс перезаряда паразитных емкостей транзисторов $VT5$, $VT6$ через транзистор $VT7$.

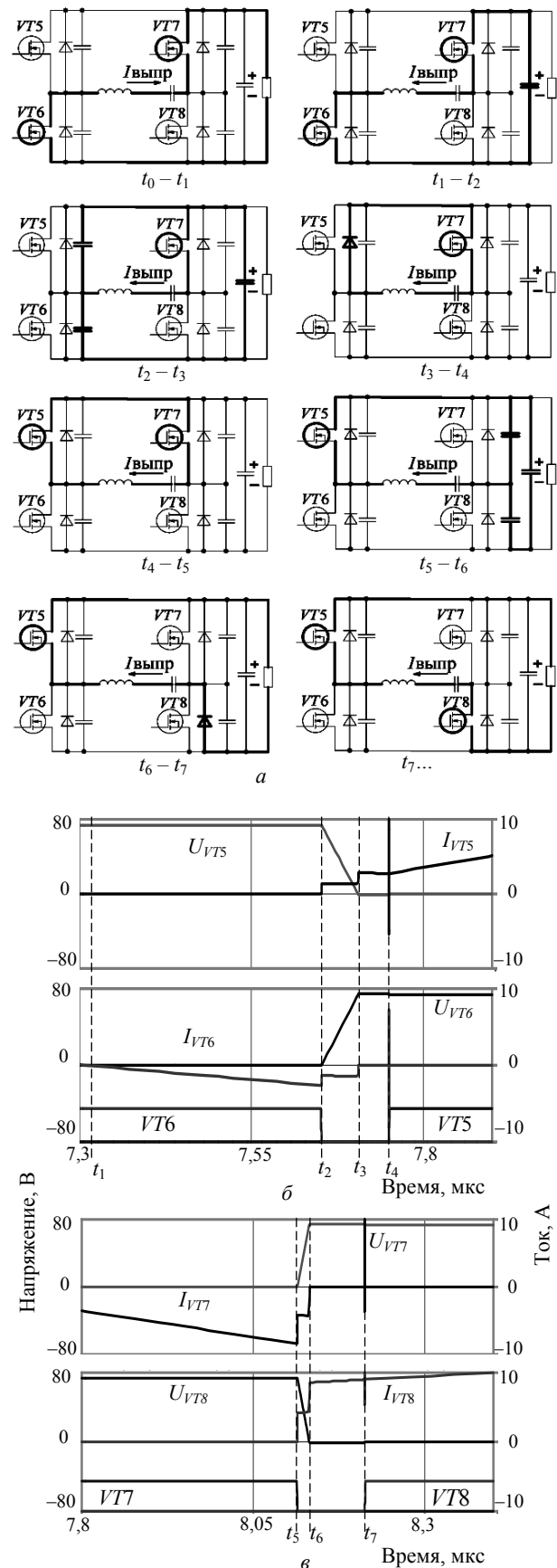


Рис. 5. Эквивалентные схемы выпрямителя на интервалах $t_0 \dots t_7$ – а; диаграммы работы на интервале коммутационной паузы нерегулируемой стойки выпрямителя – б; регулируемой стойки выпрямителя – в

Этот процесс завершается в момент времени t_3 открытым состоянием обратного диода транзистора $VT5$, после чего в момент времени t_4 мягко открывается транзистор $VT5$. Интервал $t_4 - t_5$ соответствует закороченному состоянию входа выпрямителя, длительность которого определяет ширину импульса напряжения. После этого транзистор $VT7$ закрывается и начинается процесс перезаряда паразитных емкостей теперь уже регулируемой стойки выпрямителя. Открывается обратный диод транзистора $VT8$, что создает условия для мягкого отпираания транзистора $VT8$. После открытия $VT8$ выпрямитель переходит в состояние питания нагрузки. Далее процессы повторяются.

Таким образом, коммутационные процессы в выпрямителе отличаются от аналогичных процессов в инверторе. Для мягкого включения транзисторов нерегулируемой стойки выпрямителя переключение транзисторов должно произойти после смены направления тока контура. Мягкое включение транзисторов регулируемой стойки обеспечивается положительным углом фазового сдвига, поэтому регулирование напряжения выпрямителя происходит по переднему фронту. Таким образом, в инверторе ток контура должен запаздывать относительно напряжения по фазе, а в выпрямителе, наоборот, опережать.

Частотная характеристика, определяющая частоту преобразования, обеспечивающую мягкое включение транзисторов, может быть определена из условия $\text{tg}(\varphi) = \frac{\omega L_r - 1/\omega C_r}{R_n}$, связывающего частоту преобразования с углом регулирования. В результате несложных математических преобразований получена частотная характеристика

$$f^* = \frac{R_n C_r \cdot \text{tg}\left(\frac{\pi(1-\gamma)}{2}\right) + \sqrt{\left[R_n C_r \cdot \text{tg}\left(\frac{\pi(1-\gamma)}{2}\right)\right]^2 + 4L_r C_r}}{2\sqrt{L_r C_r}}, \quad (6)$$

которая справедлива как при регулировании инвертором, так и при регулировании выпрямителем (рис. 2, в и 4, в), показано, что при уменьшении добротности резонансного контура увеличивается требуемая величина частотной подстройки.

Особенности работы резонансного преобразователя при малых нагрузках

При функционировании СЭП КА могут быть режимы работы на нагрузках, близких к нагрузкам холостого хода. При увеличении сопротивления нагрузки добротность контура уменьшается, а следовательно, увеличивается глубина частотной подстройки. Учитывая, что радиационно стойкие транзисторы, применяемые в СЭП, имеют большие затворные емкости и соответственно большие потери на высоких частотах, работа на малых нагрузках является для них тяжелым режимом.

Естественным требованием при проектировании СЭП КА является уменьшение массы, а следовательно, и уменьшение индуктивности резонансно-

го контура преобразователя. Однако уменьшение индуктивности приводит к уменьшению волнового сопротивления резонансного контура, а соответственно к существенному увеличению частоты (см. рис. 2, в и 4, в), которая ограничена динамическими характеристиками транзисторов.

Решением проблемы может быть вывод преобразователя из резонансного режима и работа на ограниченной фиксированной частоте, импеданс резонансного контура в этом случае имеет ярко выраженный индуктивный характер. В преобразователе с регулируемым инвертором этот режим реализуется переводом выпрямителя в пассивное состояние, что достигается выключением транзисторов активного выпрямителя, и исключает рекуперацию энергии выходного фильтра в резонансный контур. В результате, несмотря на выход из резонансного режима, включение транзисторов инвертора остается мягким, так как положительное направление тока поддерживается индуктивностью намагничивания трансформатора L_μ . Стабилизация напряжения производится широтно-импульсным регулированием на фиксированной частоте; на рис. 6, а приведены диаграммы работы преобразователя.

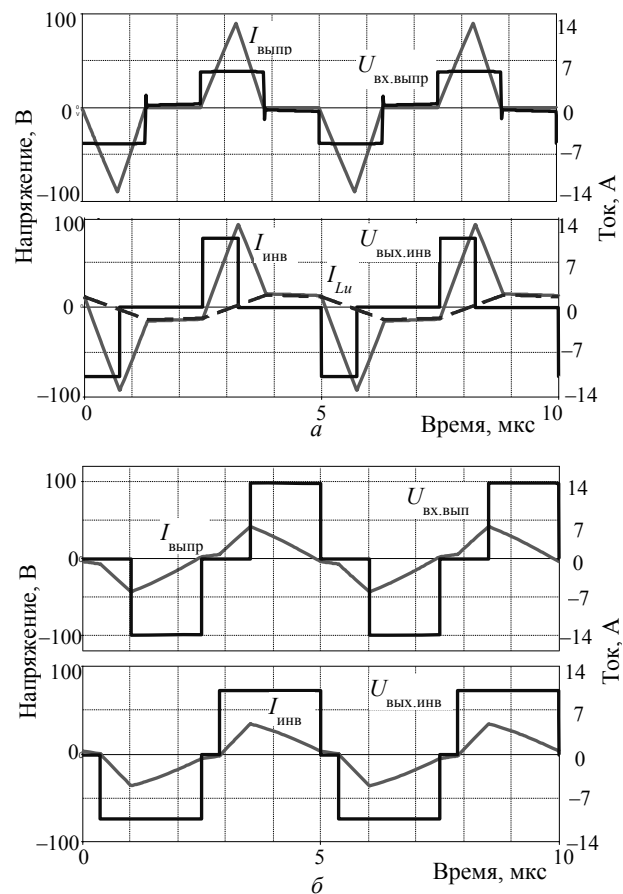


Рис. 6. Диаграммы работы резонансного преобразователя на малых нагрузках в понижающем режиме $U_{AB} = 75$ В, $R_n = 100$ Ом, $T = 5$ мкс, $\gamma = 0,3 - а$; в повышающем режиме $U_{AB} = 75$ В, $R_n = 200$ Ом, $T = 5$ мкс, $\gamma_{выпр} = 0,6$, $\gamma_{инв} = 0,85 - б$.

Индуктивный характер сопротивления резонансного контура приводит к линейному прерывистому характеру его тока. Такая форма тока характеризуется амплитудным значением, существенно превышающим средневыпрямленное, однако на малых нагрузках это не имеет существенного значения.

Работа на малых нагрузках в повышающем режиме требует широтно-импульсного регулирования как напряжения инвертора, так и напряжения выпрямителя с образованием интервала полного закорачивания резонансного контура. Преобразователь выводится из резонансного режима, включение транзисторов инвертора остается мягким за счет индуктивности L_{Σ} (см. рис. 6, б). Форма тока аналогична понижающему режиму.

Результаты эксперимента резонансного преобразователя

Для экспериментальной проверки полученных результатов был спроектирован макет исследуемого резонансного преобразователя, состоящий из мостовых преобразователей на транзисторах IRFP4668, трансформатора с коэффициентом трансформации $K_{Тр} = 1,1$, выполненного на магнитопроводе ETD 59/31/22 феррит № 87. Резонансный контур представляет собой дроссель индуктивностью $L_r = 10,1$ мкГн на магнитопроводе E55/28/21 с зазором $g = 2$ мм феррит № 67, и резонансный конденсатор, состоящий из 5 конденсаторов К78-26-1000В – 0,047 мкФ, с общей емкостью $C_r = 0,235$ мкФ.

На рис. 7 приведены осциллограммы параметров регулируемого мостового преобразователя при номинальной нагрузке $R_n = 12$ Ом, при этом добротность контура $Q = 0,5$.

Показаны осциллограммы выходного напряжения и тока инвертора, напряжения на транзисторах в режиме регулирования инвертором (см. рис. 7, а), при входном напряжении инвертора $U_{вх.инв} = 70$ В, средневыпрямленное значение тока резонансного контура, $I_{выпр} = 15,6$ А, $\gamma = 0,64$. Осциллограммы подтверждают сделанные в работе выводы. Представлены осциллограммы напряжения и тока регулируемого выпрямителя и напряжения на транзисторах VT5 и VT4 (см. рис. 7, б). Входное напряжение $U_{вх} = 70$ В, выходное напряжение $U_{вых} = 99,6$ В, средневыпрямленное значение тока резонансного контура $I_{выпр} = 16,8$ А. Показано, что регулирование осуществляется передним фронтом напряжения.

На рис. 7, в представлена зависимость КПД преобразователя от выходной мощности резонансного инвертора и активного выпрямителя. Сопротивление нагрузки R_n изменяется в диапазоне от 200÷7,5 Ом. Входное напряжение $U_{вх} = 90$ В, выходное напряжение $U_{вых} = 100 \pm 1$ В. Снижение КПД в области низких мощностей связано с большими углами регулирования на этом участке характеристики.

Заключение

Представленный резонансный последовательный преобразователь с широтно-импульсным регулированием и частотной подстройкой имеет широкий

диапазон регулирования, т.е. может как повышать, так и понижать выходное напряжение в зависимости от того, какой из мостовых преобразователей производит широтно-импульсное регулирование напряжения, что позволяет синтезировать наиболее энергетически эффективный режим питания нагрузки.

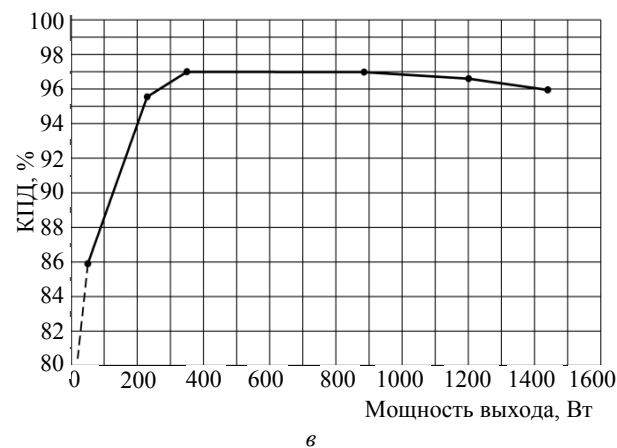
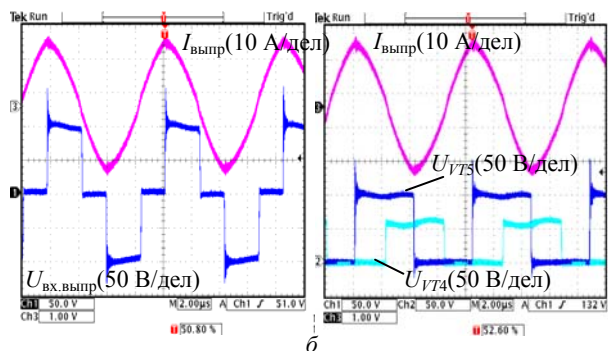
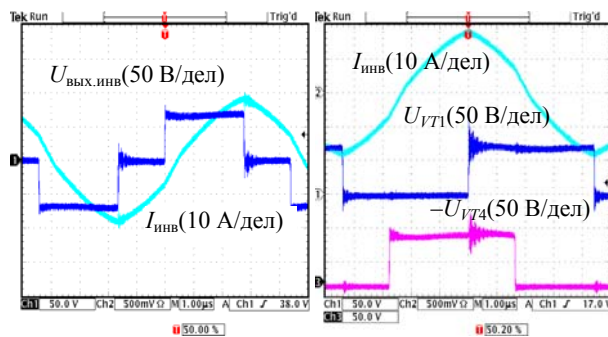


Рис. 7. Осциллограммы тока и напряжения LC-преобразователя при регулировании инвертором – а; при регулировании выпрямителем – б; зависимость КПД преобразователя от выходной мощности при синхронной работе транзисторных мостов – в

Обеспечение мягкого включения транзисторов как инвертора, так и выпрямителя позволяет существенно повысить КПД преобразования и открывает широкие возможности практического применения исследуемой схемы. Причем наиболее эффективной областью применения схемы является область высоких частот, однако большие затворные емкости применяемых в космической аппаратуре транзисторов не позволяют увеличивать частоту до наиболее эффективных значений. Поэтому для реализации рабо-

ты схемы на малых нагрузках предложен режим регулирования на фиксированной частоте с выключением ключей выпрямителя или введением регулирования как инвертора, так и выпрямителя.

При малом входном напряжении КПД преобразователя относительно низок, что объясняется большими входными токами и соответственно увеличенными статическими потерями в ключах.

Работа выполнена в рамках реализации Постановления Правительства РФ № 218, от 09.04.2010 г. и договора между АО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 01.12.2015 г. № 02.G25.31.0182.

Литература

1. Кобзев А.В. Модуляционные источники питания РЭА / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, Н.М. Музыченко. – Томск: Радио и связь, Том. отд., 1990. – 366 с.

2. Розанов Ю.К. Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 184 с.

3. Li X. Analysis and Design of High-Frequency Isolated Dual-Bridge Series Resonant DC/DC Converter / X. Li, A.K.S. Bhat // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2010. – P. 850–862.

4. Chen W. Snubberless bidirectional DC-DC converter with new CLLC resonant tank featuring minimized switching loss / W. Chen, P. Rong, Z.Y. Lu // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2010. – Vol. 57, No. 9. – P. 3075–3086.

5. Corradini L. Minimum current operation of bidirectional dual-bridge series resonant DC/DC converters / L. Corradini, D. Seltzer, D. Bloomquist et al. // IEEE Transactions on Power Electronics. – 2012. – Vol. 27, No. 7. – P. 3266–3276.

6. Doncker De R.W.A.A. A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications / R.W.A.A. De Doncker, D.M. Divan, M.H. Kheraluwala // IEEE Transaction on Industry Applications. – 1991. – Vol. 27, No. 1. – P. 63–73.

7. Jang Y. A New PWM ZVS Full-Bridge Converter / Y. Jang, M.M. Jovanovic // IEEE Trans. Power Electron. – 2007. – Vol. 22, No. 5. – P. 987–994.

8. Hillers A. Design of a Highly Efficient Bidirectional Isolated LLC Resonant Converter / A. Hillers, D. Christen, J. Biela // Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 15th International. – 2012. – P. 1–8.

9. Nguyen D.D. Dual-active-bridge series resonant converter: A new control strategy using phase-shifting combined frequency modulation / D.D. Nguyen, D.T. Nguyen, G. Fujita // IEEE Conference Publications. – 2015. – No. 10. – P. 1215–1222.

10. Burdío J. Comparison study of fixed-frequency control strategies for ZVS dc/dc series resonant converters / J. Burdío, F. Canales, P. Barbosa, F. Lee // Power Electronics Specialists Conference (PESC). – 2001. – Vol. 1. – P. 427–432.

11. Yachiangkam.S. Comparison of control strategies for series resonant full-bridge inverter for induction cookers / S. Yachiangkam, A. Sangswang, S. Naetiladdanon // Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 13th International Conference. – 2016. – P. 1–6.

12. Oggier G.G. Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses / G.G. Oggier, G.O. Garcia, A.R. Oliva // IEEE Trans. Power Electron. – 2009. – Vol. 24, No.7. – P. 1826–1838.

13. Watson R. Analysis, design and experimental results of a 1-kW FB-ZVS-PWM converter employing magamp sec-

ondary side control / R. Watson, F.C. Lee // IEEE Trans. Ind. Electron. – 1998. – Vol. 45, No. 5. – P. 806–814.

Осипов Александр Владимирович

Канд. техн. наук, ст. науч. сотр.

НИИ космических технологий (КТ) ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 90-01-83

Эл. почта: ossan@mail.ru

Школьный Вадим Николаевич

Гл. конструктор проектирования и испытаний РЭА

АО «Информационные спутниковые системы»

им. акад. М.Ф. Решетнева, Железногорск

Тел.: +7 (391-9) 72-09-4

Шиняков Юрий Александрович

Д-р техн. наук, директор НИИ КТ

Тел.: +7 (382-2) 90-01-83

Эл. почта: shua@main.tusur.ru

Ярославцев Евгений Витальевич

Канд. техн. наук, ст. науч. сотр.

каф. промышленной и медицинской электроники НИТПУ

Тел.: +7 (382-2) 90-01-83

Эл. почта: yaroslavtsev@tpu.ru

Шемолин Илья Сергеевич

Инженер НИИ КТ, магистрант

каф. промышленной электроники ТУСУРа

Тел.: +7-906-948-91-55

Эл. почта: ilya.shemolin@mail.ru

Osipov A.V., Shkolnyi V.N., Shiniakov Yu.A.,

Yaroslavtsev E.V., Shemolin I.S.

Series resonant converter for discharge of batteries space vehicles power systems

The article deals with the resonant bridge converter of the module of the charge-discharge device for power supply systems for space vehicles constructed on the DAB (Dual Active Bridge) topology with pulse-width modulation and frequency tuning. It is established that the load powering mode (the mode of limiting the output power or limiting the discharge current) determines the energetically efficient converter control strategy, which ensures the minimum values of the operating currents, the mass of the converter, and improves its efficiency. When limiting the output power, inverter regulation is recommended, and when the discharge current is limited, rectifier regulation is recommended. It is shown that in order to ensure a soft switching on of the transistors, a frequency tuning that forms the necessary current direction that opens the reverse diodes of the ZVT (Zero Voltage Transition) transistors is needed. In this case, switching processes occurring in the inverter and rectifier of the resonant converter and the conditions for providing ZVT for them are different. The characteristics of the converter at low loads are determined, as well as an increase in the frequency tuning with decreasing load power. Control strategy for the converter at a limited fixed frequency is proposed. The experimental verification of the results is made, conclusions are drawn, and the results are discussed.

Keywords: power supply system, resonant converter, soft switching.

УДК 621.314

А.Г. Гарганеев, С.А. Харитонов, М.В. Балагуров, А.Р. Мансуров

Аналитическая модель АС-АС преобразователя, входящего в состав авиационной системы генерирования

Предложена аналитическая модель полупроводникового АС-АС преобразователя, реализуемая на основе метода переключающих функций. Описан метод формирования импульсов управления входного и выходного звеньев преобразователя. При заданных исходных данных поставлен математический эксперимент и приведены основные экспериментальные результаты.

Ключевые слова: преобразователь, широтно-импульсная модуляция, аналитическая модель.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-111-115

В последнее время к бортовым системам преобразования электрической энергии стали предъявляться требования, связанные с повышением показателей качества электрической энергии. Также немаловажно то, что массогабаритные показатели данных систем должны быть достаточно высокими [1, 2]. Существует много различных вариантов, позволяющих достичь совокупности этих факторов, одним из которых является применение модифицированной силовой схемы полупроводникового преобразователя, входящего в состав бортовой системы электроснабжения [3, 4]. Схемотехническое решение полупроводникового преобразователя переменного тока (рис. 1) позволяет минимизировать массогабаритные показатели путем исключения из звена постоянного тока силовой схемы реактивных элементов, в качестве которых в публикациях [5, 6] предлагается использовать внутренние индуктивности синхронного генератора, питающего систему генерирования электрической энергии.

Рассматриваемую схему можно разбить на две части: первичное звено и вторичное звено. В качестве

первичного звена используется шестифазный активный выпрямитель, построенный на базе двух трехфазных. В качестве вторичного звена применен трехфазный инвертор тока. Управление преобразователем осуществляется методом скалярной широтно-импульсной модуляции (ШИМ). При проектировании силовой схемы полупроводникового преобразователя необходимо произвести расчет параметров схемы. Данную задачу можно решить двумя способами: аналитическое моделирование или имитационное моделирование. Имитационное моделирование данной схемы требует синтеза контуров замкнутой системы автоматического управления, что не требуется на этапе расчета параметров схемы и выбора элементов. Метод аналитического моделирования, используемый в этой статье, требует только описания процессов, происходящих в силовой схеме полупроводникового преобразователя. Применяемый метод аналитического моделирования описан в работе [7] и заключается в описании коммутационных функций полупроводникового преобразователя.

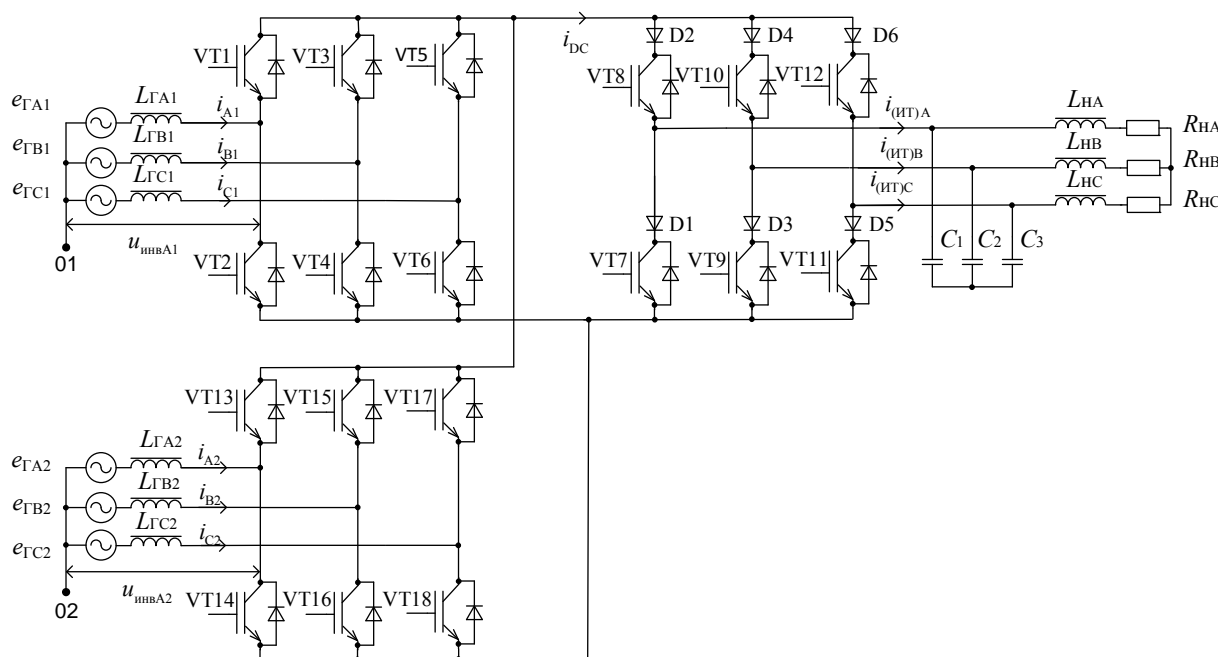


Рис. 1. Схема АС-АС преобразователя

Аналитическая модель активного выпрямителя

Для описания модели активного выпрямителя сначала необходимо составить эквивалентную схему замещения системы генерирования по входу (рис. 2) и записать уравнения фазных ЭДС синхронного генератора, питающего систему генерирования.

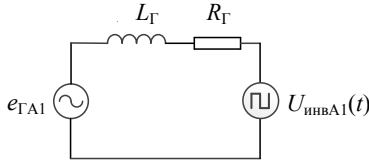


Рис. 2. Схема замещения преобразователя по входу

Запишем выражения, описывающие ЭДС фаз синхронного генератора:

$$e_{ГA1}(t) = \sqrt{2} \cdot E_{СГ(RMS)} \cdot \sin(\omega_{\text{мод}} \cdot t), \quad (1)$$

$$e_{ГA2}(t) = \sqrt{2} \cdot E_{СГ(RMS)} \cdot \sin\left(\omega_{\text{мод}} \cdot t - \frac{\pi}{6}\right), \quad (2)$$

где $\omega_{\text{мод}}$ – циклическая частота ЭДС синхронного генератора; $E_{СГ(RMS)}$ – действующее значение ЭДС генератора.

Так как преобразователь управляется методом скалярной ШИМ, то нужно описать опорные сигналы. Одним из способов описания опорных сигналов является применение обратных тригонометрических функций:

$$u_{\text{ОП1}}(t) = -\frac{2}{\pi} \cdot \arcsin\left[\sin\left(f_{\text{ОП}} \cdot 2\pi \cdot t + \frac{\pi}{2}\right)\right], \quad (3)$$

$$u_{\text{ОП2}}(t) = -\frac{2}{\pi} \cdot \arcsin\left[\sin(f_{\text{ОП}} \cdot 2\pi \cdot t)\right], \quad (4)$$

где $f_{\text{ОП}}$ – частота опорных сигналов ШИМ; $u_{\text{ОП1}}(t)$ – опорный сигнал первого выпрямителя; работающего от ЭДС $e_{ГA1}(t)$, $e_{ГB1}(t)$ и $e_{ГC1}(t)$ синхронного генератора, а $u_{\text{ОП2}}(t)$ – опорный сигнал второго выпрямителя, который подключен к ЭДС $e_{ГA2}(t)$, $e_{ГB2}(t)$ и $e_{ГC2}(t)$. Предложенный алгоритм управления построен таким образом, что опорный сигнал $u_{\text{ОП2}}(t)$ сдвинут по фазе относительно $u_{\text{ОП1}}(t)$ на 90° (рис. 3).

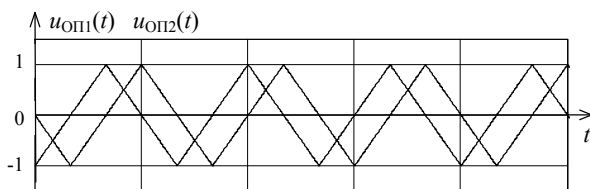


Рис. 3. Опорные сигналы трехфазных активных выпрямителей

Следующим этапом описания аналитической модели является запись выражений, определяющих модулирующие сигналы активного выпрямителя. Для этого в соответствии с [3] вводятся коэффициенты $K_{\text{У}}$ и $K_{\text{П}}$:

$$K_{\text{У}} = \frac{E_{\text{d(av)}}}{E_{Г(RMS)} \cdot 2 \cdot \sqrt{2}}, \quad (5)$$

$$K_{\text{П}} = \frac{E_{\text{d(av)}} \cdot 2\pi \cdot f_{\text{мод}} \cdot L_{Г}}{3 \cdot (E_{Г(RMS)})^2}. \quad (6)$$

Временные функции модулирующих сигналов трехфазных активных выпрямителей, образующих шестифазный выпрямитель, записаны при использовании выражений (5), (6).

$$u_{\text{МОДА1}}(t) = \frac{K_{\text{П}} \cdot \cos(2\pi \cdot f_{\text{МОД}} \cdot t)}{K_{\text{У}}} - \frac{\sin(2\pi \cdot f_{\text{МОД}} \cdot t)}{K_{\text{У}}}, \quad (7)$$

$$u_{\text{МОДА2}}(t) = \frac{K_{\text{П}} \cdot \cos\left(2\pi \cdot f_{\text{МОД}} \cdot t - \frac{\pi}{6}\right)}{K_{\text{У}}} - \frac{\sin\left(2\pi \cdot f_{\text{МОД}} \cdot t - \frac{\pi}{6}\right)}{K_{\text{У}}}. \quad (8)$$

Коммутационные функции фаз активного выпрямителя описаны путем представления периодической последовательности прямоугольных импульсов в виде ряда Фурье. Выражения записаны для двух фаз шестифазного выпрямителя:

$$F_{A1}(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \cos(k \cdot 2\pi \cdot f_{\text{ОП}} \cdot t) \times \frac{\sin\left(\frac{k \cdot 2\pi \cdot f_{\text{ОП}} \cdot t_{\text{ИМПА1}}(t)}{2}\right)}{k} + \frac{t_{\text{ИМПА1}}(t)}{T_{\text{ОП}}}, \quad (9)$$

$$F_{A2}(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{1}{k} \cos\left(k \cdot 2\pi \cdot f_{\text{ОП}} \cdot \frac{T_{\text{ОП}}}{4}\right) \times \sin\left(\frac{k \cdot 2\pi \cdot f_{\text{ОП}} \cdot t_{\text{ИМПА2}}(t)}{2}\right)\right) \cdot \cos(k \cdot 2\pi \cdot f_{\text{ОП}} \cdot t) + \left(\frac{1}{k} \cdot \sin\left(k \cdot 2\pi \cdot f_{\text{ОП}} \cdot \frac{T_{\text{ОП}}}{4}\right) \cdot \sin\left(\frac{k \cdot 2\pi \cdot f_{\text{ОП}} \cdot t_{\text{ИМПА2}}(t)}{2}\right)\right) \times \sin(k \cdot 2\pi \cdot f_{\text{ОП}} \cdot t) + \frac{t_{\text{ИМПА2}}(t)}{T_{\text{ОП}}}. \quad (10)$$

Так как длительности импульсов коммутационных функций модулируются по синусоидальному закону, то выражения записываются в следующем виде:

$$t_{\text{ИМПА1}}(t) = T_{\text{ОП}} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot u_{\text{МОДА1}}(t) + \frac{1}{2}\right), \quad (11)$$

$$t_{\text{ИМПА2}}(t) = T_{\text{ОП}} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot u_{\text{МОДА2}}(t) + \frac{1}{2}\right), \quad (12)$$

причем для всех длительностей импульсов должно выполняться следующее условие:

$$0 \leq t_{\text{ИМП}}(t) \leq T_{\text{ОП}}, \quad (13)$$

где $T_{\text{ОП}}$ – период опорных сигналов ШИМ активного выпрямителя.

Переключающие функции для остальных фаз выпрямителя записываются аналогичным образом, но имеют фазовые сдвиги. Временная зависимость коммутационной функции представлена на рис. 4. Зависимость представляет собой модулированную последовательность прямоугольных импульсов. Колебания на фронтах обусловлены ограниченным набором гармоник, использованных при расчетах в программном обеспечении MathCad.

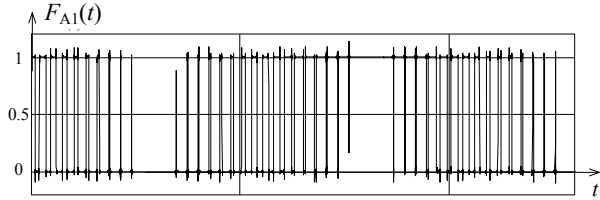


Рис. 4. Переключающая функция фазы А1 шестифазного активного выпрямителя

Определим потенциалы фазных и нулевых точек синхронного генератора относительно эмиттеров транзисторов VT2, VT4, VT6, VT14, VT16, VT18:

$$\varphi_{A1}(t) = F_{A1}(t) \cdot E_{d(av)}, \quad (14)$$

$$\varphi_{B1}(t) = F_{B1}(t) \cdot E_{d(av)}, \quad (15)$$

$$\varphi_{C1}(t) = F_{C1}(t) \cdot E_{d(av)}, \quad (16)$$

$$\varphi_{01}(t) = \frac{\varphi_{A1}(t) + \varphi_{B1}(t) + \varphi_{C1}(t)}{3}. \quad (17)$$

Потенциалы $\varphi_{A2}(t)$, $\varphi_{B2}(t)$, $\varphi_{C2}(t)$ и $\varphi_{02}(t)$ определяются аналогичным образом.

Из потенциалов достаточно просто получить выражения для определения фазных напряжений активного выпрямителя. Напряжения для двух фаз выпрямителя:

$$u_{инвA1}(t) = \varphi_{A1}(t) - \varphi_{01}(t), \quad (18)$$

$$u_{инвA2}(t) = \varphi_{A2}(t) - \varphi_{02}(t). \quad (19)$$

Далее нужно определить коэффициенты ряда Фурье фазных напряжений. Выражения приведены для одной фазы А1:

$$a_{A1k} = \frac{2}{T} \int_{-\pi}^{\pi} u_{инвA1}(t) \cdot \cos(k \cdot \omega_{мод} \cdot t) dt, \quad (20)$$

$$b_{A1k} = \frac{2}{T} \int_{-\pi}^{\pi} u_{инвA1}(t) \cdot \sin(k \cdot \omega_{мод} \cdot t) dt. \quad (21)$$

Для остальных фазных напряжений коэффициенты ряда Фурье записываются аналогичным образом. Используя полученные коэффициенты, можно определить амплитуды гармонических составляющих фазного напряжения:

$$U_{инвA1(max)}(k) = \sqrt{a_{A1k}^2 + b_{A1k}^2}. \quad (22)$$

Для определения фазного тока использован метод наложения. По схеме (рис. 2) определяются составляющие тока, определяемые каждым источником.

Составляющая тока, определяемая фазной ЭДС генератора:

$$i_{ГA1}(t) = \frac{\sqrt{2} \cdot E_{Г(RMS)} \cdot \sin\left(\omega_{мод} \cdot t - \frac{\pi}{2}\right)}{2 \cdot \pi \cdot f_{мод} \cdot L_{Г}}. \quad (23)$$

Составляющая тока, обусловленная фазным напряжением активного выпрямителя:

$$i_{инвA1}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{a_{A1k} \cdot \cos\left(k \cdot \omega_{мод} \cdot t - \frac{\pi}{2}\right)}{2\pi \cdot k \cdot f_{мод} \cdot L_{Г}} + \frac{b_{A1k} \cdot \sin\left(k \cdot \omega_{мод} \cdot t - \frac{\pi}{2}\right)}{2\pi \cdot k \cdot f_{мод} \cdot L_{Г}}. \quad (24)$$

Ток фазы А1 активного выпрямителя можно получить путем сложения всех составляющих:

$$i_{A1}(t) = i_{ГA1}(t) + i_{инвA1}(t). \quad (25)$$

Токи i_{B1} , i_{C1} , i_{A2} , i_{B2} , i_{C2} определяются аналогично току i_{A1} . Ток звена постоянного тока возможно получить из фазных токов активного выпрямителя и переключающих функций фаз:

$$i_{DC}(t) = -[F_{A1}(t) \cdot i_{A1}(t) + F_{B1}(t) \cdot i_{B1}(t) + F_{C1}(t) \cdot i_{C1}(t) + F_{A2}(t) \cdot i_{A2}(t) + F_{B2}(t) \cdot i_{B2}(t) + F_{C2}(t) \cdot i_{C2}(t)]. \quad (26)$$

Аналитическая модель трехфазного инвертора тока

Для описания модели инвертора тока нужно записать выражения для модулирующих сигналов и коммутационных функций фаз инвертора. Выражение, определяющее модулирующий сигнал, записано только для одной фазы, так как модулирующие сигналы для остальных фаз подобны, только имеют фазовый сдвиг:

$$u_{мод(ИТ)A}(t) = \sin(\omega_{мод(ИТ)} \cdot t). \quad (27)$$

Далее для описания коммутационных функций предлагается описать периодическую последовательность прямоугольных импульсов, используя разложение в ряд Фурье:

$$F_{(ИТ)A}(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \cdot \cos(k \cdot 2\pi \cdot f_{оп(ИТ)} \cdot t) \times \sin\left(\frac{k \cdot 2\pi \cdot f_{оп(ИТ)} \cdot t_{ИА(ИТ)}(t)}{2}\right) + \frac{t_{ИА(ИТ)}(t)}{T_{оп(ИТ)}}, \quad (28)$$

где длительность импульса $t_{ИА(ИТ)}(t)$ модулируется по модулю синусоидальной функции и записывается в виде следующего выражения:

$$t_{ИА(ИТ)}(t) = T_{оп(ИТ)} \cdot |u_{мод(ИТ)A}(t)|, \quad (29)$$

где $T_{оп(ИТ)}$ – период опорного сигнала ШИМ инвертора тока.

Затем нужно определить выражение, задающее знак коммутационной функции фазы А инвертора тока:

$$F_{(ИТ)A(Sign)}(t) = 2 \cdot \left[\frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \cos\left(k \cdot \omega_{мод(ИТ)} \cdot t - \frac{\pi \cdot k}{2}\right) \right] \times$$

$$\times \left[\frac{\sin\left(\frac{\pi \cdot k}{2}\right)}{k} + \frac{1}{2} \right] - 1. \quad (30)$$

Переключающая функция фазы А инвертора тока получена, используя выражения (28)–(30):

$$F_{\text{комм. (ИТ)А}}(t) = F_{\text{(ИТ)А}}(t) \cdot F_{\text{(ИТ)А}}(\text{Sign})(t). \quad (31)$$

Фазные токи инвертора определяются путем умножения соответствующих коммутационных функций на ток звена постоянного тока:

$$i_{\text{(ИТ)А}}(t) = i_{\text{DC}}(t) \cdot F_{\text{комм. (ИТ)А}}(t). \quad (32)$$

Далее определены амплитуды гармоник фазного тока:

$$I_{\text{(ИТ)А(max)}}(k) = \sqrt{a_k^2(i_{\text{(ИТ)А}}) + b_k^2(i_{\text{(ИТ)А}})}, \quad (33)$$

где $a_k(i_{\text{(ИТ)А}})$ и $b_k(i_{\text{(ИТ)А}})$ – коэффициенты ряда Фурье тока инвертора, k – номер гармоники.

Фазные напряжения нагрузки вычисляются по закону Ома, используя схему замещения (рис. 5).

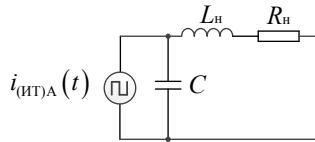


Рис. 5. Эквивалентная схема одной фазы преобразователя по выходу

На схеме замещения (см. рис. 5) введены следующие обозначения: $i_{\text{(ИТ)А}}(t)$ – фазный ток инвертора тока; C – фильтрующий конденсатор инвертора тока; L_n и R_n – соответственно индуктивность и активное сопротивление нагрузки. Для определения токов и напряжений получено выражение для расчета полного комплексного сопротивления и его модуля:

$$Z_{\text{эКВ}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}}) = \frac{(j \cdot k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}} \cdot L_{\text{H(A)}} + R_{\text{H(A)}})}{j \cdot k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}} \cdot C_1} \times \frac{1}{j \cdot k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}} \cdot L_{\text{H(A)}} + R_{\text{H(A)}} + \frac{1}{j \cdot k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}} \cdot C_1}}, \quad (34)$$

$$\begin{aligned} |Z_{\text{эКВ}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}})| &= \left[\left[\text{Re}(Z_{\text{эКВ}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}})) \right]^2 + \right. \\ &\left. + \left[\text{Im}(Z_{\text{эКВ}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}})) \right]^2 \right]^{0,5}. \quad (35) \end{aligned}$$

Используя эквивалентное комплексное сопротивление и коэффициенты ряда Фурье, рассчитываются фазные напряжения нагрузки:

$$\begin{aligned} u_{\text{нагр.А}}(t) &= \sum_{k=1}^{\infty} \left[|Z_{\text{эКВ}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}})| \times \right. \\ &\times \left(a_k(i_{\text{(ИТ)А}}) \cdot \cos\left(k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}} \cdot t - \frac{\pi}{2}\right) + \right. \\ &\left. \left. + \text{arctg} \frac{\text{Im}[Z_{\text{эКВ}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}})]}{\text{Re}[Z_{\text{эКВ}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}})]} \right) \right] + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &+ b_k(i_{\text{(ИТ)А}}) \cdot \sin\left(k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}} \cdot t - \frac{\pi}{2} + \right. \\ &\left. \left. + \text{arctg} \frac{\text{Im}[Z_{\text{эКВ}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}})]}{\text{Re}[Z_{\text{эКВ}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}})]} \right) \right]. \quad (36) \end{aligned}$$

Далее определены амплитуды гармонических составляющих выходного напряжения:

$$u_{\text{нагр.А(max)}}(k) = \sqrt{a_k^2(u_{\text{нагр.А}}) + b_k^2(u_{\text{нагр.А}})}, \quad (37)$$

где $a_k(u_{\text{нагр.А}})$ и $b_k(u_{\text{нагр.А}})$ – коэффициенты ряда Фурье напряжения нагрузки; k – номер гармоники.

Для вычисления коэффициента гармоник выходного напряжения системы генерирования нужно сумму высших гармоник разделить на амплитуду первой гармоники напряжения:

$$K_{\text{Гарм.}(u_{\text{нагр.}})} = \frac{\sum_{k=2}^{\infty} u_{\text{нагр.А(max)}}(k)}{u_{\text{нагр.А(max)}}(1)}. \quad (38)$$

Фазный ток нагрузки рассчитан, используя комплексное сопротивление нагрузки и спектр фазного напряжения:

$$\begin{aligned} i_{\text{нагр.А}}(t) &= \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{a_k(u_{\text{нагр.А}})}{|Z_{\text{нагр.}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}})|} \times \right. \\ &\times \cos\left(k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}} \cdot t - \text{arctg} \frac{\text{Im}[Z_{\text{нагр.}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}})]}{\text{Re}[Z_{\text{нагр.}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}})]} \right) + \\ &+ \frac{b_k(u_{\text{нагр.А}})}{|Z_{\text{нагр.}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}})|} \cdot \sin\left(k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}} \cdot t - \right. \\ &\left. - \text{arctg} \frac{\text{Im}[Z_{\text{нагр.}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}})]}{\text{Re}[Z_{\text{нагр.}}(j \cdot k \cdot \omega_{\text{МОД(ИТ)}})]} \right) \right]. \quad (39) \end{aligned}$$

Результаты моделирования

Для моделирования были заданы параметры системы генерирования (таблица).

Используя разработанную аналитическую модель, с помощью программного обеспечения MathCad были произведены расчеты.

Токи, потребляемые от синхронного генератора, по форме близки к синусоиде, что обеспечивает высокий входной коэффициент мощности преобразователя. Фазные напряжения нагрузки имеют синусоидальную форму с наличием высокочастотных гармоник (рис. 6, 7). Высокочастотные гармонические составляющие напряжения обусловлены коммутационными процессами, происходящими в силовой схеме. Также из-за отсутствия реактивных элементов в звене постоянного тока через выходные конденсаторы замыкаются высокочастотные гармоники звена постоянного тока. Так как эквивалентная частота гармоник звена постоянного тока в два раза выше частоты коммутации транзисторов инвертора

тока, то замыкание гармоник звена постоянного тока через выходной фильтр не требует существенного увеличения емкости выходных конденсаторов.

Параметры силовой схемы

№	Наименование параметра, обозначение	Значение	Единица измерения
1	Полная мощность нагрузки $S_{\text{нагр}}$	26	кВА
2	$\cos(\varphi_{\text{нагр}})$	0,9	
3	Номинальное выходное напряжение $U_{\text{нагр(ном)}}$	115	В
4	Частота выходного напряжения f	400	Гц
5	Действующее значение фазной ЭДС генератора	80	В
6	Эквивалентная индуктивность фазы генератора L_{Γ}	100	мкГн
7	Частота ЭДС генератора $f_{\text{мод}}$	800	Гц
8	Частота коммутации транзисторов активного выпрямителя $f_{\text{оп}}$	30	кГц
9	Частота коммутации транзисторов инвертора тока $f_{\text{оп(ит)}}$	30	кГц

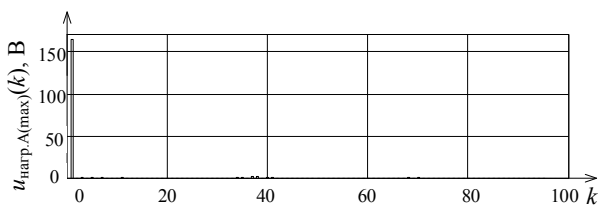


Рис. 6. Спектр выходного напряжения

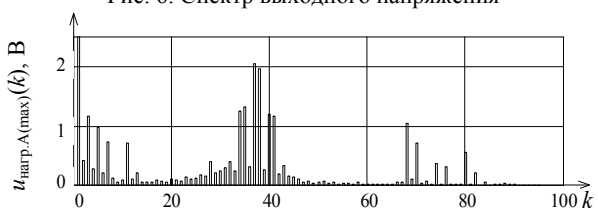


Рис. 7. Высокочастотная область спектра выходного напряжения

Выводы

1. Разработанная модель позволяет определить формы токов и напряжений в силовой схеме преобразователя. Также возможно определение спектрального состава и коэффициента гармоник.

2. Аналитическая модель по сравнению с имитационной упрощает процесс проектирования силовой схемы, так как для расчетов не требуется синтезировать контуры замкнутой системы автоматического управления.

Работа выполнена по проекту №15-38-50701 «Разработка аналитической модели полупроводникового преобразователя, входящего в состав авиационной системы генерирования переменного тока».

Литература

1. Гарганеев А.Г. Техничко-экономические оценки создания самолета с полностью электрифицированным оборудованием / А.Г. Гарганеев, С.А. Харитонов // Доклады ТУСУРа. – 2009. – № 2(20). – С. 179–184.
2. Гарганеев А.Г. Перспективные системы электропитания самолета с полностью электрифицированным

оборудованием / А.Г. Гарганеев, С.А. Харитонов // Доклады ТУСУРа. – 2009. – № 2(20). – С. 185–192.

3. Харитонов С.А. Электромагнитные процессы в системах генерирования электрической энергии для автономных объектов. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – 536 с.

4. Левин А.В. Электрический самолет. Концепция и технологии / А.В. Левин, С.М. Мусин, С.А. Харитонов и др. – Уфа: УГАТУ, 2014. – 388 с.

5. Kharitonov S.A. AC-AC converter without passive elements in DC link / S.A. Kharitonov, M.V. Balagurov, P.A. Bachurin // XIII International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM 2012: proc., Altai, Erlagol, 2–6 July 2012. – Novosibirsk: NSTU, 2012. – P. 327–329.

6. Kharitonov S.A. AC-AC converter based on six-phase active rectifier and current source inverter / S.A. Kharitonov, M.V. Balagurov, P.A. Bachurin // XIV International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices, EDM 2013: proc., Altai, Erlagol, 1–5 July 2013. – Novosibirsk: NSTU, 2013. – P. 259–260.

7. Чаплыгин Е.Е. Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией: учеб. пособие. – М.: МЭИ, 2009. – 56 с.

Гарганеев Александр Георгиевич

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. электротехнических комплексов и материалов Томского политехнического университета

Тел.: 8 (382-2) 41-47-69

Эл. почта: garganeev@rambler.ru

Харитонов Сергей Александрович

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. электроники и электротехники Новосибирского государственного технического университета (НГТУ)

Тел.: 8 (383-3) 46-08-66

Эл. почта: Kharit1@yandex.ru

Балагуров Максим Владимирович

Ассистент каф. электроники и электротехники НГТУ

Тел.: 8-923-244-27-64

Эл. почта: balagurovmaxim@gmail.com

Мансуров Абилямсур Рафаильевич

Студент каф. электроники и электротехники НГТУ

Тел.: 8-913-942-63-88

Эл. почта: pugnack@gmail.com

Garganeev A.G., Kharitonov S.A., Balagurov M.V., Mansurov A.R.

Analytical model of AC-AC converter as a component of the aircraft power generation system

An analytical model of the semiconductor AC-AC converter based on the switching functions is proposed. A control method for an input and output units of the converter is described. The mathematical experiment was made for given initial data and some experimental results are presented.

Keywords: converter, pulse-width modulation, the analytical model.

УДК 621.396.41

С.А. Запольский, В.Н. Школьный, Ю.А. Шиняков

Анализ способов обеспечения мягкого переключения транзисторов повышающего преобразователя в системах электропитания космических аппаратов

Рассмотрены варианты реализации непосредственных преобразователей напряжения повышающего типа с мягким переключением ключевых элементов, проведено сравнение схмотехнических решений. Показаны преимущества реализации «мягкого» включения транзисторов за счет пассивных цепей в двухфазных схемах преобразователей.

Ключевые слова: система электропитания, повышающий преобразователь, мягкая коммутация, снабберная цепь.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-116-119

Системы электропитания космических аппаратов (СЭП КА) представляют собой сложный комплекс, решающий задачу обеспечения потребителей электроэнергией необходимого качества. Наиболее часто качество электроэнергии определяется уровнем напряжения на шине питания нагрузки, его отклонением в статическом и динамическом режимах. В настоящее время в качестве силовой части устройства, преобразующего энергию от источников питания – солнечной батареи (БС) и аккумуляторной батареи (АБ), в СЭП КА преимущественно применяются непосредственные преобразователи напряжения (НПН) с широтно-импульсным регулированием. Данный класс преобразователей характеризуется жесткой коммутацией транзисторных ключей, что сопровождается высоким уровнем динамических потерь и электромагнитных помех [1]. Задача увеличения КПД является одной из основополагающих при разработке источников питания, поэтому снижение динамических потерь на ключевых полупроводниковых элементах является актуальной задачей для разработчиков СЭП КА.

Одним из способов обеспечения мягкой коммутации транзисторов является построение преобразователей с резонансным переключением, что реализуется путем включения в цепь дополнительных снабберных цепей. Анализ способов построения повышающего преобразователя с «мягким» переключением произведен применительно к преобразователю энергии БС, имеющему широкий диапазон регулирования, что и является основной целью данной работы.

Схема повышающего резонансного НПН с импульсным параллельным подключением резонансного контура

Одним из способов достижения мягкого переключения транзисторов в схеме повышающего НПН может быть импульсное подключение резонансного контура параллельно силовому транзистору или диоду с помощью дополнительного транзистора [2–4]. Схема НПН такого типа представлена на рис. 1.

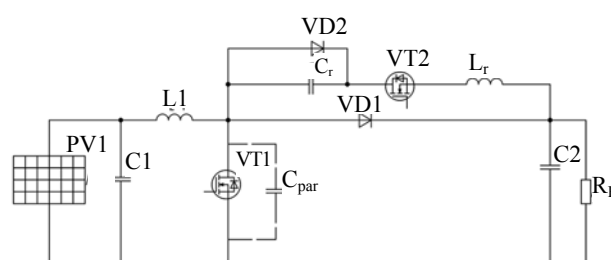


Рис. 1. Схема резонансного НПН повышающего типа, построенная на основе подключения резонансного контура параллельно диоду

Транзистор VT2 в данной схеме выполняет функции дополнительного силового ключа, подключающего резонансный контур в моменты, предшествующие отпиранию основного транзистора VT1. Диод VD2 обеспечивает контур протекания тока дополнительного дросселя L_r , когда резонансный конденсатор C_r разряжен, тем самым ограничивая уровень напряжения на полупроводниковых элементах снабберной цепи.

Открытие транзистора VT2 происходит при отсутствии тока в резонансном дросселе L_r ($I_{L_r} = 0$), через который ток не может нарасти мгновенно. Данный процесс обеспечивает включение транзистора VT2 в нуле тока, динамические потери на включение которого будут определяться преимущественно разрядом собственной паразитной емкости. Открытие основного транзистора VT1 происходит после разряда его паразитной емкости в момент протекания тока по обратному диоду, что исключает динамические потери на включение. Выключение транзистора VT2 происходит также в момент проводящего состояния обратного диода [4].

Несмотря на жесткое выключение основного транзистора VT1, данный способ реализации резонансного переключения транзисторов преобразователя позволяет реализовать выключение в нуле напряжения путем установки дополнительного конденсатора параллельно транзистору [4].

Одна из важных особенностей схемы – удвоенное выходное напряжение, прикладываемое к транзистору и диоду снабберной цепи [4], что серьезно

усложняет выбор полупроводниковых элементов, ограниченный радиационно стойкими компонентами. Включение коммутирующего конденсатора параллельно основному транзистору приводит к увеличению запаса энергии в реактивных элементах схемы, которую необходимо перераспределять на каждом периоде. Необходимость в дополнительных интервалах времени на краях диапазона регулирования для восстановления начальных свойств снабберной цепи делает эту схему неэффективной для преобразования энергии БС [5].

Схема НПП повышающего типа с мостовой снабберной цепью

Другим известным вариантом обеспечения мягкой коммутации транзисторов НПП повышающего типа является схема с мостовой снабберной цепью, представленная на рис. 2 [5].

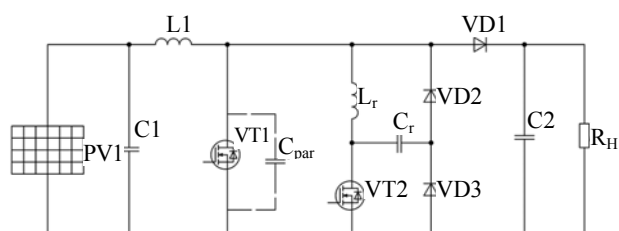


Рис. 2. Схема НПП повышающего типа с мостовой снабберной цепью

В данной схеме происходит предварительное включение дополнительного транзистора VT2, фронт тока которого ограничивается коммутационным дросселем L_r . Открытие основного транзистора происходит после передачи энергии от его паразитной емкости C_{par} дросселю L_r в момент открытого состояния обратного диода. Дополнительный транзистор VT2 выключается ZVS (zero volt switching) за счет нарастания фронта напряжения на конденсаторе C_r . Выключение основного транзистора происходит в жестком режиме [5].

Несмотря на жесткое выключение основного транзистора VT1, данная схема имеет свои преимущества. Максимальный уровень напряжения на полупроводниковых элементах не превышает выходного напряжения. Однако жесткое выключение основного транзистора не единственный недостаток. В момент работы основного транзистора часть энергии запасена в коммутационном дросселе L_r , что приводит к образованию дополнительного контура протекания тока, а также существенному увеличению тока основного транзистора, следствием чего является рост статических потерь на данном интервале работы преобразователя [5].

Схема НПП повышающего типа с коммутацией в режиме ZVT-ZVS

Другой вариант, позволяющий реализовать мягкое переключение транзисторов канала преобразования энергии от БС, – схема НПП повышающего типа с коммутацией в режиме ZVT-ZVS (zero volt transition – zero volt switching) представленная на рис. 3 [5].

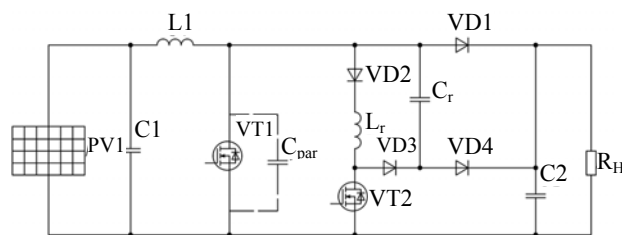


Рис. 3. Схема НПП повышающего типа с коммутацией в режиме ZVT-ZVS

Коммутационные процессы в данной схеме имеют ту же природу, что и в схеме НПП повышающего типа с мостовой снабберной цепью, кроме процесса выключения основного транзистора VT1. Особенность построения снабберной цепи в этой схеме позволяет осуществить выключение при нуле напряжения основного транзистора за счет процесса разряда емкости C_r , протекающего параллельно процессу заряда паразитной емкости основного силового ключа C_{par} [5].

В схеме НПП повышающего типа с коммутацией в режиме ZVT-ZVS решены проблемы, связанные с запасанием энергии в коммутационном дросселе L_r на длительный интервал времени, что позволяет избежать серьезного увеличения статических потерь. Однако данное схемотехническое решение предполагает использование четырех дополнительных полупроводниковых элементов: одного транзистора и трех диодов, имеющих свои времена задержки и токи обратного восстановления, что увеличивает интервал времени на краях диапазона регулирования, также необходимо учитывать статические потери на дополнительных элементах, которые будут вносить существенный вклад на высоких частотах преобразования.

Схема НПП повышающего типа с «мягким» включением за счет поочередной работы транзисторов с коммутационными дросселями

В схемах НПП повышающего типа с активными снабберами не удастся реализовать включение всех транзисторов при нулевом напряжении (предварительно разряженной паразитной емкости), кроме того, НПП со снабберной цепью имеет ограниченный диапазон регулирования, включение дополнительных полупроводниковых элементов увеличивает массу и серьезно усложняет систему управления преобразователем [5]. Поэтому разработка схемы НПП, позволяющей реализовать «квазимальную» коммутацию без дополнительных активных ключей, сохраняет актуальность. Один из вариантов реализации этого подхода представлен на рис. 4, а [6].

В этой схеме включение транзисторов происходит при нулевом токе, что достигается за счет индуктивности рассеяния магнитосвязанного дросселя, ограничивающей скорость роста тока.

Для упрощения описания коммутационных процессов магнитосвязанный дроссель может быть представлен тремя независимыми индуктивностями (рис. 4, б) [6].

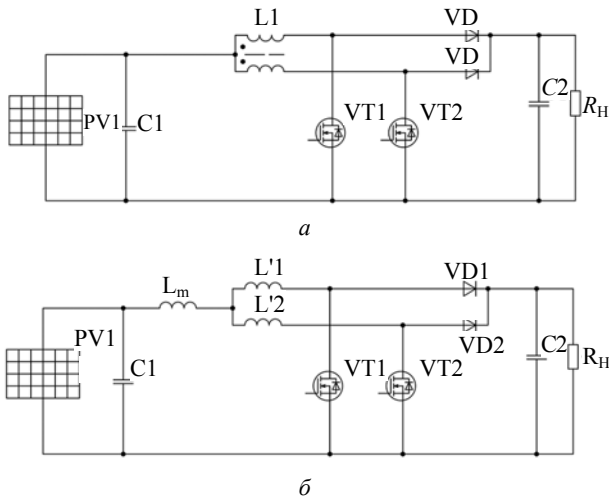


Рис. 4. Схема чередующегося НПП повышающего типа:
 а – с магнитосвязанным дросселем;
 б – с тремя независимыми индуктивностями

Транзисторы преобразователя работают в противофазе с одинаковым коэффициентом заполнения γ , который в данной схеме не может превышать 0,5. Включение в нуле тока ZCS (zero current switching) каждого из транзисторов обеспечивается индуктивностями L'_1 , L'_2 . В момент проводящего состояния диода VD1 открывается транзистор VT2, паразитная емкость которого разряжается на собственный проводящий канал. Скорость нарастания внешнего тока ограничивается индуктивностью L'_2 . Ток обратного восстановления диода ограничен индуктивностью L'_1 . Выключение обоих транзисторов происходит в жестком режиме.

Несмотря на жесткое выключение транзисторов, их включение осуществляется в нуле тока. Отсутствие резонансных конденсаторов позволяет осуществлять преобразование энергии от БС в полном диапазоне изменения γ . В схеме нет дополнительных контуров протекания тока, которые способны существенно увеличить статические потери в преобразователе.

Схема двухфазного повышающего преобразователя с мягкой коммутацией транзисторов

Другая двухфазная схема повышающего преобразователя, позволяющая реализовать мягкую коммутацию транзисторов, приведена на рис. 5 [7].

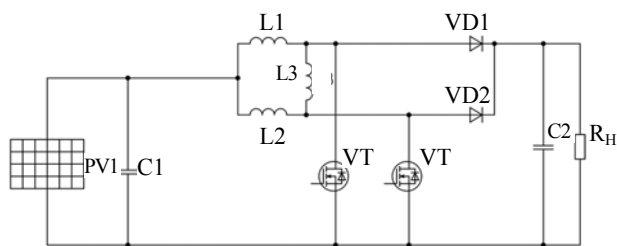


Рис. 5. Схема двухфазного повышающего преобразователя с мягкой коммутацией транзисторов

Преимуществом данной схемы является возможность реализации ZVT включения транзисторов,

если в установившемся режиме работы преобразователя между моментами переключения транзисторов VT2 и VT1 ввести регулируемую паузу, минимальное значение которой фиксировано. Применение частотно-импульсной модуляции (ЧИМ) позволяет сохранять ZVT-коммутацию при включении транзисторов в широком диапазоне изменения нагрузки. Схема имеет только один дополнительный элемент – коммутирующий дроссель L3, индуктивность которого работает в режиме переменных токов [7].

Заключение

При выборе снабберной цепи необходимо учитывать специфику коммутационных процессов в повышающих преобразователях с резонансным переключением, которые оказывают влияние на выбор элементной базы и массу преобразователя.

Например, схемы с завышенным максимальным значением напряжения на полупроводниковых элементах не могут быть рекомендованы к применению до появления высоковольтных радиационно стойких транзисторов с малыми временами задержки на переключение, относительно небольшими паразитными емкостями и малым сопротивлением канала сток-исток.

Увеличение количества полупроводниковых элементов в НПП повышающего типа, а также усложнение системы управления такими преобразователями приводят к увеличению площади, занимаемой элементами, что вызывает увеличение массы устройства. Компромиссным вариантом, позволяющим реализовать квазимягкое переключение без дополнительных элементов и усложнения системы управления, являются двухфазные схемы повышающего НПП, позволяющие реализовать мягкое включение. Кроме того, такие схемы могут применяться в устройствах, в которых диапазон регулирования выходного напряжения не должен иметь ограничений.

Работа выполнена в рамках реализации Постановления Правительства РФ от 09.04.2010 г. № 218 и договора между АО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 01.12.2015 г. № 02.G25.31.0182.

Литература

1. Михальченко Г.Я. Научно-технические проблемы электропитания / Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко, А.Н. Четин // Труды Всерос. науч.-техн. конф. – М.: ЗАО «ММП-Ирбис», 2011. – С. 21–27.
2. Hua G. Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters / G. Hua, C.S. Leu, F.C. Lee // Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf. – 1992. – P. 55–61.
3. Muhammad H. Rashid Power Electronics Handbook. – London: Academic Press, 2001. – 895 p.
4. Borodin D.B. Direct Boost Converter with Zero Voltage Transition and PWM Control (ZVT-PWM) / D.B. Borodin, V.A. Kabirov, N.P. Vintonyak et al. // International Scientific-Technical Conference APEIE. – 2016. – Vol. 10, No. 1. – 1496 p.
5. Запольский С.А. Анализ способов реализации мягкого переключения транзисторных ключей повышаю-

шего преобразователя для энергосистемы космического аппарата / С.А. Запольский, Е.В. Загородских, В.Н. Школьный и др. // Доклады ТУСУРа. – 2016. – Т. 19, № 2. – С. 90–93.

6. Lee P.W. Steady-State Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors / P.W. Lee, Y.S. Lee, D.K.W. Cheng, X.C. Liu // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2000. – Vol. 47, No. 4. – P. 787–795.

7. Диксон Р.К. Двухфазный повышающий преобразователь с мягкой коммутацией транзисторов и особенности его динамических свойств / Р.К. Диксон, Ю.Н. Дементьев, Г.Я. Михальченко и др. // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2014. – Т. 324, № 4. – С. 96–101.

Запольский Сергей Александрович

Мл. науч. сотрудник исследовательского института космических технологий (НИИ КТ) ТУСУРа, аспирант каф. компьютерных систем в управлении и проектировании ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 90-01-83
Эл. почта: sergeyzap-kz@mail.ru

Школьный Вадим Николаевич

Гл. конструктор проектирования и испытаний РЭА АО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнёва», Железногорск
Тел.: +7 (391-9) 72-09-34

Шиняков Юрий Александрович

Д-р техн. наук, директор НИИ КТ ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 90-01-83
Эл. почта: shua@main.tusur.ru

Zapolskiy S.A., Shkolnyi V.N., Shiniakov Yu.A.
An analysis of soft-switching boost-converters for the spacecraft' power system

The paper outlines the ways to realize soft-switching boost-converters by means of connection; operation analysis and comparison of the possible decisions were made. The advantages of implementing a soft switching due to passive circuits are shown.

Keywords: power system, boost-converter, soft-switching, snubber.

УДК 621.355: 519.713

М.М. Хандорин, В.Г. Букреев

Методика оценки остаточной емкости литий-ионной аккумуляторной батареи при изменении температуры аккумулятора

Дана методика оценки остаточной емкости при изменении температуры литий-ионной аккумуляторной батареи. Для описания процессов заряда-разряда использована модель Тевенина, учитывающая изменение температуры батареи. Представлены результаты экспериментальной проверки предложенной методики.

Ключевые слова: литий-ионный аккумулятор, модель Тевенина, сплайн-интерполяция, линейная интерполяция, микроконтроллер.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-120-122

В современной космической технике все шире применяются литий-ионные аккумуляторные батареи. Разработчиков космических аппаратов привлекают их высокая энергоемкость и длительный ресурс эксплуатации. Для прогнозирования достаточности запаса энергии на борту наиболее важны степень заряженности $SOC(t)$ (State of Charge), остаточная емкость $Q_1(t)$ в ампер-часах и коэффициент технической годности $SOH(t)$ (State of Health). Особенно это актуально для космических аппаратов с переменной электрической нагрузкой в течение сеанса, так как при изменении нагрузки в небольших пределах энергодобавка аппарата, как правило, может быть рассчитана заранее [1, 2].

Разработанная методика обладает низкой вычислительной сложностью и может применяться в том числе в системах электроснабжения малых космических аппаратов, аналогичных [3].

Краткое описание методики оценки остаточной емкости

Способ оценки остаточной емкости батареи был ранее описан авторами [4, 5], здесь приведем лишь краткие сведения.

Для оценки остаточной емкости аккумулятора используется модифицированная модель Тевенина [4, 6], записанная следующим образом:

$$\dot{U}_{ак}(t) = \frac{1}{\tau} (i_{ак}(t)R_S + E_0 - U_{ак}(t)), \quad (1)$$

где R_S и τ – полное внутреннее сопротивление и постоянная времени аккумулятора; E_0 – его ЭДС.

Определение параметров модели Тевенина на всей разрядной характеристике батареи проводится путем интерполяции данных параметров. В качестве узлов интерполяции используются фиксированные значения параметров в точках разрядной характеристики $SOC(t)$. Для интерполяции E_0 применяется кубический сплайн, в то же время интерполяция параметров R_S , τ основана на линейной функции. Отказ от применения кубического сплайна для интерполяции параметров R_S , τ связан с большим разбросом значений между узлами, что ведет к снижению точности и появлению недопустимой ошибки.

Вычисление степени заряженности в j -й момент времени базируется на выражении

$$S\hat{O}C_j = S\hat{O}C_{j-1} + k(U_{акj-1} - \hat{U}_{акj-1}), \quad (2)$$

где $U_{акj-1}$ – измеренное напряжение аккумулятора;

$\hat{U}_{акj-1}$ – оценка его напряжения на основе модели;

k – коэффициент пропорциональности, определяемый из соотношения

$$k = \frac{1}{10U_{max}}, \quad (3)$$

где U_{max} – напряжение полностью заряженного аккумулятора.

Способ определения параметров модели аккумулятора по реакции на импульсное воздействие достаточно подробно описан в [4].

Для модели (1) используется линейная зависимость параметров E_0 , τ и полной емкости аккумулятора Q_0 от текущей температуры T . Температурная же зависимость полного сопротивления $R_S(t)$ представляется нелинейной функцией [7]

$$R_S(T) = R_S(T_{ref}) \exp\left(K_R \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{ref}}\right)\right), \quad (4)$$

где T_{ref} – нормальная температура аккумулятора; K_R – коэффициент, определяемый на основе экспериментальных данных.

Вычисление K_R проводится по формуле

$$K_R = \frac{\ln\left(\frac{R_S(T_{min})}{R_S(T_{ref})}\right)}{\frac{1}{T_{min}} - \frac{1}{T_{ref}}}, \quad (5)$$

где T_{min} – минимально допустимая температура батареи.

Таким образом, для учета изменений характеристик батареи во всем температурном диапазоне достаточно определить параметры модели Тевенина при двух предельных значениях температуры.

Описание алгоритма вычисления параметров модели Тевенина с учетом температуры

Алгоритм оценки степени заряженности и остаточной емкости батареи в целом повторяет ранее опубликованный алгоритм [5]. При этом существенным изменением, сделанным в настоящей работе, является обновление параметров модели Тевенина в каждом цикле измерений с учетом текущей температуры батареи.

В памяти контроллера сохраняются параметры модели Тевенина при нормальной T_{ref} и при минимальной T_{min} температуре аккумулятора. Расчет параметров модели Тевенина для текущей температуры проводится в три этапа:

- вычисление коэффициентов линейных функций для параметров E_0 , τ , Q_0 ;
- вычисление коэффициента K_R по формуле (5);
- вычисление текущих значений $E_0(T)$, $\tau(T)$, $R_S(T)$, $Q_0(T)$.

Полученные значения параметров модели Тевенина используются в алгоритме оценки остаточной емкости батареи.

При нагрузке номинальным током батарея не может быть полностью разряжена, и часть емкости $Q_{\Delta}(I)$ не используется. Это происходит потому, что часть напряжения батареи падает на ее внутреннем сопротивлении R_S , и попытка продолжить разряд приведет к падению напряжения на ней ниже минимально допустимого уровня U_{min} . Для вычисления $Q_{\Delta}(I)$ применяется следующий алгоритм:

1) из уравнения (1) вычисляется напряжение батареи при текущем токе разряда для различных значений SOC ;

2) по полученным значениям выполняется бинарный поиск напряжения U_{min} для определения минимально возможной степени заряженности SOC_{min} с данным значением тока I ;

3) вычисляется $Q_{\Delta}(I)$ по формуле

$$Q_{\Delta} = SOC_{min} Q_0. \quad (6)$$

Обновление параметров модели при деградации

При изменении параметров аккумулятора в процессе эксплуатации параметры модели могут быть обновлены повторением полного цикла заряда-разряда или его части. В последнем случае зависимость $E_0(SOC)$ не обновляется, а определение степени заряженности для узлов $R_S(SOC)$, $\tau(SOC)$ происходит на основе измерения текущей ЭДС батареи.

Описание экспериментальной установки и методики проведения эксперимента

Структура и характеристики экспериментальной установки в полной мере представлены ранее [4]. При этом было модернизировано программное обеспечение микроконтроллера для обеспечения работы с моделями, учитывающими изменение температуры батареи.

Методика проведения эксперимента включает четыре этапа:

– вычисление параметров модели батареи при температуре $+30$ °С путем измерения ее реакции на импульсное воздействие током;

– определение параметров модели батареи при температуре 0 °С;

– разряд батареи номинальным током при температуре $+10$ °С, при этом точность оценки степени заряженности определяется по эталонному счетчику ампер-часов. Такой температурный режим выбран для проверки точности алгоритмов интерполяции параметров;

– сбор статистической информации в течение семи циклов заряда-разряда батареи для проверки точности методики.

Результаты эксперимента

Оценка параметров модели батареи при высокой температуре завершилась в соответствии с ожидаемыми значениями. Оценка ее параметров при низкой температуре показала, что параметры R_S , τ невозможно интерполировать при помощи сплайн-функций, так как из-за больших перепадов R_S и τ между узлами интерполяции возникают броски в сплайн-функции.

Погрешность оценки остаточной емкости в начальный момент времени работы алгоритма незначительно превышает 10% (рис. 1, 2). По мере работы алгоритма погрешность снижается и остается на уровне 6%.

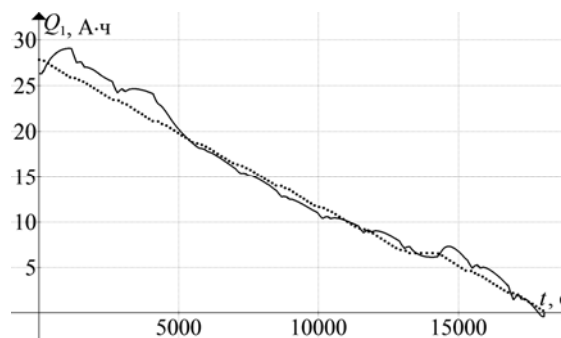


Рис. 1. Зависимость остаточной емкости батареи от времени (сплошной линией показана оценка по методике, пунктирной – оценка по эталонному счетчику ампер-часов)

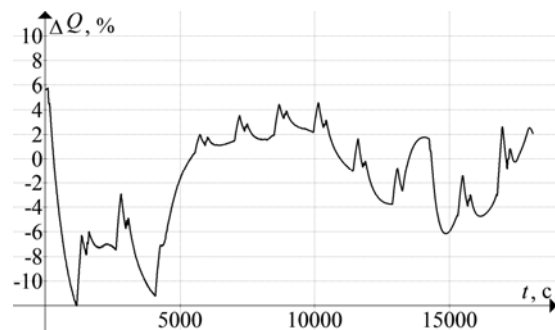


Рис. 2. Погрешность оценки остаточной емкости батареи $\Delta Q_1(t)$

Для накопления статистики проведено несколько циклов заряда-разряда батареи, в ходе которых определялась погрешность оценки остаточной емкости.

сти и степени заряженности. Было произведено семь циклов заряда–разряда: один – при температуре минус 10 °С; один – при +38 °С; два – при +30 °С; один – при 0 °С; два – при +10 °С.

Вся разрядная характеристика батареи подразделялась на три участка по степени заряженности, на каждом из которых была рассчитана погрешность оценки $Q_1(t)$, приведенная к шкале (см. таблицу).

Погрешность оценки остаточной емкости $Q_1(t)$ по участкам разрядной характеристики

Интервал SOC	Среднеквадратическое отклонение, А·ч	Среднеквадратическое отклонение, %
1–0,8	1,6412	5,86
0,8–0,2	1,7074	6,09
0,2–0	1,5961	5,70

Заключение

В результате проведения экспериментов установлено, что погрешность оценки остаточной емкости батареи не превышает $\pm 10\%$ шкалы на всем протяжении разрядной характеристики. Таким образом, предложенная методика оценки остаточной емкости вполне работоспособна. Она позволяет учитывать текущий ток батареи и влияние температурного воздействия. Причины появления высокой погрешности оценки остаточной емкости в начальный момент времени являются предметом дальнейших исследований.

Литература

1. Романенко А.С. Энергобаланс в автономной системе электроснабжения с регулятором мощности на основе матричного преобразователя тока солнечной батареи / А.С. Романенко, А.В. Кобзев, В.Д. Семенов // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 4 (30). – С. 115–119.
2. Шиняков Ю.А. Энергетический анализ структурных схем систем электроснабжения автоматических космических аппаратов // Изв. Том. политехн. ун-та. – 2006. – Т. 309, № 8. – С. 152–155.
3. Романенко А.С. Модель автономной системы электроснабжения с секционированной солнечной батареей в пакете MatLab / А.С. Романенко, В.Д. Семенов // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), ч. 1. – С. 269–274.
4. Хандорин М.М. Экспериментальная проверка алгоритма оценки остаточной емкости литий-ионной аккумуляторной батареи для применения на космическом аппарате / М.М. Хандорин, В.Г. Букреев // Авиакосмическое приборостроение. – 2017. – № 3. – С. 45–55.

муляторной батареи для применения на космическом аппарате / М.М. Хандорин, В.Г. Букреев // Авиакосмическое приборостроение. – 2017. – № 3. – С. 45–55.

5. Хандорин М.М. Оценка остаточной емкости литий-ионного аккумулятора в режиме реального времени / М.М. Хандорин., В.Г. Букреев // Электрохимическая энергетика. – 2014. – Т. 14, № 2. – С. 65–69.

6. Hongwen H. Evaluation of Lithium-Ion Battery Equivalent Circuit Models for State of Charge Estimation by an Experimental Approach / H. Hongwen, X. Rui, F. Jinxin // Energies. – 2011. – № 4. – P. 58–598.

7. Saw L.H. Electro-thermal analysis of Lithium Iron Phosphate battery for electric vehicles / L.H. Saw, K. Somsundaram, Y. Ye et al. // Journal of Power Sources. – Vol. 249. – P. 231–238.

Хандорин Михаил Михайлович

Инженер-конструктор АО «НПП «Полус» (Томск), аспирант каф. ЭПЭО
Тел.: +7 (382-2) 55-46-94
Эл. почта: info@polus-tomsk.ru

Букреев Виктор Григорьевич

Д-р техн. наук, профессор каф. электропривода и электрооборудования (ЭПЭО) Энергетического института Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИТПУ)
Тел.: +7-913-854-21-96
Эл. почта: bukreev@tpu.ru

Khandorin M.M., Bukreev V. G.

Method to estimate the available capacity of a Lithium-ion battery when the battery temperature changes

The article is devoted to the method used to evaluate the available capacity for spacecraft lithium-ion battery when the battery temperature changes. For the charge and discharge process description, when a battery temperature changes, the Thevenin model is used. The experimental test method result is presented.

Keywords: lithium-ion battery, Thevenin model, spline-interpolation, linear interpolation, microcontroller.

УДК 621.3.049

А.Н. Дудкин, А.П. Леонов, А.С. Супуева

Оценка влияния уровня дефектности эмалированных проводов на надежность межвитковой изоляции

Проведен сравнительный анализ существующих методов оценки стойкости эмалевой изоляции к образованию дефектов. Отмечено, что используемые критерии и стандартные методы не всегда выявляют провода с низкой устойчивостью к воздействующим нагрузкам. Результаты исследований показали: дефектность – наиболее информативная и адекватная характеристика, отражающая качество и свойства эмалевой изоляции. Проведена оценка величины вероятности безотказной работы для ряда систем межвитковой изоляции с различной величиной дефектности. Обоснован допустимый уровень дефектности с учетом требований научно-технической документации на низковольтные асинхронные электродвигатели.

Ключевые слова: эмалированный провод, межвитковая изоляция, дефектность, низковольтная обмотка, надежность, вероятность безотказной работы.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-2-123-126

Широкое применение низковольтных асинхронных электродвигателей предопределяет необходимость повышения и обеспечения их безаварийности. Как показывают данные эксплуатации, надежность этих изделий остается недостаточно высокой. В среднем ежегодно капитальному ремонту подвергается порядка 2% установленных электродвигателей [1–6].

Основными причинами выхода из строя системы изоляции являются неудовлетворительное качество применяемых эмалированных проводов и электроизоляционных материалов, несовершенство и нарушение технологического процесса обмоточно-изолирующих работ, а также несоответствие режимов эксплуатации. В подавляющем большинстве случаев отказы происходят из-за повреждения обмотки или, точнее, её межвитковой изоляции. Критерием отказа является наличие сквозного повреждения изоляции – дефекта [1–3, 5, 6].

Для количественной оценки повреждаемости изоляции принято использовать дефектность λ , которая определяет количество дефектов на единицу длины или площади изоляции.

Сквозные дефекты могут существовать в изоляции обмоточных проводов в состоянии поставки, а также возникать под действием технологических и эксплуатационных нагрузок, в связи с этим различают дефектность в состоянии поставки $\lambda_{\text{п}}$, технологическую $\lambda_{\text{т}}$ и эксплуатационную дефектность $\lambda_{\text{э}}$.

Прежде всего эксплуатационная надежность обеспечивается минимальной дефектностью и способностью эмалевой пленки выдерживать технологические нагрузки. Главной причиной образования дефектов в изоляции является недостаточная механическая прочность эмалевого покрытия к технологическим и эксплуатационным факторам.

В настоящее время качество и устойчивость изоляции к воздействующим нагрузкам оцениваются по стандартным методам, основанным на определении механической прочности по числу двойных ходов иглы, стойкости к процарапыванию иглой изоляции под постоянно увеличивающейся нагрузкой;

электрической прочности – по пробивному напряжению [7, 8].

Таким образом, несмотря на большое число работ, посвященных исследованиям механизма отказа низковольтных обмоток и процессов дефектообразования, остается актуальным вопрос о допустимом уровне дефектности изоляции. Это позволит на начальном этапе выявить и исключить провода с низкой стойкостью к образованию дефектов.

В работе проведено сравнительное определение устойчивости эмалевой изоляции к дефектообразованию по стандартным и оригинальным методикам, а также оценен уровень надежности межвитковой изоляции с учетом ее дефектности.

Экспериментальное определение дефектности изоляции эмалированных проводов

Стойкость эмалевой изоляции к технологическим воздействиям оценивалась путем испытания механической прочности изоляции эмалированных проводов на истирание под постоянной и под постепенно возрастающей нагрузкой [9, 10].

Пробивное напряжение определялось на стандартных скрутках эмалированного провода, изготовленных и испытанных согласно [11].

Оценка дефектности изоляции эмалированных проводов проводилась в электролите; за основу взята методика, описанная в [12].

Дефектность эмалевой изоляции рассчитывалась по выражению (1):

$$\lambda = \frac{q}{n \cdot l_{\text{исп}}}, \text{ мм}^{-1}, \quad (1)$$

где q – суммарное число выявленных повреждений со всей партии; n – число испытанных образцов; $l_{\text{исп}}$ – длина образца провода, мм.

Результаты испытаний сведены в табл. 1, показаны на рис. 1.

Сравнительный анализ результатов показывает: для метода, основанного на определении числа двойных ходов иглы до истирания изоляции характерны малая статистическая устойчивость и большой разброс результатов в силу высокой чувстви-

тельности к случайным колебаниям условий испытаний; критерии оценки условны, малоинформативны и совершенно не позволяют учесть изменение дефектности. Также серьезным недостатком является малая испытываемая площадь образца. Это отрицательно сказывается на точности и достоверности полученных результатов, так как для эмалированной изоляции характерна большая неоднородность свойств по длине провода.

Таблица 1
Стойкость к истиранию и пробивное напряжение изоляции испытанных образцов

Марка провода	Число двойных ходов иглы N		Пробивное напряжение $U_{пр}$, кВ	
	допустимое	фактическое	допустимое	фактическое
ПЭЭА-155	12	40	2,7	5,2
ПЭТ-155	20	80	4,4	6,1
ПЭТД-180	35	250	4,7	6,8
ПЭТД2-К-180	35	393	4,5	8,3

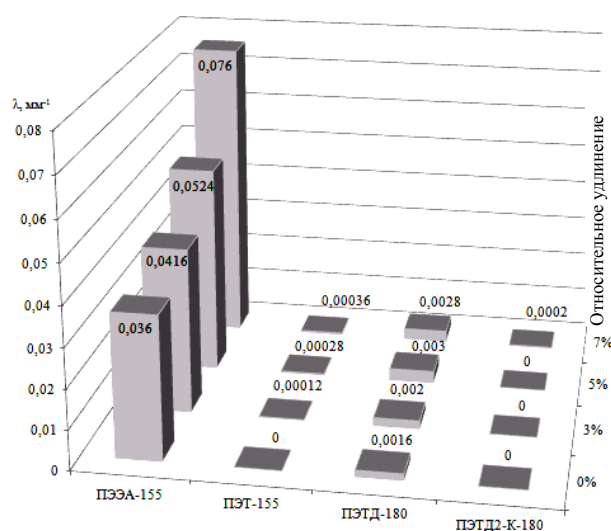


Рис. 1. Дефектность изоляции эмалированных проводов после механических воздействий и выдержки в растворителе

При этом следует отметить, что испытываются провода только в состоянии поставки. В процессе же изготовления реальных обмоток провода подвергаются растяжению при намотке, истиранию поверхности при укладке, изгибанию, что может снизить механическую прочность изоляции. Результаты испытаний предварительно растянутых образцов провода подтверждают: с увеличением относительного удлинения образца может снижаться число двойных ходов иглы по поверхности провода до разрушения изоляции [5, 13].

Контроль величины пробивного напряжения $U_{пр}$ дает возможность выявить провода с низкой электрической прочностью. Однако результаты лишь констатируют факт наличия или отсутствия разрушения изоляции без анализа физических или химических процессов, которые протекают в эмалированной изоляции и определяют ее механические свойства. В связи с этим пробивное напряжение не может быть принято в качестве критерия стойкости изоляции к

появлению дефектов, несмотря на прямую связь между наличием повреждений в изоляции и величиной $U_{пр}$.

Помимо этого, определение пробивного напряжения не позволяет оценить скорость появления дефектов, возникающих при изготовлении и во время эксплуатации реальных обмоток и их влияния на уровень надежности.

Результаты экспериментальных данных (см. табл. 1) только позволяют отметить: эмалированная изоляция всех исследуемых проводов обладает достаточной электрической прочностью. В то время как при определении дефектности в электролите обеспечивается точная количественная оценка стойкости эмалированной изоляции к воздействию нагрузкам.

На образование дефектов оказывает влияние действие растворителей и реакционноспособных компонентов пропиточных материалов в процессе пропитки и сушки обмоток. Это может привести к размягчению и набуханию эмали, что также снижает прочность изоляции.

В работе проведено исследование совместного влияния механических нагрузок и растворителей на дефектность изоляции эмалированных проводов (см. рис. 1). Испытывались образцы провода с относительным удлинением 3, 5, 7%. Навивание образцов провода, имитирующее изгиб, осуществлялось согласно [11]. Образцы провода помещались в емкость с растворителем, загружались в термощаф и выдерживались 30 мин; перед испытанием просушивались и протирались. Следует отметить, что подобные комплексные испытания обеспечивают оценку как механической стойкости эмалированной изоляции к воздействию нагрузкам, так и степень ее повреждаемости. Только в этом случае определяется точное количество дефектов.

Например, провод ПЭЭА-155 показал очень высокую дефектность λ после растяжения, что свидетельствует о минимальной устойчивости к технологическим воздействиям. Это характерно для проводов с алюминиевой жилой, так как адгезия эмалированной пленки к алюминию намного меньше, чем к меди. Поэтому при растяжении эмалированная изоляция утончается и растрескивается, что является причиной роста дефектности.

В то же время результаты стандартных испытаний (см. табл. 1) показали, что эмалированная изоляция обладает достаточной стойкостью к истиранию. В результате можно сделать неверный вывод о механической прочности изоляции данного провода.

Для проводов марок ПЭТ-155, ПЭТД-180, ПЭТД2-К-180 хорошая механическая прочность, определенная по стандартным методам, подтверждается низкой величиной дефектности λ .

Все выше изложенное позволяет рекомендовать дефектность λ как оптимальную характеристику, объективно и точно отражающую уровень электрических и механических свойств эмалированной изоляции в любых состояниях. Сравнительный анализ по различным критериям, приведенный выше, подтвер-

ждает адекватность оценки устойчивости эмаливой изоляции к воздействующим нагрузкам по дефектности λ , определенной в электролите.

Расчетная оценка влияния дефектности на показатели надежности межвитковой изоляции

В настоящее время отсутствует информация по обоснованию значения допустимой дефектности изоляции эмалированных проводов.

Допустимую границу уровня дефектности λ следует определять с учетом показателей надежности межвитковой изоляции, так как количество дефектов критически влияет на вероятность её отказа [1, 2, 5].

Расчет вероятности безотказной работы межвитковой изоляции $P_{\text{мви}}$ проводился с учетом конструктивных параметров обмоток нескольких габаритов асинхронных электродвигателей серии АИР (высота оси вращения 71, 90 и 160 мм), уровня воздействующих нагрузок и дефектности изоляции по методике, описанной в [12].

Основные исходные параметры для расчета приведены в табл. 2.

Таблица 2

Основные исходные параметры для расчета вероятности безотказной работы систем межвитковой изоляции

Конструктивные параметры обмотки	Число фаз обмотки m_{ϕ} Число пазов статора Z_1 Число слоев обмотки статора N_{s1} Диаметр изолированного провода $d_{\text{из}}$ Коэффициент пропитки $K_{\text{пр}}$ Геометрические размеры паза
Воздействующие нагрузки	Давление окружающей среды P Влажность в полости двигателя $\varphi_{\text{п}}$ Температура в полости двигателя $\theta_{\text{п}}$ Средняя температура обмотки θ Вибрационное ускорение $G_{\text{в}}$ Частота включения двигателя $f_{\text{вкл}}$
Характеристики системы изоляции	Класс нагревостойкости изоляции θ_0 Дефектность эмаливой изоляции λ Коэффициенты уравнения скоростей дефектообразования $H_{\text{в}}$ и $a_{\text{в}}$ Коэффициент скорости дефектообразования $a_{\text{в}}$

Обмоточные данные принимались согласно [14]. Коэффициенты уравнения скорости дефектообразования $H_{\text{в}}$ и $a_{\text{в}}$ выбраны с учетом систем изоляции согласно литературным и экспериментально полученным данным [5, 12]. Результаты расчетов представлены в табл. 3.

В качестве примера приведен сравнительный анализ влияния дефектности λ на вероятность безотказной работы $P_{\text{мви}}$ для различных габаритов асинхронного двигателя серии АИР (рис. 2).

Результаты показывают, что для всех рассмотренных вариантов при дефектности $\lambda > 0,006 \text{ мм}^{-1}$ вероятность безотказной работы снижается ниже допустимого уровня, т.е. ниже 90% при времени наработки 20000 ч.

Это позволяет принять данную величину в качестве критерия, превышение которого приводит к

необратимому снижению надежности межвитковой изоляции и всей обмотки в целом.

Таблица 3

Результаты расчетов вероятности безотказной работы для систем межвитковой изоляции при времени наработки 20000 ч

Система межвитковой изоляции	Класс нагревостойкости	Высота оси вращения h , мм	Вероятность безотказной работы при дефектности эмаливой изоляции λ , мм^{-1}		
			0,005	0,006	0,007
ПЭТВ – МЛ-92	В	71	0,925	0,918	0,893
		90	0,917	0,913	0,887
		160	0,908	0,902	0,883
ПЭТВМ – КП-34	В	71	0,945	0,915	0,879
		90	0,948	0,918	0,882
		160	0,959	0,931	0,895
ПЭТ-155 – ПЭ-933	F	71	0,924	0,908	0,89
		90	0,928	0,913	0,896
		160	0,921	0,903	0,884
ПЭТ-155 – КО-916К	F	71	0,913	0,904	0,88
		90	0,91	0,902	0,877
		160	0,908	0,90	0,87
ПЭТ-180 – КО-916К	H	71	0,918	0,901	0,86
		90	0,91	0,903	0,86
		160	0,918	0,904	0,856

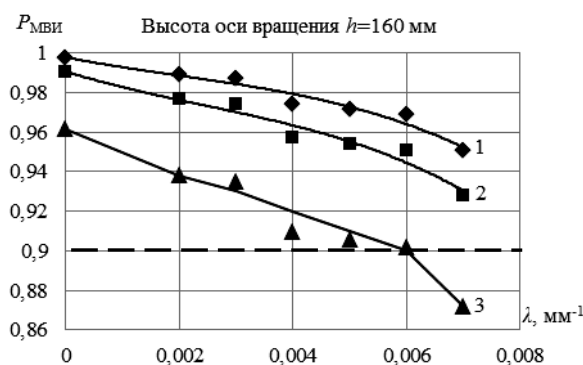
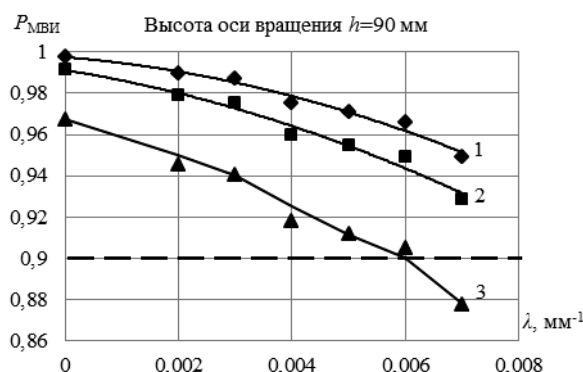


Рис. 2. Влияние дефектности λ на вероятность безотказной работы межвитковой изоляции с учетом времени наработки (система изоляции ПЭТ-155 – КО-916К): 1 – 5000 ч; 2 – 10000 ч; 3 – 20000 ч

Выводы

1. Существующие методы не всегда позволяют адекватно судить о свойствах эмаливой изоляции по всей длине провода, даже несмотря на количественное увеличение выборки образцов исследуемых

проводов в несколько раз. Кроме того, применяемые методы не позволяют в полной мере оценить устойчивость к воздействующим эксплуатационным нагрузкам реальных обмоток, так как во многих случаях выявляются лишь образцы с грубыми дефектами либо обладающие недопустимо низкими электроизоляционными свойствами.

2. Способность изоляции обмоточных проводов выдерживать технологические и эксплуатационные нагрузки характеризуется устойчивостью их эмали к дефектообразованию. В связи с этим важно определить начальную дефектность эмалевой изоляции, а также оценить ее устойчивость к появлению новых дефектов в процессе изготовления обмоток.

3. Необходимый уровень вероятности безотказной работы межвитковой изоляции обеспечивается при дефектности эмалевой изоляции не более $0,006 \text{ мм}^{-1}$. В этом случае уровень вероятности безотказной работы остается в допустимых пределах (90 % при времени наработки 20000 ч).

Литература

1. Смирнов Г.В. Надежность изоляции обмоток электротехнических изделий. – Томск: Изд-во Том. ун-та. – 1990. – 192 с.
2. Смирнов Г.В. Основы неразрушающего контроля изоляции обмоток электрических машин / Г.В. Смирнов, Д.Г. Смирнов // Изв. Том. политехн. ун-та. Инжиниринг георесурсов. – 2016. – Т. 327, № 11. – С. 24–36.
3. Похолков Ю.П. К вопросу о совместимости пропиточных составов и эмалированных проводов / Ю.П. Похолков, А.П. Леонов, И.Н. Шуликин // Электротехника. – 2009. – № 7. – С. 30–33.
4. Измерительный комплекс по определению остаточного ресурса изоляции электрических машин / Г.В. Суханкин, О.К. Никольский, Н.Т. Герцен, Н.П. Воробьев // Ползуновский вестник. – 2014. – № 4-1. – С. 254–259.
5. Супуева А.С. Снижение дефектности межвитковой изоляции обмоток низковольтных асинхронных электродвигателей: дис. ... канд. техн. наук: 05.09.02. – Томск, 2016. – 121 с.
6. Дудкин А.Н. Влияние дефектов в межвитковой изоляции на ее стойкость к эксплуатационным нагрузкам, характерным для энергоэффективных способов управления электротехническим оборудованием / А.Н. Дудкин, А.П. Леонов, А.С. Супуева // Томск: Известия ТПУ. – 2015. – Т. 326, № 11. – С. 83–89.
7. Андрианов А.В. Пробивное напряжение как критерий годности обмоточных проводов / А.В. Андрианов, В.К. Андрианов, Е.В. Быков // Кабели и провода. – 2011. – № 6. – С. 17–20.
8. Андрианов В.К. К оценке стойкости к истиранию изоляции обмоточных проводов / В.К. Андрианов, О.Б. Бураков, Е.В. Быков // Кабели и провода. – 2008. – № 5. – С. 26–29.

9. ГОСТ 14340.10–69. Провода эмалированные круглые. Методы испытания механической прочности изоляции на истирание. – М.: Изд-во стандартов, 1999. – 6 с.

10. ГОСТ Р МЭК 60851-3–2002. Провода обмоточные. Методы испытаний. – Ч. 3. Механические свойства. – М.: Изд-во стандартов, 2002. – 26 с.

11. ГОСТ Р МЭК 60851-5–2008. Провода обмоточные. Методы испытаний. – Ч. 5. Электрические свойства. – М.: Стандартинформ, 2008. – 17 с.

12. Кириллов Ю.А. Обеспечение надежности электрической изоляции асинхронных двигателей на стадии проектирования и изготовления: дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 1990. – 233 с.

13. Leonov A. The comparison of methods of testing enameled wire to mechanical stress / A. Leonov, A. Supueva // Trans Tech Publication, Switzerland: Applied Mechanics and Materials. – 2015. – Vol. 792. – P. 33–37.

14. Петриков Л.В. Асинхронные электродвигатели. Обмоточные данные. Ремонт. Модернизация / Л.В. Петриков, Г.Н. Корначенко. – М.: Энергоатомиздат, 2001. – 496 с.

Дудкин Анатолий Николаевич

Канд. техн. наук, доцент каф. ЭКМ
Национального исследовательского
Томского политехнического университета (НИТПУ)
Тел.: +7-903-915-31-32
Эл. почта: dan@tpu.ru

Леонов Андрей Петрович

Канд. техн. наук, доцент каф. ЭКМ НИТПУ
Тел.: +7-903-953-08-24
Эл. почта: leonov_ap@tpu.ru

Супуева Аделя Сагынбековна

Канд. техн. наук, ассистент каф. ЭКМ НИТПУ
Тел.: +7-952-804-34-34
Эл. почта: supu_as@mail.ru

Dudkin A.N., Leonov A.P., Supueva A.S.

Estimating of the influence of defectiveness level of the enameled wires on reliability of interturn insulation

The article contains a comparative analysis of existing evaluation methods for defects resistance of enamel insulation. The standard methods do not always reveal the wires with a low resistance to loads. It was observed that, the defectiveness is the most informative and adequate characteristic reflecting the quality and properties of enamel insulation. The estimation of the probability of failure-free operation for some systems of interturn insulation having number of defects is carried out. The allowable defect rate to meet the requirements of scientific and technical documentation for low-voltage induction motors is provided.

Keywords: enamel wire, turn insulation, defects, low-voltage winding, reliability, reliability function.

СООБЩЕНИЯ

Работа над ошибками

В выпуске №1 – **Том 20, № 1, 2017** по вине тех. редактора допущена ошибка на первой странице в левом нижнем углу в выходных данных правильным следует считать
Подписано в печать 25.03.2017 (ошибочно указано – 2016).