

ISSN 1818-0442

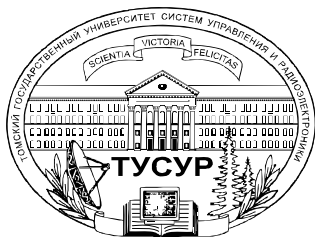
Доклады ТУСУРа. №2 (36), 2015

ДОКЛАДЫ

Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники

2(36) • 2015





Министерство образования и науки Российской Федерации

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

2 (36) • июнь 2015

Периодический научный журнал

Выходит 4 раза в год

Основан в 1997 г.

ISSN 1818-0442

Гл. редактор:

А.А. Шелупанов, д.т.н., проф.

Зам. гл. редактора:

А.В. Кобзев, д.т.н., проф.

Р.В. Мещеряков, д.т.н., проф.

Ю.А. Шурыгин, д.т.н., проф.

Редакционный совет:

М.П. Батура, д.т.н., проф. (Минск)

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

Л.А. Боков, к.ф.-м.н., проф.

А.Г. Буймов, д.т.н., проф.

С.А. Гаврилов, д.т.н., проф. (Москва)

Ю.П. Ехлаков, д.т.н., проф.

В.М. Исаев, д.т.н. (Мытищи)

А.М. Кориков, д.т.н., проф.

Ю.Н. 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)

В.В. Шайдуров, чл.-корр. РАН

(Красноярск)

С.М. Шандаров, д.ф.-м.н., проф.

Г.С. Шарыгин, д.т.н., проф.

Ответственный секретарь:

В.Н. Масленников, к.т.н., доцент

Адрес редакции:

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

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

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

Издательство

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

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

Подписано в печать 25.06.2015.
Формат 60×84 1/8.
Усл. печ. л. 11,7
Тираж 500. Заказ 12.

Содержание

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

Гулько В.Л., Мещеряков А.А. Поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга подвижного объекта с помощью угломерных радиомаячных систем.....5	
Ф.Н. Захаров, Ю.П. Акулиничев Расчёт уровня среднего электромагнитного поля численным методом в случайно-неоднородной атмосфере.....10	
Авдоченко Б.И., Зайцева Е.В., Кирпиченко Ю.Р., Курячий М.И., Пустынский И.Н. Коррекция искажений видеосигнала в активно-импульсных телевизионных системах.....19	
Алпатов Б.А., Балашов О.Е., Ершов М.Д., Муравьев В.С., Фельдман А.Б. Разработка алгоритмов обработки радиолокационных изображений в задачах мониторинга водного пространства25	
Павлов А.Н., Константинов О.Г., Шмирко К.А. Видеокомплекс аппаратуры для экологического мониторинга окружающей среды и океанологических исследований.....29	
Косова А.Е., Попков А.И. Построение плана замкнутого пространства с использованием компьютерного зрения и структурированной подсветки33	
Гончарова Ю.С., Романова М.А., Смирнов С.В. Спектральный метод бесконтактного измерения температуры кристаллов полупроводниковых источников света38	
Заболоцкий А.М. Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации41	
Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Р. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT45	
Деева В.С., Ващук С.П., Костюков Н.С., Слободян С.М. Устройство герметичного ввода кабельных линий радиочастотных сигналов в условиях вакуума и экстремальных воздействий51	
Вознесенский С.С., Сергеев А.А. Лазерно-индуцированный нелинейно-оптический отклик силикатного нанокompозита с квантовыми точками сульфида кадмия.....57	
Доценко О.А., Суслев В.И., Ульянова О.А. Микроволновые характеристики текстурованных композиционных материалов, содержащих порошки ферритов с гексагональной структурой.....61	
Беличенко В.П., Запасной А.С., Шестаков П.В. Управление интерференционными потоками энергии в эванесцентных полях систем излучателей66	

УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

Туманов С.А.	
Средства тестирования информационной системы на проникновение	73
Стюгин М.А.	
Защита интернет-ресурсов по технологии движущейся цели	80
С.Ю. Мельников	
Неавтономные двоичные регистры сдвига, сохраняющие значковые статистические свойства входной последовательности	86
Ходашинский И.А., Малютин Н.Д.	
Модели статических искусственных нейронов. Обзор	100
Катаев М.Ю., Крупский А.С.	
Оценка пропускной способности на основе модели однородной сети	108
Катаев М.Ю., Лукьянов А.К., Бекеров А.А.	
Программная система накопления и манипулирования пространственно-временными данными	113
Альтман Е.А., Захаренко Е.И.	
Быстрый алгоритм вычисления двумерной корреляции для видеообработки	119
Астафуров В.Г., Евсюткин Т.В.	
Программная система для автоматической классификации текстур перистой облачности на основе нейро-нечеткой сети	125
Сидоров А.А., Сапрон Д.В.	
Концептуальные основы когнитивного моделирования социально-экономического развития муниципальных образований	130
Ефремов А.А.	
Вычисление нечеткой вероятности безотказной работы систем с нечеткими параметрами моделей надежности	136
Цапко Е.А.	
Исследование системы стабилизации радиометрического тракта с параметрической обратной связью	141
Кориков А.М.	
Эксперимент в научном исследовании	148

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Апасов В.И., Михальченко С.Г., Тановицкий Ю.Н.	
Аналитический способ определения моментов коммутации комбинированного преобразователя со стабилизацией выходного напряжения, обеспечивающих одноцикловый режим работы	157
Тановицкий Ю.Н., Кобзев Г.А., Савин Д.А., Апасов В.И.	
О влиянии сглаживания сигнала дифференцирующего звена регулятора широтно-импульсного стабилизатора понижающего типа на продолжительность его переходных процессов в малом	165
Качин С.И., Качин О.С., Киселев А.В., Бурцев Л.Ю.	
Исследование конструкции однофазного асинхронного двигателя с повышенным пусковым моментом	170
Винтоняк Н.П., Федотов В.А., Семенов В.Д.	
Методика проектирования программного обеспечения микроконтроллеров для быстродействующих систем управления	175

СООБЩЕНИЯ

Илюхин Б.В., Лепустин А.В., Кацман Ю.Я.	
Математическое моделирование влияния контекстных факторов на уровень подготовленности абитуриентов учреждений высшего профессионального образования Российской Федерации	183
Требования	189

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

УДК 629.7.052

В.Л. Гулько, А.А. Мещеряков

Поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга подвижного объекта с помощью угломерных радиомаячных систем

Предложен поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга подвижного объекта. Метод основан на использовании поляризационного модулятора, установленного в бортовом одноканальном радиоприемнике, на выходе которого косвенным способом на частоте, кратной частоте поляризационной модуляции, измеряется пеленг подвижного объекта.

Ключевые слова: угломерная радиомаячная система, пеленг, поляризационные свойства сигнала, вектор Джонса, ортогонально линейно поляризованные волны.

В угломерных радиомаячных системах (РМС) пеленг на радиомаяк измеряется бортовым приемником подвижного объекта (ПО) с ненаправленной или слабонаправленной антенной, принимающей сигналы наземного радиомаяка с направленным излучением.

Обычно информация об угловом положении ПО содержится в амплитуде, фазе или времени запаздывания принимаемых на борту ПО сигналов радиомаяка [1]. Поляризационные же свойства сигнала в практической навигации используются в меньшей степени. В работе [2] исследуется антенная система, состоящая из электрического и магнитного диполей, разнесенных в горизонтальной плоскости на некоторое расстояние. Установлено, что коэффициент эллиптичности и угол ориентации эллипса поляризации результирующего поля в различных точках дальней зоны в горизонтальной плоскости зависят от направления излучения, и эта зависимость носит явно выраженный лепестковый характер. В работе [3] был предложен поляризационный метод измерения пеленга ПО, суть которого в следующем. Радиомаяк из двух точек, разнесенных в плоскости измерений на расстоянии d друг от друга, одновременно излучает ортогонально-поляризованные радиосигналы с одинаковыми амплитудами, начальными фазами и длинами волн. На борту ПО сигналы принимаются и после поляризационного разделения измеряется разность фаз $\Delta\varphi$ между ними. Пеленг α определяется как угол между нормалью к середине базы d и направлением на ПО по формуле

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{\lambda}{2\pi d}\Delta\varphi\right), \quad (1)$$

где λ – длина волны взаимно ортогонально-поляризованных волн радиомаяка.

В работах [4, 5] были предложены поляризационно-фазовые угломерные РМС с непосредственным измерением разности фаз $\Delta\varphi$ между ортогонально-поляризованными сигналами, а в работе [3] сообщается о разработке поляризационно-амплитудной РМС, использующей для измерения разности фаз отношение амплитуд сигналов на выходе плеч линейного поляризованного разделителя, ориентированного под углом 45° к горизонтальной плоскости. Как те, так и другие обладают одним существенным недостатком – бортовое оборудование, используемое для определения пеленга α ПО, является двухканальным, что из-за удвоенных габаритов и веса ограничивает их использование в практической навигации.

В настоящей работе предлагается поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга ПО с использованием поляризационного модулятора, вмонтированного в СВЧ-тракт бортового одноканального радиоприемного устройства, на выходе которого косвенным способом измеряется требуемая разность фаз $\Delta\varphi$. Суть метода заключается в следующем.

Предположим, что радиомаяк из двух разнесенных в горизонтальной плоскости на расстоянии d точек одновременно излучает ортогонально-поляризованные сигналы с вертикальной и горизонтальной поляризациями соответственно. При этом излучаемые сигналы имеют равные амплитуды, начальные фазы и длины волн. Предполагается также, что в СВЧ-тракт приемной антенны бортового одноканального радиоприемного устройства вмонтирован поляризационный модулятор, выполненный в виде вращающейся с частотой Ω полуволновой фазовой пластины [6].

Используя представление плоской однородной электромагнитной волны вектором Джонса [7], излучаемые электромагнитные волны на нулевом направлении, совпадающем с нормалью к середине базы d , могут быть представлены в векторной форме в декартовом поляризационном базисе (без учета временной зависимости) в виде

$$\vec{E}_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ и } \vec{E}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Предположим, что расстояние от радиомаяка до ПО велико настолько, что фазовый фронт волны в районе ПО можно считать плоским. Тогда на направлении α векторы Джонса излучаемых волн имеют вид

$$\vec{E}_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot e^{j\Delta\varphi} \text{ и } \vec{E}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где $\Delta\varphi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \alpha$ – фазовый сдвиг ортогонально линейно поляризованных волн в точке приема на ПО.

Вектор Джонса результирующей волны с учетом (3) может быть представлен в виде

$$\vec{E}_p = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} e^{j\Delta\varphi} \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Наличие множителя $1/\sqrt{2}$ в выражении (4) обусловлено принятой для удобства единичной интенсивностью волны. Из (4) следует, что суперпозиция ортогонально линейно поляризованных волн одинаковой амплитуды (2), но с разным фазовым сдвигом $\Delta\varphi$ (3) приводит в общем случае к эллиптической поляризации результирующей волны. При этом угол ориентации эллипса поляризации β может принимать значения

$$\beta = (2n+1)\frac{\pi}{4}, \quad (5)$$

где n – целое число, два из которых имеют значения:

$$\beta_1 = \frac{\pi}{4} \text{ при } 0 \leq \Delta\varphi < \frac{\pi}{2}, \quad (6)$$

и

$$\beta_2 = \frac{3\pi}{4} \text{ при } \frac{\pi}{2} < \Delta\varphi \leq \pi. \quad (7)$$

Модуль коэффициента эллиптичности $|r|$ при этом меняется в пределах

$$|r| = (0 \div 1) \text{ при } 0 \leq \Delta\varphi \leq \frac{\pi}{2}, \quad (8)$$

и

$$|r| = (1 \div 0) \text{ при } \frac{\pi}{2} \leq \Delta\varphi \leq \pi. \quad (9)$$

В случаях, когда $\Delta\varphi = \pi/2$ (при переходе через круговое состояние поляризации результирующей волны), происходит скачок изменения угла ориентации эллипса поляризации от значения $\beta_1 = \pi/4$ к значению $\beta_2 = 3\pi/4$. В случаях, когда угловое положение ПО соответствует фазовому сдвигу $\Delta\varphi = 0$ или $\Delta\varphi = \pi$, результирующая волна поляризована линейно с углом ориентации вектора электрического поля $\beta_1 = \pi/4$ и $\beta_2 = 3\pi/4$ соответственно.

Таким образом, поляризационные характеристики результирующей волны (4) зависят от направления излучения и определяются соотношениями (6)–(9), в то время как ее интенсивность, в силу поляризационной ортогональности излучаемых волн, от направления излучения не зависит.

Для описания взаимодействия результирующей волны (4) с элементами высокочастотного тракта бортового одноканального радиоприемного устройства с вмонтированным поляризационным модулятором в виде вращающейся полуволновой фазовой пластины воспользуемся оператором Джонса [7]. Тогда сигнал на выходе приемника можно записать в декартовом поляризационном базисе как результат преобразования

$$\dot{E}_{\text{вх}} = C \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} [P] \cdot [M] \cdot \vec{E}_p, \quad (10)$$

где $\vec{E}_p = \begin{bmatrix} e^{j\Delta\varphi} \\ 1 \end{bmatrix}$ – вектор Джонса результирующей волны в точке приема на ПО, определенный в декартовом поляризационном базисе; $[M] = \begin{bmatrix} \cos 2\theta & \sin 2\theta \\ \sin 2\theta & -\cos 2\theta \end{bmatrix}$ – оператор Джонса поляризационного модулятора в виде вращающейся с частотой Ω полуволновой фазовой пластины, записанной в декартовом поляризационном базисе; $\theta = \Omega \cdot t$ – угол ориентации полуволновой фазовой пластины; $[L] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ – оператор Джонса линейного поляризатора (переход от круглого волновода к прямоугольному) с вертикальной собственной поляризацией; C – постоянная, учитывающая потенциал радиомаяка и расстояние от него до ПО.

Проделив в (10) необходимые преобразования, получим

$$\dot{E}_{\text{вх}}(\theta) = C \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \{ \sin(2\theta) \cdot \cos(\Delta\varphi) - \cos(2\theta) + j \cdot \sin(2\theta) \cdot \sin(\Delta\varphi) \}. \quad (11)$$

Амплитуда сигнала на выходе приемника с логарифмической амплитудной характеристикой и линейным детектором равна

$$E_{\text{вых}}(\theta) = \lg \left(C \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \right) + \lg | \sin(2\theta) \cdot \cos(\Delta\varphi) - \cos(2\theta) + j \cdot \sin(2\theta) \cdot \sin(\Delta\varphi) |. \quad (12)$$

После преобразований (12), с учетом того, что уровень сигнала в случае логарифмического приемника обычно измеряют в децибелах, при $\theta = \Omega \cdot t$ получим

$$E_{\text{вых}}(\Omega t) [\text{дБ}] = \lg \left(C \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \right) + 10 \lg (1 - \cos(\Delta\varphi) \cdot \sin(4\Omega t)). \quad (13)$$

Из анализа (13) следует, что в спектре огибающей выходного сигнала логарифмического приемника присутствует только спектральная составляющая на частоте 4Ω и ее начальная фаза отличается на π от фазы опорного сигнала $\sin(4\Omega t)$, определяемой угловым положением полуволновой фазовой пластины, в пределах $0 \leq \Delta\varphi < \pi/2$ и совпадает с ней, когда $\pi/2 < \Delta\varphi \leq \pi$.

Амплитуда спектральной составляющей на частоте 4Ω определяется косинусом разности фаз $\Delta\varphi$ между ортогонально линейно поляризованными волнами в точке приема на ПО и с учетом (1) определяется только пеленгом α ПО. Имея в виду, что $\cos(\Delta\varphi)$ является четной функцией угловой координаты α , чтобы определить знак отклонения ПО от нулевого направления ($\alpha = 0^\circ$), совпадающего с нормалью к середине базы d , необходимо в этом направлении излучать ортогонально линейно поляризованные волны с равными амплитудами и длинами волн, но с начальной разностью фаз $\Delta\varphi_0 = \pm\pi/2$.

Подставляя в (4), например, начальную разность фаз $\Delta\varphi_0 = \pi/2$, выражение (13) преобразуется к виду

$$E_{\text{вых}}(\Omega t) [\text{дБ}] = \lg \left(C \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \right) + 10 \lg (1 + \sin(\Delta\varphi) \cdot \sin(4\Omega t)). \quad (14)$$

Тогда в (14) амплитуда спектральной составляющей на частоте 4Ω определяется синусом разности фаз $\Delta\varphi$ ($\sin(\Delta\varphi)$) и является нечетной функцией угловой координаты α . Ее начальная фаза в момент отклонения от нулевого направления ($\alpha = 0^\circ$), с учетом $\Delta\varphi_0 = \pi/2$, за счет скачкообразного изменения угла ориентации эллипса поляризации результирующей волны от $\pi/4$ к $3\pi/4$ (6) или наоборот от $3\pi/4$ к $\pi/4$ (7), будет скачком отличаться на 180° от фазы опорного сигнала $\sin(4\Omega t)$. Последнее позволяет определить сторону (знак) отклонения ПО от нулевого направления.

Соотношение (14) позволяет рассчитать зависимость амплитуды выходного сигнала логарифмического приемника от углового положения θ полуволновой фазовой пластины для различных значений $\Delta\varphi$ и по форме этой зависимости проследить механизм появления в огибающей выходного сигнала приемника спектральной составляющей на частоте 4Ω .

Результаты расчета приведены на рис. 1, из которого видно, что при фазовом сдвиге $\Delta\varphi = \pi/2$ амплитудная модуляция сигнала на выходе логарифмического приемника достигает 100%-ной глу-

бины. При этом за полный оборот полуволновой фазовой пластины амплитуда выходного сигнала приемника промодулирована учетверенной частотой вращения полуволновой пластины и, как следствие, амплитуда спектральной составляющей на частоте 4Ω достигает своего максимального значения. В другом крайнем случае, когда $\Delta\varphi=0^\circ$, амплитуда выходного сигнала постоянна и не зависит от углового положения θ полуволновой фазовой пластины и, соответственно, амплитуда спектральной составляющей 4Ω равна нулю. В первом случае результирующая волна (4) в точке приема поляризована линейно, во втором – поляризована по кругу. Очевидно, что в общем случае результирующая волна (4) имеет эллиптическую поляризацию и амплитуда спектральной составляющей на частоте 4Ω принимает промежуточные значения.

Применив преобразование Фурье к выражению (14), амплитуда спектральной составляющей на частоте 4Ω определяется как

$$A_{4\Omega}[\text{дБ}] = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} E_{\text{ВЫХ}}(\Omega t) \cdot \sin(4\Omega t) d\Omega t. \quad (15)$$

Результаты расчета зависимости $A_{4\Omega}$ от разности фаз $\Delta\varphi$ приведены на рис. 2.

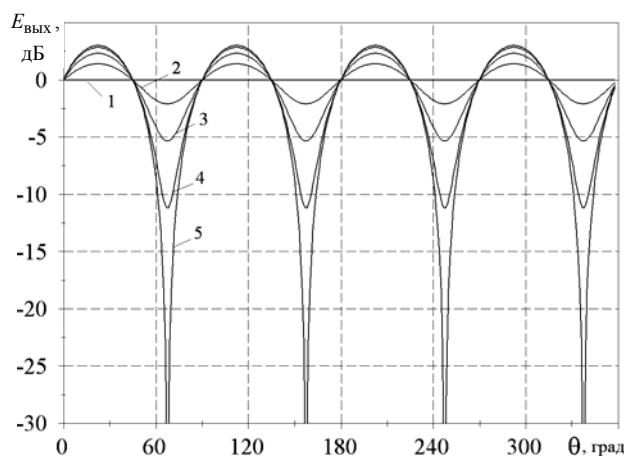


Рис. 1. Зависимость амплитуды выходного сигнала логарифмического приемника от углового положения θ полуволновой фазовой пластины для различных значений $\Delta\varphi$ при $\Delta\varphi_0=90^\circ$

(1 – $\Delta\varphi=0^\circ$; 2 – $\Delta\varphi=22,5^\circ$;
3 – $\Delta\varphi=45^\circ$; 4 – $\Delta\varphi=67,5^\circ$; 5 – $\Delta\varphi=90^\circ$)

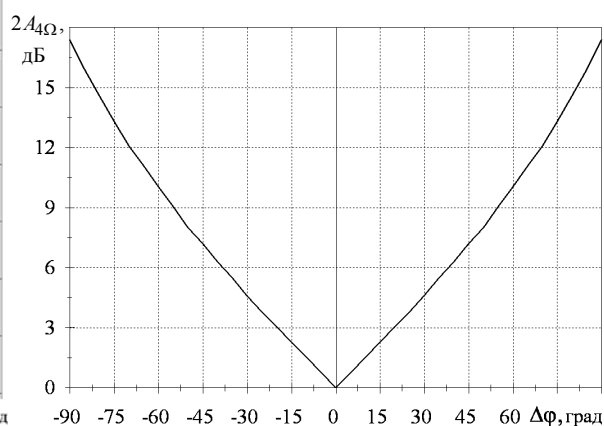


Рис. 2. Зависимость амплитуды спектральной составляющей на частоте 4Ω от разности $\Delta\varphi$ между ортогонально линейно поляризованными волнами в точке приема при $\Delta\varphi_0=90^\circ$

Анализ результатов расчетов позволяет сделать следующие выводы.

1. При использовании поляризационного модулятора в виде вращающейся с частотой Ω полуволновой фазовой пластины в спектре огибающей принятого сигнала присутствует спектральная составляющая на частоте 4Ω , амплитуда и начальная фаза которой содержат информацию об угловом положении ПО.

2. Зависимость амплитуды спектральной составляющей на частоте 4Ω от фазового сдвига $\Delta\varphi$ между ортогонально линейно поляризованными волнами в точке приема на ПО по сути является пеленгационной характеристикой угломерной поляризационно-модуляционной РМС. Крутизна пеленгационной характеристики, а следовательно, и потенциальная точность измерения пеленга, определяются пространственным разном d точек излучений, а не направленными свойствами приемной антенны. При этом пеленг α ПО может быть определен по формуле (1), в которой $\Delta\varphi$ является оценкой фазового сдвига, полученной косвенным путем на основе измерения амплитуды $A_{4\Omega}$ спектральной составляющей на частоте 4Ω .

3. С учетом скачкообразного изменения начальной фазы спектральной составляющей на частоте 4Ω на π следует иметь в виду, что однозначное измерение $A_{4\Omega}$ производится в пределах $-\pi/2 \leq \Delta\varphi \leq \pi/2$, а однозначное измерение углов α возможно в секторе $\Delta\alpha = \arcsin(\lambda/2d)$.

Предложенный поляризационно-модуляционный метод измерения пеленга ПО отличается простотой технической реализации, поскольку бортовое радиоприемное устройство является однока-

нальным, а измерение пеленга производится на выходе приемника на частоте, кратной частоте поляризационной модуляции. В практической навигации метод может использоваться в бортовых радиопеленгаторах при проводке судов на морском флоте, в пилотажно-навигационных системах ориентации летательных аппаратов при заходе на посадку по приборам, а также в космической навигации при стыковке космических аппаратов.

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

Литература

1. Ярлыков М.С. Статистическая теория радионавигации. – М.: Радио и связь, 1985. – 344 с.
2. Канарейкин Д.Б. Морская поляриметрия. / Д.Б. Канарейкин, В.А. Потехин Н.Ф. Шишкин. – Л.: Судостроение, 1968. – 326 с.
3. А.с. 1251003 СССР, М. кл. 4 G 01 S 3/02. Способ измерения пеленга подвижного объекта и устройство для его осуществления / Н.Н. Бадулин (СССР), В.Л. Гулько (СССР). – № 3848713/24-09; заявл. 29.01.85; опубл. 15.08.86. Бюл. № 30.
4. Пат. 2 507 530 РФ, МПК G 01 S 3/02. Радионавигационная система для измерения пеленга подвижного объекта / В.Л. Гулько (РФ). – № 2 012 130 403/ 07; заявл. 17.07.12; опубл. 20.02.14. Бюл. № 5.
5. Пат. 2 485 538 РФ, МПК G 01 S 3/48. Радионавигационная система для измерения пеленга подвижного объекта / В.Л. Гулько (РФ). – № 2 011 141 232/07; заявл. 07.10.11; опубл. 20.06.13. Бюл. № 17.
6. Козлов Н.И. Поляризация радиоволн. Поляризационная структура радиолокационных сигналов / Н.И. Козлов, А.И. Логвин, В.А. Сарычев. – М.: Радиотехника, 2005. – 704 с.
7. Татаринов В.Н. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов / В.Н. Татаринов, С.В. Татаринов, Л.П. Лигтхарт. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2006. – 379 с.

Гулько Владимир Леонидович

Канд. техн. наук, доцент каф. радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: 8 (383-2) 41-36-70

Эл. почта: gulkoVL@yandex.ru

Мещеряков Александр Алексеевич

Канд. техн. наук, вед. научный сотрудник НИИ радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: 8 (383-2) 41-34-55

Эл. почта: msch@rts.tusur.ru

Gulko V.L., Mescheryakov A.A.

Polarization-modulation method of measuring the bearing of a moving object in angular radio beacon systems

The paper offers a method of measuring the bearing of a moving object. The method is based on the usage of polarization modulator in an aboard single-channel receiver. The evaluation of the bearing is performed on the output of the receiver at multiple modulation frequency.

Keywords: radio beacon system, bearing, polarization-modulation method, the Jones vector, polarization properties of a signal.

УДК 537.874.31

Ф.Н. Захаров, Ю.П. Акулиничев

Расчёт уровня среднего электромагнитного поля численным методом в случайно-неоднородной атмосфере

Работа направлена на повышение точности расчёта когерентной составляющей случайного электромагнитного поля при численном решении волнового параболического уравнения. В работе с помощью метода геометрической оптики снято ограничение на дельта-коррелированность неоднородностей (марковское приближение). Рассматриваются три модели неоднородностей среды: модель Буккера–Гордона, гауссовская модель и модель Колмогорова–Обухова. Для каждой из них получены расчётные соотношения, проведены расчеты и оценена величина поправки по сравнению с результатами, полученными в марковском приближении. Произведено сравнение расчёта среднего поля по предложенному методу с методом статистических испытаний. Показано, что в рассмотренных случаях ошибка расчёта не превышает 10%.

Ключевые слова: параболическое уравнение, численные методы, среднее электромагнитное поле, случайно-неоднородная среда, пространственный интервал корреляции.

Исследованию распространения волн в случайно-неоднородных средах уделяется в последнее время все большее внимание. Повышенный интерес к проблемам такого рода возникает приблизительно с начала пятидесятых годов предыдущего века. Причина этого в появлении большого количества прикладных задач в радиофизике, оптике, акустике, физике плазмы и в других разделах физики, приводящих к необходимости изучения случайных полей и их статистических характеристик. К таким задачам можно отнести флуктуации рефракции, некогерентное рассеяние электромагнитных волн, рассеяние звука и ультразвука в морской воде, проблемы, связанные с точностью измерения радиометодами координат объектов, и ряд других проблем. Необходимость решения подобных задач послужила причиной разработки и совершенствования статистических методов описания волновых полей, распространяющихся в случайно-неоднородных средах [1–3] или отражённых от случайно-неровной подстилающей поверхности [2, 4].

При распространении радиоволн в случайно-неоднородной среде и над неровной подстилающей поверхностью наблюдаются случайные флуктуации амплитуды, фазы и поляризации волны. Эти явления описываются стохастическим волновым уравнением [1, 5, 6].

В реальных условиях электромагнитное поле (ЭМП) всегда представляет сумму детерминированной и случайной составляющих. Поэтому идеальным вариантом является совместное использование детерминированных и статистических методов расчёта, предполагающее совместное решение детерминированного и стохастического волновых уравнений [7]. В настоящее время для расчёта детерминированного поля наибольшее распространение получил метод численного решения волнового параболического уравнения (ПУ) [8]

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

где $u(x, z) = E(x, z) \exp(-i\omega z)$ – комплексная огибающая монохроматического поля $E(x, z)$ частоты ω , распространяющегося преимущественно в направлении оси Ox , $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число, λ – длина волны, $\tilde{\epsilon}(x, z) = \epsilon(x, z) - 1 = \tilde{\epsilon}_p(x, z) + \tilde{\epsilon}_c(x, z)$ – вариации относительной диэлектрической проницаемости среды, включающие регулярную $\tilde{\epsilon}_p$ и случайную $\tilde{\epsilon}_c$ составляющие, причём последняя имеет нормальное распределение с нулевым математическим ожиданием и корреляционной функцией $R_\epsilon(x_1, x_2, z_1, z_2)$. ПУ (1) для существенного уменьшения вычислительных затрат при моделировании записано в двумерном виде.

Основным методом численного решения ПУ является сеточный метод, который предполагает, что область расчёта покрывается прямоугольной сеткой с ячейками размером $\Delta x \cdot \Delta z$, а значения

напряжённости поля вычисляются в каждом узле этой сетки. Процедура численного решения ПУ заключается в следующем. На первом этапе задаются значения отсчётов начального поля в узлах сетки при $x=0$ и затем, шаг за шагом, удаляясь от источника, находят значения поля $u_{n,m} = u(n\Delta x, m\Delta z)$ во всех узлах сетки [8]. Неоднородности среды задаются в виде высотного распределения индекса преломления [9] на каждом шаге сетки по дальности и учитываются при помощи метода расщепления [8].

Оператор, описывающий решение ПУ – линейный, поэтому значения поля на следующем шаге по дальности определяют в виде взвешенной суммы предыдущих значений (рис. 1):

$$u_{n+1,m} = \sum_{j=1}^M g_{j-m} u_{n,j} \exp\left(\frac{ik\Delta x}{2} \tilde{\epsilon}_{n,m}\right), \tag{2}$$

где g – весовые коэффициенты, определяемые выбранным методом решения (схема Кранка–Николсон, метод, основанный на преобразовании Фурье и др. [8, 10]), $\tilde{\epsilon}_{n,m} = \tilde{\epsilon}(n\Delta x, m\Delta z)$.

Тогда среднее значение поля $\bar{u}_{n+1,m}$ получаем в результате вычисления математического ожидания случайного поля (2). Это усреднение легко провести в марковском приближении [1, 2], т.е. когда выполняется условие $l_x \ll \Delta x$, где l_x – пространственный интервал корреляции неоднородностей среды вдоль трассы распространения радиоволн (РРВ).

Марковское приближение используется для решения дифференциальных уравнений при предположении о малости отношения времени корреляции воздействий τ_0 ко времени корреляции отклика τ_1 . Такое приближение непосредственно применимо только к причинным задачам, в которых значения динамических переменных в некоторый момент времени функционально не зависят от последующих по времени значений случайных параметров [1]. В физических задачах марковское приближение допускает описание сильных флуктуации, возникающих в физической системе под влиянием случайных воздействий при условии, что возможно пренебрежение волнами, рассеянными назад [1]. Приближение ПУ удовлетворяет последнему условию, кроме того, оно имеет физически выделенную координату вдоль направления РРВ. Это позволяет перейти к аппроксимации РРВ в случайно-неоднородной среде марковским процессом в приближении ПУ.

Данный переход осуществил в своей монографии [11] В.И. Татарский в середине прошлого века в предположении, что неоднородности среды нормально распределены и дельта-коррелированы вдоль направления РРВ. В работе Л.А. Чернова [12] ограничение на дельта-коррелированность было снято, но система уравнений приняла приближённый характер. В работе В.Н. Алексева и В.М. Фролова [13] было произведено распространение результатов двух предыдущих работ на случай произвольного соотношения между длиной волны и размером неоднородностей, но были установлены некоторые другие существенные ограничения. В частности, требование малости рассеяния не только на длине неоднородности, но и на длине волны. Кроме того, полученные Алексеевым уравнения справедливы только в трёхмерном пространстве, а перенос полученных результатов на одномерный случай незаконен. А. Исимару [2] и В.И. Кляцкин [14] в своих книгах повторяют выводы Татарского, предполагая, что интервал корреляции флуктуаций индекса преломления вдоль трассы РРВ намного меньше длины трассы (т.е. марковское приближение). При численном решении ПУ, когда вся трасса разбивается на короткие участки, такое предположение не справедливо.

Цель данной статьи – разработать метод численного расчёта среднего поля в случайно-неоднородной среде в рамках численного решения параболического волнового уравнения [15].

Для описания случайного поля $u(x, z)$ используем наиболее общий метод, основанный на интеграле по траекториям Р. Фейнмана [16, 17]. Весьма наглядный и близкий к привычной лучевой трактовке процесса распространения радиоволн способ введения этого описания основан на разложении траекторий в ряд Фурье. Тогда поле, возбуждаемое ненаправленным источником с амплитудой A_0 , находящегося в начале координат, задаётся выражением

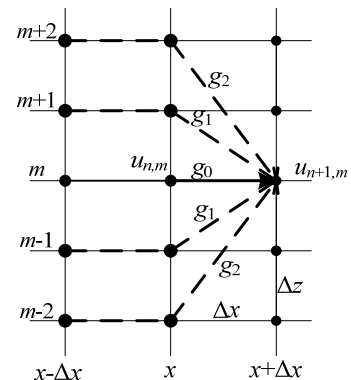


Рис. 1. К расчёту поля на следующем шаге по дальности

$$u(x, z) = \frac{A_0}{\sqrt{x}} \left(\frac{k\pi}{4xi} \right)^{Q/2} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left\{ \frac{ikz^2}{2x} + \frac{ik\pi^2}{4x} \sum_{t=1}^Q q_t^2 + \frac{ik}{2} \int_0^x \left[\xi, \frac{\xi z}{x} + \sum_{t=1}^Q \frac{q_t}{t} \sin \left(\frac{t\pi\xi}{x} \right) \right] d\xi \right\} dq_1 \dots dq_Q, \quad (3)$$

где Q – число членов ряда, определяющее точность представления (в пределе $Q \rightarrow \infty$).

При вычислении математического ожидания случайного поля (3) используем известное соотношение [1] $\overline{\exp(ia + ib)} = \exp(-\sigma_a^2/2 - \sigma_b^2/2 - ab)$, где a и b – действительные нормальные случайные величины с нулевым математическим ожиданием. В итоге получим

$$\overline{u_{n+1,m}} = \sum_{j=1}^M g_{j-m} \overline{u_{n,j}} K_p K_c V_j, \quad (4)$$

где $K_p = \exp\left(\frac{ik\Delta x}{2} \tilde{\epsilon}_{p,n,m}\right)$ – коэффициент передачи регулярной составляющей поля на участке Δx ;

$K_c = \exp\left(-\frac{k^2\Delta x^2}{8} \sigma_{c,n,m}^2\right)$ – множитель ослабления среднего поля при прохождении слоя Δx в

предположении отсутствия корреляции с предыдущими значениями;

$$V_j = \left(\frac{k\pi}{4xi} \right)^{Q/2} \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left\{ \frac{ikz_j^2}{2x} + \frac{ik\pi^2}{4x} \sum_{t=1}^Q q_t^2 + \frac{ik}{2} \int_0^x R_{\epsilon} \left[\xi, x, \frac{\xi z_j}{x} + \sum_{t=1}^Q \frac{q_t}{t} \sin \left(\frac{t\pi\xi}{x} \right), z_0 \right] d\xi \right\} dq_1 \dots dq_Q, \quad (5)$$

$$z_j = (m - j)\Delta z.$$

Последнее слагаемое в показателе экспоненты в (5) даёт величину поправки, учитывающей наличие корреляции со значениями поля на предыдущих шагах. Члены ряда с $t > Q$ являются избыточными, если интеграл по q_t можно вычислить методом стационарной фазы [18], т.е., радиус первой зоны Френеля для этой гармоники $q_{cpt} = \sqrt{2x\lambda} / (t\pi)$ меньше интервала корреляции случайных неоднородностей в направлении поперёк трассы l_z . С другой стороны, суммарная траектория в области, определяющей значение интеграла в (5), хорошо аппроксимируется прямой линией, если протяжённость этой области не превышает примерно 1/6 от периода наивысшей гармоники. Оба условия выполняются, если

$$\frac{\sqrt{2\lambda x}}{\pi l_z} < Q < \frac{x}{3l_x}. \quad (6)$$

Совместное выполнение обоих неравенств позволяет провести ортогональное преобразование переменных интегрирования q_1, \dots, q_Q (переход к новой системе ортогональных траекторий) так, чтобы одна из этих новых переменных была углом падения луча в точку приёма

$$\alpha = \frac{\pi}{x} \sum_{t=1}^Q (-1)^t q_t, \quad (7)$$

тогда интегрирование остальным переменным в (5) даёт единицу.

В итоге для поправки V_j получаем

$$V_j = \sqrt{\frac{k\pi}{4xi}} \int_{-\pi}^{\pi} \exp \left\{ \frac{ikz_j^2}{2x} + \frac{ik\pi^2}{4Q} \alpha^2 + \frac{ik}{2} \int_0^x R_{\epsilon} \left[\xi, x, \frac{\xi z_j}{x} + \alpha(\xi - x), z \right] d\xi \right\} d\alpha, \quad (8)$$

где интегрирование пространственной корреляционной функции неоднородностей производится вдоль прямых, располагающихся под всевозможными углами по отношению к оси Ox .

Итак, получены выражения (4)–(8), которые хорошо встраиваются в сеточную схему численного решения ПУ в широком диапазоне условий за исключением случая существования тонких протяжённых слоёв вдоль направления оси Ox [см. (6)].

Если же такие слоистые образования отсутствуют, то можно принять во внимание, что угол, соответствующий границе первой зоны Френеля в (8) с учётом (6)

$$\alpha_{\Phi} = \sqrt{\frac{2\lambda Q}{x}} < \sqrt{\frac{2\lambda}{l_x}}, \quad (9)$$

довольно мал. Кроме этого, шаг сетки необходимо выбирать из условия

$$\Delta z \ll l_z. \quad (10)$$

Поэтому возможно использование первого приближения геометрической оптики. В этом случае флуктуации фазы и уровня волны распределены по нормальному закону, а дисперсия уровня значительно меньше дисперсии фазы [1]. Тогда, пренебрегая дифракцией в поперечном направлении, комплексная огибающая напряженности поля на расстоянии x от ИРИ будет определяться следующим выражением:

$$u(x) = u_0 \cdot \exp\left[\frac{1}{2} ik \tilde{\epsilon}_p x\right] \exp\left[\int_0^x ik \frac{\tilde{\epsilon}_c(\xi)}{2} d\xi\right], \quad (11)$$

где u_0 – поле в однородной среде.

На основе выражения (11) определим поле через небольшое расстояние Δx :

$$u(x + \Delta x) = u_0 \cdot \exp\left[\frac{1}{2} ik \tilde{\epsilon}_p (x + \Delta x)\right] \exp\left[\int_0^x ik \frac{\tilde{\epsilon}_c(\xi)}{2} d\xi + \int_x^{x+\Delta x} ik \frac{\tilde{\epsilon}_c(\xi)}{2} d\xi\right], \quad (12)$$

где Δx – величина шага расчётной сетки вдоль трассы РРВ.

После усреднения выражения (12) получаем формулу, связывающую уровень среднего поля со статистическими параметрами среды распространения [19, 20]:

$$\bar{u}(x + \Delta x) = \bar{u}(x) \exp\left[\frac{ik \epsilon_p \Delta x}{2}\right] \exp\left[-\frac{k^2}{8} \int_x^{x+\Delta x} \int_x^{x+\Delta x} R_\epsilon(\xi_1, \xi_2) d\xi_1 d\xi_2\right] \exp\left[-\frac{k^2}{4} \int_0^x \int_x^{x+\Delta x} R_\epsilon(\xi_1, \xi_2) d\xi_1 d\xi_2\right], \quad (13)$$

где $\bar{u}(x)$ – среднее поле на расстоянии x от ИРИ, $R_\epsilon(\xi_1, \xi_2)$ – корреляционная функция флуктуаций диэлектрической проницаемости среды. Если флуктуации неоднородностей предположить дельта-коррелированными, то получится формула, аналогичная формуле В.И. Татарского [11]. Первый экспоненциальный множитель в (13) учитывает регулярную рефракцию волнового поля, а последние два играют роль дополнительных множителей ослабления за счёт рассеяния волнового поля на случайных неоднородностях. Причём первый из них учитывает влияние неоднородностей только на участке трассы Δx , а второй – на всей трассе, включая и отрезок Δx . Для удобства дальнейшего анализа обозначим последние два экспоненциальных множителя как K_1 и K_2 .

Так как уровень среднего волнового поля, распространяющегося в случайно неоднородной среде, зависит от корреляционной функции флуктуаций неоднородностей этой среды, то для расчёта этого поля необходимо задать модель флуктуаций коэффициента преломления. Существует три наиболее распространённых модели [2, 21]: модель Букера–Гордона (описывается экспоненциальной корреляционной функцией), гауссовская модель (описывается корреляционной функцией в виде гауссоиды), модель Колмогорова–Обухова (закон «двух третей»).

Предполагая статистические характеристики среды плавно меняющимися вдоль радиолуча и постоянными на небольшом интервале Δx , были рассчитаны значения коэффициентов ослабления среднего поля K_1 и K_2 для трёх рассмотренных выше моделей флуктуаций среды РРВ. При этом предполагалось, что характерный масштаб статистических характеристик среды много больше интервала Δx . Кроме того, в полученных выражениях интегралы вдоль трассы заменили на конечные суммы для того, чтобы стало возможным использовать приведённые формулы в сеточных методах решения ПУ.

Модель Букера–Гордона

$$K_1(x, \Delta x) = \exp\left[-k^2 \sigma_{N+1}^2 l_{N+1}^2 \left(\exp\left(-\frac{\Delta x}{l_{N+1}}\right) - 1 + \frac{\Delta x}{l_{N+1}}\right)\right], \quad (14)$$

$$K_2(x, \Delta x) = \exp\left[-\frac{k^2 \Delta x^2}{2} \left(\sigma_{N/2}^2 \exp\left(-\frac{N \Delta x}{l_{N/2}}\right) + \sigma_{N+1}^2\right)\right] \exp\left[-k^2 \Delta x^2 \sum_{i=1}^N \sigma_i^2 \exp\left(-\frac{2 \Delta x (N-i)}{l_i}\right)\right], \quad (15)$$

где $N = x/\Delta x$ – количество узлов сетки на расстоянии x от ИРИ, $\sigma_i^2 = \sigma_n^2(i\Delta x)$ – значение дисперсии коэффициента преломления в i -м узле сетки по горизонтали (на расстоянии $i\Delta x$ от ИРИ), $l_i = l(i\Delta x)$ – значение пространственного интервала корреляции неоднородностей среды в i -м узле сетки по горизонтали.

Первый экспоненциальный множитель в формуле (15) отличается от единицы только в шестом знаке на малых расстояниях от ИРИ, а на расстоянии, превышающем несколько интервалов корреляции, равен единице. Поэтому данный множитель можно опустить:

$$K_2(x, \Delta x) = \exp \left[-k^2 \Delta x^2 \sum_{i=1}^N \sigma_i^2 \exp \left(-\frac{2\Delta x(N-i)}{l_i} \right) \right]. \quad (16)$$

Гауссовская модель

Для гауссовской модели флуктуаций неоднородности среды получаем коэффициенты:

$$K_1(x, \Delta x) = \exp \left[-\frac{k^2 \sigma_{N+1}^2 \Delta x^2}{4} \right], \quad (17)$$

$$K_2(x, \Delta x) = \exp \left[-\frac{k^2 \sigma_{N+1}^2 \Delta x^2}{2} \right] \times \exp \left[-k^2 \sqrt{\frac{\pi}{2}} \Delta x \sum_{i=1}^N \sigma_i^2 l_i \left\{ \Phi \left(\frac{\sqrt{2}\Delta x(N+1-i)}{l_i} \right) - \Phi \left(\frac{\sqrt{2}\Delta x(N-i)}{l_i} \right) \right\} \right], \quad (18)$$

где $\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-t^2) dt$ – интеграл вероятности.

В формуле (17), как и в предыдущем случае, был опущен множитель, мало отличающийся от единицы.

Модель Колмогорова–Обухова

Для модели Колмогорова–Обухова турбулентной атмосферы коэффициенты ослабления среднего поля выглядят следующим образом:

$$K_1(x, \Delta x) = \exp \left[-\frac{k^2 \sigma_{N+1}^2 \Delta x^2}{2} \cdot \left(1 - \frac{9\Delta x^{2/3}}{20L_{N+1}^{2/3}} \right) \right], \quad (19)$$

$$K_2(x, \Delta x) = \exp \left[-2k^2 \Delta x^2 \sum_{i=N+1-L_{\max}/2\Delta x}^N \sigma_i^2 l_i \left\{ 1 - \frac{0,95\Delta x^{2/3}}{l_i^{2/3}} \left[(N+1-i)^{5/3} - (N-i)^{5/3} \right] \right\} \right]. \quad (20)$$

По полученным формулам были построены дистанционные зависимости множителя ослабления когерентной компоненты случайного ЭМП (рис. 2) относительно поля в среде без случайных флуктуаций. Вычисления проводились при следующих исходных данных: частота 3 ГГц, шаг сетки по дальности 10 м, СКО коэффициента преломления 10^{-5} , интервал корреляции неоднородностей вдоль трассы 100 м (для гауссовской модели и модели Букера–Гордона), внешний масштаб турбулентности 1 км (для модели Колмогорова–Обухова).

Из приведённых на рис. 2, а графиков видно, что на малом удалении от ИРИ расчёт по полученным формулам даёт меньшее ослабление, чем в марковском приближении, вследствие того, что длина трассы меньше интервала корреляции тропосферных неоднородностей. А при достаточно большом удалении от ИРИ наблюдается более сильное ослабление за счёт учёта корреляции неоднородностей вдоль всей трассы РРВ.

Для турбулентной атмосферы (модель Колмогорова–Обухова) расчёт по формулам (19) и (20) (рис. 2, б) даёт меньшее ослабление по сравнению с марковским приближением за счёт того, что корреляционная функция R_ε на интервале, превышающем внешний масштаб турбулентности, считается равной нулю.

Проверка полученных соотношений. Так как в полевых условиях невозможно проверить полученные соотношения, то для проверки было решено использовать метод статистических испытаний [22]. Основная идея метода заключается в генерации определённого количества реализаций случайной среды РРВ и расчёта в ней случайного ЭМП. После чего производится статистическая обработка рассчитанных случайных ЭМП.

На первом этапе проверки необходимо смоделировать случайную среду распространения с заданными статистическими характеристиками. В работе [23] описан способ формирования случайного поля. Алгоритм данного способа, приведённый в [23], представлен на рис. 3, где БПФ – прямое быстрое преобразование Фурье; ОБПФ – обратное быстрое преобразование Фурье; КФ – корреляционная функция; ИХ – импульсная характеристика.

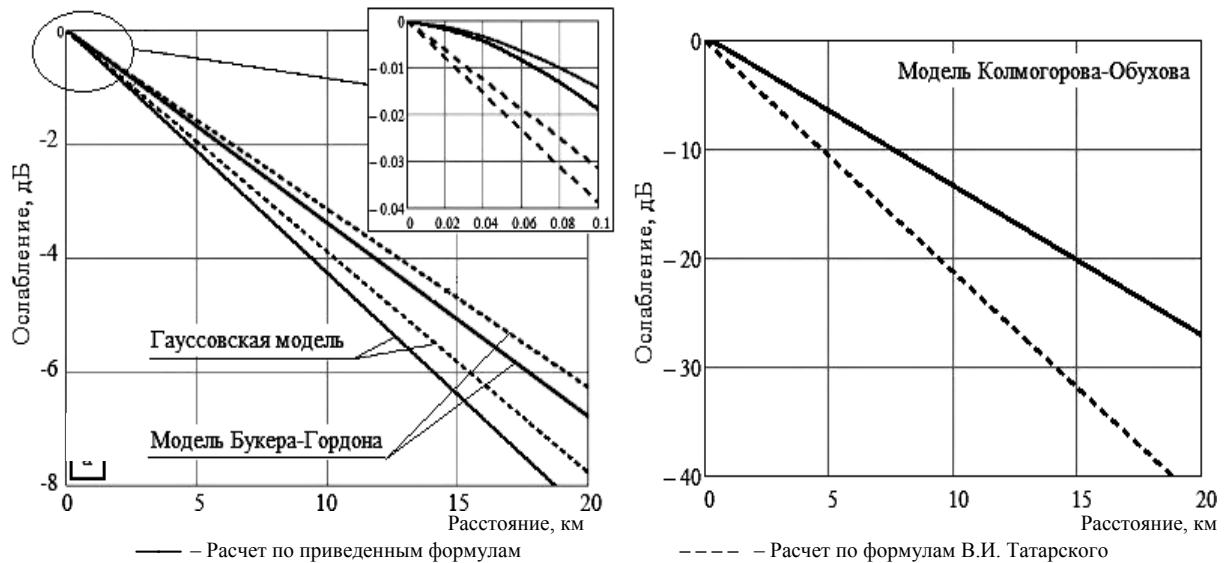


Рис. 2. Дистанционная зависимость дополнительного множителя ослабления среднего поля относительно поля в среде без случайных флуктуаций

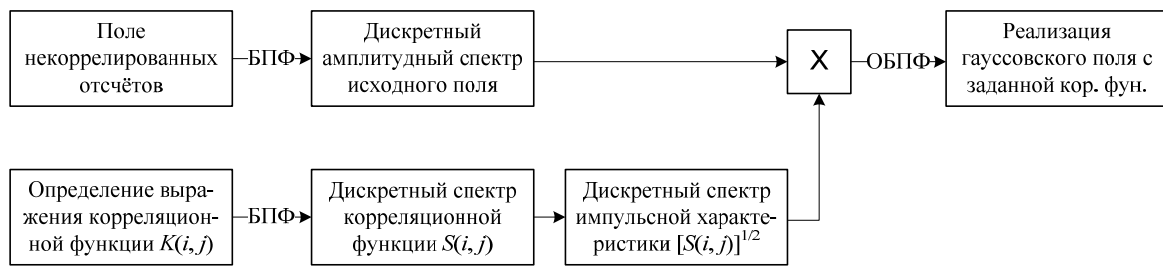


Рис. 3. Генерирование случайного поля с использованием БПФ

После моделирования случайной среды РРВ рассчитывались реализации случайного поля. Реализации повторялись 250 раз для каждого случая. После чего вычислялось высотное распределение среднего по реализациям ЭМП. Полученные данные сравнивались с расчётом среднего поля по формуле (13). В качестве критерия сравнения использовалась относительная ошибка расчёта напряжённости ЭМП:

$$\xi = \int_0^{h_{\max}} (|E_{\text{расч}} - E_{\text{эксп}}|)^2 dh \cdot \left[\int_0^{h_{\max}} |E_{\text{расч}}|^2 |E_{\text{эксп}}|^2 dh \right]^{-1/2}, \quad (21)$$

где $E_{\text{расч}}$ – комплексное значение напряженности поля, вычисленное по приведённым формулам; $E_{\text{эксп}}$ – комплексное значение напряженности поля, вычисленное при помощи метода статистических испытаний; h_{\max} – высота области, в которой проводилось сравнение.

Результаты сравнения представлены на рис. 4–6, где на первых двух рисунках представлены зависимости ошибки от пространственного интервала корреляции неоднородностей среды вдоль трассы РРВ, а на последнем – зависимость ошибки от частоты радиоволны.

Анализ результатов

1. При выполнении данной работы был предложен метод численного расчёта среднего ЭМП, распространяющегося в случайно-неоднородной среде. Исходными данными для расчёта являются статистические характеристики случайной среды РРВ (пространственные интервалы корреляции, СКО индекса преломления и модель неоднородностей).

2. Были получены аналитические выражения, связывающие перечисленные выше характеристики среды РРВ с уровнем среднего ЭМП. Данные выражения получены при использовании первого приближения метода геометрической оптики и не учитывают дифракцию радиолучей в поперечном направлении. Данное допущение будет справедливым при условии, что статистические параметры среды поперёк трассы изменяются медленно.

3. При помощи метода статистических испытаний была проведена проверка полученных аналитических выражений. Результирующие ошибки расчёта представлены на рис. 4–6, из которых видно, что ошибка расчёта увеличивается с ростом интервала пространственной корреляции вдоль трассы РРВ и частоты радиоволны и в большинстве случаев не превышает нескольких процентов.

4. Расчёт среднего поля по трудоёмкости аналогичен расчёту детерминированного случая. Отличие заключается в том, что вместо флуктуаций диэлектрической проницаемости нужно использовать её статистические характеристики.

5. В формулах для коэффициента K_2 осуществляется суммирование по узлам сетки вдоль трассы РРВ, что существенно увеличивает объём вычислений. Для сокращения количества операций на каждом шаге можно использовать рекурсивный фильтр, характеристика которого соответствует выражению для коэффициента K_2 .

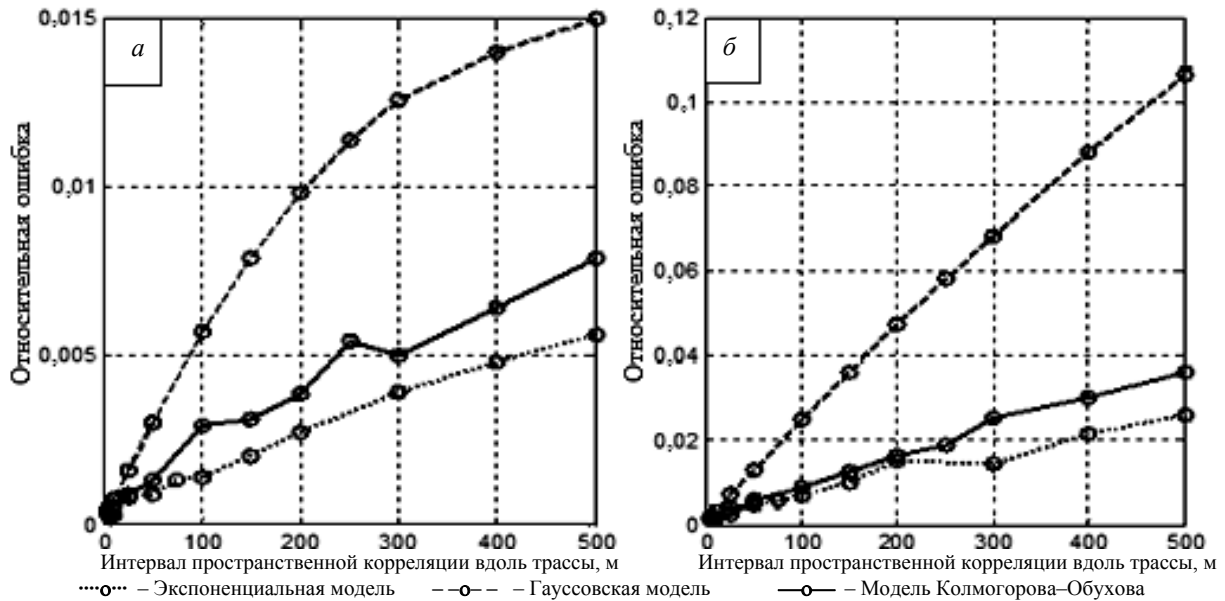


Рис. 4. Зависимость ошибки расчёта ЭМП от интервала пространственной корреляции среды РРВ. Частота 1500 МГц, СКО индекса преломления 10 N-ед., интервал корреляции поперёк трассы РРВ 100 м, длина трассы РРВ 500 м (а) и 2000 м (б)

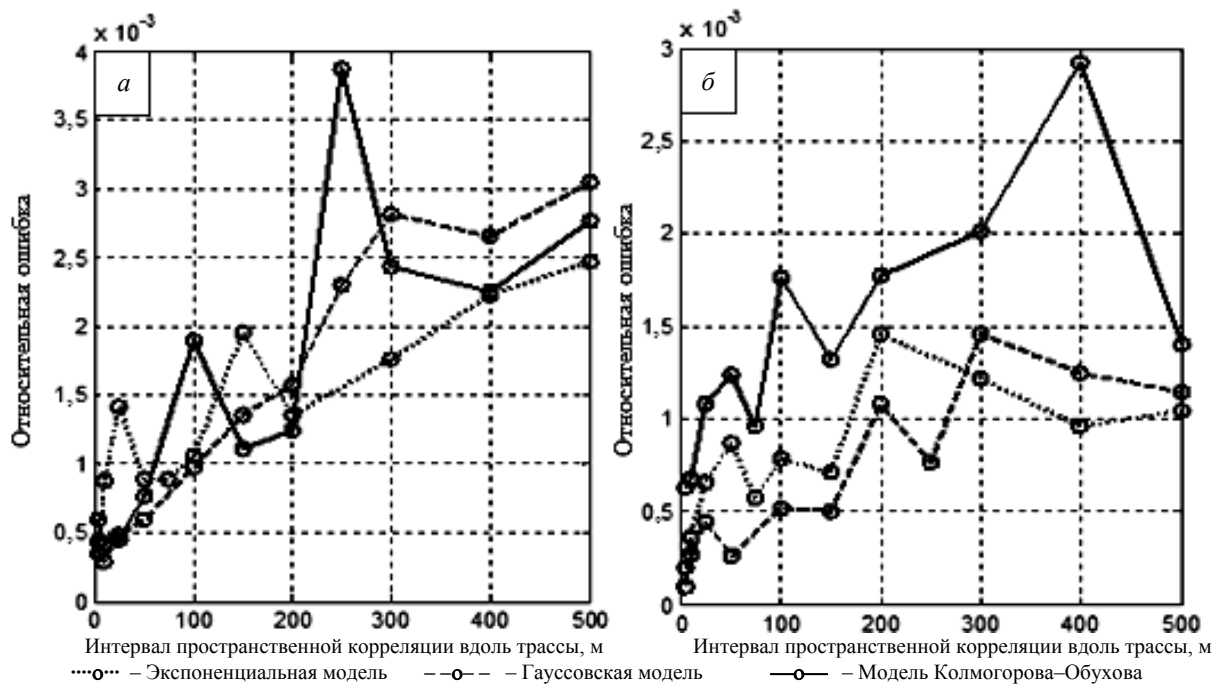


Рис. 5. Зависимость ошибки расчёта ЭМП от интервала пространственной корреляции среды РРВ. Частота 1500 МГц (а) и 850 МГц (б), СКО индекса преломления 1 N-ед., интервал корреляции поперёк трассы РРВ 10 м, длина трассы РРВ 2000 м

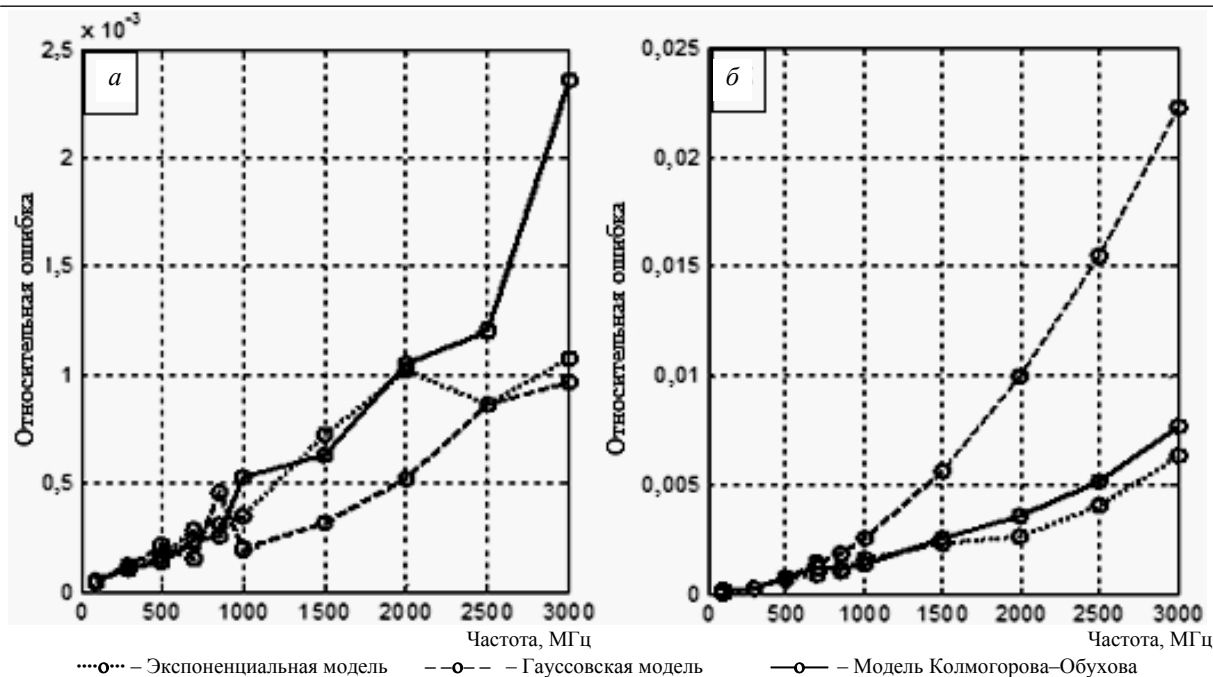


Рис. 6. Зависимость ошибки расчёта ЭМП от частоты радиоволны.

Интервал корреляции вдоль трассы РРВ 100 м, длина трассы РРВ 500 м:

а – СКО индекса преломления 1 N-ед., интервал корреляции поперёк трассы РРВ 10 м

б – СКО индекса преломления 10 N-ед., интервал корреляции поперёк трассы РРВ 100 м

Литература

1. Рытов С.М. Введение в статистическую радиофизику. – Ч. II. Случайные поля / С.М. Рытов, Ю.А. Кравцов, В.И. Татарский. – М.: Наука, 1978. – 464 с.
2. Исимару А. Распространение и рассеяние волн в случайно-неоднородных средах: в 2 т. – Т. 2. – М.: Мир, 1981. – 320 с.
3. Битюков А.А. Аналитическое исследование частотно-временных характеристик высокочастотного флуктуационного канала распространения электромагнитных волн: дис. ... канд. физ.-мат. наук. – СПб., 2008. – 179 с.
4. Басс Ф.Г. Рассеяние волн на статистически неровной поверхности / Ф.Г. Басс, И.М. Фукс. – М.: Наука, 1972. – 424 с.
5. Кляцкин В.И. Стохастические уравнения. Теория и ее приложения к акустике, гидродинамике и радиофизике: в 2 т. – Т. 1: Основные положения, точные результаты и асимптотические приближения. – М.: Физматлит, 2008. – 320 с.
6. Распространение радиоволн: учебник / О.И. Яковлев, В.П. Якубов, В.П. Урядов, А.Г. Павельев. – М.: ЛЕНАНД, 2009. – 496 с.
7. Сочетание статистических и детерминированных методов расчета радиополя в городских условиях / В.Е. Панченко, Т.А. Гайнутдинов, Г.А. Ерохин, В.Г. Кочержевский, О.А. Шорин // Электросвязь. – 1998. – № 4. – С. 31–33.
8. Levy M. Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation. – London: The Institution of Electrical Engineers, 2000. – 336 p.
9. Новиков А.В. Модель пространственно-временного поля индекса преломления приземного слоя атмосферы / А.В. Новиков, Ю.П. Акулиничев // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 1(21). – С. 36–44.
10. Новиков А.В. Исследование методов оперативного прогнозирования характеристик СВЧ-радиоволн над сушей: дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2012. – 186 с.
11. Татарский В.И. Распространении волн турбулентной атмосфере. – М.: Наука, 1967. – 548 с.
12. Чернов Л.А. Уравнения для статистических моментов поля в случайно-неоднородной среде // Акустический журнал. – 1969. – Т. 15, вып. 4. – С. 594–603.
13. Алексеев В.Н. Уравнения для статистических моментов волнового поля в случайно-неоднородной среде / В.Н. Алексеев, В.М. Фролов // Акустический журнал. – 1972. – Т. 18, вып. 4. – С. 506–512.

14. Kljackin V.I. Stochastic Equations through the Eye of the Physicist. – Amsterdam: Elsevier, 2005. – 556 p.
15. Захаров Ф.Н. Состояние проблемы численного расчёта статистических характеристик случайных электромагнитных полей // Труды Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи и информатики. – Ростов н/Д.: ПЦ «Университет» СКФ МТУСИ, 2013. – С. 108–110.
16. Фейнман Р. Квантовая механика и интегралы по траекториям / Р. Фейнман, А. Хибс. – М.: Мир, 1968. – 384 с.
17. Флатте С.М. Распространение волн в случайно-неоднородных средах: Акустика океана // ТИИЭР. – 1983. – Т. 71, № 11. – С. 45–78.
18. Борн М. Основы оптики / М. Борн, Э. Вольф. – М.: Наука, 1970. – 720 с.
19. Захаров Ф.Н. Учёт продольных неоднородностей тропосферы при численном моделировании распространения радиоволн // Матер. докл. 17-го Междунар. форума «Радиоэлектроника и молодёжь в XXI веке». – Т. 3. – Харьков: ХНУРЭ, 2013. – С. 13–14.
20. Захаров Ф.Н. Учёт пространственной корреляции индекса преломления тропосферы при расчёте когерентной составляющей случайного электромагнитного поля // Матер. докл. 24-й Междунар Крымской конф. – Севастополь: Вебер, 2014. – С. 1107–1108.
21. Красюк Н.П. Влияние тропосферы и подстилающей поверхности на работу РЛС / Н.П. Красюк, В.Л. Коблов, В.Н. Красюк. – М.: Радио и связь, 1988. – 216 с.
22. Rouseff D. Simulated microwave propagation through tropospheric turbulence // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1992. – Vol. 40, № 9. – P. 1076–1083.
23. Глазов Г.Н. Моделирование дискретных гауссовых случайных полей / Г.Н. Глазов, А.Г. Костевич // Интеллектуальные системы в управлении, конструировании и образовании. – Вып. 2 / под ред. А.А. Шелупанова. – Томск: СГТ, 2002. – С. 19–27.

Захаров Фёдор Николаевич

Мл. науч. сотрудник НИИ радиотехнических систем ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 41-38-89
Эл. почта: fzakharov89@gmail.com

Акулиничев Юрий Павлович

Д-р техн. наук, профессор каф. радиотехнических систем ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 41-36-70
Эл. почта: ayp@rts.rk.tusur.ru

Zakharov F.N., Akulinichev Yu.P.

The numerical calculation of the mean electromagnetic field in a randomly inhomogeneous atmosphere

The goal of the paper is improving the accuracy of calculation of the coherent component of the stochastic electromagnetic field by the numerical solution of the wave parabolic equation. Using the method of geometrical optics we remove the limitation on the delta-correlated inhomogeneities (Markov approximation). There are tested three models of medium inhomogeneities: Booker-Gordon, Gaussian and Kolmogorov-Obukhov. Estimates of mean field obtained for each of models were compared with the results obtained in the Markov approximation. The comparison of the mean field calculation using the proposed method and the method of statistical tests is carried out. It is shown the error calculation does not exceed 10% in the considered cases.

Keywords: parabolic equation, numerical method, mean electromagnetic field, randomly inhomogeneous medium, spatial correlation interval.

УДК 621.391.812

Б.И. Авдоченко, Е.В. Зайцева, Ю.Р. Кирпиченко, М.И. Курячий, И.Н. Пустынский

Коррекция искажений видеосигнала в активно-импульсных телевизионных системах

Рассмотрены искажения формы видеосигнала в активно-импульсных телевизионных системах шумами и помехами на трассе наблюдения. Показано, что наличие оптических неоднородностей на трассе наблюдения приводит к появлению на видеоизображении отраженных сигналов инфракрасного подсвета и дополнительно подсвеченных объектов. Предложены методы уменьшения искажений видеосигнала путем оптимизации полосы пропускания видеотракта, применения укороченных импульсов подсвета и синхронизации в активно-импульсных телевизионных системах.

Ключевые слова: наблюдение в сложных условиях, оптимальная полоса пропускания, обратные отражения, моделирование условий наблюдения, изменение формы видеосигнала.

Непрерывно повышающиеся требования к точности и разрешающей способности активно-импульсных телевизионных систем (АИТВС) вызывает необходимость поиска новых методов и аппаратно-программных средств коррекции искажений видеосигнала в телевизионных датчиках. Широкое внедрение АИТВС в народное хозяйство сдерживается сравнительно низкой точностью преобразования оптического изображения в электрический сигнал, сложными условиями наблюдения, электрическими и оптическими помехами, несовершенством программ обработки сигналов.

В работе приведены результаты исследований по минимизации погрешностей при получении и обработке видеосигнала в АИТВС за счет обеспечения максимального отношения сигнал/шум и минимизации погрешности измерения временного положения фронтов видеосигнала, позволяющие значительно повысить чувствительность системы при сложных условиях наблюдения.

Обобщенная структурная схема АИТВС приведена на рис. 1.

Носителем полезной информации об объекте наблюдения является поток излучения, источниками которого являются: сам объект наблюдения, отраженная составляющая потоков естественного и искусственного источников подсвета, рассеянного средой распространения.

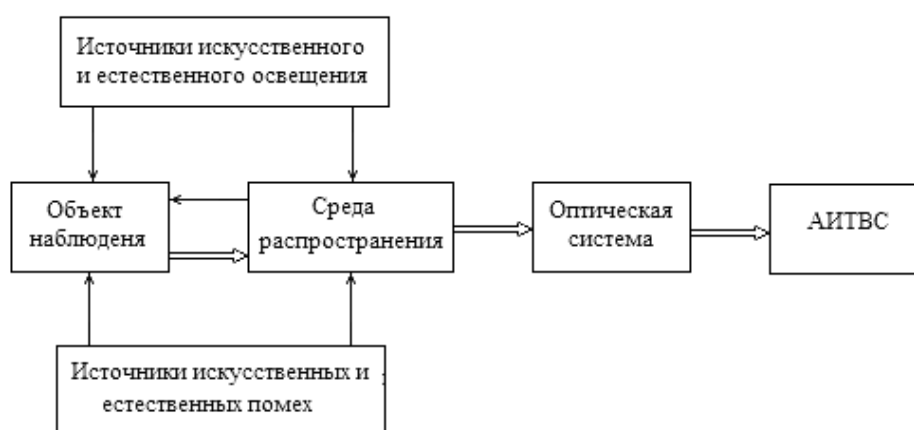


Рис. 1. Обобщенная схема АИТВС в сложных условиях наблюдения

Собственное и отраженное излучение объекта наблюдения, отражения неоднородностями трассы наблюдения, искусственные и естественные помехи проходят через промежуточную среду (атмосферу или другую среду, ослабляющую излучение) и улавливаются оптической системой прибора, направляющей их на приемник излучения – АИТВС.

Оптимизация полосы пропускания видеотракта. Типовым приемом по повышению отношения сигнал/шум является оптимальная фильтрация сигнала, в результате которой устанавливается оптимальная форма частотной характеристики. Рассмотрим условия оптимизации полосы пропус-

кания АИТВС. В [1] рассмотрены подходы по максимизации качества информации путем усечения спектра принимаемого в условиях шумов сигнала. Показано, что оптимальной верхней частотой в условиях значительных шумов, обеспечивающей максимум качества информации, является частота, на которой отношение сигнал/шум равно единице. Сокращение полосы частот ведет к излишним потерям информации, а расширение снижает ее качество из-за увеличения шума.

При измерениях временного положения фронта видеосигнала в случае значительного превышения сигнала над шумом дисперсия погрешности определяется выражением [2]

$$\sigma_{\text{фр.пр}}^2 = I_{\text{шп.вых}}^2 / |i'_{\text{с.п.вых}}|^2, \quad (1)$$

где $I_{\text{шп.вых}}^2$ – дисперсия шумового тока на выходе фильтра на уровне порога; $i'_{\text{с.п.вых}} = di_{\text{с.п.вых}}/dt$ – крутизна фронта видеосигнала на выходе фильтра в момент $t=t_{\text{п}}$ пересечения порога. Дисперсия шума на выходе фильтра с импульсной реакцией $g(t)$

$$I_{\text{шп.вых}}^2 = K_{\text{ут}0}^2 \int_{-\infty}^t N(\tau)g^2(t-\tau)d\tau = K_{\text{ут}0}^2 \int_0^{\infty} N(t-\tau)g^2(\tau)d\tau, \quad (2)$$

где $K_{\text{ут}0}$ – коэффициент передачи фильтра на средних частотах.

Крутизна фронта видеосигнала

$$i'_{\text{с.п.вых}} = K_{\text{ут}0} \int_{-\infty}^t i'_{\text{с}}(\tau)g^2(t-\tau)d\tau = K_{\text{ут}0} \int_0^{\infty} i'_{\text{с.п.вых}}(t-\tau)g(\tau)d\tau. \quad (3)$$

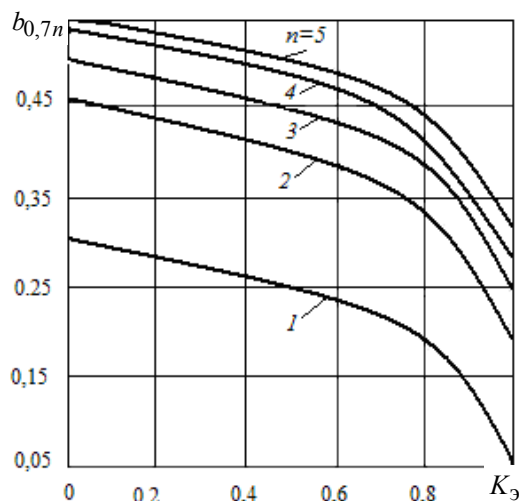
Подставив выражения (2) и (3) в (1), при $t = t_{\text{п}}$ получим

$$\sigma_{\text{фр}}^2 = \frac{\int_0^{\infty} N(t_{\text{п}}-\tau)g^2(\tau)d\tau}{\left[\int_0^{\infty} i'_{\text{с}}(t_{\text{п}}-\tau)g(\tau)d\tau \right]^2}. \quad (4)$$

Эффективность квазиоптимальной фильтрации оценивается отношением

$$\eta_{\text{ф}} = \sigma_{\text{фр.пр}}^2 / \sigma_{\text{фр}}^2.$$

Результаты численных расчетов, проведенных на ЭВМ по формуле (4) для точечного объекта и круглой апертуры с гауссовским распределением прозрачности при использовании многокаскадного



корректированного усилителя с развязанными каскадами (n -звенный RC-фильтр) с импульсной характеристикой, приведенной в работе [2], показали, что имеются оптимальные значения полосы пропускания, при которых эффективность $\eta_{\text{ф}}$ достигает максимального значения. Зависимости нормированной полосы частот $b_{0,7n}$ (на уровне 0,707) n -звенного RC-фильтра для различного числа звеньев приведены на рис. 2.

Рис. 2. Зависимость оптимальной безразмерной полосы частот от электрического контраста ($K_э$) для различного числа звеньев фильтра

Из рис. 2 следует, что минимальная дисперсия погрешности измерения временного положения фронта видеосигнала не совпадает с максимальной крутизной фронта видеосигнала. Таким образом, ценой оптимальной фильтрации видеоизображения является увеличение фронта видеосигнала, вызванное необходимостью уменьшения полосы пропускания видеотракта в условиях помех.

Влияние внешних условий трассы на качество изображения. В сложных условиях наблюдения из-за отражения и рассеяния оптического сигнала от микрочастиц тумана, дыма, дождевых ка-

пель снижается уровень освещенности объектов, и в АИТВС требуется повышение мощности импульсов инфракрасного (ИК) подсвета [3]. Однако с увеличением уровня подсвета увеличивается фоновая составляющая видеоизображения, определяемая отражением от оптических неоднородностей до зоны наблюдения, существенно изменяющая динамический диапазон яркостей от объектов наблюдения.

Рассмотрим упрощенную схему прохождения сигнала ИК-подсвета объекта по трассе, приведенную на рис. 3 [3].

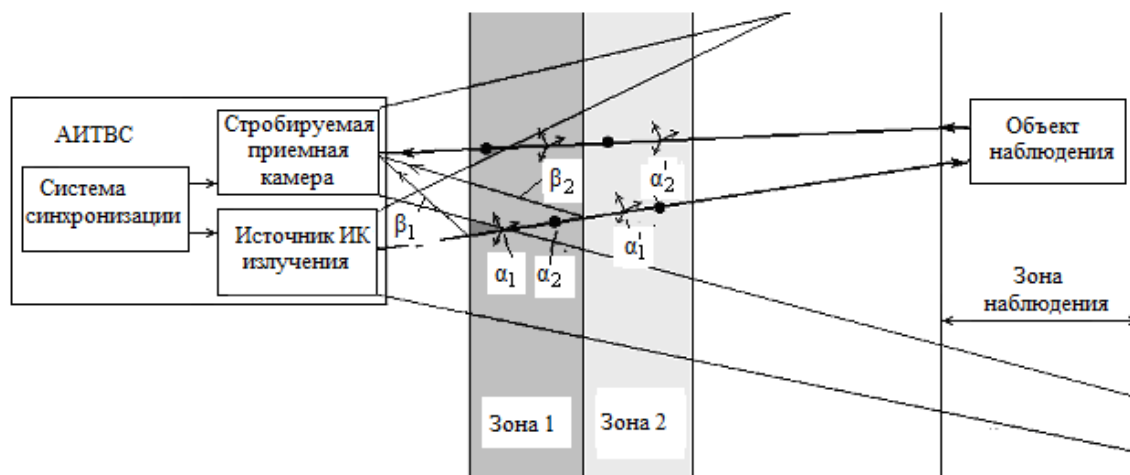


Рис. 3. Схема прохождения импульса подсвета по трассе наблюдения

Проходя по среде распространения, при входе в зону 1 сигнал подсвета объектов наблюдения отражается от оптических неоднородностей и возвращается к АИТВС с коэффициентом обратного отражения β , где складывается с сигналом от объекта наблюдения.

Затухание ИК-сигнала в зоне 1 зависит от коэффициента потерь в среде α , определяемого коэффициентом рассеивания от микрочастиц α_1 и коэффициентом поглощения α_2 . Все эти коэффициенты взаимосвязаны и определяются размерами и количеством аэрозольных частиц. При известном размере неоднородностей по уровню отраженного сигнала β можно определить коэффициент рассеивания α_1 и коэффициент поглощения α_2 . В ближнем ИК-диапазоне, используемом для подсвета объектов, ослабление уровня излучения вызвано в основном аэрозольным рассеиванием. При этом аэрозольным поглощением, молекулярным рассеиванием и молекулярным поглощением можно пренебречь [4]. С незначительной погрешностью можно установить однозначную связь между коэффициентом обратного отражения β и коэффициентом рассеивания:

$$\beta = \frac{\alpha_1}{4\pi}.$$

Коэффициент ослабления уровня излучения за счет аэрозольного рассеивания зависит от длины волны λ и расстояния l :

$$K(\lambda, l) = \exp \alpha_1(\lambda, l).$$

В реальных условиях зоны с постоянными значениями коэффициентов обратного отражения и рассеивания встречаются редко, как правило, на трассе работы ТВ датчика наблюдаются плавные изменения коэффициентов. Значения коэффициентов ослабления при прохождении такой трассы на расстоянии R определяются на основе интегральных соотношений:

$$\alpha(R) = 4\pi \int_0^R \beta(\lambda, l) dl.$$

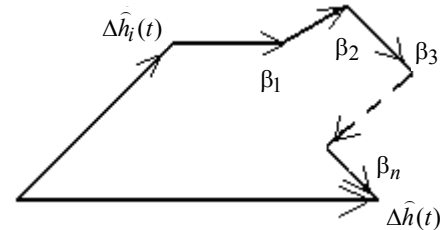
Интегральная связь между пространственными характеристиками среды и переходными характеристиками сигнала от объекта наблюдений затрудняет вычисления. Предложенный в [5] подход, основанный на аппроксимации характеристик рядом Фурье, удобен для описания типовых зависимостей изменения $\beta(l)$ и оценки их влияния на форму видеосигнала. Работа АИТВС при наличии оптических помех и неоднородностей на трассе наблюдения приводит к векторному сложению полезного и мешающего сигналов, которое можно представить в виде многоканальной модели [5]. Наличие многократных отражений приводит к изменению формы полезного сигнала.

Особенностью работы АИТВС являются отражения от неоднородностей, находящихся в диаграмме направленности подсвечивающей системы. Кроме того, спектр принимаемых АИТВС-сигналов близок к монохроматическому из-за узкого спектра ИК-подсветки. Модель, описывающая искажения переходной характеристики (ПХ) видеосигнала с учетом особенностей АИТВС, приведена на рис. 4. Здесь измененная ПХ объекта наблюдения представлена в виде

$$\hat{h}(t) = \hat{h}_i(t) + \Delta\hat{h}_i(t), \quad (5)$$

где $\Delta\hat{h}_i(t) = \hat{h}(t) - \hat{h}_i(t)$ – изменения в ПХ, вызванные отражениями от оптических неоднородностей $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_n$ на трассе наблюдения.

Рис. 4. Модель искажения сигнала при наличии многократных отражений



Длина и временная задержка каждого вектора в конкретных условиях наблюдения могут быть определены экспериментальным путем по временной зависимости коэффициента затухания от расстояния на трассе наблюдения $\alpha(l)$. Возможные варианты зависимостей $\alpha(l)$, по-разному расположенных относительно объекта наблюдения, представлены на рис. 5.

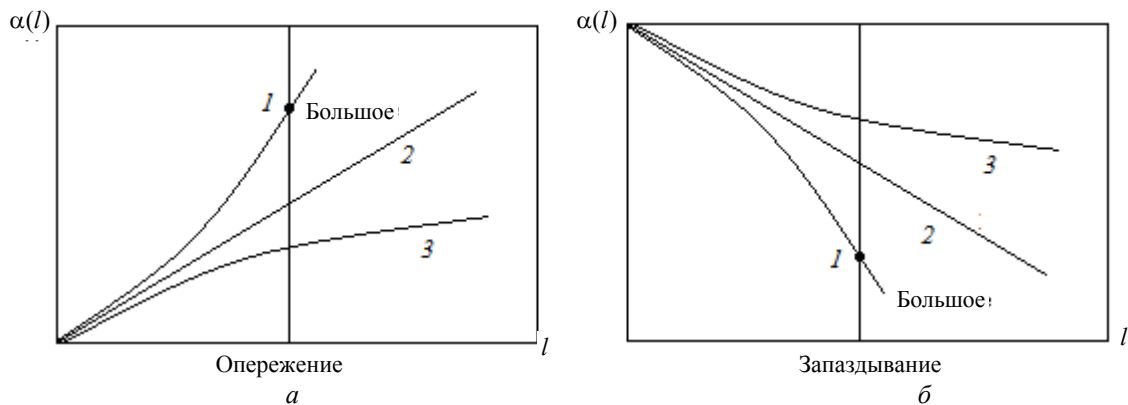


Рис. 5. Зависимости коэффициента затухания от расстояния до объекта наблюдения:
 а – при расположении неоднородностей среды перед объектом наблюдения;
 б – при расположении неоднородностей среды после объекта наблюдения

При расположении неоднородностей среды перед объектами наблюдения (см. рис. 5, а) сигналы отражений от неоднородностей опережают сигналы от объектов наблюдения. При этом уровень сигнала подсвета и соответственно уровень сигнала от объектов наблюдений будут уменьшены пропорционально затуханию на трассе наблюдения [3]. При расположении неоднородностей среды после объектов наблюдения (см. рис. 5, б) сигналы отражений от неоднородностей запаздывают относительно сигналов от объектов наблюдения. В этом случае потери сигнала подсвета, вызванные неоднородностями среды, отсутствуют. При расположении отражений от неоднородностей на трассе вне объекта наблюдения возникающие помехи удаляются правильным выбором временного интервала наблюдений.

Рассмотрим типовые зависимости коэффициента затухания от расстояния на трассе наблюдения $\alpha(l)$ и их влияния на форму наблюдаемого видеосигнала при совпадении во времени помех от трассы наблюдения и видеосигналов от объектов наблюдения.

Постоянные метеоусловия на трассе наблюдения. В случае постоянных метеоусловий на трассе наблюдения, т.е. зависимости коэффициента затухания от расстояния на трассе наблюдения $\alpha(l) = \text{const}$, на трассе происходят потери сигнала. Как показано в [4], коэффициент потерь среды $\alpha(l)$ может быть определен по метеорологической дальности видимости S_M в зоне наблюдения

$$\alpha = \frac{3,91}{S_M} \left(\frac{550}{\lambda} \right)^{0,585 \times \sqrt[3]{S_M}}$$

где метеорологическая дальность S_m , измеренная на длине волны 550 нм, выражена в километрах, длина волны ИК-излучения λ – в нанометрах, коэффициент потерь α – в обратных километрах.

Ухудшение условий наблюдения при увеличении расстояния до наблюдаемого объекта. Рассмотрим возрастание коэффициента потерь на трассе наблюдения с увеличением расстояния до зоны наблюдения, показанной на рис. 5, *a* и *б*, в виде зависимости 1.

Временная зависимость отражений от неоднородностей трассы наблюдения сигналов $\Delta h_i(t)$ в выражении (5), по-разному расположенных относительно объекта наблюдения (объект предполагается расположенным в точке $t = 0$), приведена на рис. 6.

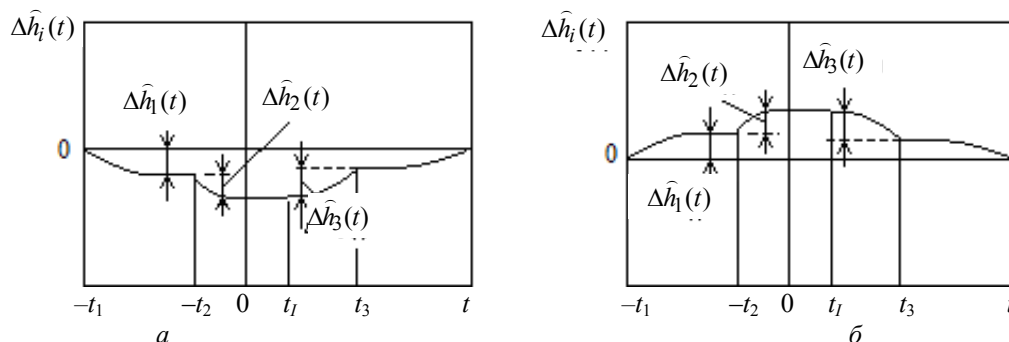


Рис. 6. Временная зависимость $\Delta h_i(t)$:

a – интервал от до 0 – возрастание затухания, интервал от t_3 и далее – уменьшение затухания;
б – интервал от t_1 до 0 – уменьшение затухания, интервал от t_3 и далее – возрастание затухания

Возрастание потерь на трассе наблюдения приводит к отражениям от неоднородностей, действие которых проявляется в моменты t_1 t_2 (см. рис. 6, *a*) и t_3 (рис. 6, *б*) в виде уменьшения уровня отраженного сигнала ($\Delta h_1(t)$ и $\Delta h_2(t)$ (см. рис. 6, *a*), ($\Delta h_3(t)$ (см. рис. 6, *б*)). При совмещении времен задержек от неоднородностей и объекта наблюдения происходит наложение отражений и в результате изменяется яркость объекта наблюдения или его части при большей протяженности объекта.

Улучшение условий наблюдения при увеличении расстояния до наблюдаемого объекта. Уменьшение затухания сигнала на трассе наблюдения с увеличением расстояния до зоны наблюдения показано на рис. 5, *a* и *б* в виде зависимости (3). Вызванные подобной зависимостью изменения в яркости объекта наблюдения в моменты времени $t_3 - t_4$ (см. рис. 6, *a* и $t_1 - t_2$ (см. рис. 6, *б*)) уменьшают изменения в яркости объекта наблюдения на соответствующую величину $\Delta h_3(t)$ (см. рис. 6, *a*), $\Delta h_1(t)$ и $\Delta h_2(t)$ (см. рис. 6, *б*).

Заключение. Наличие опережающих или запаздывающих сигналов подсвета от неоднородностей на трассе наблюдения приводит к появлению дополнительных видеоизображений как самих отраженных сигналов, так и дополнительно подсвеченных объектов, отсутствующих в нормальных условиях наблюдений. Это необходимо учитывать при разработке алгоритмов обработки сигналов.

Особенно интересным является эффект дополнительной подсветки объектов наблюдения при наличии уменьшающихся с расстоянием потерь, увеличивающих яркость объектов. При небольших расстояниях и резком уменьшении потерь перед объектом наблюдения возможно получение яркости, превышающей яркость в нормальных условиях наблюдения при той же мощности источника подсвета.

Для уменьшения влияния состояния трассы наблюдения на видеоизображение объекта наблюдения наиболее перспективным представляется обработка полученных видеоизображений с использованием преобразования Гильберта и применение в аппаратной реализации укороченных импульсов подсвета и синхронизации АИТВС вплоть до субнаносекундных импульсов, что планируется использовать в дальнейших исследованиях.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках базовой части государственного задания № 2014/225 по НИР «Исследование и разработка методов и средств повышения качества изображений активно-импульсных телевизионно-вычислительных систем видения в сложных метеоусловиях и малопрозрачных средах» (код проекта 3643).

Литература

1. Цыцулин А.К. Твердотельные телекамеры: накопление качества информации / А.К. Цыцулин, Д.Ю. Адамов и др. – СПб.: Изд-во СПбГТУ «ЛЭТИ», 2014. – 272 с.
2. Кирпиченко Ю.Р. Датчики телевизионно-вычислительных систем: учеб. пособие для вузов / Ю.Р. Кирпиченко, И.Н. Пустынский. – 2-е изд., перераб. и доп. – Томск: В-Спектр, 2014. – 176 с.
3. Авдоченко Б.И. Моделирование уровня инфракрасного подсвета по трассе наблюдения телевизионного датчика // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 2009. – № 2 (20). – С. 11–15.
4. Савин А.В. Доплеровские метеолидары для систем обеспечения вихревой безопасности полетов / А.В. Савин, М.А. Коняев // Метеоспектр. – 2008. – № 1. – С. 147–152.
5. Авдоченко Б.И. Модели и структуры аналоговых устройств пикосекундного диапазона. – Germany: LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2011. – 96 с.

Авдоченко Борис Иванович

Канд. техн. наук, доцент каф. радиоэлектроники и защиты информации ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-33-65

Эл. почта: AvdochenkoBI@rzi.tusur.ru

Зайцева Екатерина Викторовна

Аспирант каф. телевидения и управления (ТУ) ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 70-15-04

Эл. почта: katya@tu.tusur.ru

Кирпиченко Юрий Романович

Канд. техн. наук, доцент каф. ТУ

Тел.: 8 (382-2) 41-34-30

Эл. почта: kirp@tu.tusur.ru

Курячий Михаил Иванович

Канд. техн. наук, доцент каф. ТУ

Тел.: 8 (382-2) 41-33-80

Эл. почта: kur@tu.tusur.ru

Пустынский Иван Николаевич

Д-р техн. наук, профессор каф. ТУ

Тел.: 8 (382-2) 41-34-23

Эл. почта: in@tu.tusur.ru

Avdochenko B.I., Zaytseva E.V., Kirpichenko Yu.R., Kuryachiy M.I., Pustynsky I.N.

Correction of video signal distortions in active and pulse television systems

The paper considers distortions of video signals in active and pulse television system by noise and disturbances on the observation path. It is shown that optical nonuniformity on the observation path leads to reflected signals of infrared illumination and illuminated objects in a video image. We offer methods of reduction of video signal distortions by a pass-band optimization of a video path, chopped illumination impulses and synchronization application in active and pulse television systems.

Keywords: supervision in difficult conditions, optimum pass-band, return reflections, supervision conditions modeling, form of video signal change.

УДК 004.932.2

Б.А. Алпатов, О.Е. Балашов, М.Д. Ершов, В.С. Муравьев, А.Б. Фельдман

Разработка алгоритмов обработки радиолокационных изображений в задачах мониторинга водного пространства

Для контроля и мониторинга водного пространства в последнее время все шире используется тематическая обработка радиолокационной информации, получаемой от спутников дистанционного зондирования Земли. Среди направлений исследований можно выделить следующие наиболее актуальные: обнаружение нефтяных разливов, обнаружение надводных объектов искусственного происхождения, составление карты скорости морских течений. В работе рассматривается комплекс многоэтапных алгоритмов, решающих указанные задачи.

Ключевые слова: РСА-изображения, обнаружение надводных объектов, обнаружение нефтяных разливов, морские течения.

В настоящее время человечество активно использует океан, поэтому задачи мониторинга водного пространства, включающие в себя подзадачи обнаружения кораблей, контроля нефтяных загрязнений, изучения морских течений, являются актуальными. В связи с тем, что водная поверхность занимает значительные по размеру площади, удачным способом получения информации о состоянии океана является дистанционное зондирование, осуществляемое с космических аппаратов, оборудованных радаром с синтезированной апертурной решеткой (TerraSAR-X, ERS-2, COSMO-SkyMed). РСА-радары позволяют получать изображение морской поверхности при любых погодных условиях и в любое время суток.

Обнаружение нефтяных разливов. Массовое применение нефтепродуктов по всему миру создает предпосылки к постоянному наращиванию объемов добычи сырой нефти и перевозок нефтепродуктов, что приводит к увеличению вероятности загрязнения водного пространства, следовательно, разработка алгоритма обнаружения нефтяных загрязнений является актуальной задачей. Радиолокационное излучение чувствительно к состоянию морской поверхности из-за наличия на ней ветрового волнения. Нефтяные пленки подавляют взаимодействие ветра с водной поверхностью, и рассеяние радиоволн в сторону антенны уменьшается [1]. Алгоритм автоматизации обнаружения пленочных загрязнений включает следующие основные этапы: предобработка РСА-изображения $l(m, n)$, обнаружение темных сегментов, определение параметров обнаруженных темных областей и их классификация.

Предобработка состоит из фильтрации спекл-шума, который заметно влияет на результаты обработки, и маскирования участков земной поверхности, потому что зоной интереса является морская поверхность. С целью фильтрации изображения могут использоваться усредняющий, медианный фильтры, а также адаптивные фильтры Ли и Фроста и др. Маскирование участков земной поверхности выполняется с использованием базы береговых линий в векторном формате.

Важным шагом алгоритма является обнаружение темных пятен, которые, как правило, соответствуют нефтяным загрязнениям. На этом этапе алгоритма обнаружения пленочных загрязнений проводится адаптивная пороговая фильтрация, основанная на оценке шероховатости окружающей морской поверхности и состоящая из следующих шагов:

1) Для каждого пикселя изображения $l(m, n)$ в локальном окне размером $w \times w$ вычисляется среднее значение $\mu(m, n)$ и среднеквадратическое отклонение $\sigma(m, n)$.

2) Вычисление отношения $\lambda(m, n) = \frac{\sigma(m, n)}{\mu(m, n)}$ для каждого пикселя $l(m, n)$. В соответствии с полученным значением $\lambda(m, n)$ в окрестности (m, n) определяется категория однородности K .

3) Расчет порогового значения $T(m, n) = \frac{\mu(m, n)}{d(K)}$. Коэффициент $d(K)$, соответствующий определенной категории однородности, выбирается из предварительно составленной таблицы.

4) Получение бинарного изображения $b(m, n)$ путем пороговой обработки. Если $l(m, n) \geq T(m, n)$, то пиксель считается относящимся к объекту – пятну.

После этапа обнаружения темных пятен выполняется разметка и параметризация полученного бинарного изображения. Все связные области на изображении объединяются в отдельные сегменты, для каждого сегмента определяется набор параметров: площадь S , периметр P , координаты центра, округлость c и эксцентриситет ϵ для оценки формы. Для выполнения алгоритма разметки и параметризации вводится матрица меток Q и производится построчный обход изображения $b(m, n)$.

Важным этапом алгоритма обнаружения нефтяных разливов является классификация, требующая комплексной оценки каждого найденного сегмента. В результате формируется набор пленочных загрязнений, которые с большой вероятностью являются нефтяными разливами. Одним из основных признаков, характеризующих нефтяное загрязнение, является его геометрическая форма. Кроме того, выделенные пятна, имеющие слишком малую площадь, скорее всего, образованы из-за сильного волнения морской поверхности и влияния помех. Слишком большие пятна обычно являются пленочными загрязнениями естественного происхождения (скоплениями водорослей) или штилевыми зонами. Важную роль играет оценка краев загрязнений и их текстуры, так как нефтяные разливы, как правило, имеют хорошо выраженный гладкий контур и однородную текстуру [1].

Обнаружение надводных объектов. Одной из актуальных задач, возникающих при дешифрировании космических снимков, является обнаружение надводных объектов. В роли таких объектов зачастую выступают корабли и суда различных классов. Разработанный алгоритм обнаружения надводных объектов состоит из следующих основных этапов: предварительного обнаружения, сегментации изображения, совмещенной с процедурой разметки и параметризации, анализа параметров сегментов, определения ориентации и размеров судна.

Предварительное обнаружение объектов заключается в обработке исходного радиолокационного изображения с помощью усредняющей многооконной фильтрации с последующей локальной пороговой обработкой. В окрестности текущего пикселя (m, n) строится окно размера $w_0 \times w_0$ и вычисляется усредненное значение $\bar{\mu}_0(m, n)$. Введение окна позволяет сгладить шум и найти более точную оценку яркости объекта. Статистические характеристики фона оцениваются в окрестности, ограниченной с одной стороны окном размера $w_0 \times w_0$, а с другой – окном фильтра размерностью $w_\phi \times w_\phi$, причем $w_\phi \gg w_0$. При этом предполагается, что распределение фона в рамке подчиняется нормальному закону.

Для получения бинарного изображения выполняется локальная пороговая обработка в соответствии с правилом

$$b(m, n) = \begin{cases} 1, & \text{при } \bar{\mu}_0(m, n) > \bar{\mu}_\phi(m, n) + \bar{\sigma}_\phi(m, n) t / w_0, \\ 0, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (1)$$

где $\bar{\mu}_\phi(m, n)$, $\bar{\sigma}_\phi(m, n)$ – среднее и оценка СКО в рамке, t – пороговый коэффициент. В бинарном изображении $b(m, n)$ единичные пиксели принадлежат объекту, а нулевые – фону. На данном этапе может использоваться информация о положении суши для маскирования областей на снимке, не содержащих надводные объекты. Описанный подход схож с алгоритмом обнаружения на основе постоянной частоты ложных тревог, который широко используется на практике [2].

Однако при бинаризации по правилу (1) протяженные объекты могут выделяться лишь частично, что приводит к неправильной оценке их размеров и площади. Поэтому для повышения точности оценивания параметров введен этап сегментации изображений, предназначенный для восстановления бинарных масок объектов.

Для сегментации изображения используется алгоритм наращивания областей. На первой итерации при построчном проходе бинарного изображения $b(m, n)$ отыскивается единичная точка, которая служит в качестве стартовой, а счетчик меток увеличивается на единицу. Далее осуществляется просмотр соседних пикселей в окрестности данной точки. Считается, что анализируемая точка принадлежит к одному сегменту, если выполняется критерий однородности $|l(m, n) - \mu_l| < T_c$, где $l(m, n)$ – яркость анализируемого пикселя на исходном изображении, μ_l – средняя яркость сегмента, T_c – заданный порог. При добавлении точки к сегменту его площадь и средняя яркость пересчитываются, а самой точке присваивается текущая метка. Обход продолжается до тех пор, пока к сегменту добавляются новые пиксели без нарушения условия связности. При пересечении уже размеченных областей они объединяются в один сегмент, а его параметры обновляются. Построчный обход бинарного

изображения продолжается далее до нахождения новой единичной точки, и алгоритм сегментации запускается снова. Останов алгоритма осуществляется по завершении поиска неразмеченных единичных точек. Таким образом, может быть восстановлена форма объекта и оценены его средняя яркость, площадь и размеры. Объекты неподходящей площади и соотношения сторон исключаются из дальнейшего рассмотрения. Для всех оставшихся объектов оценивается ориентация, которая определяется направлением главной оси.

Измерение скорости поверхностных течений. Информация о скорости морских течений помогает лучше изучить океанические процессы. Данный алгоритм позволяет вычислить скорость поверхностных течений. Результатом является контурная карта скорости течений. Для измерения скорости течения на поверхности океана по одному радиолокационному изображению требуется информация об амплитуде и фазе отраженного сигнала [3]. Для решения рассматриваемой задачи можно использовать РСА-изображения с уровнем обработки SSC, например получаемые космическим аппаратом TerraSAR-X.

Для измерения скорости поверхностных вод используется закон Доплера, согласно которому частота отраженного сигнала изменяется пропорционально скорости движения объекта. Движение масс воды в поверхностном слое океана изменяет скорость перемещения спутника относительно объекта (облучаемой поверхности океана). В результате частота отраженного сигнала f_{DC} согласно закону Доплера изменяется на некоторую величину

$$f_{DCA} = f_{DC} - f_{DCM}, \quad (2)$$

где f_{DCM} – рассчитываемая частота отраженного сигнала для случая, если бы объект не двигался относительно Земли (течения нет) [3]. Поэтому поверхностные океанские течения проявляются на РСА-изображениях [4]. Частота f_{DCM} для изображения, полученного от TerraSAR-X, может быть вычислена на основании данных, указанных в паспорте изображения, по выражению $f_{DCM} = k_0 + k_1 t$, где t – время прохождения сигнала антенны от границы изображения до объекта, k_0, k_1 – коэффициенты, хранятся в XML-паспорте изображения. По РСА-изображению можно измерить частоту реального отраженного сигнала f_{DC} и по выражению (2) найти изменение частоты Доплера. Благодаря этому скорость вод движения на поверхности океана можно оценить по выражению [4]

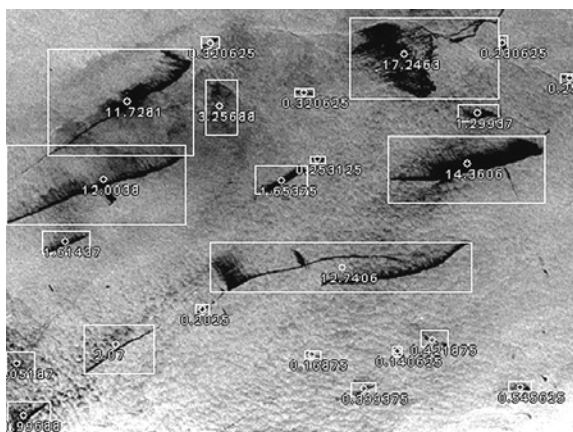
$$V_D = -\frac{\pi f_{DCA}}{k_R \sin \theta}, \quad (3)$$

где V_D – радиальная скорость объекта (скорость перемещения участка водной поверхности), θ – угол падения, k_R – коэффициент, зависящий от длины волны сигнала, излучаемого антенной. Из (3) по следующему выражению легко получить оценку скорости движения воды на поверхности океана:

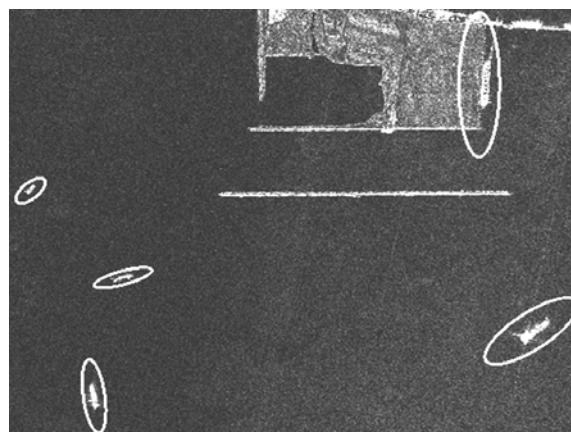
$$V = V_D \sin \theta \cos \psi, \quad (4)$$

где ψ – угол между плоскостью визирования и направлением течения.

Результаты экспериментов. В качестве исходных данных для проведения экспериментов использовались РСА-снимки, полученные со спутников дистанционного зондирования Земли TerraSAR-X, ERS-2. Результат работы алгоритма выделения нефтяных разливов и алгоритма обнаружения надводных объектов продемонстрирован на рис. 1.



Результат обнаружения нефтяных пятен



Результат обнаружения надводных объектов

Рис. 1. Результаты работы алгоритмов обработки радиолокационных изображений

Пятна, классифицированные как нефтяные разливы, обведены прямоугольником, также отображены размеры этих разливов в квадратных километрах. Найденные надводные объекты отмечены эллипсами.

Заключение. В работе описаны разработанные алгоритмы обработки РСА-изображений. Также показаны результаты работы описанных алгоритмов на натуральных изображениях. Представленные алгоритмы позволяют решать ряд важных научно-практических задач, среди которых контроль незаконного рыболовства, контроль загрязнений океана нефтепродуктами, обнаружение неизвестных месторождений нефти, изучение жизни фитопланктона, изучение скорости течений поверхностных вод.

Работа была выполнена при поддержке гранта НШ-252.2014.10.

Литература

1. Верба В.С. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / В.С. Верба, Л.Б. Неронский, И.Г. Осипов, В.Э. Турук. – М.: Радиотехника, 2010. – 681 с.
2. Hinz S. Automatic Ship Detection in Space-borne SAR Imagery / S. Hinz, F. Meyer // International Archives of Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences. – 2009. – Vol. 38. – P. 1–6.
3. Chapron B. Direct Measurements of Ocean Surface Velocity from Space: Interpretation and Validation / B. Chapron, C. Fabrice, A. Fabrice // Journal of Geophysical Research. – 2005. – Vol. 110. – P. 1–17.
4. Backscatter and Doppler Signals of Surface Current in SAR Images: A Step Towards Inverse Modeling / J.A. Johannessen, V. Kudryavtsev, B. Chapron, F. Collard, D. Akimov, K.-F. Dagestad // Proceedings of OceanSAR. – St. John's, Canada, 2006. – 10 p.

Алпатов Борис Алексеевич

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. автоматизации и информационных технологий в управлении (АИТУ) Рязанского государственного радиотехнического университета
Тел.: +7 (491-2) 46-03-42
Эл. почта: aitu@rsreu.ru

Балашов Олег Евгеньевич

Канд. техн. наук, доцент каф. АИТУ
Тел.: +7 (491-2) 46-03-42
Эл. почта: balashov.o.e@rsreu.ru

Ершов Максим Дмитриевич

Инженер каф. АИТУ
Тел.: +7 (491-2) 46-03-42
Эл. почта: mslayer@yandex.ru

Муравьев Вадим Сергеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. АИТУ
Тел.: +7 (491-2) 46-03-42
Эл. почта: muraviev.v.s@rsreu.ru

Фельдман Александр Борисович

Канд. техн. наук, науч. сотрудник каф. АИТУ
Тел.: +7 (491-2) 46-03-42
Эл. почта: feldman.a.b@rsreu.ru

Alpatov B.A., Balashov O.E., Ershov M.D., Muraviev V.S., Feldman A.B.

Development of SAR image processing algorithms for marine monitoring

SAR image processing is extensively used for marine monitoring and control. For this purpose image data can be acquired from Earth observation satellites. The main areas of research include the most relevant: detection of oil spills, detection of surface objects of artificial origin (ships) and mapping of sea currents speed. The paper describes several complex algorithms that solve these problems.

Keywords: SAR image, ship detection, oil spill detection, sea currents mapping.

УДК 535.016

А.Н. Павлов, О.Г. Константинов, К.А. Шмирко

Видеокомплекс аппаратуры для экологического мониторинга окружающей среды и океанологических исследований

Представлен аппаратный комплекс на основе нескольких видеосистем. Комплекс предназначен для мониторинга поверхностных загрязнений морской поверхности, исследования динамики вихревых образований, поверхностных проявлений внутренних волн, проведения подспутниковых экспериментов, контроля интенсивности судоходства. Анализ временной последовательности трансформированных на плоскость панорамных изображений, полученных с помощью видеосистемы, позволяет оценивать поле скоростей вихревых образований, фазовую скорость поверхностных проявлений внутренних волн и скорость ветра над поверхностью, источники, интенсивность и динамику поверхностных загрязнений. Приведены примеры регистрации океанических микровихрей, внутренних волн и органических пленок естественного и антропогенного происхождения.

Ключевые слова: поляризационная видеосъемка, внутренние волны, вихревые образования, слики на морской поверхности.

В настоящее время трудно указать ту область деятельности человека, где бы не использовались системы видеонаблюдения и видеоконтроля. Невысокая стоимость, простота эксплуатации видеосистем и высокая информационная емкость видеосигнала – это те основные факторы, которые обеспечивают их широкое использование в охранных системах зданий и территорий, устройствах контроля транспортных средств на дорожных магистралях. Тем не менее приходится удивляться тому, что до последнего времени системы видеоконтроля не находили должного применения в многоуровневых системах экологического мониторинга окружающей среды. Лишь в последнее время в средствах массовой информации прошло сообщение об организации в Хабаровском крае системы видеонаблюдения за пожароопасной обстановкой лесных массивов.

В Тихоокеанском океанологическом институте ДВО РАН разработан и работает на протяжении ряда лет специализированный видеокомплекс, предназначенный для мониторинга прибрежной зоны в оптическом диапазоне, картирования органических пленок на морской поверхности и контроля судоходства в поле зрения видеосистемы [1].

В состав комплекса входят поляризационная сканирующая видеосистема для регистрации объектов на морской поверхности и две оптические системы определения характеристик морского волнения (уклоны и высоты). Поляризационная сканирующая видеосистема состоит из бескорпусной видеокамеры в термостабильном корпусе, закрепленной на валу шагового двигателя, обеспечивающего дискретное сканирование морской поверхности в секторе 270° с шагом по азимуту $7,2^\circ$. Азимутальная погрешность положения камеры не превышает $0,02^\circ$. Полное время формирования панорамного изображения составляет 17 с. Для повышения контраста объектов на морской поверхности перед объективом видеокамеры размещен поляризатор-анализатор, выделяющий P -компоненту излучения, рассеянного и отраженного морской поверхностью. Перепады яркости на стыках фрагментов, неизбежные при использовании камеры с автоматической подстройкой яркости и делающие невозможным анализ панорамного изображения по всему полю, устраняются программно с учетом информации о передаточной характеристике камеры и результатов сравнения яркостей области перекрытия кадров (около 10%). Математическое обеспечение комплекса автоматически переносит панорамное изображение на карту местности для оценки динамических характеристик объектов и их координат в каждый момент времени. Дискретное позиционирование видеокамеры, когда для каждого кадра панорамного изображения известно точное время съемки и положение видеокамеры в пространстве, а именно: высота расположения, зенитный и азимутальный углы оптической оси камеры в географической системе координат с известным фокусным расстоянием объектива, позволяет трансформировать панорамные изображения на карту с высокой точностью. Перепады яркости на стыках фрагментов, неизбежные при использовании камеры с автоматической подстройкой яркости и делающие невозможным анализ панорамного изображения по всему полю, устраняются программно с учетом информации о передаточной характеристике камеры и результатов сравнения яркостей области перекрытия кадров (около 10%).

Начиная с 2007 г. панорамная система видеоконтроля морской поверхности работает в режиме мониторинга на морской экспериментальной станции Тихоокеанского океанологического института ДВО РАН на мысе Шульца полуострова Гамова на берегу залива Петра Великого (МЭС «м. Шульца»). За это время была отработана и апробирована технология видеомониторинга морской акватории прибрежной зоны [2–4].

На рис. 1, *а* представлен фрагмент панорамы бухты Витязь с отчетливыми изображениями двух океанических микровихрей – циклонического и антициклонического. А на рис. 1, *б* представлено изображение тех же микровихрей в географической системе координат с нанесенными векторами скоростей поверхностного течения в их телах. Расчет векторов скорости течений и приповерхностного ветра выполнен по временной последовательности изображений с использованием алгоритмов максимальной кросскорреляции (maximum cross-correlation method – MCC) [5].

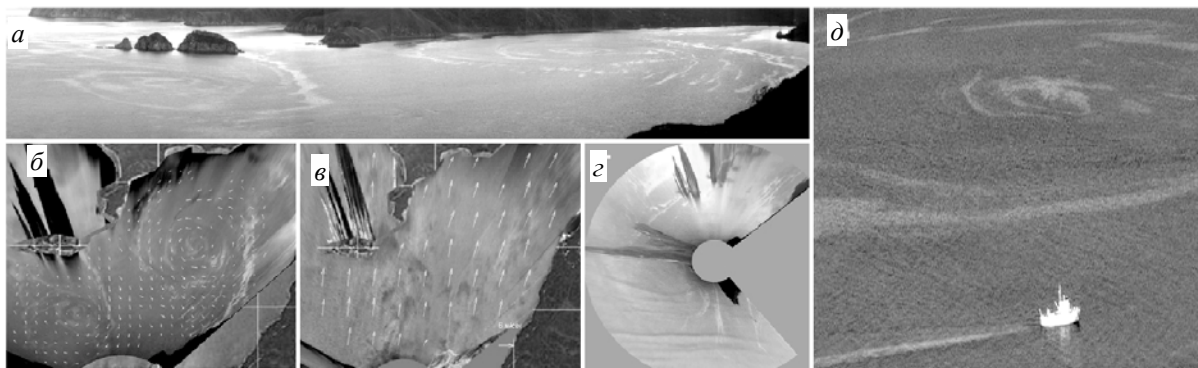


Рис. 1. Фрагмент панорамного снимка бухты Витязь – *а*; *б–г* – изображения, трансформированные на горизонтальную поверхность: *б* – микромасштабные вихри; *в* – скорость и направление приповерхностного ветра; *г* – поверхностные проявления внутренних волн; *д* – положение судна относительно микромасштабного вихря

На динамику пространственных характеристик оптических неоднородностей на морской поверхности влияет и приповерхностный ветер, скорость и направление которого могут быть оценены по перемещению так называемых «кошачьих лапок» – областей морской поверхности, турбулентно возмущенных ветровыми потоками. Расчет поля вектора скорости ветра по перемещению «кошачьих лапок» приведен на рис. 1, *в*.

Не менее интересные результаты по изучению динамики внутренних волн, процессов их взаимодействия с рельефом дна и вихревыми структурами могут быть получены по временной последовательности видеоизображений морской поверхности. В качестве примера на рис. 1, *г* приведено изображение цуга внутренних волн, изменяющего свою форму в прибрежной зоне.

При использовании современных средств коммуникаций данный видеокomплекс позволяет определять и корректировать положение судов, проводящих гидрофизические исследования в прибрежной зоне (рис. 1, *д*).

Возможность наблюдения динамических процессов, в том числе и вихревой структуры на морской поверхности, обусловлена физическими эффектами гашения мелкомасштабного волнения органическими пленками, повсеместно распространенными в прибрежных акваториях и называемых в литературе пленками поверхностно-активных веществ (ПАВ). Пленки ПАВ, увлекаясь поверхностным течением в теле вихря, проявляются на изображениях морской поверхности в виде сликков (областей с пониженным ветровым волнением), оконтуривающих спиралевидные рукава океанического вихря. Области вне сликков приобретают более темный оттенок на изображениях морской поверхности из-за того, что при малых углах наблюдения к поверхности и развитом мелкомасштабном волнении в поле зрения наблюдателя попадает сравнительно большее число площадок морской поверхности, повернутых в сторону наблюдателя, уменьшая тем самым средний коэффициент отражения морской поверхности, а значит, и яркость отраженного морем излучения неба. Оценки контраста яркости пикселей изображений внутри и вне сликка с использованием модели уклонов морской поверхности Мунка [6] приведены в таблице.

Возможность использования видеосистемы для экологического контроля загрязнений морской поверхности продемонстрирована на рис. 2, где приведен пример сброса льяльных вод сторожевым пограничным катером (левый верхний угол рисунка).

Второе оптическое устройство для оценки дисперсии уклонов морской поверхности, высоты волнения, низкочастотных колебаний уровня морской поверхности, связанных с сейшмами и приливными явлениями, основано на видеонаблюдении и дальнейшем расчете высоты подъема и наклонов закоренного тонкого пенопластового диска. При известной ориентации камеры по отношению к диску и его нормали расчет этих величин осуществляется по изменению положения центра диска и ориентации эллипса его изображения. Использование дисков разного диаметра позволяет разделить вклады гравитационных и капиллярных волн морского волнения в статистику уклонов морской поверхности.

Третье оптическое устройство на основе поляризационной видеокамеры со специальной насадкой, включающей в себя зеркала и поляроиды-анализаторы, предназначено для исследования пространственно-временных характеристик морского волнения. Изображение морской поверхности при ориентации оси поляроидов 0, 45 и -45° к вертикальной плоскости, проходящей через оптическую ось камеры, представлено на рис. 3, а. Одновременно в поле зрения объектива на морской поверхности находились калибровочные поплавки, по смещениям которых производилась оценка уклонов и высот морского волнения для верификации метода реконструкции рельефа морской поверхности. Эксперименты проводились в пасмурную погоду в предположении отсутствия поляризации излучения неба. Результаты верификации поляризационных измерений приведены на рис. 3, б.

**Зависимость контраста
слик/чистая поверхность от скорости
ветра при наблюдении под углом
10° к морской поверхности**

Скорость ветра, м/с	Контраст, %
3	3,5
5	5,8
7	7,6
9	9,0

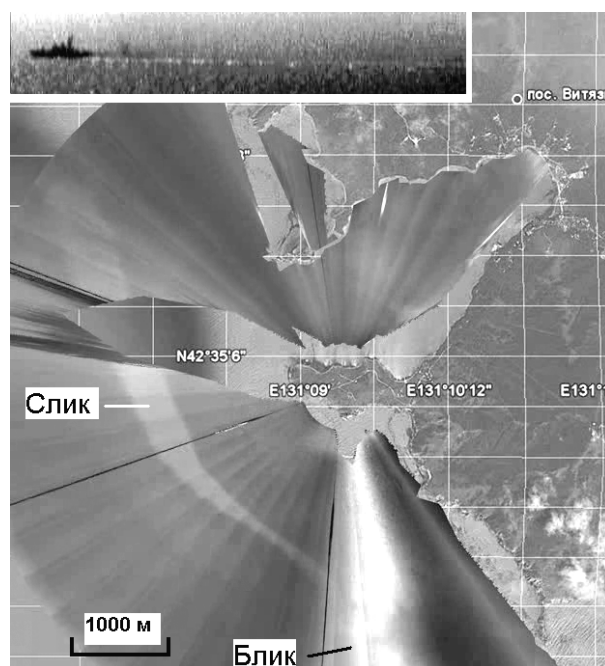


Рис. 2. Слик на морской поверхности от органической пленки льяльных вод

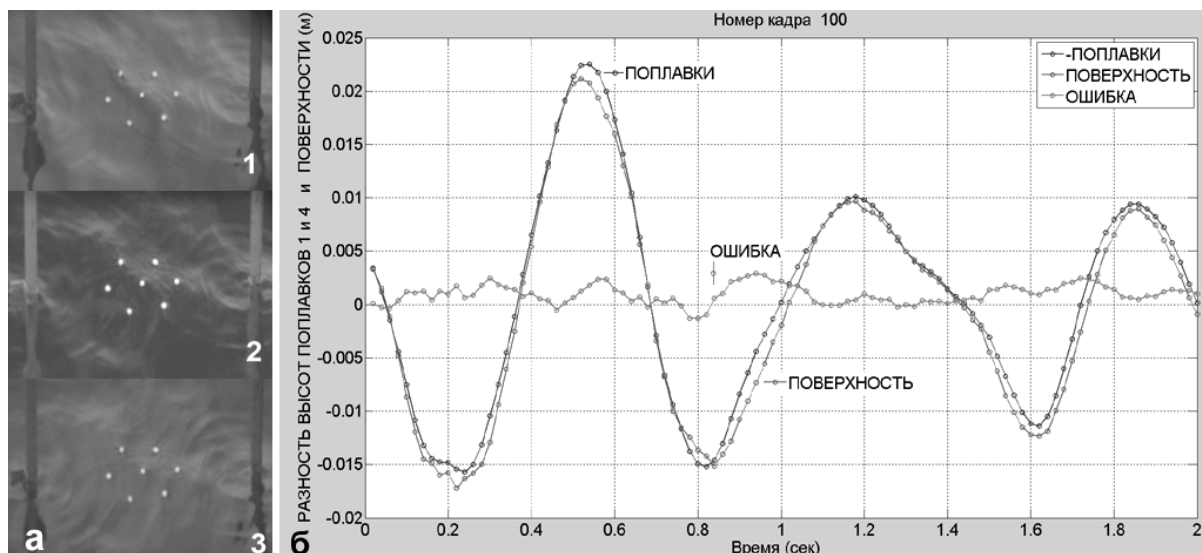


Рис. 3. Изображение морской поверхности с поплавками, расположенными на вертикальных направляющих: а – положение поляроида 0, 45, -45° (сверху вниз); б – сравнение разности высот крайних левого и правого поплавков, полученных фотограмметрическим и поляризационным методами

Заключение. Применение методов цифровой обработки временной последовательности панорамных изображений, полученных с помощью поляризационной видеосистемы и привязанных к

географической системе координат, позволяет изучать гидродинамические процессы в верхнем слое океана по их поверхностным проявлениям, может использоваться как средство наведения научных судов на местоположение вихрей и внутренних волн в прибрежной зоне для их детального изучения гидрологической и акустической аппаратурой, а также может служить в качестве первого уровня системы мониторинга загрязнений морской поверхности органическими пленками. Она позволяет обнаруживать слики, оценивать их динамические характеристики – изменение пространственных координат, площади, скорости и направления перемещения.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по постановлению П218, договор № 02.G25.31.0116 между Открытым акционерным обществом «Центр судоремонта «Дальзавод»» и Министерством образования и науки Российской Федерации.

Литература

1. Константинов О.Г. Видеосистема контроля состояния морской поверхности / О.Г. Константинов, А.Н. Павлов // Приборы и техника эксперимента. – 2012. – № 6. – С. 121–123.
2. Комплексный контроль состояния морских акваторий оптическими методами. – Ч. 1: Концепция построения многоуровневых оптических систем для экологического мониторинга морских акваторий / Ю.Н. Кульчин, О.А. Букин, О.Г. Константинов и др. // Оптика океана и атмосферы. – 2012. – Т. 25, № 7. – С. 633–637.
3. Константинов О.Г. Комплексный контроль состояния морских акваторий оптическими методами. – Ч. 2: Регистрация загрязнений на морской поверхности / О.Г. Константинов, А.Н. Павлов // Оптика океана и атмосферы. – 2012. – Т. 25, № 10. – С. 902–908.
4. Константинов О.Г. Комплексный контроль состояния морских акваторий оптическими методами. – Ч. 3: Регистрация динамических процессов по слайкам на морской поверхности / О.Г. Константинов, А.Н. Павлов // Оптика океана и атмосферы. – 2012. – Т. 26, № 1. – С. 32–39.
5. An objective method for computing advective surface velocities from sequential infrared satellite images / W.J. Emery, A.C. Thomas, M.J. Collins, W.R. Crawford, D.L. Mackas // J. Geophysical Res. – 1986. – Vol. 91, Issue C11. – P. 12865–12878.
6. Cox C. Measurement of the Sea surface from photographs of the Sun's glitter / C. Cox, W. Munc // Journal of the optical society of America. – 1954. – Vol. 44, №11. – P. 838–850.

Павлов Андрей Николаевич

Д-р физ.-мат. наук, зав. лаб. Института автоматизации и процессов управления (ИАПУ) ДВО РАН
Тел.: 8 (423-2) 31-09-11
Эл. почта: anpavlov@iacp.dvo.ru

Константинов Олег Григорьевич

Канд. физ.-мат. наук, вед. науч. сотрудник Тихоокеанского океанологического института ДВО РАН
Тел.: 8 (423-2) 31-21-58
Эл. почта: olegkon@poi.dvo.ru

Шмирко Константин Александрович

Канд. физ.-мат. наук, ст. науч. сотрудник ИАПУ
Тел.: 8 (423-2) 31-09-11
Эл. почта: kshmirko@iacp.dvo.ru

Pavlov A.N., Konstantinov O.G., Shmirko K.A.

Video system for environmental ecological monitoring and oceanological research

The research presents the equipment complex based on multiple video systems. The system is designed for monitoring the dynamic characteristics of sea surface pollution, researching the dynamic of vortex formations, the surface visualization of internal waves. It can be used for ground truth experiments, monitoring ship traffic. The analysis of the temporal sequence of panoramic images obtained by the video system allows to estimate the velocity field of vortex formations, the phase velocity of surface manifestations of internal waves and the near-surface wind speed, the sources, the intensity and dynamics of sea surface pollution. The examples of registration ocean microvortices, internal waves and organic films of anthropogenic origin are given.

Keywords: polarization videography, internal waves, vortex formation, sea surface slicks.

УДК 621.396.41

А.Е. Косова, А.И. Попков

Построение плана замкнутого пространства с использованием компьютерного зрения и структурированной подсветки

Описан способ построения плана замкнутого пространства с использованием активной лазерной структурированной подсветки и компьютерного зрения. Развёртка подсветки осуществлена двумя способами: 1) с использованием одной горизонтальной линии, параллельной плоскости пола, излучаемым лучом также параллельно полу и 2) одновременно трёх горизонтальных линий, параллельных полу, излучаемых от места источника света под разными углами к плоскости пола. Реализован программный модуль с использованием библиотеки компьютерного зрения OpenCV, позволяющий построить план замкнутого пространства. Приведены результаты построения на основе кадров видеопотока.

Ключевые слова: автоматическая навигация, компьютерное зрение, активная структурированная подсветка, план замкнутого пространства, OpenCV.

Проблемы автоматической навигации и локализации робототехнических систем. На протяжении многих лет человечество стремится облегчить, удешевить, сделать более эффективным тяжёлый или рутинный труд. К настоящему времени развитие робототехники привело к тому, что стали популярными мобильные роботы, предназначенные для решения широчайшего круга задач. Такие роботы оснащаются частично или полностью автоматической системой управления.

Основной проблемой мобильных аппаратов, перемещающихся самостоятельно, остаётся навигация [1, 2]. Навигационная система такого робота должна уметь строить свой дальнейший маршрут, управлять движением, правильно интерпретировать сведения об окружающей обстановке, получаемые от датчиков, и постоянно отслеживать собственные координаты.

Задачи навигации и локализации сложны и до сих пор не решены в степени, достаточной для повсеместного использования роботов [1, 2]. Так, даже опытный путешественник не всегда справится с этими задачами, попав в незнакомое место, к примеру, заблудившись в лесу. Кроме того, что может быть не знакома местность, не всегда можно иметь достаточный объем априорных знаний (или учесть ситуацию, что такие знания потребуются) для определения своего местонахождения, интерпретировать то, что находится вокруг. Соответственно, невозможно принять решение, которое позволит достичь цели.

Итак, в реальных условиях эксплуатации полноценный робот должен определять собственные координаты и выбирать направление движения только на основании показателей бортовых датчиков. Алгоритмы, «создаваемые для автономных машин, ориентированы на поддержку непрерывного и бесконечного цикла «опрос датчиков – принятие оперативного решения об изменении направления и скорости движения». Таких циклов может быть несколько: один ответственен за следование по основному маршруту, другой – за обход препятствий и т. д. Кроме того, на аппаратном уровне каждый цикл может поддерживаться датчиками разных типов, формирующих потоки данных разной интенсивности» [1]. Примеры успешного решения проблем навигации – системы управления крылатыми ракетами [3].

Цель и постановка задачи. Целью работы является создание программно-аппаратной (робототехнической) системы, которая позволит строить план замкнутого пространства на основании анализа видеопотока, получаемого с камеры, установленной вместе с источником света на движущемся устройстве.

Проектирование и реализация программы. В качестве устройства структурированной подсветки выбрана лазерная указка. Её луч позволяет подсвечивать достаточно удалённые объекты, даёт яркий, хорошо идентифицируемый рисунок. В нашем исследовании выбраны два рисунка подсветки: 1) одна прямая горизонтальная линия и 2) три параллельные горизонтальные линии. Видеокамера располагается над источником света на некотором расстоянии, ориентирована горизонтально, её оптическая ось строго параллельна оси светового пучка.

Кадры, получаемые с видеокамеры, имеют участки с линиями подсветки, видимые формы которых зависят от расположения и геометрических форм препятствий. Например, если препятствие – плоская стена, на которую перпендикулярно смотрит камера, то видимая линия подсветки будет прямой, без разрывов и наклонов. На стенах сложной геометрии линия подсветки будет иметь разрывы, наклоны и другие искажения. Зная величины искажений, можно восстановить пространственную геометрию препятствий, т.е. построить план помещения в плоскости подсветки. Для определения участков подсветки в кадре мы использовали цветовую модель HSV [4]. Определение абсолютных координат препятствий и стен требует привлечения данных о положении и ориентации робота.

Построение плана по одной линии. Идея такого способа заключается в том, чтобы использовать зависимость определяемого расстояния до объекта от расстояния в пикселях от центра кадра до линии подсветки:

$$Z = F_1(Y), \quad (1)$$

где Y – номер пикселя по высоте в кадре.

Смещение влево/вправо рассчитывается:

$$\Delta x = F_2(Z, X)$$

или

$$\Delta x = F_2(F_1(Y), X), \quad (2)$$

где X – номер пикселя по горизонтали в кадре.

Упомянутые выше линии подсветки оптически представляют собой полосы конечной ширины, и в данной работе мы имеем в виду средние линии этих полос. Для координат каждого пикселя средней линии существует их однозначное отображение на плоскость плана при известном положении робототехнической системы. В этой работе не учитывается влияние радиальной дисторсии. В экспериментах использовалась короткофокусная камера, позволяющая получать резкие изображения объектов в большом диапазоне расстояний.

Рассмотрим зависимость (1).

На рис. 1 показана схема отражения лазерного луча от объектов, удалённых на разное расстояние, на матрицу камеры. Из рисунка видно, что чем дальше объект, тем ближе к центру матрицы (кадра) проецируется пятно, отражённое от него.

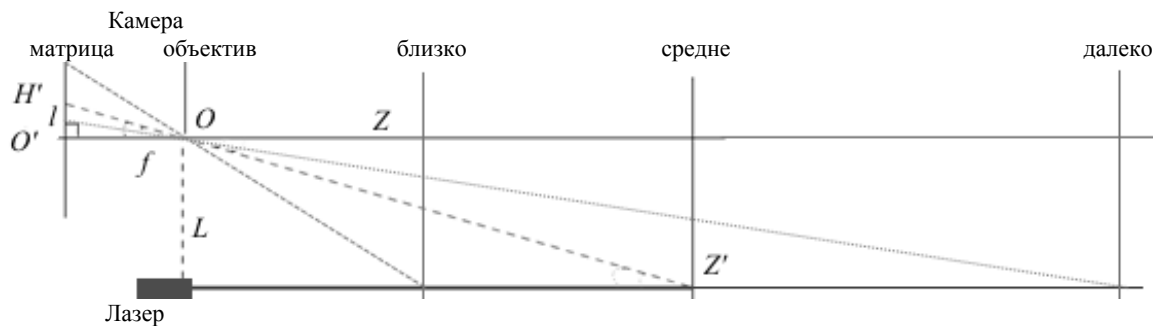


Рис. 1. Схема проецирования пятна подсветки на матрицу камеры (вид сбоку)

Из этой схемы на основании подобия прямоугольных треугольников можно рассчитать расстояние до подсвеченного препятствия. Но для этого нужно знать фокусное расстояние камеры и ее разрешение. Также должно быть задано расстояние между оптическими осями камеры и лазерной указки. Формула для расчёта расстояния до подсвечиваемого объекта

$$Z = Lf / l, \quad (3)$$

где l – расстояние в количестве пикселей от центрального пикселя камеры (кадра) до пикселя с подсветкой; f – фокусное расстояние камеры; L – расстояние между оптической осью камеры и лазером. Практическое использование этой формулы может быть затруднено незнанием фокусного расстояния f . Но его легко установить опытным путем, измерив расстояние до объекта Z , расстояние между оптическими осями лазера и камеры L и определив, на каком расстоянии, измеренном в пикселях, находится в кадре центральный пиксель пятна подсветки. Приведённые рассуждения справедливы для всех точек линии. Таким способом можно получить план в одной плоскости. Такого плана достаточно, если пространство ограничено только вертикальными стенами, без проёмов, вы-

ступов, наклонов и т.п. Если требуется детализовка по высоте, то можно воспользоваться развёрткой лазерного пучка в несколько горизонтальных линий. Построение плана требует разработки программы, в которой бы использовались все получаемые при движении робота данные.

На рис. 2 схематично изображён ход трёх лучей для трёх горизонтальных линий подсветки.

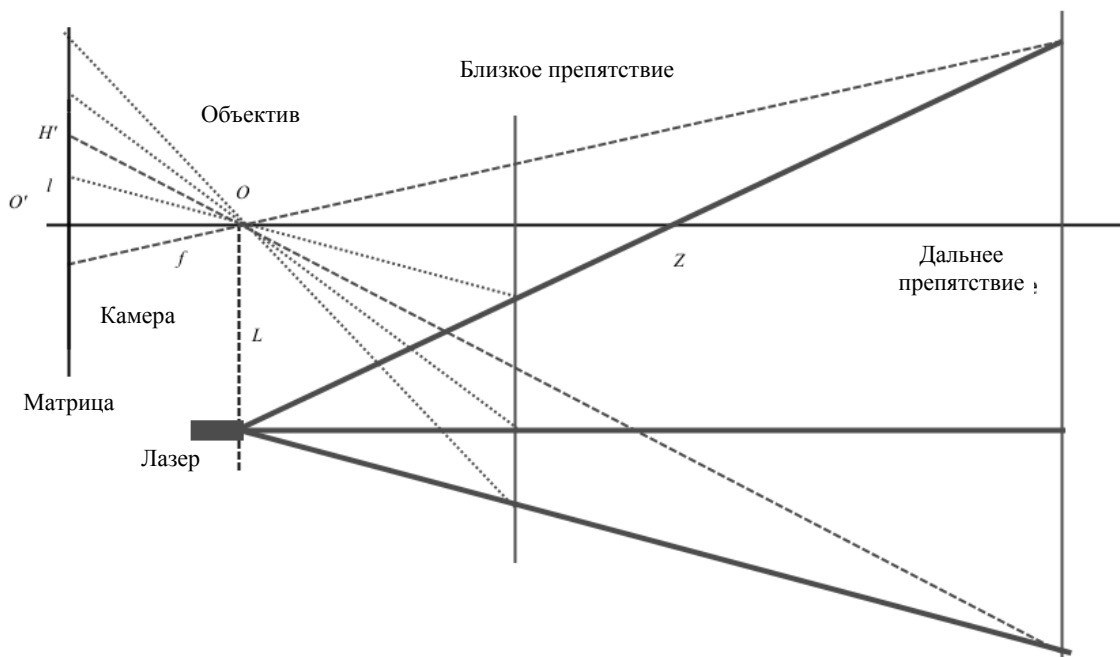


Рис. 2. Схема проецирования верхней и нижней линий подсветки на матрицу (вид сбоку)

Построение планов. Созданная программа построения планов проверена в виртуальном пространстве – трёхмерном лабиринте в редакторе трёхмерной графики Blender [5]. На рис. 3 приведён пример двухмерного плана, полученного по одной линии подсветки. Светлыми линиями на рис. 3, а показаны стена лабиринта и точка расположения камеры с лазером в некоторый момент времени и область, видимая камерой из этой точки. Соответствующий кадр приведён на рис. 3, б. На рис. 3, в белый показана траектория робота и построенный план лабиринта.

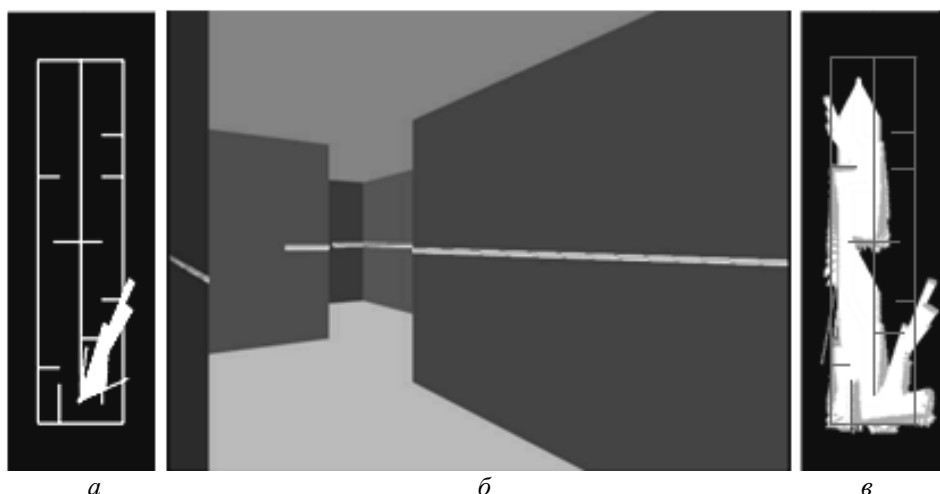


Рис. 3. Исходный план виртуального лабиринта – а; кадр модельного видеопотока – б; план построенного лабиринта – в

Поиск линий подсветки для реального окружения. В этом случае, как и в случае с виртуальным лабиринтом, сначала нужно найти все области (пиксели) в кадре, содержащие подсветку, а затем рассчитывать соответствующие координаты для плана. В виртуальном пространстве сделать поиск по цвету легко, так как цвет известен. В реальных условиях отражённый от объектов свет может менять яркость и цветовую насыщенность в зависимости от расстояния и материала поверхности.

Для надёжного определения расстояния необходимо как можно точнее выделить пятно из окружающего фона (рис. 4, *a* – исходное изображение). Для этого следует провести калибровку в текущих условиях освещённости по «типичному» кадру. Она заключается в нахождении узких диапазонов значений компонент HSV точек пятна.

Это можно сделать с помощью программы, которая в отдельном окне для компоненты H формирует бинарное изображение, используя функцию библиотеки OpenCV [6] – `cvInRangeS()`. Границы интервала отображаются подвижными ползунками, при перемещении которых точки изображения из белых становятся чёрными или наоборот. Границы подбираем с таким расчётом, чтобы на изображении осталось минимум деталей окружающего фона при сохранении пятна. Аналогично поступаем с остальными компонентами. Результаты этих действий показаны на рис. 4, *б–д*.

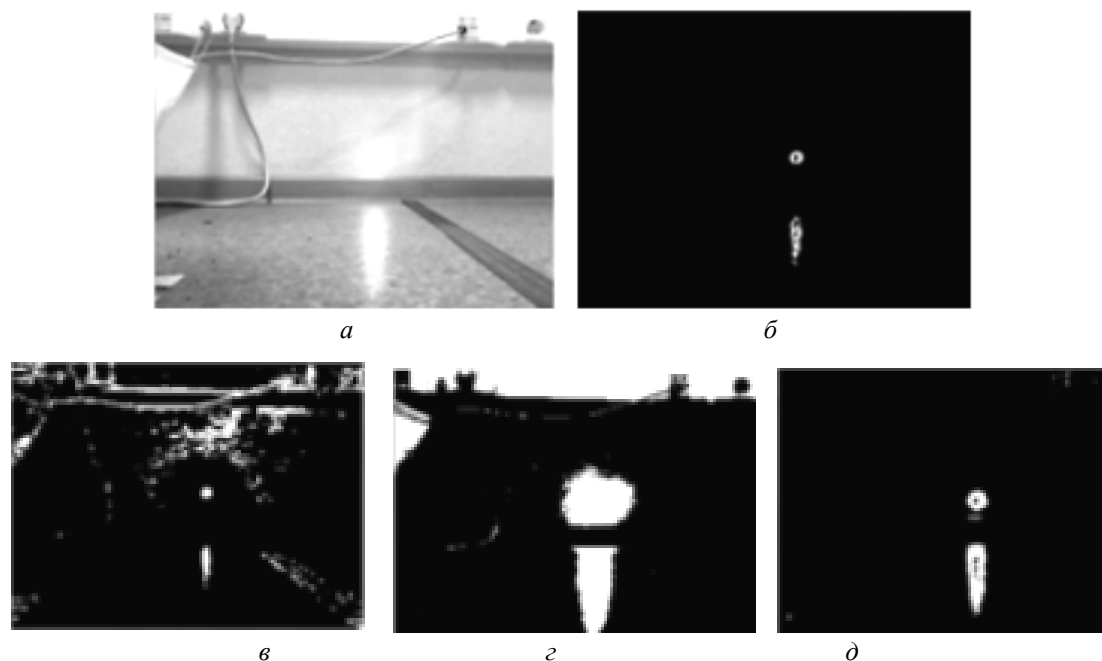


Рис. 4. Подбор значений HSV

Из рис. 4 следует, что результатом калибровки являются 6 границ интервалов, которые далее используются в основной программе распознавания положения пятна, разработанной для одноплатного компьютера ODROID [7]. Её алгоритм состоит в следующем:

Посредством функций `cvCreateCameraCapture` и `cvQueryFrame` библиотеки OpenCV захватывается RGB-кадр с камеры.

С помощью функции `cvCvtColor` кадр приводится к пространству HSV, каждая компонента которого хранится в отдельном массиве.

Используя границы, полученные при калибровке, строятся 3 бинарных изображения.

Операциями логического «И» эти изображения складываются, в результате получается бинарное изображение, на котором отсутствует фон (см. рис. 4, *б*).

Положение пятна по вертикали определяется средним значением координат входящих в него точек.

По среднему значению координат вычисляется расстояние от камеры до препятствия (3).

Примечание. При наличии сильных бликов (см. рис. 4, *a*) алгоритм может давать неверные результаты.

Заключение. В работе показана возможность построения планов замкнутых пространств путём использования стереосистемы, размещённой на подвижной платформе, в которой один из двух оптических элементов стереопары заменён на активную структурированную лазерную подсветку. Для нахождения линий подсветки в кадре используется библиотека компьютерного зрения OpenCV. Приведены примеры построения плана в смоделированной среде, описан алгоритм поиска подсветки в реальном окружении.

Литература

1. История вычислительной техники за рубежом. Навигация мобильных роботов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://computer-museum.ru/frgnhist/robonav.htm>, свободный (дата обращения: 24.05.2014).
2. Корилов А.М. Интеллектуальное управление в технических системах // Научный вестник НГТУ. – 2014. – № 1 (54). – С. 18–26.
3. Интернет-журнал. Методы навигации крылатых ракет [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://army-news.ru/2012/08/metody-navigacii-krylatyx-raket>, свободный (дата обращения: 18.03.2014).
4. Робокрафт. Цветовая модель HSV [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://ru.wikipedia.org/wiki/HSV_\(цветовая_модель\)](http://ru.wikipedia.org/wiki/HSV_(цветовая_модель)), свободный (дата обращения: 24.01.2014).
5. Википедия. Blender [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ru.wikipedia.org/wiki/Blender>, свободный (дата обращения: 24.01.2014).
6. Gary Bradski, Adrian Kaehler. Learning OpenCV. ISBN 978-0-596-51613-0. – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.bogotobogo.com/cplusplus/files/OReilly%20Learning%20OpenCV.pdf>, свободный (дата обращения: 24.11.2013).
7. ODROID PlatformDeveloper [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.hardkernel.com/renewal_2011/products/prdt_info.php?g_code=G133999328931, свободный (дата обращения: 24.11.2013).

Косова Анастасия Евгеньевна

Аспирант каф. автоматизированных систем управления ТУСУРа

Тел.: 8-903-952-81-31

Эл. почта: kosova_ae@mail.ru

Попков Анатолий Иванович

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. теоретических основ информатики

Национального исследовательского Томского государственного университета

Тел.: 8-913-111-42-19

Эл. почта: anatoly.popkov@eleccard.ru

Kosova A.E., Popkov A.I.

Mapping the surrounding space with the use of odometry, inertial navigation, structured light and computer vision

The paper describes a relevant and challenging problem of automatic robot navigation. It describes a method for constructing the map of the surrounding space with active structured lighting and computer vision. As illumination, patterns are selected - one horizontal line, and three lines at a time, with the direction from the light source at different angles. The realized method for finding areas of illumination in frames of a video stream is based on the coordinates which allow to map time points of corresponding frames. The odometry and inertial navigation is used to estimate the distance. The software module is implemented in the programming language C++ using computer vision library OpenCV, which builds a map. The results of constructing the map frame-based video stream are given.

Keywords: automatic navigation, computer vision, active structured lighting, map of the surrounding space, OpenCV, C++.

УДК 621:382

Ю.С. Гончарова, М.А. Романова, С.В. Смирнов

Спектральный метод бесконтактного измерения температуры кристаллов полупроводниковых источников света

Описан метод бесконтактного определения температуры полупроводниковых источников света. Приводятся теоретический анализ метода, а также результаты измерения температуры полупроводниковых источников света в пластмассовом корпусе.

Ключевые слова: полупроводниковый источник света, температура, спектр излучения, ширина спектра излучения.

Одним из важнейших параметров полупроводниковых светодиодов синего и белого света на основе нитрида галлия является температура активной области кристалла, которая в значительной мере определяет величину светоотдачи, спектр излучения, а также эксплуатационную надежность и срок службы источников [1, 2]. При условии соблюдения оптимального теплового режима срок службы диодов может достигать свыше 100000 ч, нарушение же теплового режима (повышение температуры кристалла более 115...125 °С) может привести к снижению срока службы более чем в 10 раз.

Точное определение температуры активной области кристалла светодиодов в процессе их испытаний и эксплуатации представляет собой технически сложную задачу, при этом существует несколько проблем:

1. Светодиоды при испытаниях и эксплуатации находятся в составе различных устройств, содержащих другие тепловыделяющие элементы, такие как другие светодиоды, драйверы, стабилизаторы, нагрузочные резисторы, которые ограничивают возможности отвода тепла и приводят к дополнительному нагреву контролируемого объекта.

2. Светодиоды эксплуатируются и испытываются в широком температурном диапазоне окружающей среды от –60 до +85 °С, а все теплофизические характеристики материалов, из которых выполнены элементы, входящие в состав устройства, зависят от температуры.

3. В процессе эксплуатации и испытаний происходит уменьшение внешней квантовой эффективности светодиода, что приводит к увеличению тепловыделения в кристалле.

4. Так как прямой ток светодиодов может изменяться в широких пределах от единиц до сотен миллиампер, то при повышенных значениях тока происходит локализация его плотности по поверхности и объему кристалла, что приводит к появлению участков с высокой температурой.

Наиболее распространенными методами оценки температуры кристалла светодиода является её расчет с использованием измеренной величины теплового сопротивления $p-n$ -переход-корпус. Этот метод дает весьма приблизительную оценку температуры.

В данной работе рассматривается метод измерения температуры источников света путем анализа формы спектра его излучения.

Известно, что форма спектра рекомбинационного излучения в полупроводниковом материале может быть описана выражением [2]

$$I(h\nu) = B(h\nu - \Delta E_g)^{1/2}, \quad (1)$$

где $I(h\nu)$ – интенсивность излучения; h – постоянная Планка; ν – частота колебаний фотонов; ΔE_g – ширина запрещенной зоны; B – постоянная, которая рассчитывается по формуле

$$B = \frac{2q^2 m_r^{3/2}}{nch^2 m_c}, \quad (2)$$

где m_c – эффективная плотность электронов; m_r – приведенная эффективная масса электрона и дырки; n – показатель преломления. Форма спектра зависит от температуры. Так, интенсивность излучения изменяется по экспоненциальному закону как:

$$I(h\nu) \sim \sqrt{h\nu - \Delta E_g} \exp\left(-\frac{h\nu}{kT}\right). \quad (3)$$

При увеличении температуры спектр излучения также уширяется, а его максимум сдвигается в сторону низких энергий. Ширина спектра на уровне 0,5 от максимального значения, зависит от температуры и равна

$$\Delta E_{0,5} \approx 1,8kT \text{ или } \Delta \lambda_{0,5} \approx \frac{1,8kT\lambda^2}{hc}. \tag{4}$$

Но подобная температурная зависимость справедлива только для гомоперехода. Для гетероструктуры GaN – InGaN со множественными квантовыми ямами зависимость формы спектра от температуры обусловлена изменением эффективной ширины запрещенной зоны ΔE_g^* , в простейшем случае определяемой как [3]:

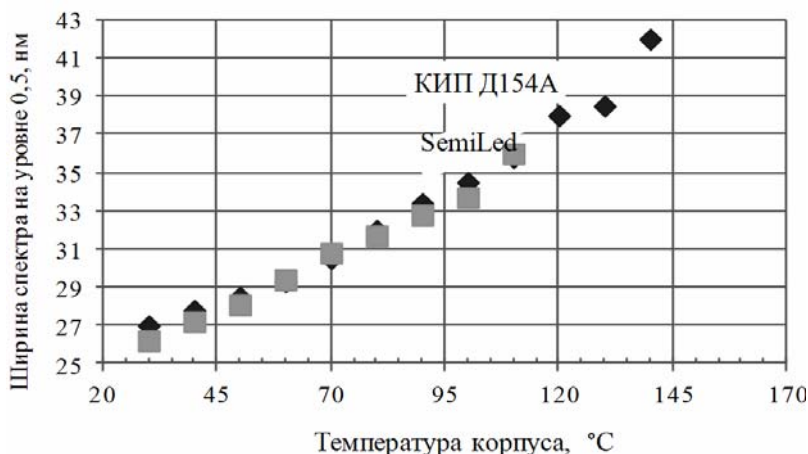
$$\Delta E_g^* = \Delta E_g(\text{InGaN}) + E_{c1} + E_{v1} + \sum_i \Delta E_i, \tag{5}$$

где $\Delta E_g(\text{InGaN})$ – ширина запрещенной зоны InGaN; E_{c1} и E_{v1} – положения первых уровней размерного квантования для электронов и дырок в ямах; под знаком суммы содержатся другие виды вкладов в эффективную ширину зоны вследствие деформации пьезоэффектов, кулоновского взаимодействия электронов и дырок и др. Все входящие в формулу параметры зависят от температуры и, следовательно, дают свой вклад в форму и ширину спектра излучения. Кроме того, значения этих параметров могут изменяться в зависимости от содержания индия в гетероструктуре, от количества и ширины квантовых ям и особенностей технологии их получения.

Для исследуемых в работе гетероструктур GaN-InGaN со множественными квантовыми ямами, используемых при изготовлении источников света, температурная зависимость ширины линии излучения на уровне 0,5 от максимального значения имеет следующий вид: $\Delta E_{0,5} \approx 3 \div 4kT$, причем уширение спектра происходит в основном в сторону меньших энергий (больших длин волн).

Следовательно, температурную зависимость ширины спектра возможно использовать для контроля температуры активной области. Для этого необходимо определить температурный коэффициент (приращение ширины спектра при нагреве на один градус, нм/К), проводя измерения ширины при нескольких значениях температуры кристалла [4, 5]. На практике это реализуется путем измерения в термостате в импульсном и непрерывном режимах при одном значении прямого тока. Очень важен импульсный режим измерений, исключающий процесс саморазогрева источника. Поэтому измерения проводят при длительности импульсов порядка 1 мкс и скважности не менее 1000. На рис. 1 показаны зависимости ширины спектра на уровне 0,5 от максимального значения для импульсного тока для двух источников синего света производства ОАО НИИПП (Россия) типа КИП Д154А и фирмы SemiLed (Китай) в пластмассовом корпусе типа 5050. Измерения проведены с помощью волоконного спектрометра типа USB2000.

Рис. 1. Зависимость ширины спектра на уровне 0,5 от максимального значения для двух типов источников света при импульсном токе 350 мА и различной температуре корпуса



На рис. 2 представлены измеренные зависимости перепада температур кристалл–корпус источников света при постоянном токе. Полученные результаты хорошо согласуются с результатами расчетов и измерений, полученных другими методами.

В заключение следует отметить, что разработанный бесконтактный метод измерения температуры полупроводниковых источников света является весьма перспективным для осуществления контроля температуры как отдельных изделий, так и в составе светотехнических устройств, например в лампах освещения [6, 7].

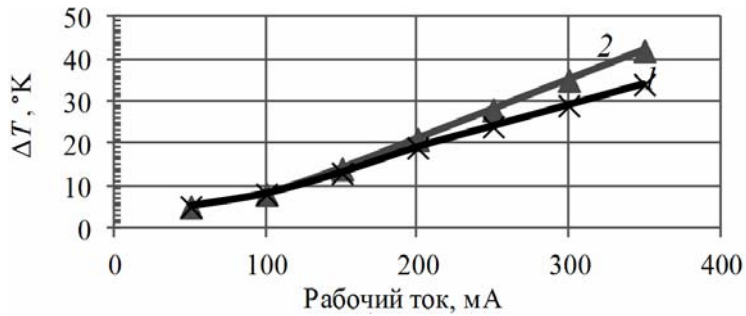


Рис. 2. Зависимость перепада температур ΔT активная область кристалла – окружающая среда от рабочего тока:
1 – SemiLed; 2 – КИПД 154А.
($T_{cp} = 21\text{ }^{\circ}\text{C}$)

Литература

1. Шуберт Ф. Светодиоды. – М.: Физматлит, 2008. – 496 с.
2. Панков Ж. Оптические процессы в полупроводниках. – М.: Мир, 1973. – 456 с.
3. Кудряшев В.Е. Спектры и квантовый выход излучения светодиодов с квантовыми ямами на основе гетероструктур и GaN-зависимость от тока и напряжения / В.Е. Кудряшев, С.С. Мамакин, А.Н. Туркин, А.Э. Юнович // ФТП. – 2001. – Т. 35, № 7. – С. 861–868.
4. Смирнов С.В. Температурная зависимость спектров излучения светодиодов белого свечения на основе нитрида галлия и его твердых растворов / С.В. Смирнов, Е.В. Саврук, Ю.С. Гончарова // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), ч. 2. – С. 55–58.
5. Пат. 2538070 РФ, МПК G01 R31/265 G01 K 7/00 Способ бесконтактного определения неравномерности температурного поля в полупроводниковых источниках света / С.В. Смирнов (РФ), Е.В. Саврук (РФ), Ю.С. Гончарова (РФ). – № 2013133512/28; заявл. 18.07.2013; опубл. 10.01.2015. Бюл. № 1.
6. Пат. № 116693 РФ, МПК H 01 L 33/00 Устройство для измерения температуры полупроводниковых источников света в осветительных устройствах / С.В. Смирнов (РФ), Е.В. Саврук (РФ), Ю.С. Гончарова (РФ). – № 2011151030/28; заявл. 14.12.2011; опубл. 27.05.2012. Бюл. № 15.
7. Дохтуров В.В. Контроль теплового режима кристаллов в светодиодных лампах / В.В. Дохтуров, С.В. Смирнов // Полупроводниковая светотехника. – 2012. – Т. 5, № 19. – С. 94–95.

Гончарова Юлия Сергеевна

Аспирант каф. физической электроники ТУСУРа
Тел.: 8-913-816-06-90
Эл. почта: xel9i@mail.ru

Романова Мария Андреевна

Ст. преподаватель каф. электронных средств автоматизации и управления ТУСУРа
Тел.: 8-913-118-26-68
Эл. почта: rma-rda@yandex.ru

Смирнов Серафим Всеволодович

Д-р техн. наук, профессор каф. физической электроники ТУСУРа
Тел.: 8-909-540-86-23
Эл. почта: serafim.smirnov@mail.ru

Goncharova Y.S., Romanova M.A., Smirnov S.V.

Spectral method for the contactless temperature measurement of crystals in semiconductor light sources

The paper describes a method for contactless temperature measurement of semiconductor light sources. We present a theoretical analysis of the method and the results of temperature measuring of semiconductor light sources in a plastic case.

Keywords: semiconductor light source, temperature, radiation spectrum, spectral width of radiation.

УДК 621.391.825

А.М. Заболоцкий

Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации

Предложен новый подход к совершенствованию модальной фильтрации за счет зеркального добавления к существующей структуре дополнительных слоев диэлектрика и проводников. Рассмотрена четырехпроводная зеркально-симметричная структура, в которой амплитуды импульсов разложения одинаковы и в 8 раз меньше амплитуды источника ЭДС. Кроме того, длина одиночного отрезка четырехпроводной структуры короче, чем общая длина двухкаскадной двухпроводной структуры, в 1,2 раза при одинаковых амплитудах на выходе.

Ключевые слова: связанная линия, модальный фильтр, устройства защиты.

Для защиты радиоэлектронной аппаратуры от мощного сверхкороткого импульса (СКИ) [1] предложена технология модальной фильтрации [2, 3], основанная на использовании явления модального разложения импульсного сигнала в многопроводных линиях передачи из-за различия задержек мод. При создании модального фильтра как средства защиты аппаратуры от СКИ необходимо выбрать структуры поперечных сечений многопроводных линий передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением, обладающие эффектом модального разложения [4]. Практическая реализация модальной фильтрации представляется возможной на разных структурных уровнях аппаратуры, например с помощью кабелей [5–7], в виде отдельных блоков, а также компонентов [8], в том числе печатных [9]. Общие подходы к созданию печатного модального фильтра в виде связанной линии передачи представлены в [10–12]. Однако на данный момент не исследовались многопроводные зеркально-симметричные структуры для реализации модальной фильтрации. Цель работы – восполнить этот пробел.

При выполнении исследования за основу взята структура печатного модального фильтра [11], в которой печатные проводники расположены на двух сторонах подложки из стеклотекстолита (рис. 1, а, далее структура 1). Данная структура обеспечивает разность погонных задержек мод 1 нс/м при следующих параметрах: расстояние между проводниками $s = 0,4$ мм, ширина проводников $w = 0,3$ мм, толщина проводников $t = 105$ мкм, толщина диэлектрика $h = 0,5$ мм, относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r = 5$ [11]. Зеркально-симметричная структура относительно плоскости α , которая проходит через проводник 3, представлена на рис. 1, б (далее структура 2). Она отличается от структуры 1 (рис. 1, а) тем, что напротив проводников 1 и 2 добавлены проводники 1* и 2*, увеличена толщина диэлектрика $h_1 = 2h + t$ и проводник 3 расположен в диэлектрике.

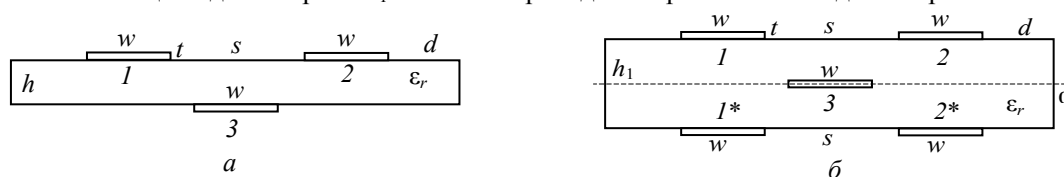


Рис. 1. Поперечные сечения структур 1 (а) и 2 (б)

Вычисление параметров и форм сигнала выполнялось в программном продукте TALGAT [13] при допущении, что в рассматриваемых структурах распространяются только квази-Т-волны. Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались.

В общем случае структура 2 рассматривается как четырехпроводная линия передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением в поперечном сечении. Следовательно, в данной структуре распространяются четыре моды с соответствующими им характеристиками. Для выполнения анализа вычислены матрицы погонных коэффициентов электростатической и электромагнитной индукций при $s = 0,4$ мм, $w = 0,3$ мм, $t = 105$ мкм, $h_1 = 1,105$ мм, $\epsilon_r = 5$:

$$C = \begin{bmatrix} 75 & -11,4 & -18,6 & -2,4 \\ -11,4 & 75 & -2,4 & -18,6 \\ -18,6 & -2,4 & 75 & -11,4 \\ -2,4 & -18,6 & -11,4 & 75 \end{bmatrix} \text{ пФ/м}, \quad L = \begin{bmatrix} 580,3 & 247,5 & 206,2 & 168,2 \\ 247,5 & 580,3 & 168,2 & 206,2 \\ 206,2 & 168,2 & 580,3 & 247,5 \\ 168,2 & 206,2 & 247,5 & 580,3 \end{bmatrix} \text{ нГн/м}. \quad (1)$$

Затем из (1) вычислены вектор погонных задержек мод, матрицы характеристического импеданса и собственных векторов произведения матриц \mathbf{L} и \mathbf{C} :

$$\boldsymbol{\tau} = \begin{bmatrix} 7,2 \\ 5,1 \\ 5,5 \\ 6,2 \end{bmatrix}, \text{ нс/м}; \quad \mathbf{Z}_c = \begin{bmatrix} 92 & 29 & 28,5 & 19 \\ 29 & 92 & 19 & 28,5 \\ 28,5 & 19 & 92 & 29 \\ 19 & 28,5 & 29 & 92 \end{bmatrix}, \text{ Ом}; \quad \mathbf{S}_v = \begin{bmatrix} 0,5 & 0,5 & -0,5 & 0,5 \\ 0,5 & -0,5 & 0,5 & 0,5 \\ 0,5 & 0,5 & 0,5 & -0,5 \\ 0,5 & -0,5 & -0,5 & -0,5 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Из вектора $\boldsymbol{\tau}$ видно, что погонные задержки мод различны. Однако из \mathbf{S}_v видно, что значения напряжений мод в проводниках равны по модулю. Кроме того, выявлено, что изменения параметров структуры 2 изменяют значения погонных задержек, но не влияют на элементы \mathbf{S}_v . Учет этого может быть полезен при оптимизации.

Для оценки возможности модального разложения необходимо вычислить минимальную разность погонных задержек мод и амплитуды импульсов разложения в конце активного проводника [8]. Матрица амплитуд импульсов разложения в конце активного проводника, вычисленная при условиях, что источник ЭДС амплитудой 1 В подключался между проводниками 1 (активный) и 3 (опорный) и согласования каждой моды отрезка линии передачи:

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} 0,125 & 0,125 & -0,125 & 0,125 \\ 0,125 & -0,125 & 0,125 & 0,125 \\ 0,125 & 0,125 & 0,125 & -0,125 \\ 0,125 & -0,125 & -0,125 & -0,125 \end{bmatrix}, \text{ В}. \quad (3)$$

Из вектора $\boldsymbol{\tau}$ следует, что минимальное значение разности погонных задержек мод равно 0,4 нс/м. Следовательно, полное разложение импульсного сигнала длительностью t_Σ в отрезке линии передачи длиной l возможно при условии $t_\Sigma/l < 0,4$ нс/м. Кроме того, согласно (3) амплитуды импульсов разложения одинаковы и в 8 раз меньше амплитуды источника ЭДС. Можно предположить, что эти амплитуды не изменяются значительно при нагрузках на концах проводников, равных диагональному значению \mathbf{Z}_c . Для подтверждения вычислены формы сигнала в начале и конце активного проводника (проводник 1, рис. 1, б).

При вычислении форм сигнала в структуре 2 использовалась схема из рис. 2. Она содержит восемь резисторов с сопротивлением 92 Ом и источник сигналов, который подключался между проводниками 1 (активный, верхний на схеме) и 3 (опорный, представленный обозначением схемной земли). Вычисленные формы сигналов в начале (1/1) и конце (1/6) проводника 1 при $l = t_\Sigma/0,4$ нс/м = 0,3 нс/0,4 нс/м = 0,75 м представлены на рис. 2, где источник импульсных сигналов представлен идеальным источником ЭДС (длительности фронта, спада и плоской вершины выбраны равными по 0,1 нс, так что $t_\Sigma = 0,3$ нс, а амплитуда – 1 В).

Из рис. 2 видно, что в конце проводника 1 четыре импульса с амплитудами: 0,123; 0,117; 0,123 и 0,114 В. Они несколько отличаются от 0,125 В из (3) из-за рассогласования каждой моды. В итоге результаты моделирования подтверждают возможность разложения импульсного сигнала на четыре импульса с одинаковыми амплитудами в 8 раз меньше, чем ЭДС.

Показательно сравнить результаты для структур 1 [8, 12] и 2. Для структуры 1 разложение сигнала возможно при условии $t_\Sigma/l < 1$ нс/м и для уменьшения амплитуды разложенных импульсов в 8 раз относительно ЭДС необходимо использовать двухкаскадное соединение отрезков (рис. 3). При этом длина структуры 2 будет в 1,2 раза больше длины структуры 1. Например, при $t_\Sigma = 0,3$ нс общая длина для структуры 1 будет равна $l_1 + l_2 = 0,3 + 0,6 = 0,9$ м (длины двух отрезков линий передачи), а длина для структуры 2 равна $l = 0,75$ м (длина одного отрезка линии передачи). Для сравнения также вычислены частотные отклики при гармоническом воздействии ЭДС амплитудой 1 В (рис. 4). Видно, что полоса пропускания структуры 2 примерно в 1,5 раза меньше, чем у структуры 1 (рис. 4, а).

Таким образом, исследована зеркально-симметричная структура для реализации модальной фильтрации. Получено, что минимальная разность погонных задержек мод в ней в 2,5 раза меньше, чем в исходной структуре. Однако амплитуды импульсов разложения в одном отрезке линии передачи одинаковы и в 8 раз меньше источника ЭДС. Кроме того, длина одиночного отрезка четырехпроводной структуры в 1,2 раза меньше, чем общая длина двухкаскадной двухпроводной структуры при одинаковых амплитудах на выходе.

В итоге предложен новый подход совершенствования структуры модального фильтра за счет зеркального добавления к существующей структуре дополнительных слоев диэлектрика и проводников. Используя подобный подход, в дальнейшем могут быть исследованы другие структуры.

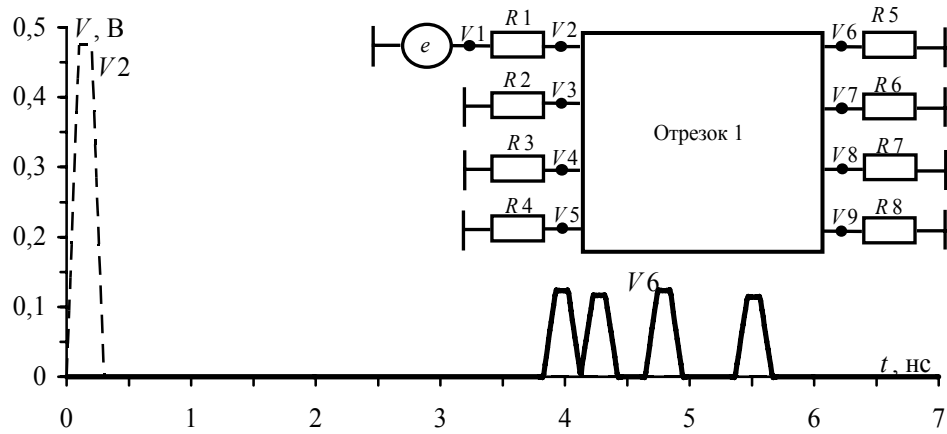


Рис. 2. Схема и формы сигнала в начале и конце проводника 1 для структуры 2

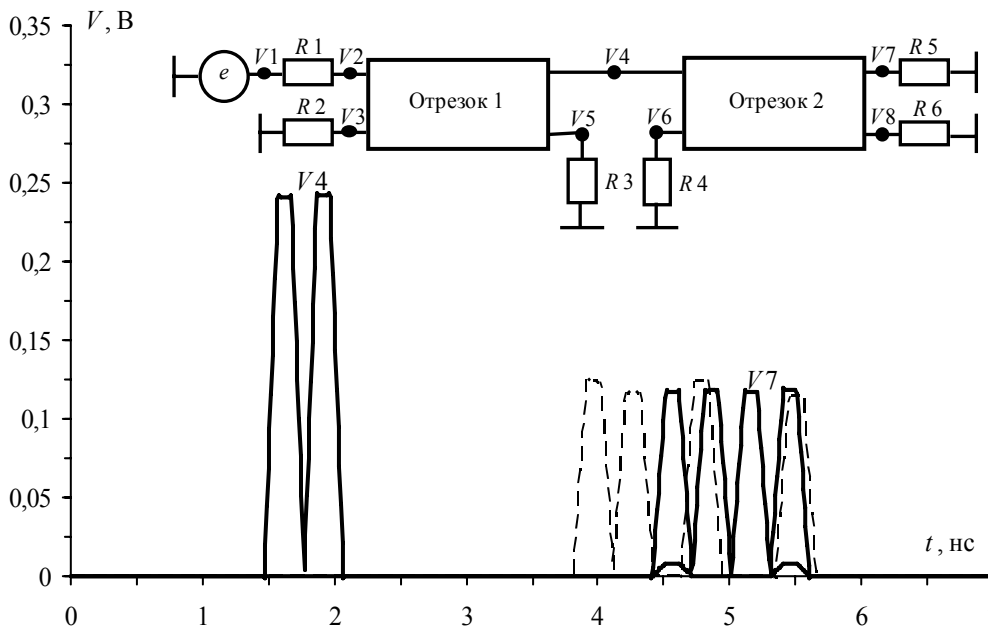


Рис. 3. Формы сигнала в конце активного проводника для структур 1 [8, 12] (—) и 2 (---)

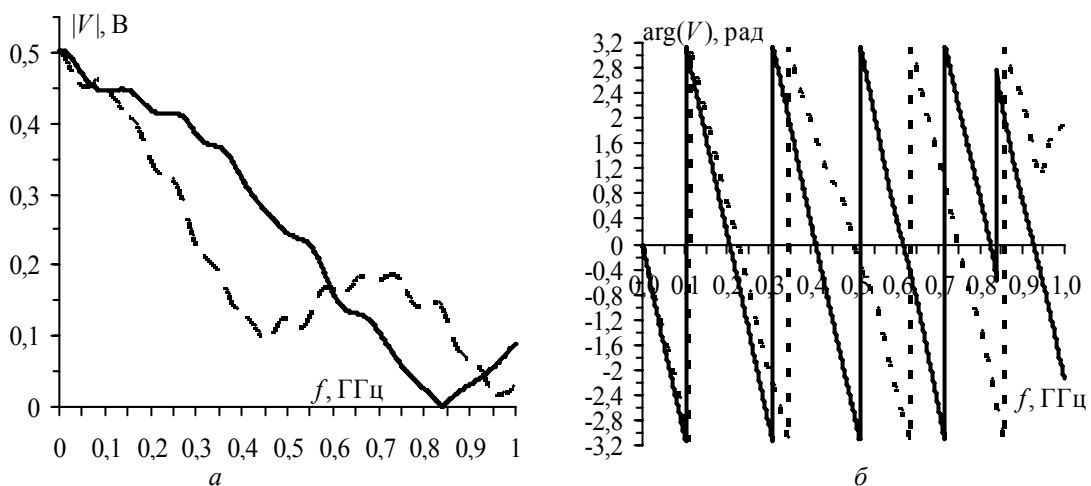


Рис. 4. Модуль (а) и фаза (б) частотного отклика для структуры 1 (—) и 2 (---)

Совершенствование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01232) в ТУСУРе, алгоритмы и программное обеспечение разработаны при поддержке гранта РФФИ 14-29-09254.

Литература

1. Исследование функционирования локальной вычислительной сети в условиях воздействия сверхкоротких электромагнитных импульсов / К.Ю. Сахаров, А.А. Соколов, О.В. Михеев, В.А. Туркин, А.Н. Корнев, С.Н. Долбня, А.В. Певнев // Технологии ЭМС. – 2006. – №3 (18). – С. 36–45.
2. Газизов Т.Р. Исследование модальных искажений импульсного сигнала в многопроводных линиях с неоднородным диэлектрическим заполнением / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, О.М. Кузнецова-Таджибаева // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2004. – Т. 11, № 11. – С. 18–22.
3. Заболоцкий А.М. Теоретические основы модальной фильтрации / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов // Техника радиосвязи. – 2014. – №3. – С. 79–83.
4. Газизов Т.Р. Модальное разложение импульса в отрезках связанных линий как новый принцип защиты от коротких импульсов / Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Технологии ЭМС. – 2006. – №4 (19). – С. 40–44.
5. Заболоцкий А.М. Модальная фильтрация в отрезках кабелей силового питания / А.М. Заболоцкий, И.Е. Самотин //15-е Туполевские чтения: матер. междунар. молодежной науч. конф., Казань, 9–10 ноября 2007 г. – Казань, 2008. – С. 189–191.
6. Заболоцкий А.М. Защита от короткого импульса в линиях передачи с различными граничными условиями / А.М. Заболоцкий, И.Е. Самотин //16-е Туполевские чтения: матер. междунар. молодежной науч. конф., Казань, 28–29 мая 2008 г. – Казань, 2008. – С. 243–245.
7. Gazizov T.R. Experimental results on ultra wide band pulse propagation in three-conductor power cables of flat and circular cross sections / T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky, I.E. Samotin // Proceedings of International Siberian conference on control and communications (SIBCON–2009). – Russia, Tomsk. – March 27–28, 2009. – P. 264–269.
8. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Том. гос. ун-т, 2007. – 152 с.
9. Gazizov T.R. New approach to EMC protection / T.R. Gazizov, A.M. Zabolotsky // Proceedings of the 18-th International Zurich Symposium on EMC. – Germany, Munich. September 24–28 2007. – P. 273–276.
10. Самотин И.Е. Условие выравнивания амплитуд импульсов на выходе модального фильтра // Технологии ЭМС. – М., 2010. – № 4(35). – С. 31–34.
11. Самотин И.Е. Подходы к созданию модального фильтра для защиты от сверхкороткого импульса // Электронные и электромеханические системы и устройства: тез. докл. науч. техн. конф. молодых специалистов «НПЦ «Полюс», Томск, 22–23 апреля 2010 г. – Томск, 2010. – С. 263–266.
12. Gazizov T.R. Design of printed modal filters for computer network protection / T.R. Gazizov, I.E. Samotin, A.M. Zabolotsky, A.O. Melkozerov // Proceedings of 30-th International Conference on lightning protection. – Cagliari, Italy. September 13–17, 2010. – P. 1246-1–1246-3.
13. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015614365. TALGAT 2013 / Т.Р. Газизов, А.О. Мелкозеров, Т.Т. Газизов и др. – Заяв. №2015611288, дата поступления 3 марта 2015 г., зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 16 апреля 2015 г.

Заболоцкий Александр Михайлович

Ст. науч. сотрудник каф. телевидения и управления ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 90-01-45

Эл. почта: zabolotsky_am@mail.ru

Zabolotsky A.M.

Application of reflective symmetry for modal filtration improvement

The article proposes a new approach to modal filtration improvement, which is symmetrical adjunction of additional dielectric and conductor layers to the given structure. The article describes four-conductor reflection symmetric structure; amplitudes of decomposition pulses of this structure are equal and 8 times lower than EMF source amplitude. Besides, the length of a single segment of four-conductor structure is 1.2 times shorter than the total length of two-stage two-conductor structure, while output amplitudes are equal.

Keywords: coupled line, modal filter, protective devices.

УДК 621.396.6

С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов

Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT

Рассмотрена актуальность моделирования электромагнитной совместимости. Выявлены тенденции в развитии программного обеспечения для этой цели. Приведены общие сведения о системе моделирования электромагнитной совместимости TALGAT. Описаны новые функциональные возможности: средства уменьшения вычислительных затрат, редактор принципиальных схем, средства импорта, усовершенствованные средства визуализации и редактирования, средства тестирования.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, метод моментов, сегментация, СЛАУ, печатная плата, программное обеспечение.

Радиоэлектронная аппаратура (РЭА) широко используется во всех сферах инфраструктуры современного общества. Увеличение количества РЭА, часто работающего в ограниченном пространстве, приводит к увеличению плотности РЭА. Неуклонный рост производительности РЭА во многом обеспечивается за счет роста верхней частоты спектра ее сигналов. Эти тенденции стали все чаще приводить к нарушению работы РЭА из-за взаимных электромагнитных помех, что сделало необходимым обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС). Задача обеспечения ЭМС РЭА вынуждает разработчиков проводить длительные дорогостоящие испытания. Устранение выявленных недостатков ведет к задержкам рабочего графика и дополнительным финансовым затратам. Ранний и регулярный учет ЭМС в конструкции изделия минимизирует себестоимость и задержки графика, которые стали бы необходимыми в случае игнорирования вопросов ЭМС. Поэтому целесообразен учет ЭМС на этапе проектирования РЭА посредством имитационного моделирования с помощью специализированного программного обеспечения (ПО).

Анализ показывает, что в последнее время наметились две тенденции в развитии такого рода ПО. Первой является расширение функциональных возможностей систем за счет совершенствования основного (появившегося исторически первым и на основе которого была создана система) численного метода, интеграция других численных методов и их гибридов, а также сегментации, способов решения систем линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) и средств импорта. Данный подход позволяет расширить возможности системы в целом за счет повышения ее универсальности. Так, если основной метод не подходит для требуемого вида анализа, пользователь всегда может воспользоваться другим методом или гибридом. В качестве примера можно привести такие системы, как FEKO и EMC Studio, первоначально ориентированные на использование метода моментов: относительно недавно в данных системах реализована возможность использования метода конечных элементов и/или разностей. Второй тенденцией является поглощение одних систем другими. Данный подход в части расширения функциональных возможностей схож с предыдущим, однако более универсален. Так, компания CST поглотила английскую компанию Flomerics, занимающуюся разработкой линейки продуктов для электромагнитного моделирования MicroStripes и FLO/EMC. Благодаря данному поглощению CST получила возможность дополнить имеющийся у нее ряд вычислительных модулей хорошо зарекомендовавшими себя разработками фирмы Flomerics, базирующимися на методе матриц линий передачи (TLM). Аналогичным образом поступила компания ANSYS, поглотившая компанию ANSOFT. Помимо этого, проводятся работы по совершенствованию пользовательского интерфейса, внедрению возможности вычислений на графических процессорах и добавлению новых модулей (например, CST EMC Studio). Двигаясь в ногу со временем, развивается и система TALGAT, являющаяся представителем данного класса специализированного ПО. Ее развитие актуально для импортозамещения и независимости от зарубежного ПО.

Цель данной работы – освещение новых функциональных возможностей системы TALGAT.

Общие сведения о системе. Система TALGAT, базирующаяся на математических моделях на основе метода моментов [1], предназначена для компьютерного моделирования широкого класса задач электромагнитной совместимости за счет выполнения следующих основных функций: квази-

статического анализа (вычисления матриц погонных параметров) произвольных двухмерных и трехмерных структур проводников и диэлектриков; электродинамического анализа произвольных трехмерных структур из проводов с RLC-нагрузками; вычисления временного и частотного откликов произвольных схем из отрезков многопроводных линий передач; структурно-параметрической оптимизации с указанными видами анализа. За последнее время система претерпела существенные изменения. Версия системы TALGAT 2014 проходит процедуру государственной регистрации программ для ЭВМ.

Структурная схема системы приведена на рис. 1. Клиенты системы – модули пользовательского интерфейса. Ядро системы – TLCORE. Вычислительные модули: MOM2D – двухмерный квазистатический анализ; MOM3D – трехмерный квазистатический анализ; RESPONSE – вычисление отклика; MOMW – электродинамический анализ проводных структур. Модули оптимизации: ES – эволюционные стратегии; GA – генетические алгоритмы. Модули утилит – вспомогательные модули (матричные операции, работа с графиками и пр.). Для «общения» пользователя с системой используется интерпретируемый скриптовый язык TALGAT_Script, использующий постфиксную запись выражений.

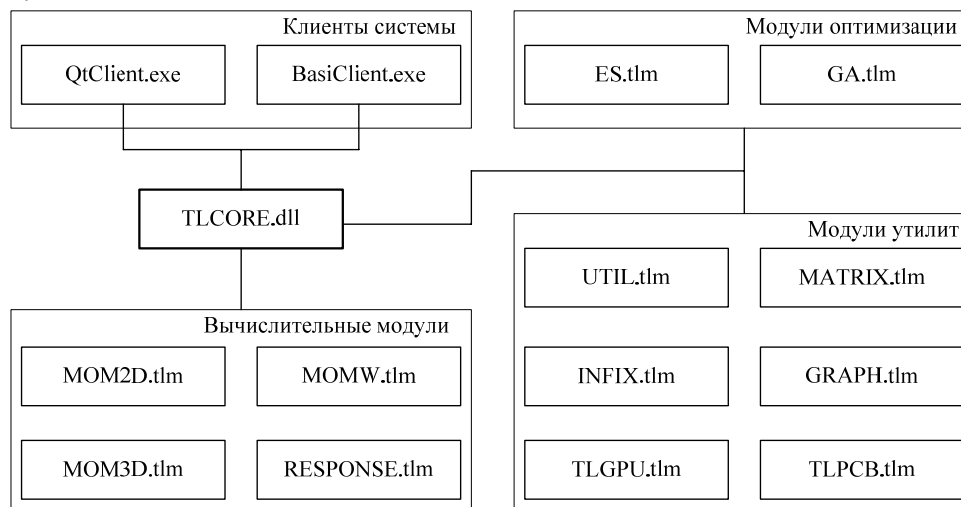


Рис. 1. Структурная схема системы TALGAT

Средства уменьшения вычислительных затрат. Возможность получения приемлемых результатов даже при самой грубой сегментации делает целесообразным начало моделирования именно с неё, поскольку такое моделирование требует минимальных затрат. Необходимость получения более точных результатов делает естественным итерационный характер выбора сегментации, т.е. повтор вычислений с учащением сегментации до получения решения с заданной точностью. При этом естественно использовать результаты предыдущей итерации, например вычисленные плотности заряда на границах – для неравномерной сегментации (более частой в местах более сильного изменения плотности). Для этого в системе реализована возможность адаптивного итерационного выбора оптимальной сегментации границ проводников и диэлектриков, позволяющая получать требуемую характеристику с контролируемой точностью, значительно экономя время и память [2].

Для вычисления матрицы погонных коэффициентов электростатической индукции (далее – емкостной матрицы C) произвольной структуры проводников и диэлектриков необходимо решение системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) вида $S\sigma = v$ с квадратной и плотной матрицей S порядка N . Порядок матрицы СЛАУ складывается из количества подобластей на границах проводник–диэлектрик (N_C) и диэлектрик–диэлектрик (N_D), а элементы матрицы вычисляются из параметров этих подобластей. Вектор v состоит из задаваемых потенциалов на этих подобластях, а искомый вектор σ дает распределение плотности заряда на них. На практике часто, для получения точных и каузальных результатов необходим учет частотной зависимости относительной диэлектрической проницаемости ϵ_r диэлектриков [3]. Тогда решение СЛАУ выполняется для каждой частотной точки из диапазона, что увеличивает общее время вычисления пропорционально числу частотных точек. Однако при изменении ϵ_r (при условии неизменности других параметров исходной структуры) изменяются лишь элементы с индексом больше N_C на главной диагонали матрицы

СЛАУ, соответствующие подобластям диэлектрик–диэлектрик. Этот ресурс был использован и реализован в системе для уменьшения общего времени вычислений [4]. Так, в таблице приведены результаты полученного ускорения при использовании усовершенствованного алгоритма для нахождения 10 емкостных матриц (при изменении ϵ_r) при изменении N_C/N и $N = 4145$ на примере соединителя CHG339, содержащего 41 проводник (не считая опорного), где каждый проводник заключен в диэлектрическую оболочку.

Редактор принципиальных схем. Реализована возможность создания принципиальных схем. При работе с приложением пользователь размещает элементы принципиальной схемы, соединяет их узлами и указывает параметры. На данный момент доступны следующие элементы: резистор; конденсатор; катушка индуктивности; источник напряжения; источник тока; многопроводная линия передачи (в качестве параметров задаются матрицы погонных параметров L, C, R, G порядка n , где n – количество входов линии передачи); земля; пробник; пробник динамического отображения тока. Пример создания принципиальной схемы приведен на рис. 2.

Ускорение вычисления емкостных матриц, усовершенствованным алгоритмом (T_y) относительно исходного (T_n) при изменении N_C/N и $N = 4145$

N_C/N	T_y/T_n
0,18	1,74
0,50	2,3
0,81	2,71

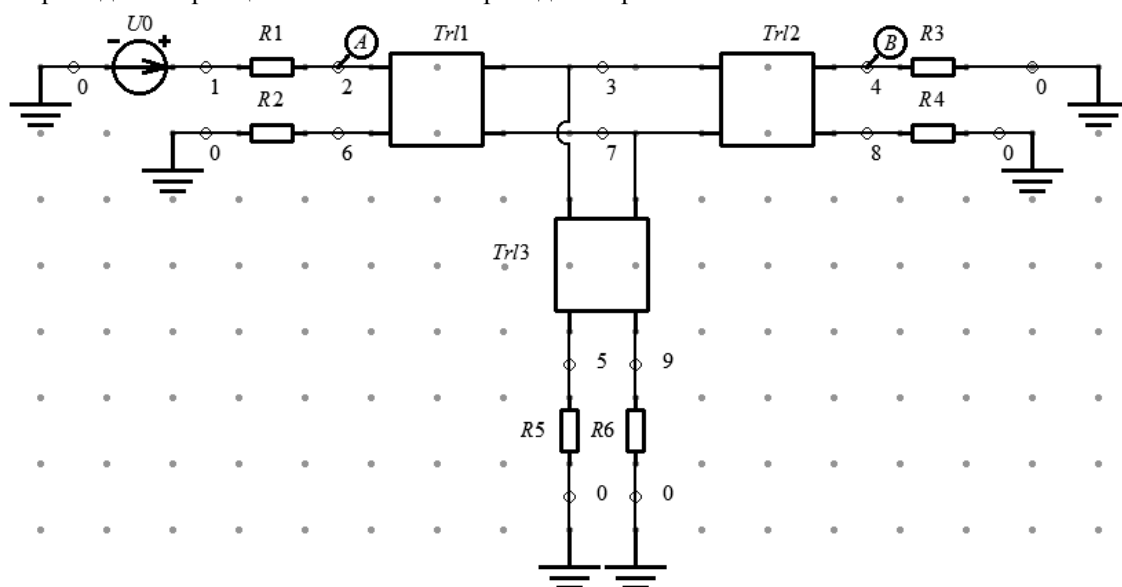
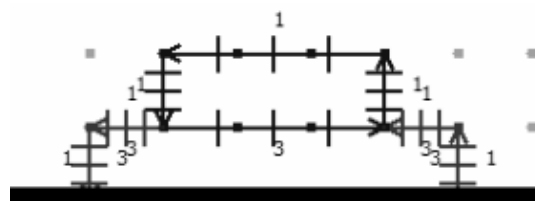


Рис. 2. Пример принципиальной схемы

Средства импорта моделей. Для моделирования печатных плат (ПП) реализована возможность импорта данных из формата Altium/Protel99, используемого в системе Altium Designer. Результатом импорта является файл с текстовыми командами на скриптовом языке системы TALGAT, которые описывают ПП как набор трехмерных проводниковых и диэлектрических элементов. Полученный файл пригоден для дальнейшей обработки вычислительными модулями системы. Пример – результат полного импорта шестислойной ПП, имеющей 688 переходных отверстий и около 8700 трасс. Результатом импорта является скрипт из 53994 строк.

Совершенствование средств визуализации и редактирования. Усовершенствованный редактор двумерных конфигураций позволяет рисовать прямолинейные границы проводников и диэлектриков, а также задавать для них диэлектрическую проницаемость, количество подынтервалов и др. Далее генерируется код на языке TALGAT_Script для двумерного электростатического анализа модулем MOM2D. На рис. 3 приведён пример редактируемой конфигурации (проводник на диэлектрической подложке над идеально проводящей плоскостью) в графическом клиенте с отображением сегментации границ и значений ϵ_r .

Рис. 3. Редактирование двумерной конфигурации (проводник на диэлектрической подложке над идеально проводящей плоскостью)



Для наглядного отображения изменений сигнала при распространении в линии передачи реализована возможность анимации графиков. Для этого необходимо на принципиальной схеме указать начальный узел A и конечный узел B (см. рис. 2). После указания узлов автоматически определяется возможный путь распространения импульса. Для составления списка доступных узлов используется алгоритм GoThrough [5], основанный на алгоритме поиска в глубину [6]. На рис. 4 приведены формы напряжения во временной области для схемы, представленной на рис. 2. Проводник, по которому распространяется сигнал, окрашивается цветом анимированного графика формы этого сигнала.

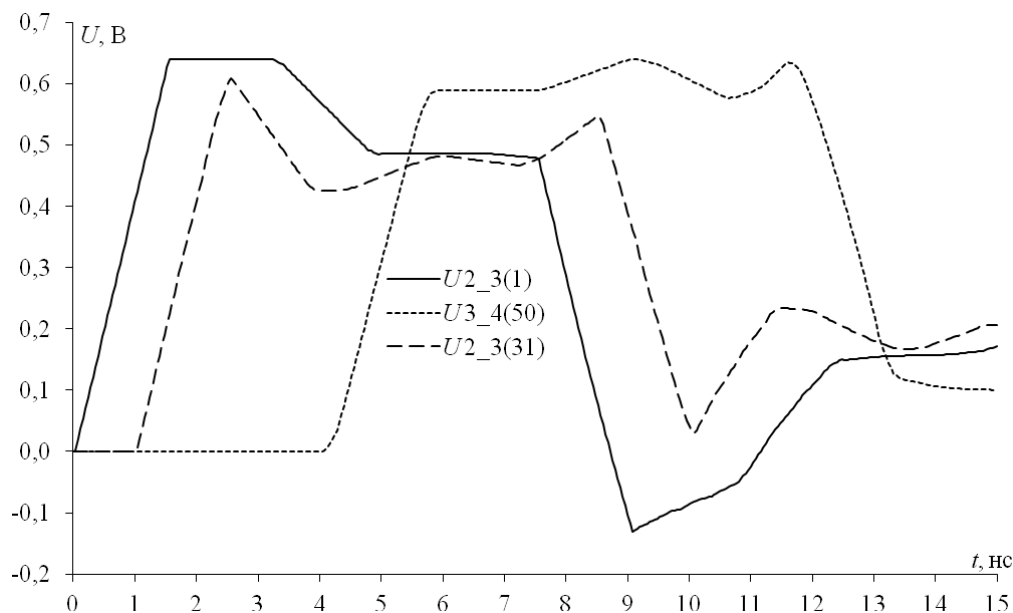


Рис. 4. Анимация временного отклика импульсного сигнала:
 $U_{2_3(1)}$ и $U_{3_4(50)}$ – отклики в узлах A и B ; $U_{2_3(31)}$ – отклик в текущей координате схемы

Реализована возможность отображения распределения плотности заряда по поверхности конфигурации. Различные её участки имеют цвет в зависимости от плотности заряда. Значение, соответствующее цвету, отображается на цветовой шкале. Это позволяет лучше понять специфику распределения заряда в конкретных структурах и в особых случаях выявлять причину и место появления электромагнитных помех.

Средства тестирования. Для ускорения совершенствования ПО разработка и тестирование должны выполняться одновременно и быть неотделимы друг от друга. Инженеры, занимающиеся тестированием, должны быть задействованы после каждого релиза системы и оповещать разработчиков о всех ошибках, проверяя качество разрабатываемой системы более тщательно [7]. Помимо этого, возникает необходимость в регрессионных тестах для обнаружения ошибок в ранее протестированных участках исходного кода системы [8]. С этой целью разработан код, использующий в качестве исходных данных файлы сценариев. После тестирования выдается информация, при выполнении каких сценариев произошли ошибки (результаты не совпали с эталонными). Данный подход позволяет эффективно обнаруживать и устранять регрессионные ошибки, что позволяет сократить время, затрачиваемое на разработку и отладку новой функциональности.

К сожалению, не все ошибки могут быть выявлены на этапе тестирования, в связи с этим возникает необходимость автоматического создания отчетов об ошибках на рабочих станциях пользователей и отправки их разработчикам. Поэтому в систему была встроена библиотека с открытым исходным кодом – Crashrpt [9], позволяющая создавать архив с отчётами об ошибках, снимком экрана и информацией об операционной системе пользователя. В случае ошибки, приводящей к закрытию системы, пользователю предлагается отправить отчёт об ошибке, с возможностью предварительно ознакомиться с содержимым архива. Отправка выполняется с помощью POST запроса на http-сервер, используемый разработчиками. Для обработки получаемого от Crashrpt архива на языке php реализован обработчик, извлекающий информацию из архива и добавляющий её в систему управления проектами и задачами разработчиков Redmine [10]. Отчеты содержат полную информацию для эффективного определения причин ошибок и действий пользователя, приведших к ним [11].

Заключение. Приведены основные тенденции развития специализированного программного обеспечения для моделирования электромагнитной совместимости. Кратко описаны новые функциональные возможности системы компьютерного моделирования TALGAT, вписывающиеся в эти тенденции. На рис. 5 показан процесс моделирования ЭМС ПП, отображающий взаимодействие модулей системы и реализованных усовершенствований.

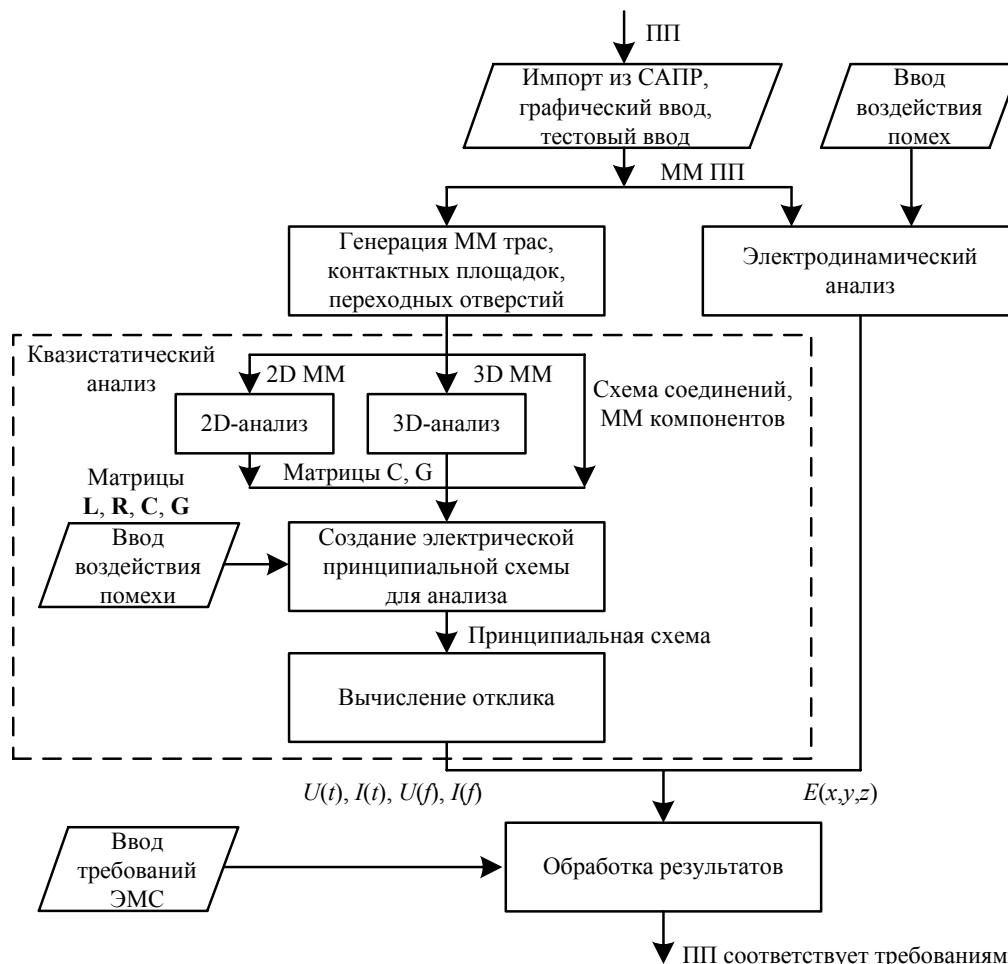


Рис. 5. Процесс моделирования ЭМС ПП в системе TALGAT (ММ – математическая модель)

Дальнейшее развитие видится в следующих направлениях: совершенствование подходов к уменьшению вычислительных затрат, сегментации, интерфейса пользователя; широкое использование вычислений на графических процессорах; реализация возможности облачных вычислений; расширение средств импорта. Работы по ним уже ведутся, а их результаты в ближайшее время будут реализованы в системе.

Совершенствование системы компьютерного моделирования TALGAT осуществлено в рамках выполнения государственного задания №8.1802.2014/К Минобрнауки России и грантов РФФИ 14-07-31267 и 14-29-09254.

Литература

1. Gazizov T.R. Analytic expressions for Mom calculation of capacitance matrix of two dimensional system of conductors and dielectrics having arbitrary oriented boundaries // Proc. of the 2001 IEEE EMC Symposium. – Montreal, Canada. – August 13–17, 2001. – Vol. 1. – P. 151–155.
2. Аширбакиев Р.И. Адаптивный итерационный выбор оптимальной сегментации границ проводников и диэлектриков в задачах электростатики / Р.И. Аширбакиев, В.К. Салов // Докл. Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2013. – № 3(29). – С. 159–161.
3. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality / A.R. Djordjevic, R.M. Biljic, V.D. Likar-Smiljanic, T.K. Sarkar // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2001. – Vol. 43, № 4. – P. 662–666.

4. Куксенко С.П. Усовершенствование алгоритма вычисления методом моментов ёмкостных матриц структуры проводников и диэлектриков в диапазоне значений диэлектрической проницаемости / С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2012. – №10. – С. 13–21.
5. Лежнин Евг.В. Анимированные графики для визуализации токов и напряжений в системе TALGAT / Евг.В. Лежнин, Р.Р. Газизов // Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2015». – Томск: В-Спектр, 2015. – Ч. 1. – С. 109–111.
6. Алгоритм DFS [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://e-maxx.ru/algo/dfs> свободный (дата обращения: 01.05.2015).
7. Веселовский А.В. Тестирование новой функциональности системы TALGAT / А.В. Веселовский, Евг.В. Лежнин // Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2015». – Томск: В-Спектр, 2015. – Ч. 1. – С. 151–154.
8. Лежнин Евг.В. Разработка средств регрессионного тестирования системы TALGAT // Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2015». – Томск: В-Спектр, 2015. – Ч. 1. – С. 111–114.
9. Сайт программы crashrpt [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://code.google.com/p/crashrpt/>, свободный (дата обращения: 01.05.2015).
10. Сайт программы redmine [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.redmine.org/>, свободный (дата обращения: 01.05.2015).
11. Лежнин Ег.В. Средства автоматического формирования отчетов об ошибках системы TALGAT // Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2015». – Томск: В-Спектр, 2015. – Ч. 1. – С. 114–116.

Куксенко Сергей Петрович

Канд. техн. наук, доцент каф. телевидения и управления (ТУ) ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-34-39

Эл. почта: ksergp@mail.ru

Заболоцкий Александр Михайлович

Канд. техн. наук, доцент каф. ТУ

Тел.: 8 (382-2) 41-34-39

Эл. почта: zabolotsky_am@mail.ru

Мелкозеров Александр Олегович

Канд. техн. наук, науч. сотрудник каф. ТУ

Тел.: 8(382-2) 41-34-39

Эл. почта: alexander.melkozerov@gmail.com

Газизов Тальгат Рашитович

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. ТУ

Тел.: 8 (382-2) 41-34-39

Эл. почта: talgat@tu.tusur.ru

Kuksenko S.P., Zabolotsky A.M., Melkozerov A.O., Gazizov T.R.

New features of electromagnetic compatibility in TALGAT simulation software

The article gives the arguments for the topicality of electromagnetic compatibility modeling. The trends of EMC simulation software development are stated. The general information about electromagnetic compatibility of TALGAT simulation software is provided. New functional capabilities are listed: tools for reduction of computational cost, circuit diagram editor, import tools, improved visualization and editing tools, testing tools.

Keywords: electromagnetic compatibility, method of moments, segmentation, linear systems, printed circuit board, software.

УДК 621.316: 621.318.3(035.5)

В.С. Деева, С.П. Ващук, Н.С. Костюков, С.М. Слободян

Устройство герметичного ввода кабельных линий радиочастотных сигналов в условиях вакуума и экстремальных воздействий

Проведён анализ возможностей использования оригинальных разработанных авторами устройств герметичных кабельных вводов для широкого применения в различных областях науки и техники. Описанные в работе герметичные кабельные вводы предназначены для ввода в герметичную защитную оболочку сложных технических объектов радиочастотных и другого типа электрических кабелей без нарушения герметичности защитной оболочки при любых условиях эксплуатации, в том числе и при аварийных ситуациях. В работе проведено обобщение известных подходов создания радиочастотных кабельных вводов. В частности, показаны недостатки применяемых зарубежными фирмами Conax, Oxiptol, Elox и Škoda технических решений герметизации на основе полимерных композиций. Указаны причины и физические явления, обуславливающие неизбежность проявления этих недостатков. Приведён образец разработанной авторами конструкции опытного образца конкретного технического решения, защищённого патентами.

Ключевые слова: герметичный кабельный ввод, керамические изоляторы, вакуум, радиационная стойкость.

Радиочастотные кабели и соответственно присоединительные устройства – устройства ввода-вывода радиочастотных сигналов – находят широкое применение практически во всех областях науки и техники, так или иначе использующих сигналы разных диапазонов спектра волн электромагнитного излучения: в приборостроении, антенной технике, электротехнических, телевизионных радиоэлектронных системах и комплексах, в медицинских приборах и др. [1–13]. Надёжное их функционирование обеспечивает устойчивую работу потребителей: отдельных устройств, систем и в целом радиотехнических и электротехнических комплексов. Кабельные вводы предназначены для герметичного ввода различных типов кабелей в защитную оболочку корпусов радиоаппаратов, комплексов, систем. Передача высокочастотных (ВЧ) сигналов по линиям передачи от источника (генератора ВЧ-сигналов), подключенного через устройство вывода к одному концу линии, к приёмнику ВЧ-сигналов, подключенному через устройство ввода, аналогичное устройству вывода, приборной части приёмника. Кабельные устройства ввода-вывода необходимы для обеспечения связи и информационного взаимодействия между разнесёнными на большие или малые расстояния, частями одной системы или разных систем комплекса. Такое взаимодействие осуществляется с использованием большого числа соединительных конструкций устройств ввода-вывода радиочастотных сигналов. Качество состояния устройств ввода-вывода, эффективности их функционирования, отражаемой коэффициентом передачи, ослабления или потерь ВЧ-сигнала, часто является определяющим для самого факта существования не только элемента ввода-вывода, но и содержащих его структур. Это ведёт к необходимости учёта особенностей искажающих факторов в элементах (разъёмах) ввода-вывода ВЧ-сигналов с целью определения взаимосвязи его параметров и учёта их влияния.

В настоящее время наиболее широко применяется создание герметичных кабельных вводов на основе применения полимерных композиций. К ним можно отнести разработки фирм Conax, Oxiptol, Elox и Škoda с лицензией фирмы Conax [1–11]. Это направление преобладает в мировой практике, но имеет недостатки. В частности, со временем под действием естественной и искусственной радиации в полимерных композициях и материалах идут процессы старения. Их закономерное проявление в условиях эксплуатации приводит к нарастанию внутри полимера механических напряжений, его растрескиванию, и, как следствие, потере герметичности устройств ввода. В пожаре (экстремальная аварийная ситуация) полимерные составляющие при температуре среды выше 300 °С подвержены возгоранию, что приводит к разгерметизации герметичного ввода и потере его работоспособности.

Поэтому задача обеспечения наименьших потерь (ослабления сигнала) и минимума влияния искажающих факторов в элементах (разъёмах) ввода-вывода ВЧ-сигналов [1–13] является значимой и актуальной. Указанные обстоятельства определяют цель и задачи изложенного ниже анализа.

Цель и задачи анализа. Проблема обеспечения идеальной передачи или приближения к идеалу свойств устройства ввода–вывода для наилучшей связи радиочастотного кабеля линии приёма-передачи сигнала в излагаемой ниже работе решается поиском рационального состава используемых материалов и созданием оптимальной конструкции узла ввода-вывода.

Часто передача ВЧ-сигналов по кабельным линиям питания производится одновременно с передачей по ним напряжения бортовой или промышленной частоты. Поэтому радиочастотные характеристики элемента ввода-вывода должны наилучшим образом соответствовать требованиям к ним как специальным устройствам передачи и присоединения, оптимальным образом передающим токи высокой бортовой промышленной частоты или, другими словами, вносящим наименьшие искажения в процесс передачи.

Присоединение высокочастотных приёмников и передатчиков к линиям питания и связи часто [2–5] осуществляется по схеме сигнал (по жиле) – земля (оплетка) и сигнал–сигнал (по жилам), которые с точки зрения линейного затухания являются на практике примерно равнозначными. Широкое распространение имеет схема «сигнал–земля», во-первых, из-за наименьшей аппаратной сложности и, во-вторых, потому, что позволяет сгруппировать на одной линии большое число каналов ВЧ и питания. К устройствам присоединения относят входной и выходной кабель (линии и приборной части), соединительный элемент ввода-вывода (разъём ввода-вывода), часто ёмкости связи или иногда разделительные фильтры.

В элементе ввода-вывода так или иначе происходит затухание мощности передаваемого сигнала. Затухание сигнала в линии связи [в децибелах (дБ)] определяется как десятичный логарифм отношения мощностей (или амплитуд) колебаний сигнала заданной частоты на входе и выходе линии связи. Так как выходная величина меньше входной, то затухание будет с отрицательным значением. Понятие «затухание» в основном применяют к кабельным линиям связи, а также при измерении ослабления электрических сигналов в проводных, волноводных линиях и других устройствах (аттенуаторах, вентилях). Величина коэффициента затухания зависит от частоты передаваемого сигнала.

Для оценочных расчётов значение a – затухания сигнала, передаваемого узлом ввода-вывода по схеме «сигнал–земля (корпус)» в килогерцовом диапазоне, может быть определено по формуле [2, 3]

$$a^2 = 10^6 k l f^{1/2} + 2a_{\Delta},$$

где l – длина линии передачи, м; f – частота передачи сигнала или напряжения питания, кГц; a_{Δ} – поправка на концевое затухание в кабеле, принимаемое часто равным 1,3...2 дБ; k – нормирующий коэффициент, примерно равный 6...9 в зависимости от типа линии связи и передачи. Подключение к радиочастотному ВЧ-элементу ввода-вывода осуществляется силовым или контрольным (серии РК) кабелем. РК-кабель имеет медную жилу и оплетку, служащую обратным проводом с защитным покрытием от повреждений [2–5]. Затухание a_{Δ} (в дБ), вносимое кабелем, в том числе измерительным, при передаче ВЧ-сигнала определяется выражением [2–3]

$$a_{\Delta} = 1,16 \cdot 10^{-2} l f^{1/2} [\rho_k (D+d)/Dd]^{-1},$$

где l – длина кабеля, м; f – частота ВЧ сигнала, кГц; ρ_k – волновое сопротивление кабеля, Ом; D – диаметр внешней оболочки кабеля, мм; d – диаметр жилы кабеля, мм.

Для обеспечения надёжной работы ВЧ-радиочастотного ввода-вывода необходимо, чтобы его параметры и характеристики в различных условиях эксплуатации оставались в заданных пределах паспортной стабильности.

Характеристика ВЧ-канала. Устройство ввода-вывода как канал распространения ВЧ-сигнала или напряжения питания характеризуется заданной частотой, рабочей фазой напряжения сигнала, затуханием ВЧ-тракта передачи и приёма, степенью согласования элементов ВЧ-канала, наличием отражённого сигнала, биением частот на входе узла ввода-вывода.

Достижение наиболее рационального режима работы устройства ввода-вывода взаимосвязанного с передающей и приёмной частью кабеля линии связи и питающего напряжения, достигается согласованием элементов узла ВЧ ввода-вывода для снижения потерь мощности и искажений сигнала или наиболее полного их исключения в требуемых условиях эксплуатации. Герметизация элементов узла ВЧ ввода-вывода это одно из эффективных направлений снижения потерь в точках присоеди-

нения кабелей связи и передачи питающего напряжения. Применение фильтров присоединения – аппаратно более сложный конструктивный путь.

Отражённый сигнал возникает из-за неточного согласования элементов конструкции узла ввода-вывода, при наличии неоднородностей в контактном сопряжении, некачественной герметизации, процесса старения керамики и пластмасс – полимерной изоляции и т.п. Он часть полезной мощности передаваемого по линии связи сигнала, отражаемого от мест неоднородности и возвращаемого на передающий конец линии с некоторым запаздыванием. Запаздывание части сигнала ($\approx 12^\circ/100$ км при скорости распространения $\sim 3 \cdot 10^8$ м/с) отражённой неоднородностью искажает амплитудную и фазовую характеристику в местах присоединения кабеля к узлам ввода-вывода линий.

Анализ факторов электромагнитной совместимости. Для снижения излучения в местах стыковки и присоединения линий связи как помех постоянных магнитных и электромагнитных полей широкого частотного спектра используют разные способы и схемы пассивного экранирования точек присоединения и стыковки линий. Установка экранирующей оболочки – внешней или внутренней части узла ввода-вывода – может выполняться в непосредственной близости от сигнального провода как внутренний элемент конструкции узла, на который могут воздействовать внешние поля, так и вблизи от внешней, обратного распространения сигнала жилы.

Точность оценки распределения электромагнитного поля узла ввода-вывода, при наличии металлических включений и экранирующих оболочек узла может быть высокой, если использованы обоснованные методы расчёта экранирующих функций многообразия оболочек узла, которые в принципе охватывают множество форм устройств радиометрических ВЧ-герметичных вводов на практике. Разработка оригинальных методов и методик расчёта конструкций и форм оболочек, экранирующих электромагнитное излучение и эффективно снижающих напряжённость полей излучения помех узлом присоединения при изменении передаваемых сигналов в широком их спектре, представляет серьёзные трудности.

При расчёте и оценках распределения экранирующих функций внешних оболочек узла ввода-вывода, как правило, используют фундаментальные основы общей теории электромагнитного поля, базирующейся на уравнениях Максвелла, которые разрешаются для стенки экрана (внешней оболочки узла) и окружающей её среды, а на границе – с помощью соответствующих граничных условий – сопрягаются [4–5]. Для оценки распределения поля внешней оболочки как экрана сложной формы их можно представить в виде набора экранов [5] более простых форм геометрии, оценка экранирующего эффекта которых, в принципе, облегчает расчёт и оценку распределения общего электромагнитного поля внешней оболочки. При этом приходится исследовать физически неосуществимые, но более простые для анализа задачи для оценки уровня напряжённости электромагнитного поля как излучаемых помех, так и проникающих в узел ввода-вывода реальных конструкций с учётом краевых эффектов их форм геометрии.

Для внешних однородных постоянных магнитных и электромагнитных полей оценки распределения поля [4–7] оболочки узла ввода-вывода как экранирующей оболочки конструкции простых геометрических форм были рассчитаны в конце 19-го – начале 20-го века. Работы исследователей по уточнению методов расчёта форм экранирующих оболочек простых форм появляются до сих пор. Практически слабо отражены в печати решения проблем и задач экранирования узлов в неоднородных электромагнитных полях. Распределение излучения электромагнитного поля, структура и вид экранирующих функций зависят в этом случае от расположения источника напряжённости поля излучения и его ориентации в пространстве. Это распределение является функцией пространственных координат.

Для расчёта экранирующих функций оболочек, находящихся [4–7] в неоднородных электромагнитных полях в принципе разработан метод с использованием понятий теории длинных линий [6]. В основу метода положена фундаментальная по теории подобия аналогия физических процессов, описываемых уравнениями распространения электромагнитного диапазона волн через плоскую оболочку бесконечной протяжённости и известными уравнениями длинной линии [4–6]. Этот метод получил широкое распространение, несмотря на «дефекты» сравнительной аналогии. Один из них: применимость этого метода лишь для плоских бесконечных пластин (слоёв, экранов) при нормальном падении электромагнитного поля, когда компоненты электрической и магнитной напряжённости поля взаимно перпендикулярны. Только в этом случае можно использовать скалярное волновое полное сопротивление, а временную фазу определять по направлению вектора Пойтинга. Это одно из положительных свойств такого подхода. Другие: возможность его применения для разного класса

форм экранирующих оболочек, получения при этом аналитических решений, применяемых в инженерной практике, с интерпретируемой наглядностью. В последующей практике его применения исследователями были исключены [7] имевшиеся погрешности применения методики теории длинных линий.

Для решения задач экранирования мешающих и внутренних полей электромагнитного излучения может быть использована и теория цепей как частный случай теории поля. Впервые такой подход использовали Ганн и Герцог [5]. Ожидаемое преимущество применения: возможность построения моделей аналоговых цепей для исследования изменений эффективности экранирования оболочкой точек присоединения линий связи и напряжения питания в широком диапазоне изменения параметров геометрии конструкций узлов ввода-вывода и излучаемых ими электромагнитных полей.

Критерии и методы оценки надёжности узла ввода-вывода. В настоящее время [11–13] необходимость повышения надёжности узлов осуществляется путём совершенствования их конструкций, нахождения или применения наилучших по свойствам материалов для выполнения требуемых условий и задач и правильной оценки надёжности работы узлов в заданных условиях и режимах эксплуатации систем и комплексов. Надёжность функционирования – это выполнение заданных функций в требуемых условиях эксплуатации при заданном технологическом и техническом совершенстве конструкции устройства. Правильная оценка надёжности узлов важна как в эксплуатации, так и при создании самих устройств и проектировании систем и комплексов, в которых устройства ввода-вывода являются обязательными элементами, с точки зрения обеспечения требуемой надёжности этих систем.

В комплексе проявления изменений эмерджентных по Винеру свойств устройства ввода-вывода можно рассматривать как принадлежащие к классу достаточно сложных систем, с учётом воздействия сложности поведения сред, сложных полей и многочастотных сигналов и действующих помех. Это объясняется их многофункциональностью (передача напряжений большой мощности и малых по амплитуде сигналов), восстанавливаемостью, временной избыточностью (наличие длительного ожидания требования), влиянием на эффект передачи через узел ввода-вывода напряжений и ВЧ-сигналов, в разных пространственных точках, разной мощности и природы.

Выполнение заданных узлу ввода-вывода требований и функций может нарушаться. Это и приводит к отказам, которые можно разделить на отказы срабатывания, ненормативные нарушения – при внешних воздействиях и ложные срабатывания – при отсутствии на линии входного сигнала.

Один из подходов оценки надёжности устройств состоит в её оценке как безотказности. Для этого в качестве основного показателя принимается величина $P(t)$ – вероятности безотказной работы устройства на заданном интервале времени t :

$$P(t) = \exp(-\lambda_0 t),$$

где λ_0 – средняя интенсивность отказов устройства (величина, постоянная на интервале времени оценки). Данный подход учитывает влияние изменений условий функционирования устройства. Но фактически ввиду усреднения (λ_0 – средняя статистическая величина значения интенсивности отказов) нивелирует специфические особенности проявления отказов (полный, частичный и восстанавливаемый), а также их действие на вероятность безотказного функционирования. С другой стороны, понятие надёжности устройств указывает на то, что величина вероятности безотказности явно зависима от изменения конкретных условий функционирования аппаратуры.

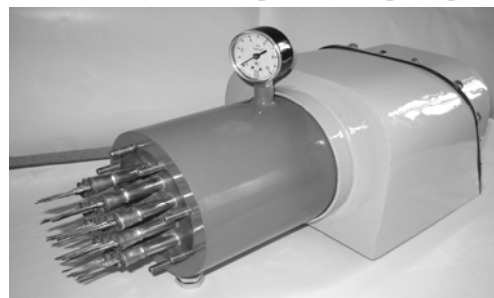
Это можно учесть, определяя показатель результирующей надёжности, используя величину среднего значения ΔP – снижения качества (потери эффективности) функционирования узла при наличии отказов и нормализуя её на величину P_0 – предельной теоретически ожидаемой эффективности этого устройства. Для оценки надёжности в этом случае получим соотношение $P_H(t) = \Delta P_0 / P_0$. Тогда ненадёжность устройства определяется суммой значений ненадёжности устройств при внутренних и внешних воздействиях, в различных режимах и условиях функционирования, учитываемых весовыми коэффициентами [11, 12]. Величина ненадёжности определится просто: $R = 1 - P_H$.

Результат практической разработки. Выбор материалов и элементов конструкции герметичных кабельных вводов определяет техническое задание на решение конкретной задачи. Требования для описываемого в статье устройства, заключались в том, что изделие должно было обладать по-

вышенной радиационной стойкостью при γ -излучении (интегральная доза радиации в эксплуатации $5 \cdot 10^8$ рад), состоять из негорючих материалов, обладающих химической устойчивостью при высоких температурах (стандартный пожар до 990°C), и выдерживать воздействие дезактивирующих растворов и тропические условия.

Наиболее широко используемым типом являются вводы многочастотных и контрольных кабелей типа ВГКК. Их конструкция основана на изобретениях [8–10] и приведена ниже на рис. 1. Особенность созданного устройства герметичного ввода – выполнение из негорючих, огнестойких и стойких к радиации неорганических материалов и металлов. Использование проводников – отрезков кабелей с минеральной изоляцией и металлической оболочкой – позволяет выполнить требования. Даже разгерметизация соединения жилы кабеля с металлическим модулем не приводит к разгерметизации всего устройства, так как наличие оболочки кабеля позволяет герметично соединить его с фланцами корпуса, а минеральная изоляция служит адсорбирующим фильтром радиоактивных загрязнений.

Рис. 1. Устройство герметичного ввода радиочастотных кабелей типа ВГКК



Практическая конструкция устройства содержит металлический корпус, герметизированный с обеих сторон фланцами. Внутри корпуса расположен элемент биологической защиты. С торцов корпус закрывается кожухами, предназначенными для защиты узлов герметизации от механических и тепловых воздействий. Через внутренний элемент типа шайбы–фланца пропущены изолированные электрические проводники – отрезки кабеля с жаростойкой минеральной изоляцией в металлической оболочке. В качестве их могут быть использованы кабели типа КМЖ с металлической оболочкой и магниевой изоляцией. Отрезки кабеля пропущены в охваченные металлической оболочкой отверстия фланцев и припаяны или приварены к ним. Концы отрезка очищены от изоляции и с обеих сторон герметизированы внутри пространства защитного кожуха с помощью металлокерамического модуля с выходной жилой. Для контроля герметичности ввод имеет штуцер. После монтажа кабеля и элементы узла ввода-вывода проверяются на целостность жилы и правильность подключения её и оболочки к соответствующим элементам узла. Сопротивление изоляции измеряется относительно земли (корпуса) мегаомметром на 1000 В ($R_{\text{из}} \geq 10\text{ МОм}$) и испытывается изоляция мегаомметром на 2500 В в течение 1 мин (рис. 2).

Герметичный ввод-вывод радиочастотных кабелей сделан с применением технологии пайки в вакуумной печи. Конструкция герметичного ввода радиочастотных кабелей защищена патентами [8–10]. Она имеет высокую надежность за счет применения металлокерамических модульных компонентов, значительно повышающих пороговый уровень радиационной и пожарной стойкости устройства. Приведённое на рис. 1 устройство герметичного ввода радиочастотных кабелей испытано и принято Межведомственной комиссией. Утверждены технические условия, разработка передана в производство.

Заключение. Разработанная конструкция устройства радиочастотного герметичного кабельного ввода, состоящая только из металлокерамических материалов и кабелей с соответствующей изоляцией, обладает повышенной степенью надежности при экстремальном воздействии множества факторов окружающей и аварийной среды. Показано, что кроме высокой стойкости к действию радиации (гамма-излучению) выбранные для изготовления ввода материалы существенно повысили огнестойкость (до 1000°C) герметичного кабельного ввода как отдельного самостоятельного устройства.

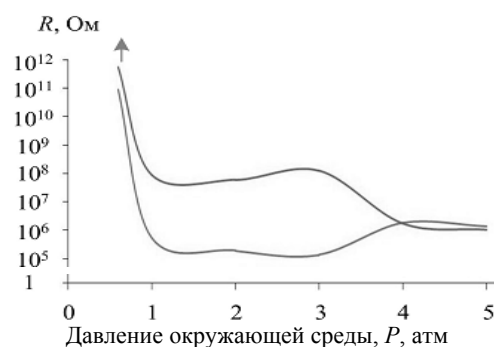


Рис. 2. Изменение сопротивления изоляции между элементами–проводниками при изменении давления окружающей среды: (нижняя кривая – жила–оплетка; верхняя – жила–жила); при давлении более 4 атм обе зависимости сходятся в пределах погрешности измерений

Литература

1. Костюков Н.С. Герметичные кабельные вводы для АЭС / Н.С. Костюков, С.П. Ващук, Г.И. Пакулов, С.Д. Холодный // Атомная энергия. – 1993. – Т. 75, № 6. – С. 25–29.
2. Волин М.Л. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре. – М.: Радио и связь, 1981. – 296 с.
3. Никулин Н.В. Радиоматериалы и радиокомпоненты / Н.В. Никулин, А.С. Назаров. – М.: Высшая школа, 1986. – 208 с.
4. Апполонский С.М. Справочник по расчёту электромагнитных экранов. – Л.: Энергоатомиздат, 1988. – 224 с.
5. Каден Г. Электромагнитные экраны в высокочастотной технике и технике электросвязи. – М.; Л.: Госэнергоиздат, 1957. – 328 с.
6. Schelkoff S.A. Electromagnetic waves. – New York – Toronto – London: D. van Nostrand Company, 1948. – P. 188–241.
7. Schulz R.V. Shielding in practical design for electromagnetic compatibility / R.F. Fiechi, ed. – New York: Hayden, 1971. – P. 69–92.
8. А.с. 1833022 СССР, МКИ² H01B17/26. Герметичный ввод / Костюков Н.С., Павлов Д.В., Антонова Н.П., Цуркан Л.М., Ващук С.П. – № 4485949/07; заявл. 03.10.88. опубл. 30.09.90. Бюл. № 6. – 2 с.
9. Пат. 2030001 РФ, МПК H01B17/26. Герметичный ввод / Холодный С.Д., Костюков Н.С., Ващук С.П., Данилюк В.И. – № 4859223/07; заявл. 20.08.90; опубл. 27.05.95. Бюл. № 6. – 4 с.
10. Пат. 2030049 РФ, МПК H01B17/26. Герметичный ввод экранированных кабелей / Костюков Н.С., Ващук С.П., Берковский Е.Я., Щеглова М.Д., Антонова Н.П. – №4835121/07; заявл. 27.05.95. Бюл. № 6. – 2 с.
11. Деева В.С. Устойчивость энтропийной оценки живучести систем / В.С. Деева, С.А. Романишина, С.М. Слободян // Изв. Том. политех. ун-та. – 2013. – Т. 322, № 2. – С. 67–72.
12. Деева В.С. Энтропийный подход к оценке живучести средств контроля / В.С. Деева, С.М. Слободян // Вестник Алтайского гос. аграрного ун-та. – 2015. – № 4(126). – С. 121–128.
13. Матвеевский В.Р. Надежность технических средств управления. – М.: МГИЭМ, 1993. – 92 с.

Деева Вера Степановна

Канд. техн. наук, доцент Института природных ресурсов Томского политехнического университета

Тел.: 8 (382-2) 30-31-33

Эл. почта: veradee@mail.ru

Ващук Сергей Петрович

Канд. техн. наук, доцент Амурского государственного университета

Тел.: 8 (416-2) 50-22-87

Эл. почта: amurgermovvod@mail.ru

Костюков Николай Сергеевич

Д-р техн. наук, профессор Амурского государственного университета

Тел.: 8 (416-2) 50-22-87

Эл. почта: amurgermovvod@mail.ru

Слободян Степан Михайлович

Д-р техн. наук, профессор Института природных ресурсов Томского политехнического университета

Тел.: 8-952-886-72-24

Эл. почта: sms_46@ngs.ru

Deeva V.S., Vaschuk S.P., Kostyukov N.S., Slobodyan S.M.

Device of sealed cable input of radio-frequency signals in vacuum and under extreme effects

The paper gives the analysis of the possibilities of using the original devices of sealed cable input for a wide application in various fields of science and technology. These devices are developed by the authors. They are for use in complex technical objects of radio frequency (RF) and other electrical cable without opening the containment under any operating conditions, including emergencies. In this paper the generalization of the known approaches to RF cable input creating is given. In particular, the shortcomings of technical sealing solutions based on polymer compositions used by Conax, Oxiprol, Elox and Škoda are shown in the paper. The causes and the physical phenomena causing these shortcomings are shown. The prototype developed by the authors is covered by patents.

Keywords: sealed cable input, ceramic insulators, glass insulators, vacuum technology, action radiation.

УДК 535.015

С.С. Вознесенский, А.А. Сергеев

Лазерно-индуцированный нелинейно-оптический отклик силикатного нанокompозита с квантовыми точками сульфида кадмия

Представлены результаты комплексных исследований нелинейно-оптических эффектов в нанокompозите на основе квантовых точек сульфида кадмия в оболочке из меркаптоянтарной кислоты, внедренных в оптически прозрачную силикатную матрицу. Описаны эффекты обратимого изменения фотоиндуцированного коэффициента поглощения и показателя преломления как реакции на величину дозы ультрафиолетового излучения. Приведены зависимости нелинейно-оптического отклика нанокompозита от концентрации квантовых точек, дозы экспозиции и поляризации модифицирующего луча.

Ключевые слова: квантовые точки, метод pump&probe, сульфид кадмия, оптические системы управления.

В последнее время наблюдается повышенный интерес к применению наноразмерных частиц для создания полностью оптических устройств обработки информации [1]. Среди нелинейно-оптических эффектов, используемых в таких устройствах, выделяется возможность управления излучением одной длины волны излучением другой длины волны (метод pump and probe) [2, 3]. При этом оптический луч меньшей длины волны используется в качестве управляющего (модифицирующего оптические характеристики материала), а большей – в качестве управляемого (считывающего) луча. Одним из перспективных направлений реализации таких устройств является использование нанокompозитных материалов на основе квантовых точек (КТ) – металлических или полупроводниковых наночастиц, заключенных в органическую оболочку и помещенных в оптически прозрачную матрицу. Данные материалы обладают рядом уникальных свойств, в частности, таких, как фотопроводимость, оптическая бистабильность, фоторефракция, фото- и химическая стабильность [4].

Ранее [5] нами сообщалось, что в нанокompозите на основе КТ сульфида кадмия в оболочке из меркаптоянтарной кислоты, внедренных в оптически прозрачную силикатную матрицу с помощью прекурсора тетраакис (2-гидроксиэтил) ортосиликата (THEOS) (далее – НКТ), наблюдается эффект обратимого изменения фотоиндуцированного коэффициента поглощения как реакции на величину дозы ультрафиолетового излучения. В данной работе представлены результаты комплексных исследований данного НКТ в направлении определения зависимости величины его нелинейно-оптического отклика от концентрации квантовых точек и параметров модифицирующего излучения.

Для реализации метода pump and probe была разработана экспериментальная установка, схема и описание которой приведены в [5]. Непрерывный твердотельный лазер ($\lambda=405,9$ нм максимальной мощностью выходящего излучения 45 мВт, диаметр луча в области контакта с образцом – 1 мм) использовался в качестве модифицирующего (pump), а гелий-неоновый лазер ($\lambda = 633$ нм, интенсивность излучения 100 мкВт/см²) – в качестве считывающего (probe). Основная часть исследований (кроме зависимости отклика НКТ от поляризации) проводилась при круговой поляризации модифицирующего излучения.

Результаты и их обсуждение. Для НКТ 0,3%мас. было установлено, что при его экспозиции излучением с длиной волны менее 470 нм (в полосе поглощения НКТ) наблюдается увеличение коэффициента поглощения экспонированной зоны (ЭЗ) в спектральном диапазоне 300–700 нм при дозах экспозиции от нуля (график в виде штриховой линии на рис. 1, а) до 150 Дж/см² (график в виде штрихпунктирной линии с двумя точками на рис. 1, а), выше которой наступает режим насыщения. Характерной особенностью исследуемого НКТ является стремление величины коэффициента поглощения ЭЗ к первоначальному уровню после прекращения модифицирующего воздействия на образец (график в виде штрихпунктирной линии на рис. 1, а). При этом после первого экспонирования величина коэффициента поглощения ЭЗ через некоторое время восстанавливается на более высоком уровне, чем исходная для неэкспонированного материала (график в виде штри-

хойвой линии на рис. 1, а), и является базовой в последующих циклах экспонирования. Экспонирование УФ-излучением чистой силикатной матрицы дозой до 500 Дж/см^2 не приводит к видимым изменениям величины ее коэффициента оптического поглощения (график в виде сплошной линии на рис. 1, а).

Еще одним проявлением реакции НКТ на воздействие модифицирующего лазерного излучения явилось изменение спектра люминесценции ЭЗ при последовательном экспонировании с дозой от 0 до 150 Дж/см^2 . На каждом шаге первичного экспонирования наблюдается необратимый сдвиг максимума люминесценции в длинноволновую область спектра при одновременном существенном уменьшении её интенсивности (рис. 1, б). Следствием этого является возникновение наблюдаемой визуально в УФ-свете темной области модифицированного материала, фотографии которой представлены на вставках рис. 1. Наличие смещения максимума спектра люминесценции в длинноволновую область свидетельствует об увеличении размеров излучающих центров [8].

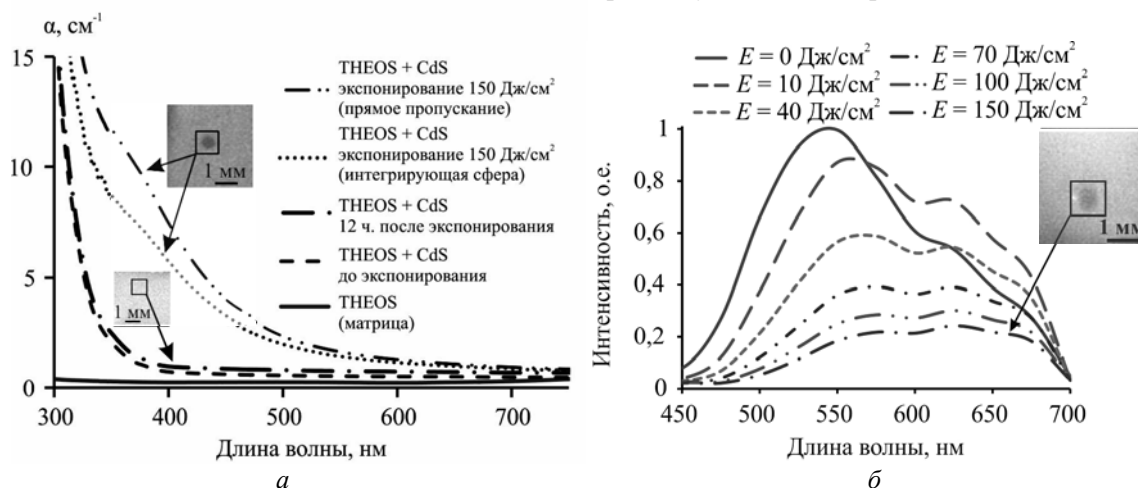


Рис. 1. Реакция НКТ на воздействие излучения с $\lambda = 405,9 \text{ нм}$: а – спектральные зависимости коэффициента оптического поглощения; б – спектры люминесценции ЭЗ после экспозиции (на вставках приведены фотографии визуально наблюдаемых УФ-областей модифицированного НКТ)

Таким образом, под воздействием УФ-излучения наблюдается первичное изменение физических характеристик НКТ в ЭЗ, после которого система в экспонированной зоне стабилизируется на некотором новом уровне.

Для оценки вклада оптического рассеяния было произведено сравнение спектральных характеристик ЭЗ после воздействия излучения с $\lambda = 405,9 \text{ нм}$, полученных в режиме прямого пропускания спектрофотометра и с использованием интегрирующей сферы (рис. 2). Видно, что оптическая плотность образцов при использовании интегрирующей сферы несколько меньше, что свидетельствует о наличии рассеяния, однако его вклад существенно меньше, чем поглощения, особенно для длин волн выше 500 нм , где им можно пренебречь.

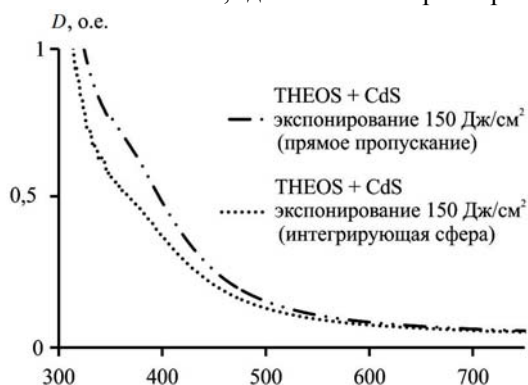


Рис. 2. Спектральные характеристики ЭЗ НКТ, полученные в режиме прямого пропускания и с использованием интегрирующей сферы после воздействия излучения с $\lambda = 405,9 \text{ нм}$

Для исследования динамических характеристик НКТ был применен описанный выше метод «pump and probe». В качестве активной среды использовалась ЭЗ НКТ, в которую коллинеарно направлялись модифицирующий ($\lambda = 405,9 \text{ нм}$) и считывающий ($\lambda = 633 \text{ нм}$) лучи. Интенсивность считывающего луча была выбрана равной 100 мкВт/см^2 с целью уменьшения его возможного теплового влияния. При включении модифицирующего луча наблюдается падение уровня выходной мощности считывающей подсистемы, что свидетельствует об увеличении фотоиндуцированного коэффициента поглощения. Время реакции системы при включении модифицирующего лазера, при котором уровень считывающего сигнала достигает 90% своего минимального значения, не превысило 5 с. При выключении модифицирующего лазера величина времени восстановления системы достигает 15 с. При

этом мощность модифицирующего излучения и концентрация КТ мало влияют на динамические характеристики системы. В то же время наблюдается выраженная зависимость величины оптического отклика от дозы экспозиции модифицирующим излучением и концентрации КТ (рис. 3, а). Зависимость величины фотоиндуцированного коэффициента поглощения (α) от дозы экспозиции и концентрации КТ представлена на рис. 3, б. Максимально достигнутая в наших экспериментах величина фотоиндуцированного коэффициента поглощения составила $\alpha \approx 13,86 \pm 0,003 \text{ см}^{-1}$ при дозе экспозиции $E = 90 \text{ Дж/см}^2$ для концентрации 0,3%мас.

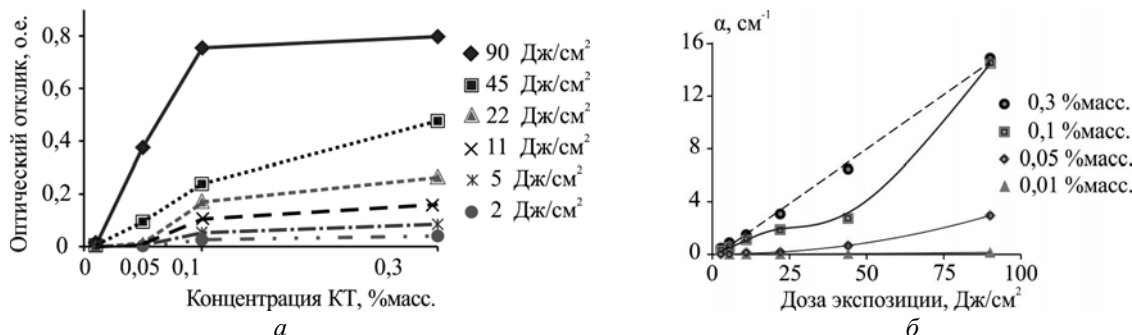


Рис. 3. Зависимость величины оптического отклика ЭЗ НКТ от концентрации КТ и дозы экспозиции – а; зависимость величины фотоиндуцированного коэффициента поглощения от дозы экспозиции и концентрации КТ – б

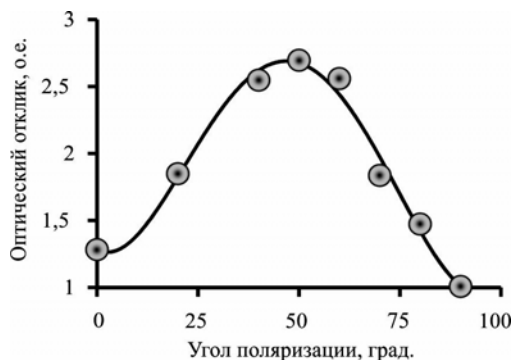


Рис. 4. Зависимость величины оптического отклика ЭЗ от поляризации модифицирующего луча

Еще одним эффектом, обнаруженным у исследуемого НКТ, явилась зависимость величины оптического отклика ЭЗ от поляризации модифицирующего луча, для концентрации КТ 0,3%мас. представленная на рис. 4. Наблюдается плавное возрастание мощности излучения прошедшего через НКТ при изменении угла поляризации модифицирующего луча от 0 до 50° (практически двукратное при 50°) и плавное убывание при изменении от 50 до 90°.

Для исследования возможности фотоиндуцированного изменения показателя преломления в ЭЗ НКТ концентрации КТ 0,3%мас. образец НКТ помещался в одно из плеч интерферометра Маха–Цендера. Модифицирующий и считывающий лучи, как и в предыдущих экс-

периментах, направлялись коллинеарно, что позволило определять фотоиндуцированный набег фазы в ЭЗ исследуемого образца.

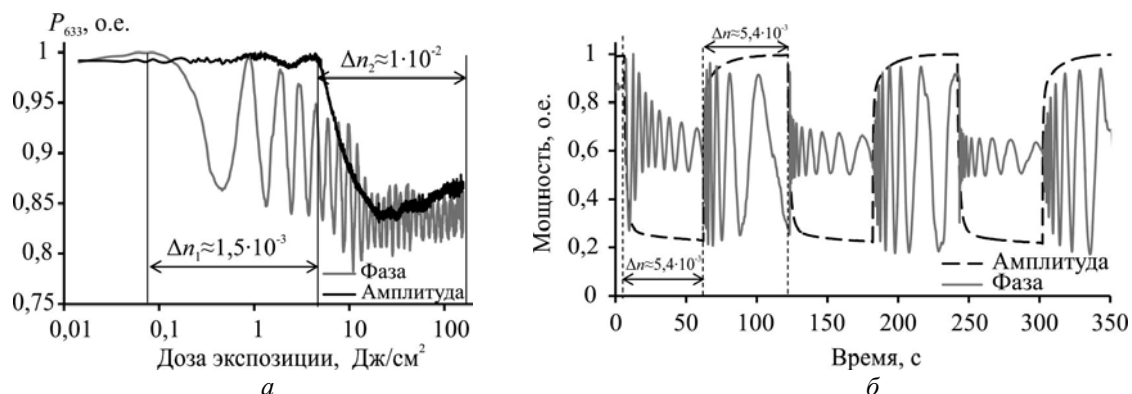


Рис. 5. Фотоиндуцированное изменение показателя преломления в ЭЗ НКТ на фоне изменения выходной мощности считывающей системы: а – зависимость от дозы экспозиции (шкала абсцисс приведена в логарифмическом масштабе); б – динамика изменения показателя преломления

На рис. 5, а представлены результаты экспериментов, показывающие, что при облучении образца модифицирующим лучом $\lambda = 405,9 \text{ нм}$ набег фазы начинает происходить при экспозиции порядка 0,1 Дж/см² и составляет $\delta \approx 5\pi$, что соответствует изменению показателя преломления на $\Delta n \approx 1,5 \cdot 10^{-3}$.

В то время начало изменения коэффициента поглощения происходит при экспозиции порядка 6 Дж/см^2 . При этом необходимо отметить, что фотоиндуцированное изменение показателя преломления ЭЗ НКТ также является обратимым и при прекращении облучения его значение возвращается на первоначальный уровень (рис. 5, б).

Выводы. Описанные выше эксперименты и их результаты позволяют предположить, что в результате экспонирования лазерным УФ-излучением нанокompозитная системы на основе КТ сульфида кадмия приходит в некоторое новое состояние, отличающееся от исходного фотоиндуцированным коэффициентом поглощения и показателем преломления за счет взаимодействия квантовых точек CdS. При этом степень эффекта зависит от дозы экспозиции и концентрации КТ и практически не зависит от типа источника УФ-излучения. Продемонстрированы возможности управления величиной коэффициента оптического поглощения НКТ такими параметрами УФ-излучения, как доза экспозиции и поляризация. Полученные результаты исследования показывают принципиальную возможность их использования для создания полностью оптических систем управления лазерным излучением.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РФФИ 13-02-12415.

Литература

1. Dani K.M. Ultrafast nonlinear optical spectroscopy of a dual-band negative index metamaterial all-optical switching device / K.M. Dani, Z. Ku, P.C. Upadhyya et al. // Optics Express. – 2011. – Vol. 19. – P. 3973–3983.
2. Wiedemann U. Switching photochromic molecules adsorbed on optical microfibers / U. Wiedemann, W. Alt, D. Meschede // Optics Express. – 2012. – Vol. 20, № 12. – P. 12710–12720.
3. Huang Y. All-optical switching characteristics in bacteriorhodopsin and its applications in integrated optics / Y. Huang, S.-T. Wu, Y. Zhao // Optics Express. – 2004. – Vol. 12, № 5. – P. 895–906.
4. Ren S. Inorganic-organic hybrid solar cell: bridging quantum dots to conjugated polymer nanowires / S. Ren, L.-Y. Chang, S.-K. Lim et al. // Nano Lettters. – 2011. – Vol. 11. – P. 3998–4002.
5. Laser-induced photodynamic effects at silica nanocomposite based on cadmium sulphide quantum dots / S.S. Voznesenskiy, A.A. Sergeev, A.N. Galkina et al. // Optics Express. – 2014. – Vol. 22, № 2. – P. 2105–2110.

Вознесенский Сергей Серафимович

Д-р физ.-мат. наук, зав. лаб. Института автоматики и процессов управления ДВО РАН, г. Владивосток
Тел.: 8-914-791-74-19
Эл. почта: vss@iacp.dvo.ru

Сергеев Александр Александрович

Мл. науч. сотрудник Института автоматики и процессов управления ДВО РАН
Тел.: 8-924-240-36-24
Эл. почта: aleksandrsergeev@inbox.ru

Voznesenskiy S.S., Sergeev A.A.

Laser-induced nonlinear optical response of silicate nanocomposite based on the cadmium sulfide quantum dots

The study presents the results of comprehensive investigations of nonlinear optical effects in the nanocomposite based on quantum dots of cadmium sulfide in the shell of mercaptoethanol acid, embedded in an optically transparent silicate matrix. The paper describes the effects of reversible photoinduced changes of the absorption coefficient and refractive index in response to the magnitude of the dose of UV radiation. The dependence of the nonlinear optical response of nanocomposite on the concentration of quantum dots, the dose of exposure and the polarization of exposure radiation is shown.

Keywords: quantum dots, pump&probe technique, cadmium sulphide, all-optical devices.

УДК 621.318.1

О.А. Доценко, В.И. Суляев, О.А. Ульянова

Микроволновые характеристики текстурованных композиционных материалов, содержащих порошки ферритов с гексагональной структурой

Приведены результаты исследования частотных зависимостей коэффициента отражения и магнитной проницаемости композиционных радиоматериалов, которые в процессе полимеризации находились во внешнем магнитном поле. Измерения проведены на частотах 0,02–4 ГГц. Показано, что магнитная обработка композиционного материала изменяет его электромагнитные характеристики, а именно магнитная проницаемость текстурованного материала в 1,3 раза больше, чем у образца без текстуры.

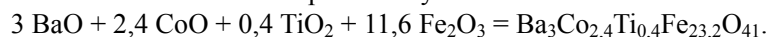
Ключевые слова: коэффициент отражения, магнитная проницаемость, композиционный материал, текстура, гексаферриты, СВЧ.

При разработке современной радиоэлектронной аппаратуры возникает проблема поиска новых видов радиоматериалов для улучшения её потребительских характеристик. При этом необходимо знать электромагнитные параметры исходных компонентов, из которых в дальнейшем изготавливаются эти материалы. Основными свойствами, которые учитывают при выборе материала, являются: диэлектрическая проницаемость, магнитная проницаемость, спонтанная намагниченность, магнитострикция, спонтанная поляризация, пьезоэлектрический эффект, магнитоэлектрический эффект и др. [1–3]. Также учитываются прочность материала, рабочая температура и частоты, при которых они будут работать. Далеко не у всех материалов данные свойства оптимальны при конкретном использовании, из-за чего приходится применять различные методы для улучшения этих свойств. Наиболее распространенными методами являются: механическая активация в специальных планетарных мельницах, дополнительная термообработка, воздействие на материал рентгеновским излучением, добавление различных примесей и др. [4–6].

Помимо всех перечисленных методов, для улучшения характеристик материалов используется текстурование материала [7, 8]. Известно, что текстура – это преимущественная ориентация отдельных кристаллитов в поликристалле или молекул в твердых телах, а также в жидких кристаллах. Обычно благодаря наличию текстуры в материалах проявляется анизотропия свойств. Текстура является одной из основных характеристик внутреннего строения материала и его поверхности. Данный способ позволяет улучшить как качественные, так и количественные характеристики материалов, что значительно расширяет область их применения в радиоэлектронике. Существует достаточно много методов для получения материалов с четко выраженной текстурой: прокатка, волочение, рекристаллизация, добавление волокнистых наполнителей. Одним из методов текстурования магнитных материалов является термомагнитная обработка [7, 9]. Данный метод применяется для получения твердых изделий. В случае композиционных материалов этот метод применим только при использовании связующих с высокой температурой плавления/размягчения. Однако основная масса полимерных связующих, применяемых при производстве композиционных радиоматериалов, имеет низкую температуру плавления/размягчения. Поэтому перед данной работой поставлена цель – получить композиционный материал с магнитной текстурой при комнатной температуре.

В данной работе представлены результаты экспериментального исследования электромагнитных параметров композиционного материала на основе феррита с гексагональной кристаллической решеткой, текстурованного во внешнем магнитном поле.

Наполнители для композитов были приготовлены по стандартной керамической технологии [10]. В качестве исходных компонентов для производства ферритов брали порошки оксида бария BaO, оксида кобальта (II) CoO, оксида титана TiO₂ и оксид железа (III) Fe₂O₃. Для удаления излишней влаги порошки были высушены в течение 3 ч при температуре 200 °С. После этого исходные порошки взвешивались согласно стехиометрическому соотношению:



Используемая для дальнейшего синтеза смесь порошков была размолота в течение 4 ч в вибрационной шаровой мельнице. Отношение массы шаров к массе порошка было равно 5:1. После размолота порошки спрессовывались при давлении 1000 атм. Полученные твердые заготовки нагревались в течение 10–15 мин до температуры синтеза (1150 °С), выдерживались в течение 4 ч при данной температуре, а затем охлаждались до комнатной температуры. После этого образцы размельчались и повторно помещались на 35 мин в вибрационную мельницу. После повторного прессования при давлении 1000 атм полученные твердые заготовки окончательно отжигались в течение 6 ч при 1200 °С. Полученные твердые образцы снова размельчались и просеивались через аналитические сита. Для производства экспериментальных образцов в качестве наполнителя отбиралась фракция с размерами порошков не более 100 мкм. Порошки феррита представляют собой тонкие гексагональные пластинки нанокристаллической структуры с осью легкого намагничивания.

Для производства экспериментальных образцов в качестве полимера использовался эпоксидный универсальный клей марки ЭДП. В жидком состоянии он имеет малую вязкость, что позволяет легко перемешивать помещенный в него наполнитель. Для образцов 75% вес. $\text{Ba}_3\text{Co}_{2,4}\text{Ti}_{0,4}\text{Fe}_{23,2}\text{O}_{41}$ добавлялось к 25% вес. эпоксидного клея.

Для текстурования магнитных полимерных материалов была собрана экспериментальная установка, состоящая из постоянного магнита с полем 1 кЭ, электрического двигателя, подключенного к блоку постоянного питания 3 В, и полый фторопластовой цилиндрической формы для образцов [11]. Форма со смесью помещалась на электродвигатель. Процесс полимеризации проходил в течение 5 ч при работающем двигателе. Окончательная полимеризация проводилась в течение 1 сут при комнатной температуре. Нетекстурованные образцы изготавливались в аналогичной цилиндрической форме без магнитного поля при тех же внешних условиях.

Для исследования динамических электромагнитных характеристик были изготовлены два вида образцов в виде шайб: 1) толщиной 2,09 мм с внешним диаметром 16 мм и внутренним диаметром 6,95 мм, 2) толщиной 2,15 мм с внешним диаметром 7 мм и внутренним диаметром 3,04 мм.

Измерение активного сопротивления и индуктивности экспериментальных образцов на низких частотах в диапазоне 100 кГц – 2 МГц проводились с помощью универсального измерителя LCR Agilent E4980A. Начальную магнитную проницаемость рассчитывали по формулам [12]:

$$\mu' = \frac{2\pi r_{\text{cp}}}{w^2 S} L, \quad (1)$$

$$\mu'' = \frac{r_{\text{cp}} R}{w^2 S f} \quad (2)$$

где L – индуктивность; R – сопротивление; r_{cp} – средний радиус коаксиального образца; S – площадь поперечного сечения образца; f – резонансная частота; w – число витков обмотки.

Измерение характеристик образцов в микроволновой области спектра проводились с помощью измерителя модуля отражения и передачи P2M-04 MICRAN. По измеренным значениям модуля отражения и передачи были рассчитаны электромагнитные параметры (ϵ' , ϵ'' , μ' , μ''). Мнимая часть магнитной проницаемости рассчитывалась по формуле [12]:

$$\mu'' = \frac{15(1 - K_r)}{\pi f d (1 + K_r)} \quad (3)$$

где d – толщина образца; K_r – коэффициент отражения.

Перед началом исследования динамических характеристик были измерены рентгеновские дифракционные диаграммы изготовленных образцов магнитного полимерного композиционного материала, приведенные на рис. 1, а, б. На рентгенограммах видно, что текстурование образца приводит к перераспределению интенсивности отражения рентгеновских лучей от плоскости образца. Для текстурованного образца (см. рис. 1, б) интенсивность максимального пика отражения от базисной плоскости, соответствующей плоскости легкого намагничивания, увеличилась почти в 2 раза, в то время как другие отражения уменьшились. Это соответствует степени текстуры образца, равной 57%. Небольшой подъем интенсивности при малых углах для обоих образцов (рис. 1, а, б) вызван наличием связующего и небольшого количества аморфной фазы.

Частотные зависимости комплексной начальной магнитной проницаемости текстурованного и нетекстурованного образцов магнитного полимера особенностей не имеют. Причем в рассматриваемом диапазоне образец без текстуры имеет $\mu^* = 3,6 - 0,1i$, а образец с текстурой – $\mu^* = 4,6 - 0,1i$.

Полученные результаты показывают, что значения действительной части магнитной проницаемости текстурированных образцов в 1,2 раза больше, чем у нетекстурированных. Для мнимой части магнитной проницаемости разница значений находится в пределах погрешности измерений.

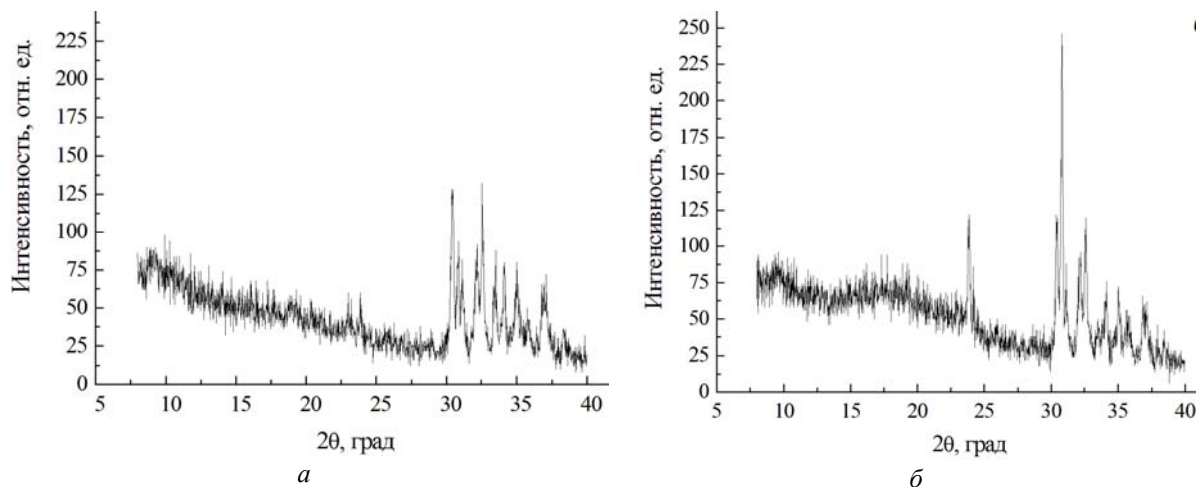


Рис. 1 Рентгеновские дифракционные диаграммы: а – образец без текстуры; б – образец с текстурой

На частотной зависимости мнимой части магнитной проницаемости исследуемых образцов наблюдаются области дисперсии на частотах 1,7 и 3,9 ГГц (рис. 2). Это проявление резонанса доменных границ и естественного ферромагнитного резонанса соответственно. Также видно, что магнитная проницаемость образца с текстурой в 1,3 раза больше, чем образца без текстуры, на частотах 1–4 ГГц, что согласуется с теорией, разработанной для сплошных текстурированных гексаферритов с плоскостью легкого намагничивания [13]. В работе [13] показано, что магнитная проницаемость сплошного образца с текстурой в 1,5 раза больше, чем образца без текстуры. Несовпадение результатов вызвано тем, что в данной работе исследуется композиционный материал, плотность которого меньше плотности сплошного материала и равна 2,45 г/см³.

Измерение диэлектрической проницаемости показало, что на частоте 10 кГц у нетекстурированного образца $\epsilon^* = 22,5 - i 2,7$, а у текстурированного образца $\epsilon^* = 21,7 - i 4,5$. На частоте 10 МГц у нетекстурированного образца $\epsilon^* = 17,4 - i 1,5$, а у текстурированного образца $\epsilon^* = 15,6 - i 2,2$. То есть диэлектрическая проницаемость исследуемых образцов каких-либо особенностей в рассматриваемом диапазоне не имеет.

Измеренные спектры коэффициентов отражения образцов приведены на рис. 3. Из приведенного рисунка видно, что коэффициент отражения нетекстурированных композиционных материалов не достигает уровня меньше минус 10 дБ в рассматриваемом диапазоне частот. В то же время коэффициент отражения текстурированных материалов достигает уровня минус 10 дБ и меньше в диапазоне частот 2,8–4 ГГц.

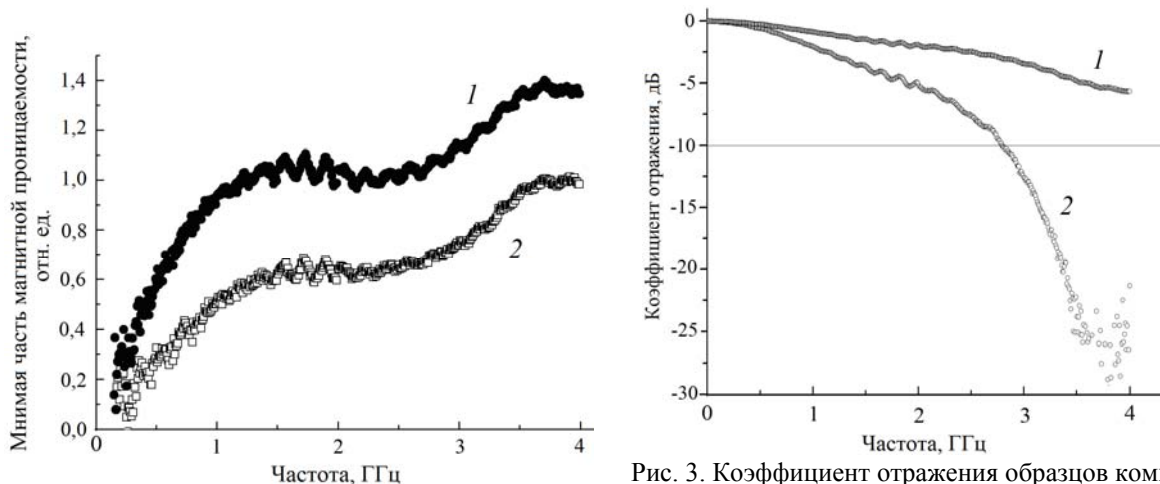


Рис. 2. Спектры магнитной проницаемости в диапазоне 0,02–4 ГГц

Рис. 3. Коэффициент отражения образцов композиционных материалов: 1 – образец без текстуры; 2 – образец с текстурой

Из полученных результатов следует, что обработка магнитным полем в процессе полимеризации композиционных материалов, наполнителями которых являются гексагональные ферриты с плоскостью легкого намагничивания, приводит к улучшению их магнитных характеристик: уменьшает коэффициент отражения и расширяет рабочий диапазон частот.

Исследование электромагнитных параметров композиционных материалов проводилось на поверенном оборудовании аккредитованного на техническую компетентность центра коллективного пользования Национального исследовательского Томского государственного университета «Центр радиофизических измерений, диагностики и исследования параметров природных и искусственных материалов».

Благодарим профессора Томского государственного университета Е.П. Найдена и доцента Томского государственного университета В.А. Журавлева за ценные советы и помощь в работе.

Работа выполнена при частичной поддержке проектом РФФИ 13-02-12240 офи_м.

Литература

1. Доценко О.А. Исследование электромагнитных характеристик порошков мультиферроиков в частотном диапазоне 3–12 ГГц / О.А. Доценко, Д.В. Вагнер, О.А. Кочеткова // Изв. вузов. Физика. – 2012. – Т. 55, № 8/2. – С. 179–180.
2. Микроволновые характеристики композиционных смесей, содержащих наноразмерные порошки сегнетоэлектриков и ферритов / О.А. Доценко, В.И. Сусяев, Д.В. Вагнер, О.А. Кочеткова // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 2 (26), ч. 2. – С. 59–62.
3. Доценко О.А. Функциональные радиоматериалы для обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств / О.А. Доценко, Д.В. Вагнер, О.А. Кочеткова // Изв. вузов. Физика. – 2013. – Т. 56, № 8/2. – С. 260–262.
4. Исследование динамических магнитных характеристик композиционных смесей на основе нанопорошков гексаферритов / В.И. Сусяев, Е.Ю. Коровин, О.А. Доценко, М.С. Гартен // Известия вузов. Физика. – 2008. – Т. 51, № 9. – С. 95–101.
5. Параметры структуры и магнитные свойства полученных методом СВС кобальтсодержащих гексаферритов системы Me_2W / Е.П. Найден, В.А. Журавлев, В.И. Сусяев и др. // Известия вузов. Физика. – 2010. – Т. 53, № 9. – С. 87–95.
6. Исследование радиопоглощающих свойств композита на основе литий-цинкового феррита / А.П. Суржииков, Е.Н. Лысенко, А.В. Малышев и др. // Изв. вузов. Физика. – 2014. – Т. 57, № 5. – С. 51–55.
7. Lotgering F.K. Topotactical reactions with ferromagnetic oxides having hexagonal crystal structures – I // J. Inorg. Nucl. Chem. – 1959. – Vol. 9. – P. 113–123.
8. Смит Я. Ферриты / Я. Смит, Х. Вейн. – М.: ИЛ, 1962. – 503 с.
9. Скворцов А.И. Влияние термической и термомагнитной обработок на свойства высокодемпфирующих сплавов железо-алюминий / А.И. Скворцов, М.А. Мельчаков, И.Б. Чудаков // Технология металлов. – 2011. – № 11. – С. 28–32.
10. Журавлев Г.И. Химия и технология ферритов. – Л.: Химия, 1970. – 192 с.
11. Wagner D.V. Electromagnetic Properties of Z-Hexaferrites Composites with Magnetic Texture / D.V. Wagner, O.A. Dotsenko // 15th International Conference of Young Specialists on Micro / Nanotechnologies and Electron Devices EDM 2014: Conference Proceedin. – Novosibirsk: Novosibirsk State Technical University, 2014. – P. 132–135.
12. Чечерников В.И. Магнитные измерения. – М.: Изд-во МГУ, 1973. – 387 с.
13. Zhuravlev V.A. Magnetic permeability spectrum of ferroxlans in the NFMR region. Like noninteracting particles // Soviet Physics Journal. – 1989. – Vol. 32, № 1. – P. 33–36.

Доценко Ольга Александровна

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. радиоэлектроники Национального исследовательского Томского государственного университета (НИТГУ),

доцент каф. конструирования узлов и деталей радиоаппаратуры ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-39-89

Эл. почта: apr@mail.tsu.ru

Сусяев Валентин Иванович

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. радиоэлектроники НИТГУ

Тел.: 8 (382-2) 41-39-89

Эл. почта: susl@mail.tsu.ru

Ульянова Ольга Александровна

Аспирант радиофизического факультета НИТГУ

Тел.: 8 (382-2) 41-39-89

Эл. почта: olechka0991@mail.ru

Dotsenko O.A., Suslyayev V.I., Ulyanova O.A.

Microwave characteristics of textured composite materials containing ferrite powder with a hexagonal structure

The composite materials have opened a new trend for multifunctional materials. In particular, barium hexaferrites can be applied in order to improve electromagnetic properties in composites. In this article, we present the results of the study of composite radiomaterials. The polymerization process was held in an external magnetic field. Magnetic materials with a texture based on barium ferrite were obtained. Reflection coefficient and imaginary permeability spectra are measured in the range of 0.02-4 GHz. The increase in values of magnetic characteristics for textured magnetic material is shown. The value of imaginary part of permeability of texture samples is 1.3 times more than of original samples.

Keywords: reflection coefficient, permeability, composite material, texture, ferrites, microwave.

УДК 621.396.674

В.П. Беличенко, А.С. Запасной, П.В. Шестаков

Управление интерференционными потоками энергии в эванесцентных полях систем излучателей

Процесс формирования энергетических потоков в эванесцентных полях нескольких пространственно разнесенных элементарных излучателей существенно отличается от такового в случае уединенного излучателя. В частности, образуется комплексный интерференционный поток энергии, оказывающий значительное влияние как на структуру запасенной электромагнитной энергии, так и на мощность излучения подобных излучающих систем. Показано, что возможно эффективное управление указанными энергетическими потоками, обеспечивающее максимизацию мощности излучения. Высказано предположение о возможности применения такого управления в задачах ближнепольного зондирования сред и объектов.

Ключевые слова: радиоволновое зондирование, локализованные системы излучателей, эванесцентные поля.

Уже достаточно продолжительное время очень интенсивно и широкомасштабно проводятся исследования в области ближнепольной микроскопии [1]. Ключевые направления исследований, использующих излучение оптического диапазона длин волн, связаны:

- 1) с разработкой технологий изготовления зондов с субволновыми размерами апертуры;
- 2) созданием средств прецизионного позиционирования зонда на очень малых расстояниях от исследуемого объекта;
- 3) обеспечением прецизионного относительного перемещения зонда и объекта;
- 4) разработкой эффективных способов извлечения следов ближнепольного взаимодействия зонда и объекта в дальней зоне с последующей обработкой получаемой информации.

Исследования подобной направленности проводятся и в радиоволновом диапазоне [2, 3]. Причем используемые методы во многом родственны методам, применяемым в настоящее время в оптике. Однако важный вопрос о процессах происходящих в зоне ближнепольного взаимодействия, еще не нашел должного отражения в литературе, хотя необходимость такого исследования подчеркивает неослабевающий интерес к разнообразным интерференционным эффектам в целом ряде сред во встречных полях плоских электромагнитных волн, а также в ближних полях, порождаемых системами излучателей [4, 5]. Наряду с этим предпринимаются попытки более тщательного изучения физики излучения уединенных излучателей, основанные на выделении непосредственно в ближней зоне излучаемых и эванесцентных полей с привлечением мультипольных разложений этих полей [6, 7]. Имеются все основания полагать, что структура эванесцентных полей гораздо более сложная в полях систем излучателей [8].

В этой связи значительный интерес представляет исследование специфики формирования таких полей, а также возможности управления энергетическими потоками в этих полях. В качестве моделей излучающих систем в данной работе приняты пары излучателей, содержащие либо два электрических диполя, либо электрический и магнитный диполи.

Пусть в точке $(0,0,b)$ декартовой системы координат x,y,z помещен электрический диполь. Его момент ориентирован вдоль оси Oz . В точке $(0,0,0)$ размещаются или электрический, или магнитный диполи, ориентированные соответственно вдоль осей Oz и Oy .

В сферической системе координат r,θ,φ , совмещенной обычным образом с декартовой системой, в обоих случаях нами были получены мультипольные разложения полных полей с использованием соотношений из [9]. На основе этих разложений записаны соответствующие представления для комплексного вектора Пойнтинга. Показано, что этот вектор имеет интерференционную составляющую $\mathbf{S}^{\text{int}}(S_r^{\text{int}}, S_\theta^{\text{int}})$ для первой конфигурации диполей и $\mathbf{S}^{\text{int}}(S_r^{\text{int}}, S_\theta^{\text{int}}, S_\varphi^{\text{int}})$ – для второй. С целью более тщательного изучения поведения действительных частей этих составляющих найдены удобные расчетные соотношения, основанные на установленных авторами трех новых формулах суммирования мультипольных разложений для \mathbf{S}^{int} .

На рис. 1 показано поведение $\text{Re}[S_\theta^{\text{int}}]$ в поле системы из двух коллинеарных электрических диполей при удалении точки наблюдения от начала координат в радиальном направлении $\theta = \pi/4$. При этом модули моментов диполей приняты одинаковыми и произведена нормировка на $\text{Re}[S_r]$ вектора Пойнтинга электрического диполя, размещенного в точке $(0, 0, 0)$. Расстояние между диполями $kb=2$, k – волновое число, $\Delta\psi$ – разность начальных фаз.

Как видно, при $\Delta\psi=0$ имеется характерная особенность в зависимости, связанная с изменением знака $\text{Re}[S_\theta^{\text{int}}]$ при $kr \approx 3$. Она оказывает существенное влияние на величину излучаемой системой мощности. В отличие от этого при $\Delta\psi = \pi/2$ подобного изменения знака не происходит и, кроме того, вклад данной составляющей в меридиональную компоненту полного вектора Пойнтинга значительно увеличивается.

На рис. 2, а и б иллюстрируется поведение $\text{Re}[S_r^{\text{int}}]$, $\text{Re}[S_\theta^{\text{int}}]$ и $\text{Re}[S_\varphi^{\text{int}}]$ в поле ортогонально ориентированных электрического и магнитного диполей при удалении точки наблюдения в направлении $\theta = \varphi = \pi/4$. Расстояние между диполями по-прежнему составляет $kb=2$, модули моментов диполей численно равны. Произведена также нормировка на действительную часть радиальной составляющей вектора Пойнтинга уединенного магнитного диполя.

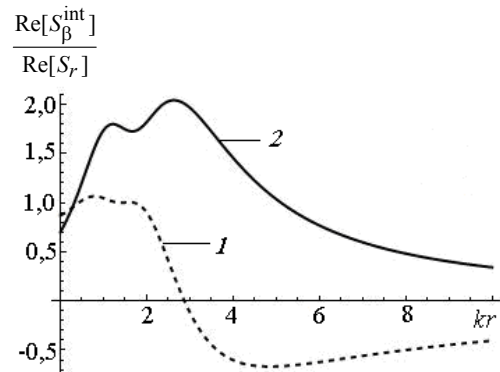


Рис. 1. Зависимость $\text{Re}[S_\theta^{\text{int}}]$ от kr при $\theta = \pi/4$; $\Delta\psi = 0$ (1), $\Delta\psi = \pi/2$ (2)

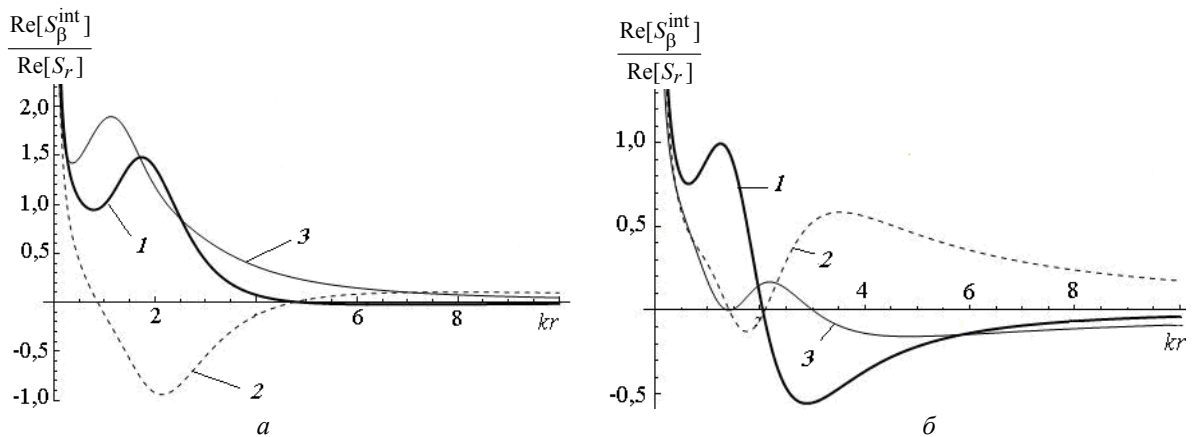


Рис. 2. Зависимость $\text{Re}[S_\beta^{\text{int}}]$ от kr при $\theta = \varphi = \pi/4$: кривая 1 – $\beta = r$; кривая 2 – $\beta = \theta$ и кривая 3 – $\beta = \varphi$; а – $\Delta\psi = 0$; б – $\Delta\psi = \pi/2$

При равенстве разности фаз нулю поведение $\text{Re}[S_r^{\text{int}}]$ и $\text{Re}[S_\varphi^{\text{int}}]$ сходное. Обе составляющие быстро возрастают при $kr < 0,5$. На отрезке $0,5 < kr < 2$ их поведение носит осциллирующий характер, которое при $kr > 2$ сменяется монотонным убыванием. Иным поведением, как видно из рис. 2, а, характеризуется $\text{Re}[S_\theta^{\text{int}}]$.

При разности фаз, равной $\pi/2$, характер поведения интерференционных потоков энергии в эванесцентном поле системы из электрического и магнитного диполей кардинальным образом изменяется (рис. 2, б). В этом случае ближнепольное взаимодействие диполей оказывается минимальным, а вклад интерференционной составляющей в мощность излучения максимальным.

Заключение

1. Интерференционные потоки энергии оказывают существенное влияние на структуру эванесцентного поля систем излучателей. При этом эффективное управление этими потоками можно осуществлять в широких пределах путем изменения начальных фаз токов в излучателях.

2. При надлежащем выборе разности фаз токов мощность излучения существенно увеличивается за счет максимизации ее интерференционной составляющей. Следует также подчеркнуть, что более существенное значение эта составляющая имеет в поле излучения системы из неидентичных излучателей, каковой является, например, система, образованная электрическим и магнитным диполями.

3. Существует интервал значений разности фаз токов излучателей, в котором обеспечивается эффективное управление величиной и структурой $\text{Re}[S^{\text{int}}]$. Отмеченное обстоятельство может найти применение в задачах зондирования сред и объектов эванесцентными полями систем излучателей.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта № 13-02-98025 регионального конкурса РФФИ (p_сибирь_a) «Фундаментальные ограничения в ближнеполевой электродинамике сложных излучающих систем» (2013–2015).

Литература

1. Novotny L. In Progress in Optics / E. Wolf, ed. – Elsevier, 2007. – Vol. 50. – P. 137–184.
2. Резник А.Н. Обнаружение контрастных образований внутри биологических сред при помощи ближнеполевой СВЧ-диагностики / А.Н. Резник, Н.В. Юрасова // Журнал технической физики. – 2006. – Т. 76, № 1. – С. 90–104.
3. Evanescent microwave microscopy / C. Martínez, V. Coello, R. Cortés, R. Villagómez // J. Korean Phys. Soc. – 2005. – Vol. 47. – P. 152–156.
4. Афанасьев С.А. Потоки энергии при интерференции электромагнитных волн / С.А. Афанасьев, Д.И. Семенов // Успехи физических наук. – 2008. – Т. 178, № 4. – С. 377–384.
5. Геворкян Э.А. Взаимодействие встречных электромагнитных волн в поглощающей пластине, помещенной в волновод // Журнал технической физики. – 2013. – Т. 83, вып. 4. – С. 113–117.
6. Seshadri S.R. Resonances of a spherical antenna // Radio Science Meeting (USNC-URSI NRS), 2013 US National Committee of URSI National, 9–12 Jan. 2013 [Электронный ресурс]. – URL: http://ieeexplore.ieee.org/xpl/freeabs_all.jsp?arnumber=6525099&abstractAccess=no&userType=inst (дата обращения: 15.09.2014).
7. Seshadri S.R. Constituents of power of an electric dipole of finite size // J. Opt. Soc. America A. – 2008. – Vol. 25, № 3. – P. 805–810.
8. О возможности расширения полосы пропускания малогабаритных антенн / В.П. Беличенко, Ю.И. Буянов, В.И. Кошелев, В.В. Плиско // Радиотехника и электроника. – 1999. – Т. 44, № 2. – С. 178–184.
9. Марков Г.Т. Возбуждение электромагнитных волн / Г.Т. Марков, А.Ф. Чаплин. – М.: Радио и связь, 1983. – 296 с.

Беличенко Виктор Петрович

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. радиофизики

Национального исследовательского Томского государственного университета (НИТГУ)

Тел.: 8 (382-2) 41-25-83

Эл. почта: bvp@mail.tsu.ru

Запасной Андрей Сергеевич

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. радиофизики НИТГУ

Эл. почта: zas_rff@sibmail.com

Шестаков Пётр Владимирович

Аспирант каф. радиофизики радиофизического факультета НИТГУ

Тел.: 8 (382-2) 41-25-83

Эл. почта: frost_away@mail.ru

Belichenko V.P., Zapasnoy A.S., Shestakov P.V.

Control of interference energy fluxes in the evanescent fields of the radiating systems

The formation process of energy fluxes in the evanescent fields of several spatially distributed elementary radiators substantially differs from the one in case of an isolated radiator. In particular, the complex interference energy flux is formed, which has a significant influence on both the structure of the stored electromagnetic energy, and the radiation power of these radiating systems. The study demonstrates the possibility of the effective control of the specified energy fluxes which provides maximizing the radiation power. We suggested that there is possibility of applying these control to problems in the near-field sensing media and objects.

Keywords: Radio frequency sounding, localized systems of the radiators, evanescent fields.

**УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА
И ИНФОРМАТИКА**

УДК 004.056

С.А. Туманов

Средства тестирования информационной системы на проникновение

Тестирование на проникновение имеет большое количество векторов атаки. Аудитору важно не упустить всевозможные варианты проникновения. В статье рассматривается формирование сценариев проникновения, в которых обозначается последовательность действий аудитора. Предлагается поэтапное выполнение теста на проникновение информационной системы.

Ключевые слова: тестирование на проникновение, разведка, аудит, информационная система.

В настоящее время ни одна современная организация в своей деятельности не может обойтись без информационных технологий. Множество бумажных носителей информации заменяются на цифровые. Процессы взаимодействия предприятия и клиента активно переводятся на режим «онлайн», в результате чего клиент получает необходимые данные с помощью информационных систем.

В 2014 г. Министерство внутренних дел РФ зарегистрировало в нашей стране приблизительно 11 тыс. преступлений в сфере телекоммуникаций и компьютерной информации. Об этом сообщил начальник Бюро специальных технических мероприятий МВД России Алексей Мошков в ходе «Инфофорума–2015» [1].

Согласно результатам отчета компании Symantec – NORTON REPORT 2013 [2]:

– 50% пользователей старше 18 лет стали жертвами кибератак или неприятных ситуаций в Интернете;

– более 1 млн пострадавших в день или 122 человек в секунду;

– \$113 млрд – общая сумма прямых убытков всего за 12 месяцев.

Для того чтобы обезопасить собственную информационную систему ряд организаций регулярно проводят тестирование на проникновение – выявление возможных уязвимостей, используемых для создания сценария проникновения в информационно-вычислительную сеть предприятия. Тестирование на проникновение позволяет получить объективную оценку возможности (и насколько легко эту возможность использовать) осуществить несанкционированный доступ к ресурсам корпоративной сети или сайта.

Тестирование на проникновение (тест на преодоление защиты, penetration testing, pentest, пен-тест) – частный случай аудита информационной безопасности. Процесс тестирования на проникновение является моделированием реальных действий злоумышленника – поиск уязвимостей системы защиты и их последующая эксплуатация. Эта услуга позволяет получить независимую оценку и экспертное заключение о состоянии защищенности информации ограниченного распространения.

Главной целью тестирования на проникновение является выявление уязвимостей, которые могут быть успешно эксплуатированы злоумышленником [7]. Проникновение в информационно-вычислительную сеть заказчика не означает, что тестирование завершено. Даже после проникновения рассматриваются другие варианты атак, с помощью которых можно проникнуть в информационную систему (ИС).

Преимущества тестирования на проникновение:

– позволяет эффективно продемонстрировать возможность проникновения в ИС и выявить слабые места в обеспечении информационной безопасности;

– позволяет выделить критические проблемы безопасности, требующие непосредственного внимания;

– позволяет выделять финансовые и материальные ресурсы на обеспечение безопасности ИС на тех участках, на которых это требуется больше всего;

– тестирование подразумевает использование различных сценариев, учитывающих особенности ИС предприятия.

Недостатки тестирования на проникновение:

– аудитор связан временными и многими контрактными ограничениями в отличие от настоящего злоумышленника.

Информация выше, относящаяся к аудиту ИБ, является актуальной для тестирования на проникновение. Существует два основных типа тестирования на проникновение:

– внутреннее тестирование («White Box», модель «белого ящика») – тестирование проводится с расчетом на то, что злоумышленник действует внутри организации и знает схему ИС;

– внешнее тестирование («Black Box», модель «черного ящика») – тестирование выполняется из общедоступных сетей и моделирует поведение злоумышленника, нападающего из Интернета либо из-за границы контролируемой зоны заказчика.

В отличие от аудита ИБ тестирование на проникновение имеет классификацию по осведомленности сотрудников учреждения о проведении работ:

– режим «Black Hat» – о проведении тестирования знают только руководители службы ИБ. В таком режиме удастся проверить уровень оперативной готовности к атакам сетевых администраторов и администраторов ИБ;

– режим «White Hat» – никаких мер сокрытия атакующих действий не применяется, аудитор работает в постоянном контакте с ИБ-службой заказчика.

Аудитор вправе использовать любые из возможных злоумышленником атак для достижения цели, если это не противоречит условиям пентеста. Список возможных атак довольно обширен, и без определенного сценария и информации сложно осуществить проникновение в систему [8, 9, 10].

Главное отличие злоумышленника от аудитора в том, что аудитор только обнаруживает уязвимости и пытается их использовать без компрометации информационной системы. Злоумышленник использует уязвимости для проникновения в информационную систему и последующего сбора компрометирующей информации организации. Аудитор ограничен договором, он не сможет сделать больше, чем прописано в его условиях.

Основные фазы тестирования на проникновение:

1. Разведка.
2. Внешнее сканирование.
3. Получение доступа.
4. Внутреннее сканирование.
5. Получение доступа к определённой информации (хостам).

В большинстве случаев тестирование прекращается на этапе 3, но если заранее не обговорены границы проведения аудита (либо необходимо протестировать сеть и от внутреннего нарушителя), то тестирование продолжается.

Разведка. Разведкой в тестировании на проникновение является сбор информации из открытых источников, необходимой для составления сценария атаки на целевую организацию. В некоторых случаях для более глубокого тестирования организация предоставляет большинство данных о своей ИТ-инфраструктуре аудитору. Аудитору остается только дополнить информацию и приступить ко второй фазе.

Понятие футпринтинга. В понятии тестирования на проникновение используется термин «футпринтинг» (англ. footprinting) – это определенная техника получения информации об информационных системах и лицах, которым эти системы принадлежат.

Этапы футпринтинга [3]:

поисковые системы;

- 1) сайт организации;
- 2) электронная почта организации;
- 3) Google;
- 4) WHOIS;
- 5) DNS;
- 6) сетевой;
- 7) социальная инженерия.

Рассмотрим каждый метод в отдельности, вычислим, какую важную информацию можно извлечь с их помощью, а также выделим основные инструменты, которые использует каждый метод.

Поисковые системы. Поисковые системы – это веб-системы для поиска различной информации в Интернете. Основными поисковыми системами являются google.ru, yandex.ru, yahoo.com, bing.com.

Информация: физическое расположение объекта, контактные данные организации, предлагаемые услуги, информация о сотрудниках, возможна информация о закупках (в том числе и СЗИ) и т.д.

Применение: данная информация особенно важна для использования методов социальной инженерии. Помимо этого, физическое расположение играет большую роль, например, для сканирования вне контролируемой зоны Wi-Fi устройств организации и т.п.

Помимо поисковых систем, такие компании предоставляют в открытом доступе множество сервисов. Например, наиболее полезными из сервисов при составлении сценария проникновения являются данные со спутника.

Основные сервисы для извлечения информации о физическом расположении: Google Maps (maps.google.ru) – данные со спутника, а также режим «Street View»; Yandex Maps (maps.yandex.ru); Google Earth (earth.google.com); 2ГИС (2gis.ru).

Информация: всевозможная информация об объектах, находящихся возле здания организации. Особенно полезно при применении сценариев социальной инженерии.

Применение: множество сценариев применения. Например, если проводится социальная инженерия, можно попытаться выяснить, как пробраться в контролируемую зону, увидеть расположение некоторых объектов безопасности (камер) с помощью онлайн-ресурсов. Второй пример, это определение точек, с которых возможна атака на беспроводное оборудование заказчика (заброшенные здания, парковки и т.п., находящиеся в предельной близости к зданиям заказчика).

С помощью поисковых систем также можно найти информацию о внешних и внутренних URL организации. Довольно важная информация для проникновения из внешней сети.

Внешние URL – на таких указателях находятся общедоступные сервисы организации, например официальный сайт.

Внутренние URL – на таких указателях находятся сервисы, используемые для доступа внутри компании, либо используют идентификацию пользователей (доступ с определенных IP, доменов, логин/пароль). Помогают использовать определенные функции внутри компании. Большинство организаций используют распространенные форматы внутренних URL. Зная внешний URL организации, вы можете вычислить внутренние URL методом проб и ошибок, а также инструментами: Netcraft (netcraft.com); Link Extractor (www.webmaster-a.com/link-extractor-internal.php).

Информация: используемые веб-сервисы организации.

Применение: с помощью веб-сервисов можно углубиться в структуру предприятия. Очень часто находятся «заброшенные» веб-сервисы, к которым не составляет проблем получить доступ, а оттуда уже планировать дальнейшее проникновение.

Сайт организации. Второй этап в методологии «футпринтинга». Главная информация, которую получаем с сайта на этом этапе: используемое ПО и версия; используемая ОС; поддиректории и параметры сайта; имена файлов, пути, название поля БД или запросы; скриптовая платформа (php, asp, jsp и т.д.); контактные данные (администратора или команды поддержки).

На основе полученной информации решаем, будет ли сценарий основываться (и каковы шансы сделать это) на проникновении на веб-сайт заказчика.

Инструменты, которые можно использовать: Paros Proxy; Burp Suite; ikebug.

Информация: получаем всю необходимую информацию о работе сайта.

Применение: с помощью данной информации можно обнаружить уязвимости в конфигурации сайта (например, не были скрыты от внешнего подключения критичные файлы).

Добавим некоторые методы исследования сайтов, которые облегчают задачу получения информации о веб-сайте.

1. Создание копии веб-сайта заказчика позволяет нам исследовать сайт в режиме «оффлайн»; хранить резервную копию сайта; создать копию сайта.

Инструменты, с помощью которых можно сделать копию: HTTrack Web Site Copier; SurfOffline; BlackWidow; Webripper и многие другие.

2. Просмотр архивов веб-сайта.

С помощью просмотров архивов веб-сайтов мы можем отслеживать, какие изменения проводились на нем. К примеру, была удалена интересная нам информация.

Инструмент: Internet Archive Wayback Machine (www.archive.org).

3. Мониторинг изменений на веб-сайте.

Существует автоматизированное ПО, позволяющее отслеживать изменения, произошедшие с сайтом. Мониторинг работает в таком режиме: запускаем отслеживание определенного сайта – если изменения произошли, ПО сохраняет новую и старую версию сайта, а также показывает, какие именно изменения затронули сайт [3].

Инструмент: WebSite-Watcher (www.aignes.com).

Электронная почта. Отслеживание сообщений электронной почты – метод, позволяющий получить определенную информацию о сетевой структуре заказчика из сообщения электронной почты.

Информация, которую возможно получить данным методом:

- IP-адрес хоста, почтового сервера;
- название провайдера;
- географическое положение сервера;
- длительность чтения письма;
- определение типа почтового сервера;
- проверить, проверялись ли ссылки, отправленные в сообщении;
- определение ОС получателя;
- проверить, переслали ли ваше сообщение другим персонам.

Большую часть этой информации можно получить, изучив заголовок сообщения. Заголовок содержится в каждом письме, включает информацию об отправителе, маршруте отправки, дате, теме и получателе.

Инструменты. Информацию можно получить, самому проанализировав заголовок письма, либо используя автоматизированное ПО, такое как Email Tracking Tools; eMailTrackerPro; PoliteMail; Email Lookup.

Инструменты для получения информации, не содержащейся в заголовке письма: Read Notify; TraceEmail; MSGTAG; Zendio; Pointofmail и т.д.

Google. Хотя Google – это поисковая система, процесс футпринтинга с его помощью отличается от процесса футпринтинга с помощью поисковых систем. Получение информации происходит с помощью применения расширенных операторов поисковой системы Google. Но не все так легко, система фильтрует чрезмерное применение расширенных операторов и блокирует доступ к их использованию.

Самые распространенные операторы Google:

- .Site – оператор позволяет находить только страницы, которые содержат определенный URL;
- allinurl – позволяет найти необходимые страницы или веб-сайт, ограничивая результаты, содержащие все условия запроса;
- inurl – позволяет ограничить результаты только страницы или веб-сайта, которые содержат условия запроса, которые вы указали в URL;
- allintitle;
- intitle;
- inanchor;
- allinanchor.

Таким образом, можно получить следующую информацию:

- сообщения об ошибках, которые содержат важную информацию;
- файлы, хранящие пароли;
- важные директории;
- страницы, содержащие логин-порталы;
- страницы, содержащие информацию о сети или уязвимостях;
- уязвимости сервера и оповещений.

Инструменты: Goggle Hacking Tool; Google Hacking Database (GHDB); Metagoofil; Goolink Scanner; SiteDigger; Google Hacks и т.д.

WhoIs. WhoIs является протоколом прикладного уровня типа «клиент-сервер», использующий базу данных регистраторов доменных имен, которая хранит информацию о зарегистрированных пользователях или владельцах интернет-ресурса. Информация, которую можно получить данным способом:

- доменное имя и диапазон IP адресов;
- персональную информацию владельцев домена;
- дату создания домена и срок истечения.

Применение: с помощью данной информации можно сузить зону адресов организации, использовать методы социальной инженерии, используя персональные данные владельца домена, и т.п.

Инструменты: SmartWhois; Country Whois; LanWhoIs; CallerIP; WhoIs Analyzer Pro.

DNS. DNS является протоколом прикладного уровня, служит для получения информации о доменах. Чаще всего используется для получения IP-адреса по имени хоста в сетевых инфраструктурах. С помощью данного метода можно получить информацию [4].

- IP-диапазоны домена;
- IP-адреса почтовых серверов, DNS-серверов, WhoIs-серверов домена.

Существуют разные типы DNS-записей. Именно благодаря им можно получить интересующую информацию по инфраструктуре домена.

- A – запись адреса, связывает имя хоста и его IP адрес;
- AAAA – запись адреса IPv6;
- CNAME – каноническая запись имени, используется для перенаправления на другое имя;
- MX – указывает серверы обмена почтой данного домена;
- NS – указывает DNS-сервер данного домена;
- SOA – начальная запись зоны указывает, на каком сервере хранится эталонная информация о данном домене, содержит контактную информацию лица, ответственного за данную зону.

Применение: сужаем зону интересующих адресов.

Инструменты: nslookup; DIG; myDNSTools и т.п.

Сетевой футпринтинг. Этот этап футпринтинга связан с получением информации о сети. В основном сбор информации на этом этапе происходит, когда аудитор находится в локальной сети проверяемой организации. Информация, которую возможно получить: диапазоны сетей; определение ОС; составление карты сетей;

Необходимо знать, что приватными сетями являются: 10.0.0.0/8; 176.16.0.0/12; 192.168.0.0/16.

Именно эта адресация используется в локальных сетях. Отличие в том, что маски могут быть разными. Благодаря этой информации есть шанс определить, какая адресация используется в сети организации.

Важным аспектом в сценарии проникновения является построенная схема сети. Без нее трудно скоординировать действия и определиться, какими путями проникать дальше. Главным инструментом для построения схемы сети является утилита trace route. Утилита использует разные протоколы передачи данных в зависимости от ОС.

Принцип работы: отправление пакетов указанному узлу, показывая информацию о промежуточных устройствах (маршрутизаторах) в сети.

Инструменты с расширенными возможностями: Path Analyzer Pro; VisualRoute 2010 и т.д.

Социальная инженерия. Социальная инженерия – использование методов несанкционированного доступа к информационным ресурсам, основанных на особенностях психологии человека. Является абсолютно нетехническим процессом, при котором злоумышленник, используя психологические слабости людей и их природу, «выманивает» у жертвы конфиденциальную информацию. Поэтому социальный инженер в первую очередь должен отлично разбираться в психологии человека.

Для того чтобы использовать этот метод, необходимо получить доверие уполномоченного пользователя. Это может быть администратор компонентов, связанных с ИС организации или пользователь с расширенными привилегиями в ИС.

Информация, которую можем получить: контактные данные; об уязвимостях ИС; об установленных СЗИ; данные пользователь/пароль; сервисы ИС и т.п.

Дополнительные методы социальной инженерии: подслушивание, подглядывание, информация из мусорных баков, а также социальные сети.

В некоторых методологиях социальные сети выделяют в отдельный этап футпринтинга. С помощью социальных сетей можно получать информацию как с помощью социальной инженерии, так и с помощью обычных методов. Ниже приведена схема, какую информацию может извлечь злоумышленник из информации, находящейся в социальных сетях (рис. 1).

Основные социальные сети, используемые многими пользователями и компаниями: Facebook; ВКонтакте; LinkedIn; Twitter; одноклассники и т.д.

Дополнительную угрозу безопасности несет в себе интеграция друг с другом различных сервисов, например Foursquare (сервиса, позволяющего отмечать на карте свое местоположение и делиться этой информацией с друзьями) и Twitter (онлайн-сервис для ведения микроблогов) [5, 11].

С помощью объединения методов социальной инженерии и социальных сетей мы можем узнать IP-адрес жертвы. Выходим с лицом на контакт в социальной сети с помощью специальных сервисов (например, <http://www.myiptest.com>), передаем жертве сформированную ссылку, отправляем его пе-

реадресацией на другой сайт, а сами получаем IP-адрес жертвы. Этот способ возможен, если жертва плохо разбирается в информационных технологиях.

Этапы футпринтинга. Тестирование на проникновение с помощью футпринтинга используется для поиска публично доступной информации об организации в Интернете. Вполне возможно, что аудитор сможет найти приватную информацию с помощью публичных ресурсов.



Рис. 1. Схема получения информации из социальных сетей

Для того чтобы обеспечить максимальную область тестирования с помощью футпринтинга, необходимо следовать этапам [4]:

Шаг 1: Получение необходимых разрешений.

Если аудитор хочет попытаться получить информацию с помощью методов, не обговоренных в договоре с заказчиком, необходимо получить разрешение у ответственных лиц.

Шаг 2: Определение масштаба футпринтинга.

Под масштабами подразумевается, какие ИС заказчика будут протестированы. В основном эта информация указана в договоре либо аудитор сам определяет границы.

Шаг 3: Проведение футпринтинга с помощью метода поисковых систем.

Шаг 4: Проведение футпринтинга веб-сайта.

Шаг 5: Проведение футпринтинга электронной почты.

Шаг 6: Проведение футпринтинга с помощью Google.

Шаг 7: Проведение футпринтинга с помощью WhoIs.

Шаг 8: Проведение футпринтинга с помощью DNS.

Шаг 9: Проведение сетевого футпринтинга.

Шаг 10: Проведение социальной инженерии.

Шаг 11: Документирование всей информации, которую удалось найти.

Аудитор может на свое усмотрение менять порядок либо вообще убирать определённые этапы. Этот список шагов необходим для того, чтобы обеспечить максимальную область действия футпринтинга. Таким образом, в данной статье представлены базовые средства проведения теста на проникновение информационной системы.

Литература

1. 3DNews. Новости Software [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.3dnews.ru/909160>, свободный (дата обращения: 05.05.2015).

2. Журнал Информационная безопасность. – 2013. – №5. – С. 32–33.

3. Steve D.F. Ethical Hacking and Countermeasures v8 Module 02: Footprinting and Reconnaissance (СЕНv8), EC-Council. – Albuquerque, New Mexico: USA, 2014. – 261 p.

4. Steve D.F. Ethical Hacking and Countermeasures v8 Module 04: Enumeration (CEHv8), EC-Council. Albuquerque, New Mexico: USA, 2014. – 516 p.
5. Петренко С.А. Инсайд / С.А. Петренко, Н.М. Михайлов // Защита информации. – СПб., 2014. – Т. 1500, №2. – С. 33.
6. Penetration Testing A Hands-On Introduction to Hacking [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.nostarch.com/pentesting>, платный (дата обращения: 02.04.2015).
7. Бондарчук С.С. Проблема информационной безопасности производства нанoeлектроники/ С.С. Бондарчук, Д.Д. Зыков, Р.В. Мещеряков // Доклады ТУСУРа. – 2010. – №1(21). – С. 93–94.
8. Рубанов С.А. Гибридная система обнаружения вторжений на базе нечеткого классификатора с использованием жадного и генетического алгоритмов / С.А. Рубанов, И.А. Ходашинский, Р.В. Мещеряков // Вопросы защиты информации. – 2013. – № 4 (103). – С. 67–72.
9. Ходашинский И.А. Методы нечеткого извлечения знаний в задачах обнаружения вторжений / И.А. Ходашинский, И.В. Горбунов, Р.В. Мещеряков // Вопросы защиты информации. – М.: ФГУП ВНИИ, 2012. – № 1. –С. 45–50.
10. Ануфриева Н.Ю. Оценивание результативности работы центра информационного обслуживания / Н.Ю. Ануфриева, Р.В. Мещеряков, Г.А. Шевцова // Изв. вузов. Приборостроение. – 2012. – Т. 55, № 11. – С. 63–66.
11. Мещеряков Р.В. Концептуальные вопросы информационной безопасности региона и подготовки кадров / Р.В. Мещеряков, А.А. Шелупанов // Труды СПИИРАН. – 2014. – № 3(34). – С. 136–159.

Туманов Сергей Андреевич

Ст. преподаватель каф. защиты информации НГТУ

Тел.: 8-923-104-27-27

Эл. почта: Serg-tum@mail.ru

Tumanov S.A.

Penetration testing tools for information systems

Penetration testing has a various vectors of attack. The auditor should not miss potential ways of penetration. In the article we consider the methodology of creating scenarios of penetration testing, which denotes the sequence of actions of the auditor. The tester should perform this methodology for the best result.

Keywords: penetration testing, reconnaissance, footprinting, information security audit.

УДК 004.056

М.А. Стюгин

Защита интернет-ресурсов по технологии движущейся цели

Представлен новый метод построения защищенных интернет-приложений, основанный на технологии движущейся цели (moving target defense). Сделано расширение данной технологии к общей проблеме защиты систем от исследования и разработан алгоритм построения защищенных от исследования систем с неограниченным количеством дополнительных параметров. На основе данного алгоритма можно строить системы защиты от атак SQL-инъекций, CSS-атак и пр. Взаимодействие с интернет-приложением построено таким образом, что когда злоумышленник пытается исследовать ресурс, он получает информацию, интерпретируя которую, он получает все более и более сложную структуру системы. Данные технологии позволяют защитить веб-сайты от несанкционированного доступа и исследовать поведение злоумышленника. Исследование поведения злоумышленника дает возможность поиска уязвимостей, не известных на этапе проектирования системы. В данной работе представлен пример реализации подобной технологии.

Ключевые слова: информационная безопасность, технология движущейся цели, SQL-инъекции, защита от исследования.

Предоставление надежной защиты для веб-сайтов является наиболее сложной задачей разработки систем информационной безопасности. Веб-приложения, как правило, должны быть доступны для всех пользователей в Интернете. И это является причиной того, что существует соответствующая плоскость атаки, которую невозможно устранить. Поскольку веб-сайты получают данные из внешней среды, это создает уязвимости, которые могут быть реализованы злоумышленниками. Риски безопасности подобных ресурсов не могут быть определены заранее, поскольку существует множество уязвимостей, которые будут открыты в будущем. Данные уязвимости могут быть критическими для системы. Кроме того, злоумышленник может осуществить рекогносцировку системы перед атакой на нее, что может дать ему дополнительное преимущество над защитником. Существует общая технология устранения таких преимуществ злоумышленника. Данный метод назван защитой на основе движущейся цели (moving target defense – MTD) и основан на непрерывном изменении системы. Поэтому когда атакующий осуществляет рекогносцировку, он не может получить актуальную информацию, которую можно использовать в следующий момент времени.

Практически любой атаке предшествует процесс рекогносцировки. На основании полученной информации злоумышленник пытается реализовать те или иные эксплойты. Введя в информационную систему динамические параметры, мы можем сделать процесс рекогносцировки бесполезным или малоэффективным. Основанная на этом технология MTD уже стала неким трендом построения систем информационной безопасности. Наиболее полное изложение технологии и ее применения можно найти в публикациях [1] и [2]. Существуют практические реализации таких методов в области виртуализации [3], программно-определяемых сетей [4], рандомизации виртуальной памяти (address space layout randomization – ASLR) и пр. Существуют подобные реализации и в области защиты веб-серверов [1]. Однако все они, как правило, сводятся к динамическим именам переменных, таблиц в базах данных и пр.

Недостатком всех предложенных методов в области MTD является то, что схемы защиты на их основе также остаются стереотипными. Другими словами, если злоумышленник изучил конкретный метод MTD на одной системе, то он может использовать полученную информацию для исследования других систем, где применяется тот же метод MTD. Проблема заключается в том, что сама схема MTD также должна быть защищена от исследования. Это требует более общей постановки задачи защиты от исследования и получения метода MTD, который позволял бы строить нестереотипные системы за счет введения дополнительных параметров.

Целью данной работы является разработка алгоритма MTD, защищенного от исследования злоумышленником, и построения на его основе метода защиты интернет-ресурсов от преднамеренных атак.

Проблема защиты от исследования систем. Получение новой информации – это исследование системы, при котором мы интерпретируем информацию в соответствии с гипотезами относительно ее структуры. То есть даже в исследовании некая информация всегда априорно предшествует действиям, иначе мы не сможем интерпретировать получаемую от системы обратную связь. На этом основывается принцип защиты от исследования систем: чтобы сохранить функциональную структуру системы от несанкционированных воздействий, надо ее разнообразить до такой степени, чтобы для непосвященного исследователя она представляла хаос, относительно структуры которого трудно сформулировать однозначную гипотезу. Достаточно подробно этот вопрос был раскрыт в [7]. В данной статье мы не будем подробно рассматривать методологию защиты от исследования систем, а сосредоточимся на выводе алгоритма модификации структуры информационной системы, сходной по своей сути с технологией МТД.

Таким образом, защита от исследования не накладывает каких-либо ограничений на действия злоумышленника, а управляет информацией, на основе которой он принимает решения. Это дает снижение риска сразу по всему множеству (даже не открытых) уязвимостей, так как блокирует информативную обратную связь при попытке исследования системы. Технология, о которой идет речь в данной работе, основана на искусственном усложнении системы путем введения в нее «бессмысленных» параметров. Однако результат, который мы достигаем в результате ее реализации, заключается как раз в отклонении структуры системы в область нестереотипных шаблонов вплоть до полного хаоса для стороннего наблюдателя.

Предлагаемая технология защиты от исследования заключается в функциональном изменении процессов в системе в соответствии с некой концепцией уникальности. Полученный алгоритм показан на рис. 1.

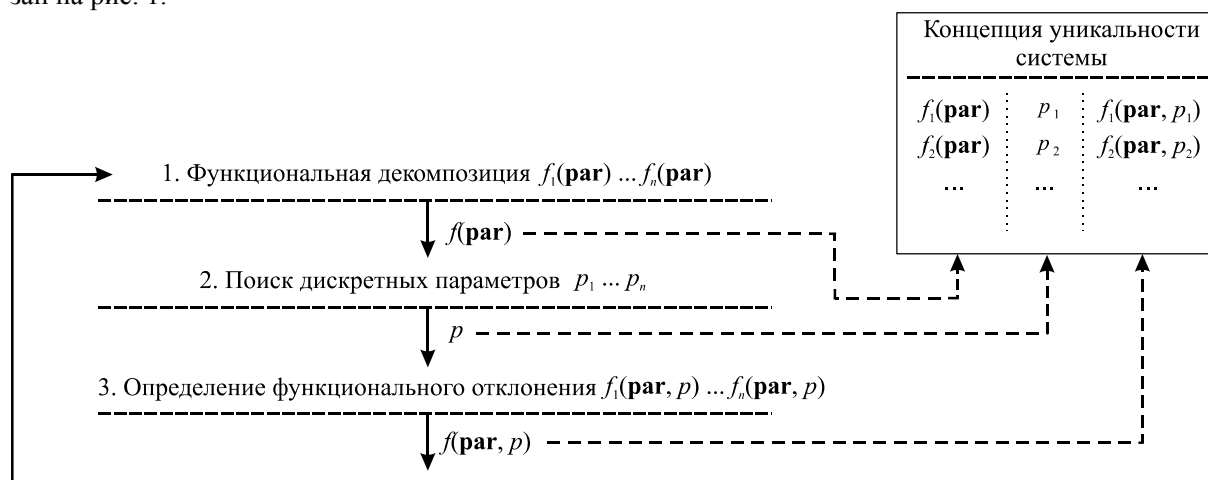


Рис. 1. Алгоритм построения «уникальной» системы

На первом шаге мы производим функциональную декомпозицию системы, целью которой является выделение подпроцессов для конкретной цели ($f_1(\mathbf{par})...f_n(\mathbf{par})$), где \mathbf{par} – любые параметры процесса (множество). Например, доступ к базе данных – это последовательная аутентификация, соединение с базой данных и формирование запроса. Аутентификацию в свою очередь можно разбить на ввод логина и пароля и т.д.

Второй шаг – для конкретных процессов, полученных в ходе функциональной декомпозиции, мы ищем возможные дополнительные параметры, имеющие дискретный характер ($p_1...p_n$). Например, время в минутах, позиция символов, номер сессии и т.д.

После определения дискретных параметров мы вводим бессмысленное отклонение исходного процесса по его значению ($f_1(\mathbf{par}, p)...f_n(\mathbf{par}, p)$). Например, для ввода пароля – это смещение символов на клавиатуре в зависимости от их позиции в строке, для коммутации – это перераспределение портов и адресов хостов в сети от номера сессии и пр. Функция отклонения должна быть отражена в концепции уникальности системы. Зная ее, мы можем восстановить исходную функциональную структуру.

Что нам это дает? Исходное значение функции $f(\mathbf{par})$ является стереотипной схемой, относительно которой злоумышленник пытается произвести атаку. Если мы ее изменяем, то не даем со-

вершить стандартные действия и склоняем нарушителя к исследованию. Но исследование возможно только в том случае, если злоумышленник правильно определит гипотезу (дополнительные параметры) новой функции. В противном случае он не сможет получить информативной обратной связи от «черного ящика». Для случая одного дополнительного параметра $f(\mathbf{par}, p_1)$ зависимость получить достаточно просто, а следовательно, и сформулировать правильную гипотезу. Но параметров в процесс можно ввести бесконечно много – $f(\mathbf{par}, p_1, p_2, \dots, p_n)$, тем самым мы делаем структуру системы все более сложной для ее исследования потенциальным злоумышленником.

Защита от исследования веб-сервера. Усложняя процессы в информационных системах, необходимо точно осознавать возможную область для таких модификаций. Многие процессы, такие как стек протокола в операционной системе, принципы коммутации и пр., не поддаются усложнению (или по-другому можно сказать, что их усложнение чрезмерно затратно), но в целом в любые процессы можно вводить дополнительные параметры и формировать для них «концепцию уникальности». Эти идеи были заложены в разработку целого комплекса программных модулей для защиты от исследования систем (проект Reflexion Web, в настоящий момент резидент Инновационного центра Сколково). В области безопасности рациональнее закрывать от исследования самые популярные уязвимости, совершая атаку по которым, нарушитель не получал бы информативной обратной связи. Сценарий такого подхода достаточно прост – пытаюсь реализовать простые уязвимости, злоумышленник не наблюдает «сопротивления» системы, а следовательно, тратит много времени на «распутывание» логики ее работы. Можно сказать, что он «вязнет» в системе, так как будучи не в состоянии правильно интерпретировать обратную связь, он не совершает действий в рамках поставленной цели. В это время приложение легко протоколирует несанкционированную активность, т.к. обнаруживает действия по стереотипным схемам.

Разработанные в настоящее время приложения для веб-сервера относятся к защите сервера от SQL-инъекций. Это наиболее популярный вид уязвимостей, а поэтому и наиболее оправданный с точки зрения защиты от исследования. Далее мы рассмотрим принципы работы этих двух модулей.

Первый пример достаточно прост в реализации, так как является функцией всего одного фиксированного параметра и не требует настройки «концепции уникальности». Принцип работы модуля схож с сетевым устройством HoneyPot. Как известно, данное устройство эмулирует несуществующую сеть как часть реальной и используется в качестве приманки для нарушителя. Оно сдерживает несанкционированную активность и позволяет изучить нарушителя на «безопасной территории». В рамках предложенного алгоритма устройство HoneyPot можно интерпретировать как защиту от исследования системы с отклонением по единственному параметру. В нашем случае мы аналогично создаем копию структуры базы данных, которая выдается за реальную при обнаружении несанкционированной активности.

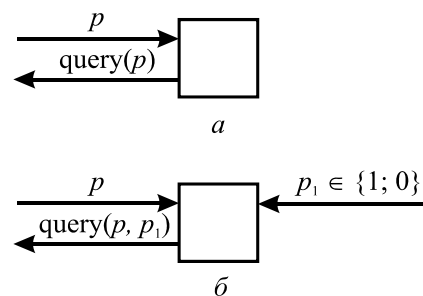


Рис. 2. Обращение к базе данных

Мы вводим в этот процесс дополнительный параметр – p_1 (рис. 2, б). Он может принимать всего два значения – 0 и 1. Значение единицы он принимает в том случае если регулярные выражения, проверяющие массивы GET и POST, обнаружили характерные символы для атак ISS и SQL-инъекций.

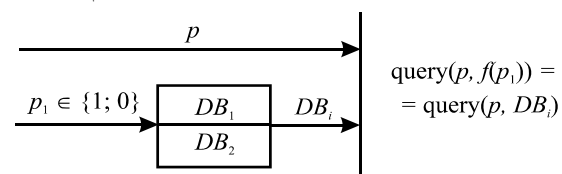


Рис. 3. Формирование запроса к базе данных

Формирование запроса к базе данных показано на рис. 3. DB_1 – исходная (оригинальная) база данных сайта. На ее основе создается копия – DB_2 , из которой можно убрать (подменить) нужную информацию. Кроме того, не представляет риска удаление и модификация информации в данной БД. Если по регулярным выражениям модуль опознает атаки ISS и SQL-инъекций, то параметр p_1 принимает значение 1 и система переключается к базе данных DB_2 , а также протоколирует данные массива

SERVER, содержащего IP-адрес злоумышленника, версию браузера, тип операционной системы и т.д.

Пытаясь реализовать атаку, злоумышленник не встречает сопротивления системы, а поэтому попадает на ту же самую приманку, что и в системе HoneyPot. Для исследования системы ему необходимо получить информативную обратную связь, а это в свою очередь возможно, если будет найдена функция $f(p_1)$ – функция работы регулярных выражений.

Данный модуль очень посредственно иллюстрирует метод защиты от исследования, так как не содержит концепции уникальности (точнее, она всегда постоянна и состоит из одного параметра), однако он очень прост в установке и не требует никаких дополнительных настроек. Далее мы рассмотрим расширенный вариант модуля работы с базой данных, позволяющего настраивать концепцию уникальности системы.

Модуль работы с базой данных. Поскольку подключаемые модули не могут влиять на структуру запроса к базе данных, то все, что мы можем сделать, – это увеличить многообразие того, на чем непосредственно строится запрос, т.е. структуру и содержание базы данных. Алгоритм защиты от исследования требует введения множества дискретных параметров $p_1 \dots p_n$, относительно которых можно ввести функцию отклонения системы $f(p_1, \dots, p_n)$. Поскольку результатом должен быть запрос $query(p, f(p_1, \dots, p_n)) = query(p, DB_i)$, то функция f есть отображение на множество баз данных:

$$f(p_1, \dots, p_n) \in \{DB_1, DB_2, DB_2^1, DB_2^2, \dots, DB_2^m\}.$$

Принцип формирования запроса для такой функции показан на рис. 4.

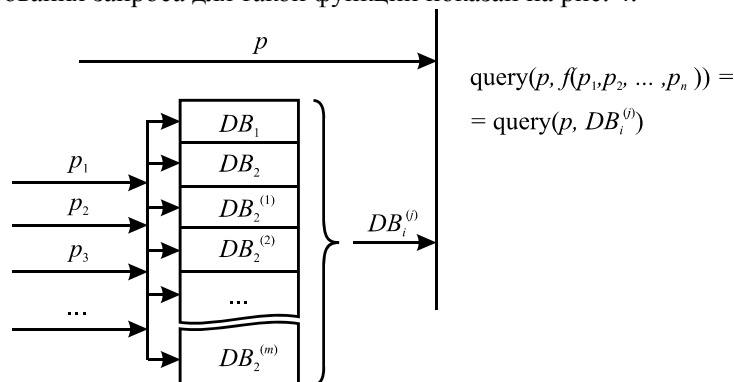


Рис. 4. Формирование запроса к базе данных

Запись баз данных с двумя индексами отражает принцип их формирования. DB_1 – исходная (оригинальная) база данных сайта. DB_2 – как и в предыдущем примере, копия ее структуры с пустыми таблицами. Если в концепции уникальности прописаны правила модификации структуры в зависимости от найденных параметров, то структура DB_2 меняется и формируется новое состояние $DB_2^{(j)}$.

Концепция уникальности позволяет администратору настраивать индивидуальную функциональную структуру системы. Она может быть выполнена в виде xml-файла или любого другого файла конфигураций. Структура концепции показана в таблице.

Концепция уникальности системы

Тип параметра	Параметр	Тип функции	Функция
1	DELETE	1	DB_2
2	UNION + LOAD FILE	3	+1
3	USERS	2	$pass = md5(pass)$
...

Тип параметра: 1 – оператор языка SQL; 2 – пара операторов SQL; 3 – имена таблиц.

Тип функции: 1 – выбор базы данных; 2 – количество столбцов; 3 – значение столбцов.

Для примера из таблицы рассмотрим принцип работы модуля. Если в SQL-запросе встречается оператор DELETE, то происходит переадресация к базе данных DB_2 . Вторая строка: если одновре-

менно встречаются операторы UNION и LOAD_FILE, то в таблицу вставляется дополнительный столбец. Это может быть необходимо для запрета загрузки файлов. Если в исходной таблице и в объединяемой количество столбцов не совпадает, то база данных выдает ошибку. И последняя строчка: если в тексте SQL-инъекции запрашивается таблица USERS, то над каждой ее строкой в базе данных DB_2 выполняется оператор UPDATE с указанной функцией. В данном случае для каждого пароля еще раз высчитывается хэш-свертка.

Такой подход позволяет администратору добавлять в работу сайта (запрос к базе данных) любые дополнительные параметры и строить, таким образом, уникальную с точки зрения защиты от исследования систему.

Работа системы. Работу модулей можно проиллюстрировать следующим образом. В поисках уязвимостей первое, что сделает злоумышленник, – попытается определить, есть ли на сайте проверка параметров, передаваемых через массивы GET и POST. Для этого он может ввести в запросе одинарную кавычку или конструкции “=1 and 1=1”, “=1 and 1=0” и т.п. Любые простые запросы система переадресует к исходной базе данных, и нарушитель может сделать вывод о возможности успешной атаки. Однако дальнейшие его исследования будут располагаться на множестве $\{DB_1, DB_2, DB_2^1, DB_2^2, \dots, DB_2^m\}$ и вряд ли дадут ему сколько-нибудь значительную информативную обратную связь. Кроме того, модуль сразу запротоколирует источник несанкционированной активности (IP-адрес, версию браузера, тип операционной системы и т.д.).

Выводы. В данной работе был предложен новый метод построения защиты на основе технологии MTD с возможностью защиты от исследования не только информационной системы, но и самой схемы преобразования системы на основе MTD. Получен алгоритм проектирования таких информационных систем. Данный метод был реализован на примере защиты интернет-ресурсов от преднамеренных атак (программная система Reflexion Web). Был проведен эксперимент, включающий в себя попытки исследования защищенных веб-ресурсов с применением модулей Reflexion Web и без них, в том числе с применением ORM-модуля, описанного в [1], для защиты от исследования базы данных. Информация об используемой технологии защиты являлась открытой. ORM-модуль не обеспечил должной защиты от исследования, поскольку менял наименования сущностей базы данных только в определенные интервалы времени, в течение которых структура оставалась неизменной. Кроме того, он оказался неэффективен для исследования, где вместо наименований сущностей использовался их порядок в базе данных. Структура данных с использованием ORM-модуля была раскрыта в 2 случаях из 10. Структура базы данных с использованием модуля Reflexion Web не была получена ни в одном эксперименте.

В целом тестирование данных систем и анализ их работы дали положительные результаты. При использовании трех и более параметров в «концепции уникальности» злоумышленник тратил достаточно много времени на попытку рекогносцировки в системе и в конечном счете отказывался от дальнейшего исследования. При этом полученные сигнатуры поведения злоумышленника позволяли с 80%-ной точностью идентифицировать его при попытке атак на другие веб-серверы.

Литература

1. Jajodia S. Moving Target Defense. Creating Asymmetric Uncertainty for Cyber Threats / S. Jajodia, A.K. Ghosh, V. Swarup et al. – London: Springer, 2011. – 184 p.
2. Moving Target Defense II. Application of Game Theory and Adversarial Modeling / S. Jajodia, A.K. Ghosh, V. Swarup et al. – London: Springer, 2013. – 203 p.
3. Moving target defense (MTD) in an adaptive execution environment. / A. Paulos, P. Pal, R. Schantz, B. Benyo // ACM International Conference Proceeding Series. 8th Annual Cyber Security and Information Intelligence Research Workshop: Federal Cyber Security R and D Program Thrusts. – Oak Ridge: ACM Series, 2013. – P. 125–143.
4. Carvalho M. Moving-target defenses for computer networks. / M. Carvalho, R. Ford // IEEE Security and Privacy. – 2012. – Vol. 12, Iss. 2. – P. 73–76.
5. Li J.E. Address-space randomization for windows systems / J.E. Li, R. Sekar // Proceedings of 2006 Annual Computer Security Applications Conference (ACSAC). – Miami Beach: AC SAC, 2006. – P. 329–338.
6. Jafar Q.D. Openflow random host mutation: Transparent moving target defense using software-defined networking / Q.D. Jafar, E. Al-Shaer // Proceedings of the 1st Workshop on Hot Topics in Software Defined Networking (HotSDN). – Helsinki: ACM Series, 2012. – P. 127–132.

7. Styugin M. Protection against system research / M. Styugin // Cybernetics and Systems. – 2014. – Vol. 45, Iss. 4. – P. 362–372.

Стюгин Михаил Андреевич

Доцент каф. прикладной математики и компьютерной безопасности

Института космических и информационных технологий Сибирского федерального университета.

Тел.: 8 (391) 294-95-34

Эл. почта: styugin@gmail.com

Styugin M.A.

A new method of security development for web services based on moving target defense (MTD) technologies

This article describes a new method of security development for web services based on moving target defense (MTD) technologies. This method addresses the security of websites from attackers that employ SQL-injection, cross-site scripting, etc. The system interaction is built so that when the adversary tries to investigate the system structure, he obtains ever-increasing complexity of information from the system.

These technologies allow us to defend websites from users with malicious intent and to research the behavior of those attackers. Researching the behavior of such intruders affords us the opportunity to find new vulnerabilities. This paper provides the examples of these technologies.

Keywords: information security, moving target defense, SQL-injection, protection from research.

УДК 004.052

С.Ю. Мельников

Неавтономные двоичные регистры сдвига, сохраняющие значковые статистические свойства входной последовательности

Рассматриваются классы двоичных регистров сдвига, обеспечивающих равенство относительных частот встречаемости единиц во входной и выходной последовательностях длины N с точностью до $O(1/N)$. Построен критерий принадлежности регистра к этому классу, доказан ряд утверждений о свойствах функций выходов. Доказано, что мощность этого класса растет как двойная экспоненциальная функция от длины регистра.

Ключевые слова: генератор случайных последовательностей; регистр сдвига; граф де Брейна.

При построении генераторов случайных последовательностей часто используется каскадный метод, который заключается в выработке результирующих последовательностей из исходных с помощью автоматных преобразований, реализуемых в так называемых узлах усложнения. К таким узлам можно предъявить требование увеличения линейной сложности и другие требования. Естественным требованием является и то, чтобы равновероятная (по знакам) входная последовательность преобразовывалась бы в равновероятную. Случай, когда в качестве вероятностной модели входной последовательности автомата принимается модель независимых случайных величин, равномерно распределенных на входном алфавите автомата, хорошо изучен (см., например, [1, 2]). Однако последовательности, с которыми обычно приходится иметь дело при построении генераторов случайных последовательностей, «псевдослучайны», и говорить о независимости или об определенном виде зависимости (и вообще пользоваться вероятностными моделями) для их членов можно лишь с определенной степенью условности. С другой стороны, в ряде случаев можно иметь надежные границы для частот встречаемости знаков или n -грамм в этих последовательностях [3].

В статье рассматриваются автоматы, которые гарантируют, что частоты знаков во входной и выходной последовательностях будут не сильно различаться между собой. Пусть $A = (X, Y, Q, h, f)$ – конечный автомат Мили с двоичными входным и выходным алфавитами $X = Y = \{0, 1\}$, множеством состояний Q , функцией переходов $h: Q \times X \rightarrow Q$, функцией выходов $f: Q \times X \rightarrow Y$. Начальное состояние, входную и выходную последовательности автомата обозначим $q^{(0)} \in Q$, $(x^{(1)}, x^{(2)}, \dots)$,

$(y^{(1)}, y^{(2)}, \dots)$. Значение предела $\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \sum_{j=1}^t x^{(j)}$, в случае его существования, можно интерпретировать

[4] как среднюю частоту единиц в последовательности $(x^{(1)}, x^{(2)}, \dots)$.

Назовем A автоматом, сохраняющим значковые статистические свойства входной последовательности, если равенство

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \sum_{j=1}^t x^{(j)} = \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \sum_{j=1}^t y^{(j)} \quad (1)$$

выполняется для всех $q^{(0)} \in Q$ и всех бесконечных двоичных периодических (возможно, с подходом) последовательностей $(x^{(1)}, x^{(2)}, \dots)$.

Примером автомата, сохраняющего значковые статистические свойства входной последовательности, может служить произвольный конечный автомат Мили с функцией выходов $f_0(q, x) = x$.

Выходная последовательность такого автомата совпадает с входной, что обеспечивает справедливость равенства (1).

Статья является развитием работ [5, 6], в которых изучалось совместное поведение величин $\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \sum_{j=1}^t x^{(j)}$ и $\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \sum_{j=1}^t y^{(j)}$ для различных автоматов. Статья содержит три параграфа. В первом

параграфе рассматриваются основные свойства функций выходов регистров сдвига, сохраняющих значковые статистические свойства входной последовательности, во втором доказывается критерий принадлежности регистра исследуемому классу, в третьем даются оценки мощности класса таких регистров.

1. Основные свойства регистров сдвига, сохраняющих значковые статистические свойства входной последовательности. Пусть V_n – пространство n -мерных двоичных векторов, F_n – множество всех булевых функций от n аргументов, $n=1,2,\dots$. Для булевой функции $f(x_1, x_2, \dots, x_n) \in F_n$ через $A_f = (X = \{0,1\}, V_n, Y = \{0,1\}, h, f)$ обозначим автомат Мура, являющийся двоичным проходным регистром сдвига с накопителем размера $n \geq 1$, множеством состояний V_n , функцией переходов h , определяемой по правилу $h((a_1, \dots, a_n), x) = (a_2, \dots, a_n, x)$, где $x, a_i \in \{0,1\}$, $i=1,2,\dots,n$, функцией выходов $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$.

Пример. $n=9$, $f(x_1, x_2, \dots, x_9) = x_1 \oplus x_1 x_2 \dots x_8 \oplus x_2 x_3 \dots x_9$. Ниже (Утверждение 9) показано, что A_f сохраняет значковые статистические свойства входной последовательности. Проводился следующий компьютерный эксперимент. Генерировался случайный двоичный вектор размера 9, который служил начальным состоянием автомата A_f . На вход автомата подавалась случайная двоичная последовательность $x^{(1)}, x^{(2)}, \dots, x^{(50)}$ длины 50, генерировалась выходная последовательность $y^{(1)}, y^{(2)}, \dots, y^{(50)}$. Вычислялись значения $\sum_{i=1}^{50} x^{(i)}$ и $\sum_{i=1}^{50} y^{(i)}$ сумм единиц во входной и выходной последовательностях. Эксперимент проводился 48 000 000 раз. Результаты эксперимента приведены на рис. 1. По горизонтальным осям откладывались значения $\sum_{i=1}^{50} x^{(i)}$ и $\sum_{i=1}^{50} y^{(i)}$, по вертикальной оси откладывалась частота встречаемости этой пары значений в серии экспериментов. Для генерирования случайных данных использовалась функция RandomInteger пакета Mathematica ver. 10.0.

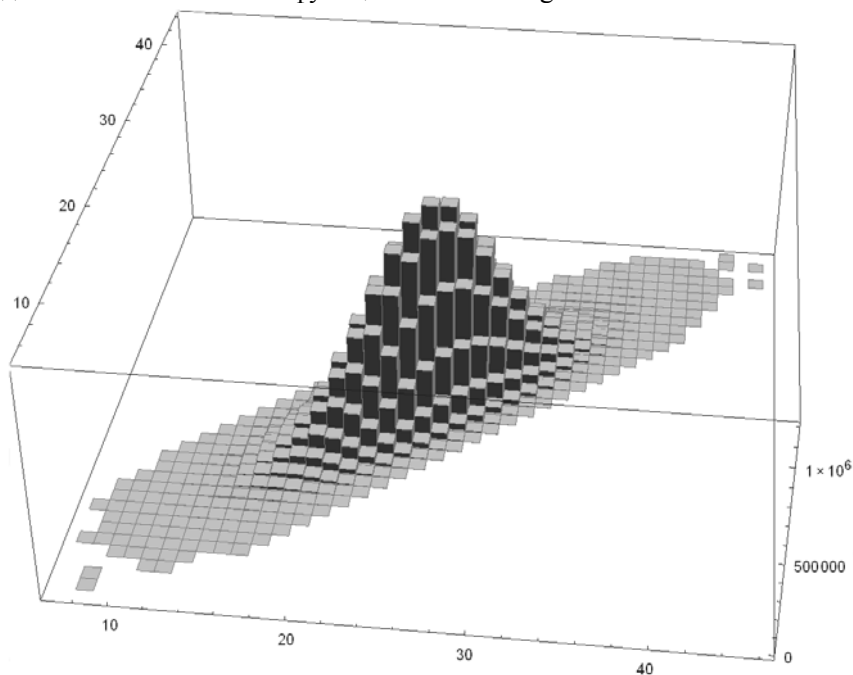


Рис. 1. Результаты эксперимента для функции $x_1 \oplus x_1 x_2 \dots x_8 \oplus x_2 x_3 \dots x_9$

На рисунке наглядно видно, что значения $\sum_{i=1}^{50} x^{(i)}$ и $\sum_{i=1}^{50} y^{(i)}$ близки друг к другу, и более того, выполняется неравенство $\left| \sum_{i=1}^{50} x^{(i)} - \sum_{i=1}^{50} y^{(i)} \right| \leq \text{const}$.

Множество функций $f(x_1, x_2, \dots, x_n) \in F_n$, для которых автомат A_f сохраняет значковые статистические свойства входной последовательности, обозначим M_n . В работе [5] показано, что геометрическое место точек $\left(\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \sum_{j=1}^t x^{(j)}, \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \sum_{j=1}^t y^{(j)} \right)$ в квадрате $[0,1] \times [0,1]$ является выпуклым многоугольником. Многоугольники регистров A_f с функциями из этого класса являются в определенном смысле минимальными. Они в точности совпадают с диагональю квадрата, т.е. отрезком $[(0,0), (1,1)]$.

Замечание 1. На первый взгляд может показаться, что рассматриваемый класс должен состоять из всех равновероятных булевых функций (т.е. тех функций, вес которых равен 2^{n-1}). Однако, как показывает следующий простой пример для функции $x_1 \oplus x_2 \oplus x_3$, это не так. Предположим, что на вход $A_{x_1 \oplus x_2 \oplus x_3}$ поступает периодическая последовательность с периодом (10010011) длины 8. Очевидно, относительная частота встречаемости единиц в ней равна $1/2$, и даже частоты встречаемости биграмм 00, 01, 10, 11 равны $1/4$. Но выходная последовательность имеет период (11111010), и поэтому предел относительной частоты встречаемости единиц в выходной последовательности автомата $A_{x_1 \oplus x_2 \oplus x_3}$ равен $3/4$. ■

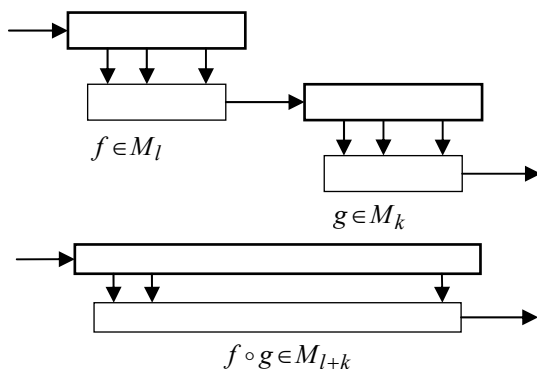


Рис. 2. Композиция двух функций

Замечание 2. Координатные функции x_1, x_2, \dots, x_n не изменяют статистических свойств входной последовательности и поэтому принадлежат M_n .

Замечание 3. Рассмотрим последовательное соединение двух проходных регистров сдвига (рис. 2). Очевидным образом можно определить операцию композиции функций, которая функциям $f \in M_l$ и $g \in M_k$ ставит в соответствие функцию $f \circ g \in M_{l+k}$, однако далеко не все функции из M_{l+k} представимы в таком виде, т.е. допускают декомпозицию.

Замечание 4. В [6] показано, что все точки графика вероятностной функции ($[1]$) автомата A_f принадлежат его многоугольнику. Отсюда вытекает, что у любой функции из M_n вероятностная функция является линейной, т.е. полиномом первой степени. Однако не все булевы функции с линейным вероятностным полиномом принадлежат M_n .

Назовем двоичную бесконечную последовательность $\chi = (x^{(1)}, x^{(2)}, \dots)$ *1-равновероятной* в случае, когда существует предел $\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \sum_{j=1}^t x^{(j)}$ и

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \sum_{j=1}^t x^{(j)} = \frac{1}{2}.$$

Оказывается, «почти все» двоичные бесконечные последовательности являются 1-равновероятными.

Утверждение 1. [7, гл. 2]. Пусть (w_0, w_1, \dots) – представление действительного числа $\lambda \in (0,1)$ в виде двоичной бесконечной дроби. (В случае неоднозначного представления выбираем последова-

тельность с бесконечным количеством нулей). Мера Лебега множества тех $\lambda \in (0,1)$, для которых последовательность (w_0, w_1, \dots) является 1-равновероятной, равна 1.

К регистрам сдвига A_f , которые могут использоваться в качестве узлов генераторов псевдослучайных чисел для преобразования двоичных последовательностей, логично предъявить требование, чтобы 1-равновероятные последовательности перерабатывались бы в 1-равновероятные. Такое требование представляется вполне естественным и особенно важным в тех случаях, когда имеются определенные сомнения в независимости (в вероятностном смысле) членов входной последовательности.

Ниже показано, что класс M_n – единственный (с точностью до инверсии) класс, удовлетворяющий сформулированному выше требованию, в следующем смысле. Пусть $f(0,0,\dots,0)=0$. Если $f \notin M_n$, то существует такая 1-равновероятная последовательность $\chi = (x^{(1)}, x^{(2)}, \dots)$, для которой $\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \sum_{j=1}^t x^{(j)} = \frac{1}{2}$, но $\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \sum_{j=1}^t f(x^{(j)}, \dots, x^{(j+n-1)}) \neq \frac{1}{2}$. Иными словами, либо автомат A_f сохраняет (инвертирует) значковые свойства входа для любой последовательности χ , либо для некоторой 1-равновероятной входной последовательности он их не сохраняет.

Утверждение 2. Пусть $f \notin M_n$, $f(0,0,\dots,0)=0$, $n=2,3,\dots$. Существует 1-равновероятная последовательность $(x^{(1)}, x^{(2)}, \dots)$, для которой определен предел $\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \sum_{j=1}^t f(x^{(j)}, \dots, x^{(j+n-1)})$ и

$$\left| \lim_{t \rightarrow \infty} \frac{1}{t} \sum_{j=1}^t f(x^{(j)}, \dots, x^{(j+n-1)}) - \frac{1}{2} \right| \geq \frac{1}{2} 4^{-n}.$$

Доказательство. Согласно результатам [6] для A_f определен выпуклый многоугольник R_f , все вершины которого имеют вид $(\frac{i}{N}, \frac{j}{M})$, где $1 \leq i \leq M \leq 2^n$, $1 \leq j \leq N \leq 2^n$. Отсюда вытекает, что если $f \notin M_n$, то в R_f найдется точка $(\frac{i}{N}, \frac{j}{M})$ с $\frac{i}{N} \neq \frac{j}{M}$. Заметим, что $\min_{1 \leq i, j, N, M \leq 2^n} \left| \frac{i}{N} - \frac{j}{M} \right| \geq \frac{1}{2^n(2^n - 1)} > 1/4^n, n \geq 2$.

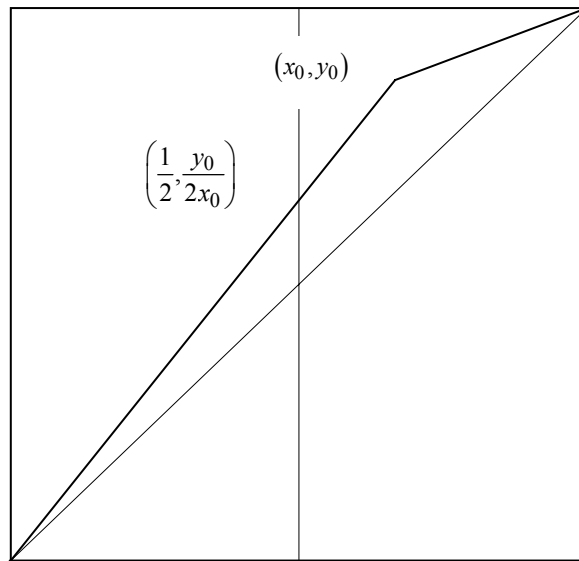


Рис. 3. Существование в R_f точки с абсциссой $\frac{1}{2}$

В силу геометрических соображений (см. рис. 3) в R_f существует точка с абсциссой $1/2$, ордината которой отличается от $1/2$ больше чем на $1/2 \cdot 4^{-n}$. Согласно [8] это и означает существование требуемой последовательности.

Графом переходов автомата A_f является двоичный граф G_n де Брейна степени n , т.е. ориентированный граф с множеством вершин V_n , содержащий дугу, выходящую из вершины (a_1, a_2, \dots, a_n) и заходящую в вершину (b_1, b_2, \dots, b_n) в том и только в том случае, когда $(a_2, a_3, \dots, a_n) = (b_1, b_2, \dots, b_{n-1})$. Будем считать, что такая дуга помечена «входным» символом b_n и «выходным» символом $f(a_1, a_2, \dots, a_n)$. Через $C(G_n)$ обозначим множество всех простых циклов в G_n . Следующее утверждение вытекает из теоремы 1 работы [5].

Утверждение 3. Регистр A_f сохраняет значковые свойства входной последовательности тогда и только тогда, когда f сохраняет вес каждого цикла c графа G_n де Брейна на 2^n вершинах, т.е.

$$\|f/c\| = \sum_{(x_1, x_2, \dots, x_n) \in c} f(x_1, x_2, \dots, x_n) = \sum_{(x_1, x_2, \dots, x_n) \in c} x_1 = \|c\|, c \in C(G_n),$$

где суммирование производится по всем двоичным векторам – вершинам цикла c .

Утверждение 4. Пусть $f \in M_n$, на вход регистра A_f с начальным состоянием $\alpha^{(0)} \in V_n$ поступает двоичная последовательность $x^{(1)}, x^{(2)}, \dots, x^{(N)}$, снимается выходная последовательность $y^{(1)}, y^{(2)}, \dots, y^{(N)}$, $N \geq 1$. Тогда

$$\left| \sum_{i=1}^N x^{(i)} - \sum_{i=1}^N y^{(i)} \right| \leq n.$$

Доказательство. Через $\alpha^{(N)}$ обозначим состояние, в которое перешел автомат A_f после обработки последовательности $x^{(1)}, x^{(2)}, \dots, x^{(N)}$, $\alpha^{(N)} \in V_n$. Пусть $\varepsilon^{(1)}, \varepsilon^{(2)}, \dots, \varepsilon^{(k)}$, $k \geq 0$ – кратчайшая входная двоичная последовательность, переводящая автомат A_f из состояния $\alpha^{(N)}$ в состояние $\alpha^{(0)}$. Соответствующую выходную последовательность обозначим $\delta^{(1)}, \delta^{(2)}, \dots, \delta^{(k)}$. Тогда входная последовательность $x^{(1)}, x^{(2)}, \dots, x^{(N)}, \varepsilon^{(1)}, \varepsilon^{(2)}, \dots, \varepsilon^{(k)}$ переводит A_f из состояния $\alpha^{(0)}$ в $\alpha^{(0)}$. Поэтому она может быть представлена в виде последовательности циклов в графе переходов автомата. Поэтому согласно предыдущему утверждению

$$\sum_{i=1}^N x^{(i)} + \sum_{i=1}^k \varepsilon^{(i)} = \sum_{i=1}^N y^{(i)} + \sum_{i=1}^k \delta^{(i)}.$$

Тогда $\sum_{i=1}^N x^{(i)} - \sum_{i=1}^N y^{(i)} = \sum_{i=1}^k \delta^{(i)} - \sum_{i=1}^k \varepsilon^{(i)}$. Заметим, что k не превосходит диаметра графа автомата

A_f , поэтому $k \leq n$, и тогда $0 \leq \sum_{i=1}^k \varepsilon^{(i)}, \sum_{i=1}^k \delta^{(i)} \leq n$. Отсюда вытекает доказываемое неравенство.

Утверждение 5. Если $f \in M_n$, то:

- 1) $f(0, 0, \dots, 0) = 0$, $f(1, 1, \dots, 1) = 1$.
- 2) $f(0, 1, 0, 1, \dots) + f(1, 0, 1, 0, \dots) = 1$.
- 3) f – равновероятна.

Доказательство. Эти свойства вытекают из того, что функции из класса M_n сохраняют вес произвольного цикла графа G_n . Для доказательства первого пункта достаточно рассмотреть два цикла, образованные петлями в нулевой и единичной вершинах, для второго – цикл (01), для третьего – полный цикл в графе.

Утверждение 6. Функции $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$, $f(x_n, x_{n-1}, \dots, x_1)$ и $\bar{f}(\bar{x}_1, \bar{x}_2, \dots, \bar{x}_n)$ принадлежат или не принадлежат M_n одновременно.

Доказательство. Обозначим перечисленные функции f , g , h . Функции f и h обладают центрально-симметричными относительно центра квадрата многоугольниками ([6]), и поэтому принадлежат или не принадлежат M_n одновременно. Пусть теперь $f \in M_n$. Покажем, что и $g \in M_n$. Пусть c – произвольный цикл в G_n и $(\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_l)$ – его двоичная запись. Тогда

$$\|f/c\| = \sum f(x_1, x_2, \dots, x_n) = \|c\| = \sum_{i=1}^l \varepsilon_i.$$

Через c' обозначим «обратный» к c цикл с двоичной записью $(\varepsilon_l, \varepsilon_{l-1}, \dots, \varepsilon_1)$. Очевидно,

$$\|g/c'\| = \|f/c\| = \sum_{i=1}^l \varepsilon_i = \|c\| = \|c'\|.$$

Поскольку соответствие между циклами и «обратными» к ним взаимно однозначно, в качестве c' может выступать произвольный цикл графа G_n . Это означает, что $g \in M_n$. Аналогично можно показать, что из того, что $g \in M_n$, вытекает $f \in M_n$.

Утверждение 7. Пусть $f \in M_n$ и f отлична от координатных функций. Тогда f является нелинейной по всем аргументам, от которых она существенно зависит.

Доказательство. Предположим противное: пусть $f = g \oplus x_i$, где функция g не зависит от x_i . Поскольку $f \in M_n$, для произвольного цикла c графа G_n должно выполняться равенство

$$\left\| \frac{g \oplus x_i}{c} \right\| = \|c\|.$$

Множество векторов, составляющих цикл c , представим в виде объединения двух множеств $c = c^0 \cup c^1$, где c^0 – векторы из c , i -я координата которых равна нулю, c^1 – векторы из c , i -я координата которых равна 1. Преобразуем последнее равенство:

$$\begin{aligned} \sum_{\alpha \in c^0} (g(\alpha) \oplus x_i) + \sum_{\alpha \in c^1} (g(\alpha) \oplus x_i) &= \|c\|, \\ \sum_{\alpha \in c^0} g(\alpha) + \|c\| - \sum_{\alpha \in c^1} g(\alpha) &= \|c\|, \\ \sum_{\alpha \in c^0} g(\alpha) &= \sum_{\alpha \in c^1} g(\alpha). \end{aligned}$$

Покажем, что отсюда вытекает, что функция g тождественно равна нулю. Взяв в качестве c петлю графа G_n в нулевой вершине, получим $g(0, 0, \dots, 0) = 0$. Рассмотрим цикл веса 1 длины n . Имеем:

$$2g(0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0) = g(1, 0, \dots, 0) + g(0, 1, 0, \dots, 0) + \dots + g(0, 0, \dots, 1)$$

(здесь единица в аргументах функции в левой части равенства стоит на i -м месте). Поскольку g не зависит от x_i , левая часть равна нулю. Отсюда следует, что функция g равна нулю на векторах веса 0 и 1. Доказательство того, что g тождественно равна нулю, завершим индукцией по весу вектора-аргумента функции g . Пусть $g(\alpha) = 0$ для всех α таких, что $\|\alpha\| < k$. Для произвольного вектора β веса k рассмотрим цикл c_β в G_n , порожденный всеми сдвигами β . Имеем: $\|g/C_\beta^0\| = \|g/C_\beta^1\|$. Правая часть последнего равенства совпадает с весом функции f на некотором множестве векторов веса $k-1$ и по предположению индукции равна нулю. Следовательно, $g(\beta) = 0$.

2. Критерий принадлежности функции классу M_n . Под матрицей инцидентности орграфа (V, E) с множеством вершин V и множеством дуг E мы будем понимать матрицу размера $|E| \times |V|$, общий элемент которой имеет вид

$$b_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{если } i\text{-я дуга выходит из } j\text{-й вершины,} \\ -1, & \text{если } i\text{-я дуга заходит в } j\text{-ю вершину,} \\ 0, & \text{если } i\text{-я дуга не инцидентна } j\text{-й вершине,} \end{cases}$$

кроме того, для определенности положим, что строка, соответствующая петле графа, является нулевой.

Пусть $\mathbf{B}_n - 2^{n+1} \times 2^n$ – матрица инцидентности графа де Брейна G_n .

Пусть \tilde{G}_n – граф, получаемый из графа G_n переориентацией всех его дуг, помеченных векторами $(1, a_2, a_3, \dots, a_n)$, а $\tilde{\mathbf{B}}_n$ – его матрица инцидентности. Матрицы \mathbf{B}_n и $\tilde{\mathbf{B}}_n$ связаны соотношением

$$\tilde{\mathbf{B}}_n = \begin{bmatrix} 1 & & & & & \\ & \dots & & & & \\ & & 1 & & & \\ & & & -1 & & \\ & & & & \dots & \\ & & & & & -1 \end{bmatrix} \mathbf{B}_n,$$

где матрица-множитель перед \mathbf{B}_n имеет размер $2^{n+1} \times 2^{n+1}$.

Пусть Θ_n обозначает количество различных циклов в графе G_n . Через \mathbf{C}_n обозначим $(0,1)$ – матрицу размера $\Theta_n \times 2^{n+1}$, (i, j) -й элемент которой имеет вид:

$$c_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{если } i\text{-й цикл проходит через } j\text{-ю дугу,} \\ 0 & \text{в противном случае.} \end{cases}$$

Лемма. Справедливы соотношения:

- 1) $\text{rank } \mathbf{C}_n = 2^n + 1$;
- 2) $\text{rank } \mathbf{B}_n = 2^n - 1$. Столбцы $\mathbf{B}_n^{(2)}, \mathbf{B}_n^{(3)}, \dots, \mathbf{B}_n^{(2^n)}$ линейно независимы;
- 3) $\mathbf{C}_n \mathbf{B}_n = \mathbf{0}$.

Доказательство леммы можно провести аналогично доказательствам известных [9] теоретико-графовых результатов об ортогональности цикломатической матрицы.

Через \mathbf{f} будем обозначать вектор-столбец табличного задания функции $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$:

$$\mathbf{f} = (f(0, 0, \dots, 0), f(0, 0, \dots, 1), \dots, f(1, 1, \dots, 1))^T.$$

Основным результатом параграфа является

Утверждение 8. Пусть $f_0 \in M_n$. Для каждой функции $f \in M_n$ существует единственный 2^{n-1} -мерный вектор \mathbf{d} с условием $\mathbf{d}(0, 0, \dots, 0) = 0$ такой, что

$$\mathbf{f} = \mathbf{B}_{n-1} \mathbf{d} + \mathbf{f}_0. \quad (2)$$

Доказательство. Из утверждения 3 следует, что $f \in M_n$ тогда и только тогда, когда

$$\mathbf{C}_{n-1} \mathbf{f} = \mathbf{c}, \quad (3)$$

где $\mathbf{c} = (c_1, c_2, \dots, c_{\Theta_n})^T$, c_i – вес i -го цикла, $i = 1, 2, \dots, \Theta_n$. Соотношение (3) можно рассматривать как систему линейных уравнений относительно вектора неизвестных \mathbf{f} . Теперь, если $f_0 \in M_n$, то \mathbf{f}_0 – частное решение этой системы. В силу леммы общее решение (3) имеет вид

$$\mathbf{f} = \mathbf{B}_{n-1}^{(2)} d_2 + \mathbf{B}_{n-1}^{(3)} d_3 + \dots + \mathbf{B}_{n-1}^{(2^{n-1})} d_{2^{n-1}} + \mathbf{f}_0,$$

где действительные коэффициенты d_i определены однозначно. Отсюда следует (2).

С другой стороны, если \mathbf{d} удовлетворяет условию (2), то, применяя последнее утверждение леммы, получаем

$$\mathbf{C}_{n-1} \mathbf{f} = \mathbf{C}_{n-1} (\mathbf{B}_{n-1} \mathbf{d} + \mathbf{f}_0) = \mathbf{C}_{n-1} \mathbf{f}_0 = \mathbf{c},$$

т.е. \mathbf{f} удовлетворяет равенству (3).

Однозначно определенный в утверждении 8 вектор \mathbf{d} назовем базисным вектором функции $f \in M_n$ относительно f_0 . Вектор, базисный относительно функции $x_1 \in F_n$, назовем базисным век-

тором. Нетрудно видеть, что базисными для координатных функций $x_1, x_2, \dots, x_n \in F_n$ являются векторы $\mathbf{0}, \mathbf{y}_1, \mathbf{y}_1 + \mathbf{y}_2, \dots, \mathbf{y}_1 + \dots + \mathbf{y}_{n-2} + \mathbf{y}_{n-1}$ соответственно. Здесь \mathbf{y}_i – вектор-столбец табличного задания координатной функции $x_i \in F_{n-1}$.

Утверждение 9. Базисный для функции $f \in M_n$ вектор является целочисленным, его координаты удовлетворяют неравенствам

$$0 \leq \mathbf{d}(a_1, a_2, \dots, a_{n-1}) \leq \sum_{i=1}^{n-1} a_i. \tag{4}$$

Доказательство. Целочисленность координат вектора \mathbf{d} следует из того, что квадратная размера $2^{n-1} - 1$ подматрица матрицы \mathbf{B}_{n-1} с множеством строк $\{(0, a_2, \dots, a_n), (a_2, \dots, a_n) \neq (0, 0, \dots, 0)\}$ и столбцов $\{(b_1, b_2, \dots, b_{n-1}), (b_1, b_2, \dots, b_{n-1}) \neq (0, 0, \dots, 0)\}$ является целочисленной нижнетреугольной матрицей с единичными элементами на главной диагонали (и, следовательно, обратимой над кольцом целых чисел). Такой вид $(0,1)$ -матрицы \mathbf{B}_{n-1} , как нетрудно видеть, обеспечивает и неотрицательность координат вектора \mathbf{d} .

Для доказательства правой части неравенства (4) введем в рассмотрение подстановочную матрицу \mathbf{S}_n размера $2^n \times 2^n$, соответствующую преобразованию по закону

$$\mathbf{S}_n : (a_1, a_2, \dots, a_n) \rightarrow (a_n, a_{n-1}, \dots, a_1).$$

Несложно убедиться в справедливости матричного равенства

$$\mathbf{S}_n \mathbf{B}_{n-1} = -\mathbf{B}_{n-1} \mathbf{S}_{n-1}.$$

Пусть $g(x_1, x_2, \dots, x_n) = f(x_n, x_{n-1}, \dots, x_1) \in M_n$. Через \mathbf{d}_f и \mathbf{d}_g обозначим базисные векторы функций f и g соответственно. Пусть, кроме того, $\mathbf{y} = \mathbf{y}_1 + \mathbf{y}_2 + \dots + \mathbf{y}_{n-1}$. Из цепочки равенств $\mathbf{f} = \mathbf{S}_n \mathbf{g} = \mathbf{S}_n (\mathbf{B}_{n-1} \mathbf{d}_g + \mathbf{x}_1) = \mathbf{x}_n - \mathbf{B}_{n-1} \mathbf{S}_{n-1} \mathbf{d}_g = \mathbf{B}_{n-1} (\mathbf{y} - \mathbf{S}_{n-1} \mathbf{d}_g) + \mathbf{x}_1$ следует, что

$$\mathbf{d}_f = \mathbf{y} - \mathbf{S}_{n-1} \mathbf{d}_g.$$

Теперь, поскольку $\mathbf{d}_g \geq \mathbf{0}$, получаем $\mathbf{d}_f \leq \mathbf{y}$, что завершает доказательство.

Утверждение 10. Функции $f(x_1, x_2, \dots, x_n) = x_1 \oplus x_1 x_2 \dots x_{n-1} \oplus x_2 \dots x_{n-1} x_n$ и $g(x_1, x_2, \dots, x_n) = x_n \oplus x_1 x_2 \dots x_{n-1} \oplus x_2 \dots x_{n-1} x_n$ принадлежат классу M_n .

Доказательство. Базисный вектор для функции $f(x_1, x_2, \dots, x_n) = x_1 \oplus x_1 x_2 \dots x_{n-1} \oplus x_2 \dots x_{n-1} x_n$ имеет вид $(0, 0, \dots, 0, 1)$, в чем легко убедиться, проверив равенство (2). Для доказательства того, что $g \in M_n$, можно воспользоваться утверждением 6.

3. Оценки мощности класса M_n . Приведем таблицу мощностей классов M_n при начальных n (табл. 1).

Таблица 1

Мощности классов M_n для нескольких первых n

n	1	2	3	4	5	6
M_n	1	2	5	22	428	184256

Верхняя граница.

Утверждение 11. Справедливо неравенство

$$|M_n| \leq 2^{2^{n-1}-1}, \quad n=1, 2, \dots \tag{5}$$

Доказательство. Заметим, что существует взаимно-однозначное соответствие между векторами табличного задания функций из M_n и булевыми векторами, представимыми в виде $\mathbf{l} = \tilde{\mathbf{B}}_{n-1} \mathbf{d}$, $\mathbf{d} \in R^{2^{n-1}}$. Это соответствие задается формулой

$$\mathbf{f} = \mathbf{l} \oplus \mathbf{x}_1.$$

Воспользовавшись леммой предыдущего параграфа, нетрудно доказать, что подпространство над полем действительных чисел $\langle \mathbf{l} \rangle$, натянутое на векторы-столбцы матрицы $\tilde{\mathbf{B}}_{n-1}$, имеет ранг $2^{n-1} - 1$. Следовательно, число $(0,1)$ -векторов в этом подпространстве не превосходит $2^{2^{n-1}-1}$.

Нижняя граница (I).

Множество базисных векторов функций из M_n имеет сложную структуру. В этом пункте мы выделим достаточно простое подмножество базисных векторов и получим рекуррентную формулу для его мощности.

Утверждение 12. Количество r_n ненулевых базисных векторов вида

$$(0, 0, \dots, 0, \varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_{2^{n-2}}), \quad \varepsilon_i = 0, 1, \quad i = 1, 2, \dots, 2^{n-2}$$

подчиняется рекуррентному соотношению

$$r_n = r_{n-1}^2 + 1, \quad n = 2, 3, \dots, \quad \text{где } r_1 = 0.$$

Доказательство. Среди векторов рассматриваемого вида будем выделять множество тех, для которых вектор $\mathbf{1} = \tilde{\mathbf{B}}_{n-1} \mathbf{d}$ является булевым. Заметим, что при $a_1 a_2 = 0$ структура матрицы $\tilde{\mathbf{B}}_n$ гарантирует булевость (a_1, a_2, \dots, a_n) -й координаты вектора $\mathbf{1}$. Поэтому условие булевости вектора $\mathbf{1}$ в рассматриваемом случае равносильно условию булевости вектора $\mathbf{D}_{n-2} \boldsymbol{\varepsilon}_{n-2}$, где $\boldsymbol{\varepsilon}_{n-2} \in V^{n-2}$, а \mathbf{D}_{n-2} – подматрица матрицы $\tilde{\mathbf{B}}_{n-1}$ с множеством строк $\{(1, 1, a_1, a_2, \dots, a_{n-2}), a_i = 0, 1\}$ и столбцов $\{(1, b_1, b_2, \dots, b_{n-1}), b_i = 0, 1\}$. Матрица \mathbf{D}_{n-2} , очевидно, является матрицей инцидентности графа полного двоичного дерева на 2^{n-2} вершинах с петлей в корне.

Можно считать, что вершина u данного графа помечена числом $\varepsilon(u)$. Возникающую при этом разметку вершин графа назовем допустимой, если существование дуги из вершины u в вершину v приводит к соотношению $\varepsilon(u) - \varepsilon(v) \in \{0, 1\}$. Как нетрудно видеть, разметка является допустимой тогда и только тогда, когда $\mathbf{D}_{n-2} \boldsymbol{\varepsilon}_{n-2}$ – булев вектор. Обозначим число допустимых разметок r_n . Разбивая класс допустимых разметок на два подкласса в зависимости от значения $\varepsilon(1, 1, \dots, 1, 0)$, приходим к доказываемой формуле $r_n = r_{n-1}^2 + 1$.

Следствие. $|M_n| \geq r_n, \quad n = 2, 3, \dots$

Нижняя граница (II).

В этом пункте рассматривается подмножество базисных векторов более сложного вида и выводятся рекуррентные соотношения для его мощности.

Пусть $G = (V, E)$ – орграф. Для $J \subset V$ через $G(J)$ обозначим подмножество вершин графа, смежных хотя бы с одной вершиной из J , т.е. множество концов дуг, имеющих своим началом вершины из J . Пусть u_k – количество таких подмножеств $J \subset V$, для которых $|G(J)| = k, k = 0, 1, \dots$. Рас-

смотрим производящую функцию $U_G(z) = \sum_{k=0}^{|V|} u_k z^k$, которую мы назовем производящей функцией

числа прообразов графового отображения. Для графа \tilde{G}_n такую функцию будем обозначать $U_n(z)$.

Утверждение 13. Число s_n двоичных базисных векторов вида

$$(0, 0, \dots, 0, \varepsilon(0, 0, \dots, 0), \varepsilon(0, 0, \dots, 0, 1), \dots, \varepsilon(1, 1, \dots, 1), 1, 1, \dots, 1),$$

где первые 2^{n-3} координат вектора равны 0, а последние 2^{n-3} координат равны 1, вычисляется по формуле

$$s_n = 2^{2^{n-3}} U_{n-3} \left(\frac{1}{2} \right), \quad n = 3, 4, \dots \quad (6)$$

Доказательство. Нетрудно видеть, что s_n равно количеству допустимых (в указанном выше смысле) разметок графа Γ на 2^{n-2} вершинах, который является ограничением \tilde{G}_{n-1} на множестве вершин $V' \cup V''$, где $V' = \{(0, 1, \varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_{n-3}), \varepsilon_i = 0, 1\}$, $V'' = \{(1, 0, \varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_{n-3}), \varepsilon_i = 0, 1\}$. Очевидно, граф Γ является двудольным, все дуги направлены из множества V' в множество V'' . Для $J \subset V'$ через

$\Gamma(J)$ обозначим множество вершин из V^n , инцидентных J . Пусть I – множество вершин из V^n , которые помечены единицей. Если разметка графа допустима, то все вершины из $\Gamma(I)$ должны быть помечены единицей, а остальные вершины V^n могут быть помечены произвольно нулем или единицей. Таким образом,

$$s_n = \sum_{I \subset V^n} 2^{|V^n \setminus \Gamma(I)|} = 2^{2^{n-3}} \sum_{I \subset V^n} \left(\frac{1}{2}\right)^{|\Gamma(I)|}, \quad n=3,4,\dots$$

Для множества вершин $I = \left\{ \left(0, 1, \varepsilon_1^{(k)}, \varepsilon_2^{(k)}, \dots, \varepsilon_{n-3}^{(k)} \right), k=1,2,\dots, |I| \right\}$ графа Γ через I^* обозначим соответствующее I множество вершин в графе \tilde{G}_{n-3} :

$$I^* = \left\{ \left(\varepsilon_1^{(k)}, \varepsilon_2^{(k)}, \dots, \varepsilon_{n-3}^{(k)} \right), k=1,2,\dots, |I| \right\}.$$

Нетрудно убедиться, что $|\Gamma(I)| = |\tilde{G}_{n-1}(I^*)|$.

Для получения рекуррентных соотношений для функции $U_n(z)$ нам потребуется ввести ряд обозначений. Занумеруем вершины графа \tilde{G}_n числами от 0 до $2^n - 1$ стандартным способом: вершине (a_1, a_2, \dots, a_n) припишем номер $\sum_{i=1}^n a_i 2^{n-i}$, что соответствует лексикографическому порядку на

множестве V^n . Символами $\llbracket 0 \rrbracket$, $\llbracket 1 \rrbracket$, $\llbracket 01 \rrbracket$, $\llbracket 10 \rrbracket$ будем обозначать номера n -мерных двоичных векторов $(0,0,\dots,0)$, $(1,1,\dots,1)$, $(0,1,0,1,\dots)$ и $(1,0,1,0,\dots)$ соответственно. Запись $\overline{a,b}$ ($a \leq b$) будет означать множество всех вершин графа \tilde{G}_n с номерами i , $a \leq i \leq b$. Рассмотрим матрицу смежности графа \tilde{G}_n . Ее структура различна при четных и нечетных n .

Далее обозначим:

$t_{k,n}^{(0)}$ – количество подмножеств J множества $\overline{0, \llbracket 01 \rrbracket - 2}$ при четном n , и множества $\overline{0, \llbracket 01 \rrbracket - 1}$ при нечетном n , для которых $|\tilde{G}_n(J)| = k$.

$t_{k,n}^{(1)}$ – при четном n : количество подмножеств J множества $\overline{0, \llbracket 01 \rrbracket - 1}$ с условием $\llbracket 01 \rrbracket - 1 \in J$, для которых $|\tilde{G}_n(J)| = k$, при нечетном n : количество подмножеств J множества $\overline{0, \llbracket 01 \rrbracket - 1}$ с условием $\llbracket 10 \rrbracket - 1 \in \tilde{G}_n(J)$, для которых $|\tilde{G}_n(J)| = k$.

$q_{k,n}^{(0)}$ – количество подмножеств J множества $\overline{\llbracket 01 \rrbracket + 1, 1}$ при четном n и множества $\overline{\llbracket 01 \rrbracket + 2, 1}$ при нечетном n , для которых $|\tilde{G}_n(J)| = k$.

$q_{k,n}^{(1)}$ – при четном n : количество подмножеств J множества $\overline{\llbracket 01 \rrbracket + 1, 1}$ с условием $\llbracket 10 \rrbracket + 1 \in G_n(J)$, для которых $|\tilde{G}_n(J)| = k$, при нечетном n : количество подмножеств J множества $\overline{\llbracket 01 \rrbracket + 1, 1}$ с условием $\llbracket 01 \rrbracket + 1 \in J$, для которых $|\tilde{G}_n(J)| = k$.

$u_{k,n}$ – количество подмножеств J множества $\overline{\llbracket 0 \rrbracket, \llbracket 1 \rrbracket}$, для которых $|\tilde{G}_n(J)| = k$.

Пусть $T_n^{(i)}(z) = \sum_k t_{k,n}^{(i)} z^k$, $Q_n^{(i)}(z) = \sum_k q_{k,n}^{(i)} z^k$, $i=0,1$, $n=3,4,\dots$ – производящие функции введенных выше последовательностей. Тогда $U_n(z) = \sum_k u_{k,n} z^k$. Для подсчета величины $u_{k,n}$ при четном n рассмотрим четыре возможных случая взаимного расположения точек $\llbracket 01 \rrbracket$, $\llbracket 01 \rrbracket - 1$ и множества J .

1-й случай. $\llbracket 01 \rrbracket \notin J$, $\llbracket 01 \rrbracket - 1 \notin J$. Имеем: $u_{k,n} = \sum_j t_{j,n}^{(0)} q_{k-j,n}^{(0)}$.

2-й случай. $\llbracket 01 \rrbracket \notin J$, $\llbracket 01 \rrbracket - 1 \in J$. Имеем: $u_{k,n} = 1 + \sum_j t_{j,n}^{(0)} q_{k-j,n}^{(1)}$.

3-й случай. $\llbracket 01 \rrbracket \in J$, $\llbracket 01 \rrbracket - 1 \notin J$. Имеем: $u_{k,n} = 1 + \sum_j t_{j,n}^{(1)} q_{k-j,n}^{(0)}$.

4-й случай. $\llbracket 01 \rrbracket \in J$, $\llbracket 01 \rrbracket - 1 \in J$. Имеем: $u_{k,n} = 1 + \sum_j t_{j,n}^{(1)} q_{k-j,n}^{(1)}$.

Слагаемое 1 в последних трех случаях соответствует элементу $\llbracket 10 \rrbracket \in \tilde{G}_n(J)$, который не перечисляется в $t_{k,n}$ и $q_{k,n}$. Следовательно, для четного n имеем

$$U_n(z) = T_n^{(0)} Q_n^{(0)} + z \left(T_n^{(1)} Q_n^{(0)} + T_n^{(0)} Q_n^{(1)} + T_n^{(1)} Q_n^{(1)} \right). \quad (7)$$

Для подсчета величины $u_{k,n}$ при нечетном n отнесем J к одному из четырех возможных классов в зависимости от принадлежности точек $\llbracket 01 \rrbracket$, $\llbracket 01 \rrbracket + 1$ к множеству J . Так же, как и при четном n , получается соотношение (7).

Получим рекуррентные соотношения для введенных производящих функций. При четном n величина $t_{k,n}^{(0)}$ определяется как число подмножеств, для которых $|\tilde{G}_n(J)| = k$. В $\tilde{G}_n(J)$ могут присутствовать или не присутствовать элементы $\llbracket 10 \rrbracket - 1$ и $\llbracket 10 \rrbracket - 2$. Пусть $W_1^{(1)}$ – множество всех таких $\alpha \in \overline{0, \llbracket 01 \rrbracket - 2}$, для которых $\llbracket 10 \rrbracket - 1 \in \tilde{G}_n(\{\alpha\})$, а $W_1^{(2)}$ – множество всех таких $\alpha \in \overline{0, \llbracket 01 \rrbracket - 2}$, для которых $\llbracket 10 \rrbracket - 2 \in \tilde{G}_n(\{\alpha\})$. Пусть далее $W_k^{(i)} = \tilde{G}_n^{-1} \left(\tilde{G}_n \left(W_{k-1}^{(i)} \right) \right)$, $k = 2, 3, \dots, n$, $W^{(i)} = \bigcup_{k=1}^n W_k^{(i)}$. Через $\tilde{G}_n^{-1}(A)$ здесь обозначено максимальное подмножество $I \subset \llbracket 0 \rrbracket, \llbracket 1 \rrbracket$ со свойством $\tilde{G}_n(I) = A$. Очевидно, $W^{(1)} \cup W^{(2)} = \llbracket 0 \rrbracket, \llbracket 1 \rrbracket$, $W^{(1)} \cap W^{(2)} = \emptyset$. Осталось заметить, что количество подмножеств $J \subset W^{(i)}$, для которых $|\tilde{G}_n(J)| = k$, равно $t_{k,n-1}^{(0)}$, $i = 1, 2$. Отсюда для $n = 2m$ имеем

$$T_{2m}^{(0)}(z) = \left(T_{2m-1}^{(0)}(z) \right)^2. \quad (8)$$

Аналогичными рассуждениями можно получить формулы:

$$T_{2m}^{(1)}(z) = \left(T_{2m-1}^{(1)}(z) \right)^2, \quad (9)$$

$$T_{2m+1}^{(0)}(z) = \left(T_{2m}^{(0)}(z) \right)^2 + 2z T_{2m}^{(0)}(z) T_{2m}^{(1)}(z) + z \left(T_{2m}^{(1)}(z) \right)^2, \quad (10)$$

$$T_{2m+1}^{(1)}(z) = z \left(T_{2m}^{(0)}(z) + T_{2m}^{(1)}(z) \right)^2, \quad (11)$$

$$Q_{2m}^{(0)}(z) = \left(Q_{2m-1}^{(0)}(z) \right)^2 + 2z Q_{2m-1}^{(0)}(z) Q_{2m-1}^{(1)}(z) + z \left(Q_{2m-1}^{(1)}(z) \right)^2, \quad (12)$$

$$Q_{2m}^{(1)}(z) = z \left(Q_{2m-1}^{(0)}(z) + Q_{2m-1}^{(1)}(z) \right)^2, \quad (13)$$

$$Q_{2m+1}^{(0)}(z) = \left(Q_{2m}^{(0)}(z) \right)^2, \quad (14)$$

$$Q_{2m+1}^{(1)}(z) = \left(Q_{2m}^{(1)}(z) \right)^2. \tag{15}$$

Соотношения (8)–(15) справедливы при следующих начальных условиях:

$$T_1^{(0)}(z) = 1, T_1^{(1)}(z) = z, Q_1^{(0)}(z) = 1, Q_1^{(1)}(z) = 1. \tag{16}$$

Таблица 2

Структура рекуррентных соотношений

	n – чётно	n – нечётно
$T_{n+1}^{(0)}$	$F(T_n^{(0)}, T_n^{(1)})$	$G(T_n^{(0)})$
$T_{n+1}^{(1)}$	$H(T_n^{(0)}, T_n^{(1)})$	$G(T_n^{(1)})$
$Q_{n+1}^{(0)}$	$G(Q_n^{(0)})$	$F(Q_n^{(0)}, Q_n^{(1)})$
$Q_{n+1}^{(1)}$	$G(Q_n^{(1)})$	$H(Q_n^{(0)}, Q_n^{(1)})$

Введем следующие функции: $F(x, y) = x^2 + 2zxy + zy^2$, $G(x) = x^2$, $H(x, y) = z(x + y)^2$, которые позволяют свести в табл. 2 рекуррентные соотношения для $T_n^{(0)}$, $T_n^{(1)}$, $Q_n^{(0)}$, $Q_n^{(1)}$.

Сформулируем полученный результат в виде утверждения.

Утверждение 14. Производящая функция $U_n(z)$ числа прообразов графового отображения для графа \tilde{G}_n подчиняется соотношению

$$U_n(z) = T_n^{(0)} Q_n^{(0)} + z \left(T_n^{(1)} Q_n^{(0)} + T_n^{(0)} Q_n^{(1)} + T_n^{(1)} Q_n^{(1)} \right),$$

где рекуррентные соотношения для $T_n^{(0)}$, $T_n^{(1)}$, $Q_n^{(0)}$, $Q_n^{(1)}$ описываются табл. 2, а начальные условия – формулами (16).

Выпишем первые три члена $U_n(z)$:

$$U_1(z) = 1 + z + 2z^2;$$

$$U_2(z) = 1 + 3z + 4z^2 + z^3 + 7z^4;$$

$$U_3(z) = 1 + 6z + 10z^2 + 24z^3 + 39z^4 + 31z^5 + 89z^6 + 15z^7 + 41z^8.$$

Воспользовавшись формулой (6), получаем: $s_4 = 8, s_5 = 65, s_6 = 3251$.

Таким образом, нами получены две нижние границы мощности множества M_n : $|M_n| \geq r_n$ и $|M_n| \geq s_n$. Однако обе эти оценки неудобны для вычислений. Выясним скорости роста r_n и s_n и сравним их между собой.

Асимптотический рост оценок мощности. Как показано выше, последовательность r_n подчиняется соотношению: $r_n = r_{n-1}^2 + 1, r_1 = 0$. Пусть $\rho_n = 2^n \sqrt{r_n}$. Тогда $\rho_n^2 = \rho_{n-1}^2 + 1$, откуда

$$\rho_n - \rho_{n-1} = \frac{1}{(\rho_n + \rho_{n-1})(\rho_n^2 + \rho_{n-1}^2) \dots (\rho_n^{2^{n-1}} + \rho_{n-1}^{2^{n-1}})}. \tag{17}$$

Очевидно, $\rho_n > \rho_{n-1}$ и последовательность ρ_n ограничена: $0 \leq \rho_n \leq 2$. Следовательно, существует $\lim_{n \rightarrow \infty} \rho_n = \rho$. Последовательность ρ_n сходится с дважды экспоненциальной скоростью: из (17) при $n \geq 5$ следует оценка

$$\rho - \rho_n < \frac{1}{2^{n-1} (11/10)^{2^n}}.$$

Пользуясь этой оценкой, можно вычислить ρ с любой степенью точности, например, уже ρ_{11} дает 87 верных десятичных знака ρ . Вычисления показывают, что $\rho = 1,1072048\dots$

Таким образом, $\sqrt[n]{r_n} \rightarrow \rho = 1,107\dots$

Перейдем теперь к последовательности s_n . Воспользуемся соотношениями (8)–(16). Для $i=0,1, n=1,2,\dots$ обозначим:

$$\tau_n^{(i)} = 2^n \sqrt{T_n^{(i)}\left(\frac{1}{2}\right)}, \theta_n^{(i)} = 2^n \sqrt{Q_n^{(i)}\left(\frac{1}{2}\right)}, \upsilon_n = 2^n \sqrt{U_n\left(\frac{1}{2}\right)}.$$

Нетрудно видеть, что $\tau_n^{(0)} > \tau_n^{(1)}$, $\tau_n^{(0)} \geq \tau_{n-1}^{(0)}$. Теперь с учетом (8–11) можно получить неравенство

$$\left[\frac{\tau_{2m+1}^{(1)}}{\tau_{2m+1}^{(0)}} \right]^{2^{2m+1}} > \frac{1}{2} \frac{\left[\left(\tau_{2m-1}^{(0)} \right)^{2^{2m}} + \left(\tau_{2m-1}^{(1)} \right)^{2^{2m}} \right]^2}{\left[\left(\tau_{2m-1}^{(0)} \right)^{2^{2m}} + \left(\tau_{2m-1}^{(1)} \right)^{2^{2m}} \right]^2} = \frac{1}{2},$$

откуда

$$\frac{1}{2} < \left[\frac{\tau_n^{(1)}}{\tau_n^{(0)}} \right]^{2^n} < 1, \quad n=1,2,\dots$$

Из последнего неравенства следует

$$0 < \tau_n^{(0)} - \tau_n^{(1)} < \frac{4}{2^n} \frac{4}{2^n}. \quad (18)$$

Для оценки $\left| \tau_n^{(0)} - \tau_{n-1}^{(0)} \right|$ воспользуемся вытекающим из (8)–(16) соотношением

$$\left[\frac{\tau_{2m+1}^{(0)}}{\tau_{2m-1}^{(0)}} \right]^{2^{2m+1}} > \frac{\left(\tau_{2m-1}^{(0)} \right)^{2^{2m+1}} + \left(\tau_{2m-1}^{(1)} \right)^{2^{2m}} \left(\tau_{2m-1}^{(1)} \right)^{2^{2m}} + \frac{1}{2} \left(\tau_{2m-1}^{(1)} \right)^{2^{2m+1}}}{\left(\tau_{2m-1}^{(0)} \right)^{2^{2m+1}}}.$$

Поскольку $\tau_n^{(0)} > \tau_n^{(1)}$, то

$$1 < \left[\frac{\tau_n^{(0)}}{\tau_{n-2}^{(0)}} \right]^{2^n} < \frac{5}{2},$$

и, следовательно,

$$1 < \frac{\tau_n^{(0)}}{\tau_{n-2}^{(0)}} < \frac{3}{2} 2^{-n}.$$

Теперь легко устанавливаются существование предела τ последовательности $\tau_n^{(0)}$ и оценка $0 \leq \tau - \tau_n^{(0)} < 6 \times 2^{-n}$. С помощью (18) получаем $\left| \tau - \tau_n^{(1)} \right| < 10 \times 2^{-n}$, что, в частности, означает, что последовательность $\tau_n^{(1)}$ также имеет своим пределом τ .

Аналогичным образом можно показать существование общего для последовательностей $\theta_n^{(0)}$ и $\theta_n^{(1)}$ предела θ и получить оценку $\left| \theta - \theta_n^{(i)} \right| < 10 \times 2^{-n}$, $i=0,1$, $n=2,3,\dots$

Полученные оценки с учетом (7) путем несложных вычислений приводят к неравенству

$$\tau\theta - 20 \times 2^{-n} \leq v_n \leq \tau\theta + 82 \times 2^{-n}, \quad n = 2, 3, \dots$$

Воспользовавшись (6), с помощью непосредственного подсчета получаем:

$$2^n \sqrt{s_n} = 2^n \sqrt{2^{2^{n-3}} v_{n-3}} \rightarrow \sqrt[8]{2\tau\theta} = 1,132\dots$$

Переформулируем полученные оценки для повторного логарифма рассматриваемых величин:

$$n - \log_2 \log_2 r_n \rightarrow 2,767\dots,$$

$$n - \log_2 \log_2 s_n \rightarrow 2,485\dots$$

Таким образом, неравенство $|M_n| \geq s_n$ является более сильным, чем $|M_n| \geq r_n$. Поскольку неравенство (5) приводит к неравенству $n - \log_2 \log_2 |M_n| > 1$, мы получаем

Утверждение 15. Справедливы неравенства:

$$1 < n - \log_2 \log_2 |M_n| < \sigma(1 + \varepsilon_n),$$

где $\varepsilon_n \rightarrow 0$ при $n \rightarrow \infty$, $\sigma = \lim_{n \rightarrow \infty} (n - \log_2 \log_2 s_n) = 2.485\dots$

В качестве следствия получаем

Утверждение 16.

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{\log_2 \log_2 |M_n|}{n} = 1.$$

Литература

1. Кудрявцев В.Б. Введение в теорию автоматов / В.Б. Кудрявцев, С.В. Алешин, А.С. Подколзин. – М.: Наука, 1985. – 320 с.
2. Мельников С.Ю. О задаче определения функции выходов автомата со случайным входом по статистике встречаемости слова в выходной последовательности // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 1 (23). – С. 101–117.
3. Камловский О.В. Оценки частот появления элементов в линейных рекуррентных последовательностях над кольцами Галуа / О.В. Камловский, А.С. Кузьмин // Фундамент. и прикл. матем. – 2000. – Т. 6, вып. 4. – С. 1083–1094.
4. Allouche J.-P. Automatic sequences. Theory, Applications, Generalizations / J.-P. Allouche, J. Shallit. – Cambridge Univ. Press, 2003. – 571 p.
5. Мельников С.Ю. Многогранники, характеризующие статистические свойства конечных автоматов // Труды по дискр. мат. – 2003. – Т. 7. – С. 126–137.
6. Мельников С.Ю. Многоугольники, характеризующие статистические свойства булевых функций в схеме регистра сдвига // Вестник РГГУ. – 2010. – № 12. – С. 137–159.
7. Кац М. Статистическая независимость в теории вероятностей, анализе и теории чисел. – М.: Изд-во иностр. лит., 1962. – 156 с.
8. Мельников С.Ю. О переработке конечными автоматами чезаровских последовательностей // Вестн. Моск. гос. ун-та леса. Лесной вестник. – 2004. – № 1 (32). – С. 169–174.
9. Свами М. Графы, сети и алгоритмы / М. Свами, К. Тхуласираман. – М.: Мир, 1984. – 455 с.

Мельников Сергей Юрьевич

Канд. физ.-мат. наук, зам. ген. директора ООО «Лингвистические и информационные технологии», г. Москва

Тел.: 8 (495) 249-90-53

Эл. почта: melnikov@linfotech.ru

Melnikov S.Yu.

Non-autonomous binary shift registers without changing the relative frequencies of characters in the input sequence

The article deals with the class of binary shift registers, providing the equality of the relative frequencies of characters in the input and output sequences. Some properties of output functions of this class are formulated. It is proved that the power of this class increases as double exponent of the register length.

Keywords: pseudo-random sequence; shift register, de Bruijn graph.

УДК 004.032.26

И.А. Ходашинский, Н.Д. Малютин

Модели статических искусственных нейронов. Обзор

Рассмотрены статические искусственные нейроны, в модели которых не входит время в качестве параметра. Для каждой модели приведены функции агрегации и функции активации, указаны достоинства, присущие рассматриваемым моделям нейронов.

Ключевые слова: искусственный нейрон, статическая модель нейрона, функция агрегации, функция активации, комбинированный нейрон, нечеткий нейрон, энергетическая модель нейрона, комплекснозначный нейрон.

В последние годы предметом пристального внимания ученых и инженеров является интеллектуальная электроника, способная воспринимать информацию любой природы. Для обработки такой информации активно используют не только программное обеспечение, но и аппаратные технологии. Искусственная нейронная сеть (ИНС), имитирующая взаимодействие биологических нейронов, является одним из мощных и популярных средств построения интеллектуальных систем, в силу ее способности к обучению и адаптации, а также возможности масштабирования таких систем.

Формально искусственная нейронная сеть – это сеть с конечным числом искусственных (формальных) нейронов, каждый из которых выполняет взвешенное суммирование поступающих на его вход сигналов. Результатом суммирования является промежуточный выходной сигнал, преобразованный активационной функцией (чаще всего нелинейной) в выходной сигнал искусственного нейрона. Наиболее распространенными являются многослойные однонаправленные сети, сети Кохонена, сети Хопфильда, нейро-нечеткие сети.

ИНС определяется следующими особенностями: топологией сети, функцией активации, алгоритмом обучения, количеством и типом входов/выходов, количеством процессорных элементов (нейронов) и синаптических соединений, количеством слоев и т.д.

ИНС могут быть реализованы как в программном виде, так и в аппаратном и программно-аппаратном исполнении. Несмотря на то, что аппаратная реализация дороже программной, удельный вес таких реализаций в общем объеме технологических разработок растет год от года. Основными достоинствами аппаратной реализации являются скорость исполнения приложений, безопасность и режимы эксплуатации, такие как размеры, вес, энергопотребление.

Возможности ИНС определяются входящими в нее базовыми элементами – нейронами. К настоящему времени специалистами предложено несколько десятков моделей нейронов, которые по своему назначению могут быть классифицированы на 1) модели, воспроизводящие процессы, протекающие в биологическом нейроне, и 2) модели, в которых нейрон рассматривается как устройство обработки информации, предназначенный для решения вычислительных задач. Цель создания моделей первого типа – точное описание работы биологического нейрона. Цель создания моделей второго типа – повышение эффективности решения задач классификации, аппроксимации, прогнозирования, управления и др.

С учетом большого количества разработанных моделей возникают вопросы: какую модель нейрона выбрать и можно ли при построении вычислителя использовать нейроны вместо логических вентилях? можно ли создать библиотеку функций в виде комплекта заготовок, из которых можно конструировать системы более высокого уровня с высоким уровнем параллелизма и отказоустойчивости? будут ли построенные системы эффективнее традиционных вычислителей? могут ли построенные системы быть имитаторами процессов, происходящих в мозге, и служить для изучения самого мозга [1].

В силу ограниченности объема статьи в одной работе ответить на все поставленные выше вопросы не представляется возможным. В работе не рассматриваются модели, описывающие процессы в биологических нейронах. В круг рассмотрения не попали и динамические модели нейронов [2], в частности, спайковые нейроны [3–5], хаотические нейроны [6, 7], нейроны с мемристорными связями [8, 9], пригодные как для моделирования биологических нейронов, так и для нейронных вычислителей. Целью данной работы является анализ структур и вычислительных возможностей

статических искусственных нейронов, т.е. таких нейронов, в описании, которых отсутствует время как параметр модели.

Обобщенная структура биологического нейрона. В связи с тем, что при рассмотрении моделей искусственных нейронов будут использоваться биологические термины, необходимо рассмотреть упрощенную структуру биологического нейрона. Однако учитывая, что «в природе не существует того, что можно было бы назвать *типичным* нейроном» [10], на рис. 1 приведена обобщенная схема нейрона.

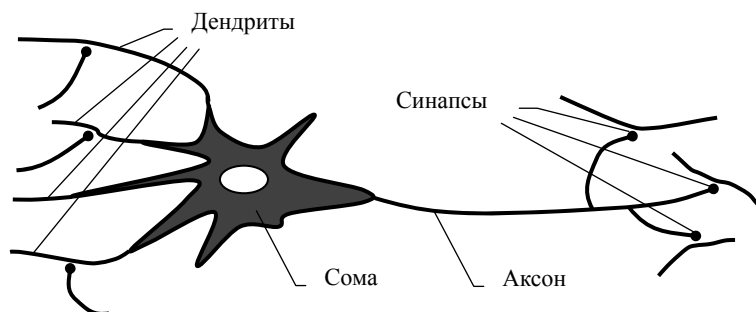


Рис. 1. Схема нейрона

От тела нейрона или сомы отходят ветвящиеся отростки-дендриты, образующие входную поверхность нейрона. От сомы отходит волокно, называемое аксоном, который образует так называемые концевые разветвления. Места контактов концевых утолщений ветвей аксона с другими нейронами называются синапсами. Возбуждение других нейронов изменяет мембранный потенциал дендритов и сомы. Если изменение разности потенциалов превышает некий порог, то возбуждение передается на аксонный холмик, затем в виде импульса (спайка) распространяется по аксону до концевых разветвлений и активизирует синапсы, которые в свою очередь изменяют мембранный потенциал других нейронов. После распространения каждого такого импульса по аксону происходят химические восстановительные процессы – время рефракторного периода, когда аксон не может передавать новый импульс. Изменения разности потенциалов от одного спайка, пришедшего к синапсу, часто могут быть меньше порога. Однако такие изменения могут суммироваться с изменениями, вызванными прошлыми спайками, которые еще не успели затухнуть, и превысить порог [10].

С позиций построения нейровычислителя нейрон необходимо рассмотреть в трех аспектах: обработка, передача и хранения информации. Два первых аспекта рассмотрены выше. Полного представления о механизмах хранения информации в нейроне пока не существует. В работе [11] показано, что запоминание очень сильно зависит от дендритов; например, если во время какого-либо события сома активизирована, а дендриты не активизированы, то долговременное запоминания данного события не происходит.

Простая статическая модель нейрона. Статический искусственный нейрон выполняет простые операции суммирования в отличие от биологического нейрона, который выполняет гораздо более сложные операции. Статическая модель нейрона не учитывает временные задержки, которые влияют на динамику системы. Временные задержки являются неотъемлемыми характеристиками биологических нейронов во время передачи информации. В статических нейронных сетях отсутствуют эффекты синхронной работы или функции частотной модуляции, присущие биологическим нейронам.

Базовая модель данного нейрона содержит входной вектор синаптических весов, функцию агрегации, функцию активации и собственно выход. Такая модель имеет следующее обобщенное описание:

$$y_j = F\left(\Psi\left(w_{ij}x_i\right) - \theta_j\right),$$

где y_j – выходной сигнал j -го нейрона; x_i – i -й входной сигнал; w_{ij} – вес синаптической связи i -го входа j -го нейрона; Ψ – функция агрегации; F – функция активации (передаточная функция, функция срабатывания); θ_j – порог.

Искусственный нейрон – это устройство, агрегирующее входные сигналы, умноженные на синаптические веса, и применяющее к полученной взвешенной сумме нелинейную активационную

функцию, непрерывную на области определения. Полученный результат является выходом искусственного нейрона (рис. 2).

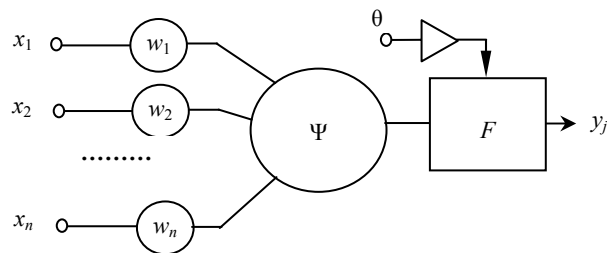


Рис. 2. Модель искусственного нейрона на основе перемножения значений «вход–вес»

Первая модель искусственного нейрона, предложенная в работе [12], имитировала два состояния нейрона «активный-пассивный», реализуя простую пороговую функцию. Состояние нейрона определялось путем вычисления взвешенной суммы состояний нейронов, подключенных к данному нейрону:

$$y_j = \begin{cases} 1, & \text{если } \sum_i w_{ij}x_i > \theta_j; \\ 0, & \text{иначе.} \end{cases}$$

Кроме пороговой функции (функции Хевисайда) в моделях данного типа в дальнейшем стали применяться следующие активационные функции: логистическая функция, сигмоидальная функция, функция Гаусса и др. Нелинейная дифференцируемая функция дает плавный переход от 0 к 1 по мере увеличения активации от минимального до максимального значения.

Комбинированный нейрон. Автор работы [13] в качестве функции агрегации рассматривает суммирование (Σ) либо перемножение (Π) и утверждает, что сети с комбинацией суммирующих и перемножающих нейронов в разных слоях эффективнее, чем сети с одним типом нейронов. Сети с комбинированными нейронами намного быстрее обучаются при меньшей либо сопоставимой ошибке. Модели комбинированных нейронов представлены на рис. 3.

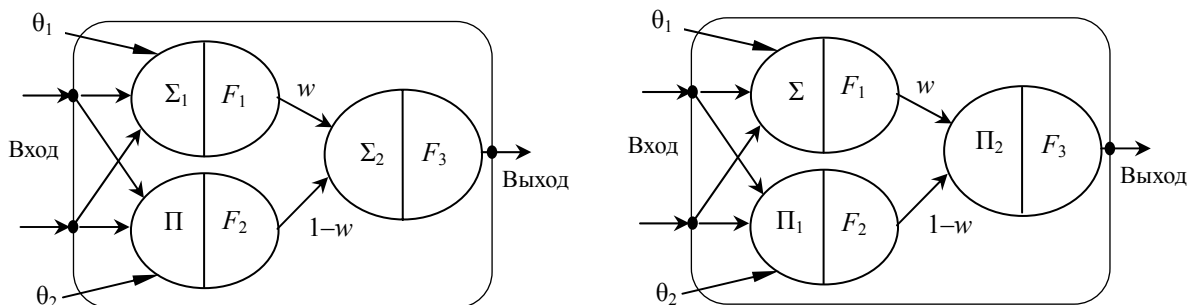


Рис. 3. Модели комбинированных нейронов

В суммирующем нейроне в качестве функции активации в работе [13] предлагается использовать сигмоидальную функцию, а функцию Гаусса – в перемножающем нейроне. Общий выход нейрона определяется функциями двух выходов O_Σ и O_Π с весами w и $1-w$ соответственно. Математически выход j -го комбинированного нейрона суммирующего типа вычисляется следующим образом:

$$y_j = wO_\Sigma + (1-w)O_\Pi,$$

а выход j -го комбинированного нейрона перемножающего типа – по формуле

$$y_j = O_\Sigma^w \cdot O_\Pi^{1-w}.$$

Автор работы [13] отмечает следующие достоинства комбинированных нейронов: 1) меньшее число неизвестных весов; 2) меньшее время обучения; 3) меньший объем обучающих данных; 4) меньшая сложность сети на комбинированных нейронах по сравнению с многослойной традиционной сетью; 5) более гибкая структура.

В работах [14–16] предложены модели нейронов, в которых агрегация основана на концепции обобщенного среднего входных сигналов.

Введенное в работе [17] обобщенное среднее n аргументов A_1, A_2, \dots, A_n , определенных на интервале $[0,1]$, – это функция $\varphi: [0,1]^n \rightarrow [0,1]$ такая, что

$$\varphi(A_1, A_2, \dots, A_n; r, c_1, c_2, \dots, c_n) = \left[\sum_{i=1}^n c_i A_i^r \right]^{\frac{1}{r}},$$

где r, c_i – действительные числа, $c_i \geq 0$, причем $\sum_{i=1}^n c_i = 1$.

Функция агрегации в модели нейронов с обобщенным средним имеет следующий вид:

$$\Psi = \frac{1}{n} \left[\sum_{i=1}^n x_i^r \right]^{\frac{1}{r}},$$

где r – обобщающий параметр, меняя который, можно получить различные операции над входными сигналами (таблица).

Решая задачи классификации и аппроксимации, авторы работ [14–16] провели сравнительный анализ многослойных сетей, построенных на основе концепции обобщенного среднего, и многослойных перцептронов с традиционными нейронами. Результаты работы авторских сетей превзошли результаты работы многослойных перцептронов, подтвердив тем самым перспективность применения данного типа нейронов для решения практических задач.

Обобщающий параметр и соответствующие ему операции

r	Функция агрегации	Операция
$\rightarrow +\infty$	$\max_i(x_i)$	Максимум
2	$\frac{1}{n} \left[\sum_{i=1}^n x_i^2 \right]^{\frac{1}{2}}$	Среднеквадратичное
1	$\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i$	Среднеарифметическое
$\rightarrow 0$	$\left[\prod_{i=1}^n x_i \right]^{\frac{1}{n}}$	Среднегеометрическое
-1	$\frac{1}{n} \left[\sum_{i=1}^n \frac{1}{x_i} \right]^{-1}$	Гармоническое среднее
$\rightarrow -\infty$		Минимум

Нечеткие нейроны. Неоспоримым достоинством искусственных нейронных сетей является их обучаемость, основной недостаток – слабая интерпретируемость, которая легко преодолевается в системах, построенных на основе нечеткой логики [18, 19, 20].

Оба формализма, как нечеткие системы так и нейронные сети, являются параллельными динамическими системами, реализующими функции оценки выходов по заданным входным данным. Важно отметить, что формирование выходов проводится не на основе математической модели, а на основе обучения на ретроспективных данных. В работах [21, 22] доказана эквивалентность определенных типов нечетких систем и нейронных сетей.

Слияние нечеткой логики и нейронных сетей – одно из перспективных направлений исследований в вычислительном интеллекте. Существуют различные технологии синтеза нейро-нечетких сетей. По одной из них нейроны в нейро-нечетких сетях выполняют операции нечеткой логики, такие как нечеткая дизъюнкция, нечеткая конъюнкция, нечеткая импликация, вместо стандартных операций умножения и сложения [23].

Базовая модель нечеткого нейрона во многом схожа с моделью искусственного нейрона на основе перемножения значений «вход–вес». Основные отличия заключается в том, что на вход нейрона поступают нечеткие значения и в качестве функции агрегации используется не суммирование, а специальная нечеткая операция агрегирования. Ниже приведены несколько специфических моделей нечетких нейронов, описанных в работе [24].

Нечеткий нейрон, описываемый логическим уравнением, имитирует нечеткое ЕСЛИ-ТО правило следующего вида:

$$\text{ЕСЛИ } X_{1i} \text{ И } X_{2i} \text{ И } \dots \text{ И } X_{ni} \text{ ТО } Y_i,$$

где X_{ji} и Y_i – вход и выход i -го нейрона, описанного i -м правилом.

Такой нейрон может быть представлен нечетким отношением вида

$$R_i = I(T(X_{1i}, X_{2i}, \dots, X_{ni}), Y_i),$$

в котором I – функция импликации; T – t -нормальная функция, реализующая операцию нечеткой конъюнкции.

Модель нечеткого нейрона с четкими входами и четким выходом приведена на рис. 4.

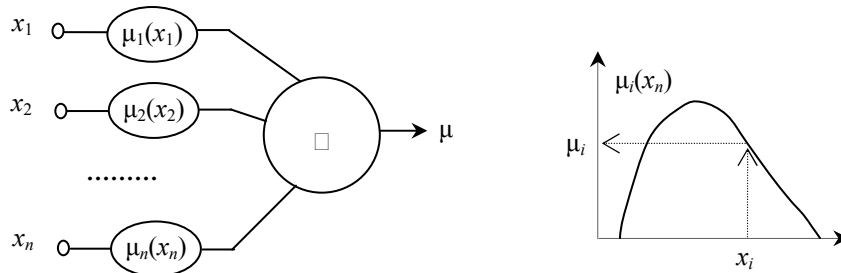


Рис. 4. Модель нечеткого нейрона с четкими входами/выходом

В отличие от предыдущего нейрон данного типа не описывает ЕСЛИ-ТО правило, здесь проводятся сначала операции фаззификации по каждой входной переменной, эти операции подобны синаптическому взвешиванию. Результаты выполнения этих операций подаются на вход оператора агрегации \square . Такая операция выполняется на основе t -нормальной (нейрон типа И) или t -конормальной функции (нейрон типа ИЛИ).

Модель нечеткого нейрона с нечеткими входами и нечетким выходом приведена на рис. 5. Отличие данного типа нейрона от предыдущего заключается в том, что входы и выход нейрона являются нечеткими терминами. Синаптическое взвешивание нечеткого входа основано не на функции принадлежности, а операции модификации входного термина, что приводит к формированию другого нечеткого термина. Схемы модификации могут быть различными, на рис. 5 показана комбинированная схема, включающая сдвиг и изменение формы нечеткого термина.

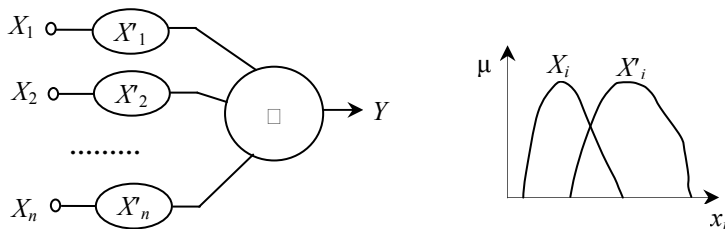


Рис. 5. Модель нечеткого нейрона с нечеткими входами/выходом

Модифицированные входы объединены оператором агрегации, выходом которого является нечеткий терм. Оператор агрегации \square может быть выполнен также либо на основе t -нормальной, либо t -конормальной функции.

В процессе обучения или настройки нечеткий нейрон может, помимо изменения «синаптических весов, менять свою структуру. В нечетких нейронах первого типа могут изменяться правила, функции принадлежности и/или функции импликации и агрегации. В нечетких нейронах второго и третьего типа могут меняться t -нормальные либо t -конормальные функции [24].

В процессе обучения или настройки нечеткий нейрон может,

Для реализации нечетких систем типа сингтон (систем Такаги–Сугено 0-порядка) в работе [25] предложена нейро-нечеткая сеть, в основе которой лежит нео-нечеткий нейрон, модель которого приведена на рис. 6.

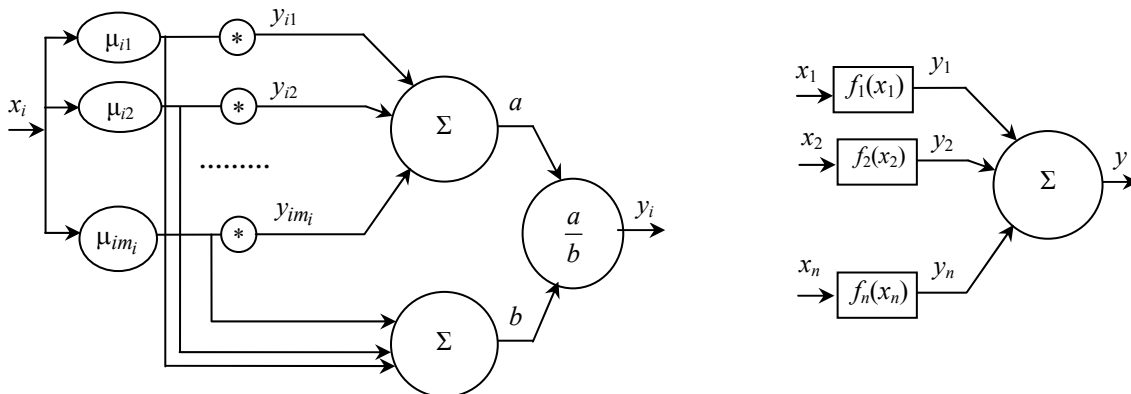


Рис. 6. Модель нео-нечеткого нейрона и структура нео-нечеткой сети

Выход нечеткой сети определяют n нейронов [26] по следующей формуле:

$$y = \sum_{i=1}^n f_i(x_i) = \sum_{i=1}^n y_i(x_i).$$

Значение y_i вычисляется на основе m_i нечетких правил:

$$y_i = \frac{\sum_{j=1}^{m_i} \mu_{ij} y_{ij}}{\sum_{j=1}^{m_i} \mu_{ij}} = \frac{a}{b}.$$

База правил для вычисления y_i имеет следующий вид:

$$R_i^1: \text{ ЕСЛИ } x_i = A_{i1} \text{ ТО } y_i = y_{i1}$$

$$R_i^2: \text{ ЕСЛИ } x_i = A_{i2} \text{ ТО } y_i = y_{i2}$$

.....

$$R_i^{m_i}: \text{ ЕСЛИ } x_i = A_{im_i} \text{ ТО } y_i = y_{im_i},$$

где A_{ij} – нечеткий терм, описываемый треугольной функцией принадлежности μ_{ij} .

Модель энергетического искусственного нейрона. Модель энергетического искусственного нейрона предложена в статье [27]. Модель основана на концепции энергии глиальных клеток, которые окружают биологические нейроны, обеспечивают условия для генерации и передачи нервных импульсов и осуществляют часть метаболических процессов самого биологического нейрона.

Энергетическая модель EAN описывается следующей семеркой:

$$EAN = \langle \mathbf{X}, \mathbf{O}, M, I, F, E_{AN}, L_{AN} \rangle,$$

где \mathbf{X} – вектор входных значений; \mathbf{O} – вектор выходных значений; $M = M_w \cup M_L$ – двухкомпонентная локальная память, состоящая из долгосрочной и краткосрочной частей; I – интегрированное отображение; F – отображение активации, которое может иметь вид $o = f\left(\sum_{i=1}^n w_i x_i - \theta\right)$; E_{AN} – полная

энергия текущего нейрона; L_{AN} – обобщенное правило обучения Хебба.

Структура EAN модели представлена на рис. 7.

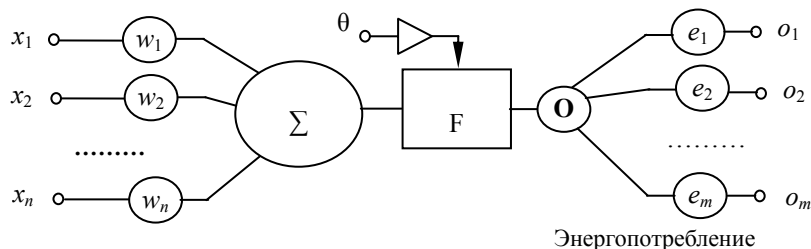


Рис. 7. Структура энергетической модели

Полная энергия нейрона EAN_i определяется как

$$E_{AN}^{(i)} = E_{AN}^{cons(i)} \cup E_{AN}^{surp(i)},$$

в которой первая часть показывает энергопотребление при установлении связи между нейронами, вторая часть указывает на избыточную энергию нейрона.

Комплекснозначный нейрон. Существует достаточно много задач, информация для решения которых может быть представлена в виде комплексных чисел [28]. Для решения таких задач применяются комплекснозначные искусственные нейронные сети, в которых входные сигналы, синаптические веса, пороговые значения и выходные сигналы – комплексные числа [29]. Выход j -го y_j нейрона вычисляется следующим образом:

$$y_j = F_c \left(\sum_{i=1}^n w_{ij} x_i + \theta_j \right),$$

где y_j – комплексное значение выходного сигнал j -го нейрона; x_i – комплексное значение i -го входного сигнала; w_{ij} – комплексное значение веса синаптической связи i -го входа j -го нейрона; θ_j – ком-

плексное значение порога; F_C – функция активации, как правило, являющаяся суперпозицией действительных и мнимых сигмоид.

Модель многозначного нейрона, предложенного нашим соотечественником Игорем Айзенбергом, основана на принципах многозначной пороговой логики над полем комплексных чисел [30]. Многозначный нейрон выполняет отображение n входов в один выход. Это отображение описывается многозначной (k -значной) функцией от n переменных $F(x_1, \dots, x_n)$ с $n+1$ комплекснозначным синаптическим весом:

$$F(x_1, \dots, x_n) = P(w_0 + w_1 x_1 + \dots + w_n x_n),$$

значение функции и переменных – комплексные числа, P – функция активации нейрона:

$$P(z) = \exp\left(\frac{i2\pi j}{k}\right), \text{ if } \frac{2\pi j}{k} \leq \arg z < \left[\frac{2\pi(j+1)}{k}\right],$$

где i – мнимая единица, $j \in \{0, k-1\}$.

Несигмоидная функция активации в этой модели отображает комплексную плоскость на единичной окружности. Алгоритм обучения в предложенной модели основан на простом линейном правиле коррекции ошибок и не требует вычисления производных. Другим немаловажным достоинством алгоритма является его быстрая сходимость [30].

Заключение. Искусственные нейронные сети могут быть применены для решения сложных инженерных и академических задач. Основные требования, предъявляемые к искусственным нейронным сетям, – невысокая сложность, быстрая сходимость, устойчивость и надежность полученных результатов. Во многом указанные требования обеспечиваются выбором подходящей архитектуры вычислителя – искусственного нейрона. В этой связи, важным являются знания о функциональных возможностях конструкций различных искусственных нейронов.

В настоящей работе рассмотрен лишь отдельный класс искусственных нейронов, в моделях которых не присутствует время. Узость обзора обусловлена ограничениями на объем статьи. В дальнейшем планируется рассмотреть модели динамических искусственных нейронов и подходы к аппаратной реализации нейронных сетей.

Литература

1. Furber S. Neural Systems Engineering / S. Furber, S. Temple // Studies in Computational Intelligence. – Vol. 115. Computational Intelligence: A Compendium. – Berlin: Springer-Verlag, 2008. – P. 763–796.
2. Skocik M.J. On the Capabilities and Computational Costs of Neuron Models / M.J. Skocik, L.N. Long // IEEE Transactions on neural networks and learning systems. – 2014. – Vol. 25. – P. 1474–1483.
3. Gerstner W. Spiking Neuron Models: Single Neurons, Populations, Plasticity / W. Gerstner, G. Kistler. – Cambridge: Cambridge University Press, 2002. – 496 p.
4. Ahmed F.Y.H. Computing with Spiking Neuron Networks A Review / F.Y.H. Ahmed, B. Yusob, H.N.A. Hamed // International Journal of Advances in Soft Computing and its Applications. – 2014. – Vol. 6. – P. 1–21.
5. Kasabov N. Evolving Spiking Neural Networks and Neurogenetic Systems for Spatio- and Spectro-Temporal Data Modelling and Pattern Recognition // WCCI 2012 Plenary/Invited Lectures. LNCS 7311. – Heidelberg: Springer-Verlag: 2012. – P. 234–260.
6. Pasemann F. A Simple Chaotic Neuron // Physica D. – 1997. – Vol. 104. – P. 205–211.
7. Bershadskii A. Chaotic neuron clock / A. Bershadskii, Y. Ikegaya // Chaos, Solitons & Fractals. – 2011. – Vol. 44. – P. 342–347.
8. Starzyk J.A. Comparison of Two Memristor Based Neural Network Learning Schemes for Crossbar Architecture / J.A. Starzyk, Basawaraj // IWANN. – 2013. – Part I, LNCS 7902. – Heidelberg: Springer-Verlag, 2013. – P. 492–499.
9. Wen S. Associative Learning of Integrate-and-Fire Neurons with Memristor-Based Synapses / S. Wen, Z. Zeng, T. Huang // Neural Process Letters. – 2013. – Vol. 38. – P. 69–80.
10. Арбиб М. Метафорический мозг. – М.: Мир, 1976. – 296 с.
11. Sheffield M.E.J. Calcium transient prevalence across the dendritic arbour predicts place field properties / M.E.J. Sheffield, D.A. Dombeck // Nature. – 2015. – Vol. 517. – P. 200–204.
12. McCulloch W.S. A logical calculation of the ideas immanent in nervous activity / W.S. McCulloch, W. Pitts // Bull. Math. Biophys. – 1943. – Vol. 5. – P. 115–133.
13. Chaturvedi D.K. Soft Computing Techniques and its Applications in Electrical Engineering // Studies in Computational Intelligence. – Vol. 103. – Berlin: Springer-Verlag, 2008. – 620 p.
14. Yadav R.N. Neural network learning with generalized-mean based neuron model / R.N. Yadav, P.K. Kalra, J. John // Soft Computing. – 2006. – Vol. 10. – P. 257–263.

15. Tripathi B.K. High Dimensional Neurocomputing. – Springer India, 2015. – 179 p.
16. Complex generalized-mean neuron model and its applications / B.K. Tripathi, B. Chandra, M. Singh, P.K. Kalra // Applied Soft Computing. – 2011. – Vol. 11. – P. 768–777.
17. Dyckhoff H. Generalized means as model of compensative connectives / H. Dyckhoff, W. Pedrycz // Fuzzy Sets and Systems. – 1984. – Vol. 14. – P. 143–154.
18. Корниенко И.С. Программно-инструментальный комплекс идентификации нечетких систем / И.С. Корниенко, О.А. Серебренникова, И.А. Ходашинский // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – Т. 1, № 1. – С. 60–64.
19. Ходашинский И.А. Алгоритмы генерации структур двухкритериальных парето-оптимальных нечетких аппроксиматоров / И.А. Ходашинский, И.В. Горбунов, Д.С. Синьков // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2013. – № 1 (27). – С. 135–142.
20. Ходашинский И.А. Биоинспирированные методы параметрической идентификации нечетких моделей / И.А. Ходашинский, П.А. Дудин, А.В. Лавыгина // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2007. – Т. 2. – С. 81–92.
21. Hayashi Y. Approximations between fuzzy expert systems and neural networks / Y. Hayashi, J.J. Buckley // International Journal of Approximate Reasoning. – 1994. – Vol. 10. – P. 63–73.
22. Jang J.S.R. Functional equivalence between radial basis function networks and fuzzy inference systems / J.S.R. Jang, C.T. Sun // IEEE Trans. Neural Networks. – 1993. – Vol. 4. – P. 156–159.
23. Mitra S. Neuro-fuzzy rule generation: survey in soft computing framework / S. Mitra, Y. Hayashi // IEEE Transactions Neural Networks. – 2000. – Vol. 11. – P. 748–768.
24. Gupta M.M. On fuzzy neuron models / M.M. Gupta, J. Qi // Proceedings of International Joint Conference on Neural Networks. – Vol. 2: Seattle. – 1991. – P. 431–436.
25. A neo fuzzy neuron and its applications to system identification and predictions to system behavior / T. Yamakawa, E. Uchino, T. Miki, H. Kusabagi // Proceedings of the International Conference on Fuzzy Logic and Neural Networks. – Vol. 1. – Iizuka, 1992. – P. 477–484.
26. A fast learning algorithm for evolving neo-fuzzy neuron / A.M. Silva, W. Caminhas, A. Lemos, F. Gomide // Applied Soft Computing. – 2014. – Vol. 14. – P. 194–209.
27. A Study on Energy Artificial Neuron Model and Its Applications in Self-growing and Self-organizing Neural Network / H. Liu, X. Ban, Z. Xu, M. Kurihara // Preprints of the 18th IFAC World Congress. – Milano, 2011. – P. 2662–2667.
28. Complex-Valued Neural Networks. Advances and Applications / Edited by A. Hirose. – John Wiley & Sons, Inc.: New Jersey, 2013. – 281 p.
29. Michel H.E. Artificial neural networks using complex numbers and phase encoded weights / H.E. Michel, A.A.S. Awwal // Applied optics. – 2010. – Vol. 49. – P. B71–B82.
30. Aizenberg I. Multilayer feedforward neural network based on multi-valued neurons (MLMVN) and a backpropagation learning algorithm / I. Aizenberg, C. Moraga // Soft Computing. – 2007. – Vol. 11. – P. 169–183.

Ходашинский Илья Александрович

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

Тел.: 8 (382-2) 90-01-11

Эл. почта: hodashn@rambler.ru

Малютин Николай Дмитриевич

Д-р техн. наук, профессор, нач. отдела перспективных проектов ТУСУРа

Тел.: 8 (383-2) 52-79-42

Эл. почта: ndm@main.tusur.ru

Hodashinsky I.A., Maljutin N.D.

Static models of artificial neurons. Review

A static neuron model is analyzed in the paper. The static model do not have time as a parameter. We reviewed: simple neuron, generalized-mean neuron, fuzzy neuron, energy artificial neuron, and complex-valued neuron. Aggregation and activation functions are listed for each model as well as the inherent dignity of considered models of neurons is shown.

Keywords: artificial neuron, static model, aggregation function, function activation, simple neuron, generalized-mean neuron, fuzzy neuron, energy artificial neuron, and complex-valued neuron.

УДК 621.396.41

М.Ю. Катаев, А.С. Крупский

Оценка пропускной способности на основе модели однородной сети

Предложена модель однородной сети, позволяющая провести оценку скорости передачи трафика. Представлены прямая и обратная задачи определения QOS для заданной конфигурации оборудования. Выявлены зависимости между скоростью и количеством потоков передачи, объёмом передаваемых данных, что позволяет осуществлять оценку и расчёт функционирования при различных конфигурациях оборудования сети, а также выбирать конфигурацию оборудования сети для достижения определённого режима функционирования.

Ключевые слова: однородная сеть, скорость передачи, модель, конфигурация сети.

Будем называть однородными сетями все компьютеры, которые управляются разными пользователями с помощью клиент-сервер-технологии. В таком типе сетей имеется сервер, который управляет передачей данных между пользователями и внешним каналом относительно данной сети. Однородная сеть позволяет централизованно выполнять большое количество типичных сетевых операций и имеет широкое распространение в производственной, бытовой и вычислительной практике [1–3].

Круг задач, решаемый с использованием компьютерных сетей, достаточно широк:

- передача мультимедиа информации, сбор данных от различного рода датчиков в ходе функционирования различных производственных процессов;
- передача файлов;
- взаимодействие различного рода устройств (например, турникеты, камеры, серверы с учётными данными в составе контрольно-пропускной системы).

Каждая из этих задач предъявляет свои специфические требования к качеству обслуживания, обеспечиваемого сетью, что должно учитываться на этапе её (сети) проектирования. При проектировании информационных систем с той или иной степенью точности решают задачу выбора состава технических и программных средств при ограниченных ресурсах [4]. В простейшем случае применяются типовые решения, и в качестве ограничения выступают лишь материальные ресурсы. В более сложных – выполняется более детальный анализ функционирования системы – появляется ещё ряд ограничений, в частности, ограничения на минимальные допустимые характеристики для передачи трафика – QOS [5].

Отметим, что большинство задач построения вычислительной или интернет-сети связано более с техническими характеристиками вычислительно-коммутационных устройств, чем с решением определённой задачи. Поэтому нами в данной статье предлагается вариант простой численной модели, которая получена эмпирическим путем и предназначена для расчета минимальных характеристик сети.

Модель однородной сети. Любую сеть произвольной топологии возможно представить в качестве двумерного полносвязного графа $S(i, j)$, $i = 1, \dots, N, j = 1, \dots, M$, где N, M – число узлов [1].

Сеть предназначена для передачи информации от одного абонента к другому, соответственно по узлам сети S распространяется информация $Q_{ij}(t)$ (t – время). Информация передается в зависимости от типа (характеристик) узлов. Суммарный объём передаваемой информации в сети можно представить функцией типа

$$Q(t) = \sum_{i=1}^{N_1} \sum_{j=1}^{M_1} Q_{ij}(t) f(t), \quad (1)$$

здесь $f(t) = a + bt$ – некоторая функция с коэффициентами a, b , $N_1 \leq N$; $M_1 \leq M$ – число задействованных узлов сети.

Передаваемый поток по сети сохраняется $Q(t+1) - Q(t) = \text{const}$ за счёт перераспределения между узлами множества, определяемого матрицей R_{ij} , $i \in N_1$; $j \in M_1$. Множество активных узлов

$S_p(i, j) = S(i, j)R(i, j)$ может варьироваться в зависимости от времени. При передаче в такой сети можно выделить три базовых случая (рис. 1).

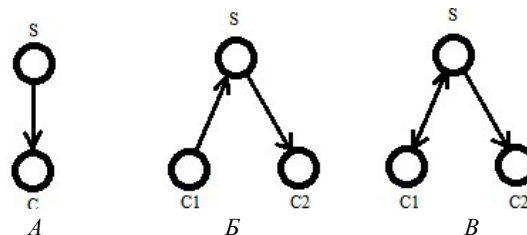


Рис. 1. Варианты передачи информации в однородной сети: А – передача от сервера клиенту, Б – передача от одного клиента другому через сервер, В – передача с двунаправленным использованием одной из связей

Экспериментальное определение поведения связей. Нами было сделано предположение, что модель (1) позволяет представить потоки информации в сети при различных вариантах передачи информации (см. рис. 1). Для проверки этой гипотезы был проведен реальный численный эксперимент для эмпирического нахождения коэффициентов модели.

Эксперимент проводился на вычислительном кластере со следующими характеристиками:

- Модель процессора – Intel Xeon 5300.
- Количество процессоров/ядер – 2/8.
- Разрядность – 64.
- Тактовая частота – 2,3 ГГц.
- Оперативная память – 8 Гб.
- Жесткий диск – 160 Гб.
- Сетевой адаптер: Cisco RV325 Gigabit.

Эксперимент заключается в последовательной передаче нарастающих объемов данных (100 кБ; 200, 500 кБит; 1, 10, 50, 100, 200, 300, 400, 500 Мбит; 1, 1,5, 2 ГБит) между двумя узлами сети (C1 и C2) через промежуточный (S). При этом эксперимент проводится для различного числа потоков данных (1, 2, 4, 6, 8). Программно-аппаратные решения:

- ASUS RT-N15U.
- D-Link DSR 1000, A1A.
- TP-Link TL-ER6020.
- Linksys LRT224.
- IP-COM SE3100 Gigabit Multi-Business Router.

В эксперименте нас интересовал не только характер передачи данных, но и функция $f(t)$ описывающая передачу кривых и ее коэффициенты модели a и b . Процесс передачи так же описывается линейными функциями при предельных нагрузках. Это необходимо выяснить для целей построения сети с заранее известными предельными характеристиками. Положим, что требуется транслировать поток несжатого видео по сети. Размеры кадров для наиболее часто употребляемых форматов приведены в таблице.

Размеры кадра T [байт] передаваемых при видео различного разрешения z

Стандарт	Разрешение, z		Объем кадра $T(z)$
144p	256	144	22118400
360p	480	360	103680000
480p	640	480	184320000
720p	1280	720	552960000

Сеть ведёт себя по-разному в зависимости от количества потоков и одновременно передаваемых программной частью объемов данных [3]. Разница возникает вследствие задаваемых на техническом и программном уровне элементов QOS (Quality of Service – качество обслуживания). При этом возникает две задачи:

- Прямая: какими характеристиками может обладать трафик для прохождения по сети с обеспечением QOS.
- Обратная: какое оборудование необходимо установить для обеспечения трафика с заданным QOS.

На основе результатов эксперимента установлено, что значительная нелинейность при передаче присутствует только на небольших объемах данных, сопоставимых с размерами TCP пакета. При

аппроксимации при помощи линейной функции $f_i(t) = a_i + b_i t$ (где i – текущий номер потока) изме-

нение углового коэффициента $b' = \frac{\sum_{i=1}^K b_i}{K}$ представляет собой переходной процесс по объёму передаваемых данных для всех передач с числом потоков больше 1, где K – количество потоков. Амплитуда переходного процесса уменьшается с увеличением количества потоков. Частота переходного процесса уменьшается с увеличением объёма передаваемых данных.

Для передачи с одним потоком угловой коэффициент изменяется по логарифмическому закону от объёма передаваемых данных. При количестве потоков шесть и более для аппроксимации целесообразно применять линейную функцию. На рис. 2 отображены средние значения b' , полученные при помощи линейной аппроксимации экспериментальных данных. Здесь же для сравнения приведены объёмы передаваемых кадров и в какой режим функционирования сети они попадают. Так, при непосредственной передаче двумя потоками возникает переходной процесс. Для его исключения возможно рекомендовать осуществлять передачу большим количеством потоков.

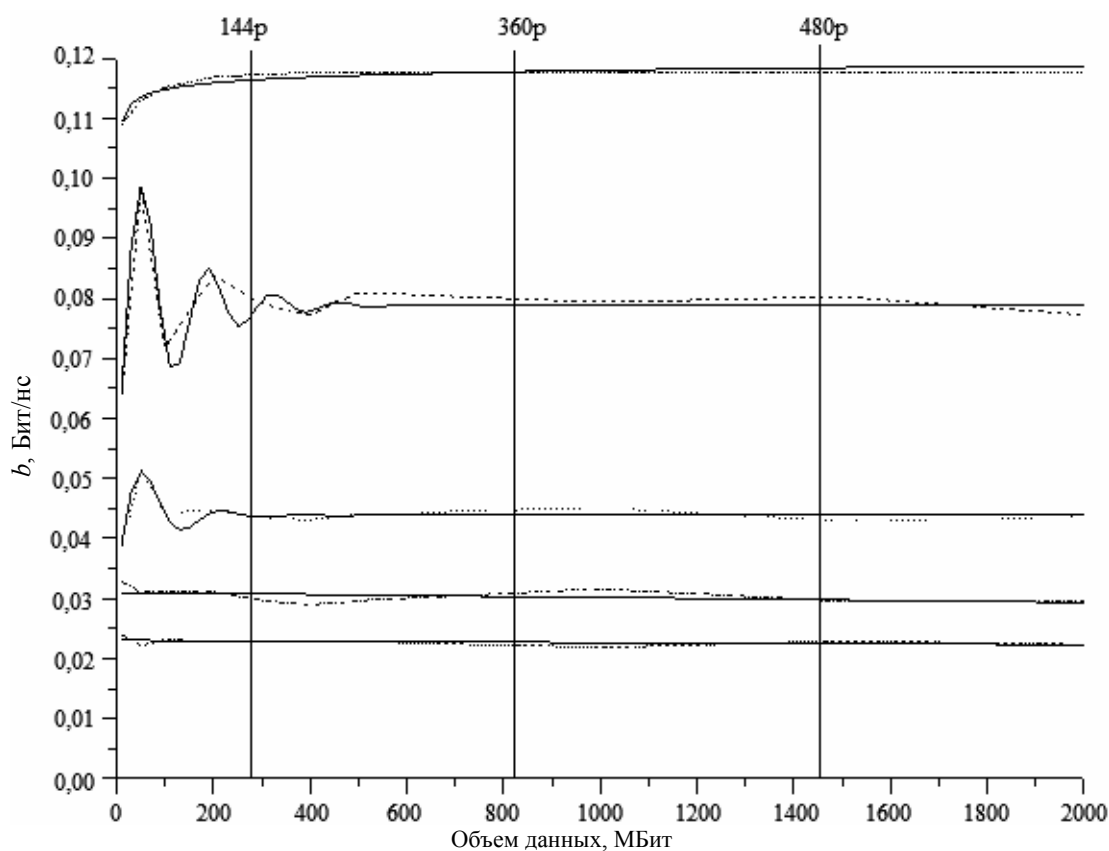


Рис. 2. Зависимость b от объёма передаваемых данных

Так как b' представляет собой среднее значение углового коэффициента, то вся совокупность K потоков в сети будет описываться прямой с угловым коэффициентом $b = Kb' = \sum_{i=1}^K b_i$. Для определе-

ния коэффициента a' применяется линейная аппроксимация на основе средней величины $a' = \frac{\sum_{i=1}^K a_i}{K}$ (рис. 3).

Угловой коэффициент b увеличивается с увеличением числа потоков, однако его рост замедляется (рис. 4, а). Смещение среднего значения углового коэффициента a обусловлено тем, что отсчёт нулевого момента времен в эксперименте производится с момента получения первого пакета.

Рис. 3. Зависимость коэффициента a от объема передаваемых данных

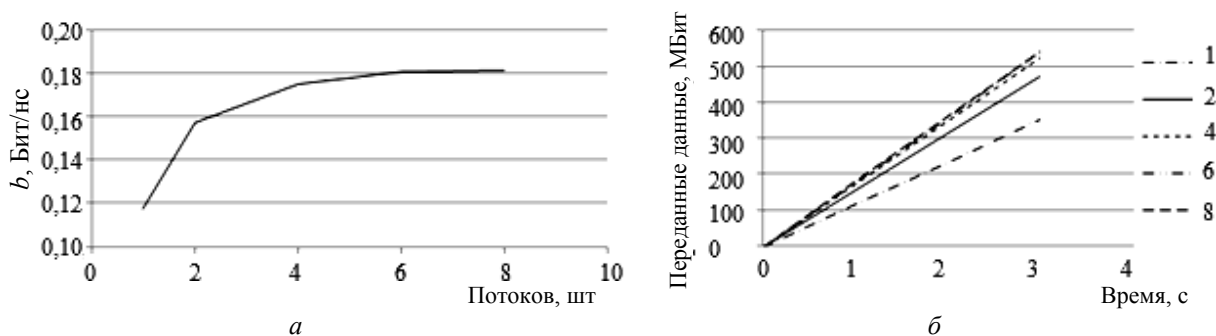
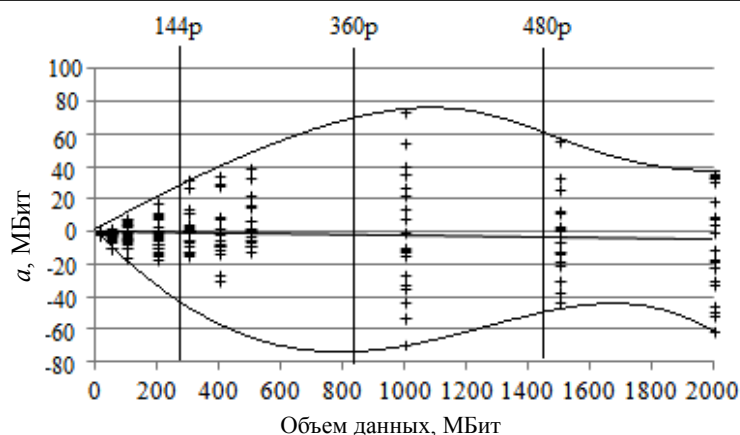


Рис. 4. Аппроксимация передачи данных: a – изменение углового коэффициента от количества потоков; $б$ – аппроксимация передаваемых данных

Как показывают рис. 2–4, коэффициенты a , b являются функцией от количества потоков K и разрешения кадра z . Границы изменения коэффициента a представлены на рис. 3. На этом рисунке зависимость от количества потоков была опущена. Если учитывать число потоков для функция $f(t)$ в приложении к передаче потоков видео, то она примет иной вид: $f(t, z, K) = f_1(z, K) + f_2(z)t$. Вместо коэффициентов a и b необходимо принять во внимание характеристики потока данных. А так как f_1 и f_2 были экспериментально получены, то не составляет труда получить общий вид аппроксимирующих прямых для данных объемов передачи (рис. 4, б).

На практике многие организации обладают сетью с иерархической структурой, являющейся частным случаем представленной модели однородной сети. Для решения прямой задачи в такой сети требуется выбрать количество потоков и разрешение кадра так, чтобы выполнялось условие $T(z) \leq f(t, z, K)$. Количественно ограничения могут быть получены с учетом графиков на рис. 4, а, б.

Заключение. В статье рассмотрена простая эмпирическая модель, которая позволяет оценить возможности сети при передаче потоков данных (в данном случае – видео). Предлагаемая модель может быть применена для различного типа сетей. Определены основные результаты работы:

1. Предложена модель сети для оценки объема передаваемого трафика в зависимости от объема данных и количества потоков, рассматривающая передающую сеть в качестве однородной масштабируемой среды, где характеристики передачи зависят от характеристик узлов.
2. Сформулированы прямая и обратная задачи определения QoS для аппаратной части сети, описан процесс получения фактических характеристик трафика на примере передачи видеопотока.
3. Приведены экспериментально определённые зависимости коэффициентов модели от конфигурации оборудования сети, показан расчёт усреднённых характеристик для потока.

Литература

1. Вишнеvский В.М. Теоретические основы проектирования компьютерных сетей. – М.: Техносфера, 2003. – 512 с.
2. Алиев Т.И. Сети ЭВМ и телекоммуникации. – СПб.: ИТМО, 2011. – 400 с.
3. Олифер В.Г. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы / В.Г. Олифер, Н.А. Олифер. – СПб.: Питер, 2011. – 943 с.

4. Таненбаум Э. Компьютерные сети. – СПб.: Питер, 2008. – 992 с.
 5. «WiMAX QoS Classes» // 2010 Tranzeo Wireless Technologies [Электронный документ]. – Режим доступа: http://www.tranzeo.com/allowed/Tranzeo_WiMAX_QoS_Classes_Whitepaper.pdf, свободный.
 6. Крупский А.С. Распределение задержки трафика в однородной восьмисвязной сети / А.С. Крупский, М.Ю. Катаев // Матер. докл. X Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». – Томск: В-Спектр, 2014. – С. 112.
-

Катаев Михаил Юрьевич

Д-р техн. наук, профессор каф. автоматизированных систем управления (АСУ) ТУСУРа,
профессор Юргинского технологического института (филиала)
Национального исследовательского Томского политехнического университета
Тел.: 8-960-975-2785, 8 (382-2) 70-15-36
Эл. почта: kataev.m@sibmail.com

Крупский Александр Сергеевич

Аспирант каф. АСУ
Тел.: 8-923-420-93-52
Эл. почта: kaspiyl@mail.ru

Kataev M.Yu., Krupskiy A.S.

The estimation of network capacity based on the model of homogenous network

In the article, we propose a model of homogenous network which allows to estimate the speed of traffic transmission. The direct and inverse problems of QOS calculating for specified hardware configuration are shown. We investigate the dependences between transmission speed and the number of transmission streams, volume of transmitted data. It allows us to estimate the functioning mode of the network depending on hardware configuration and to define the network configuration for proposed traffic features.

Keywords: homogenous network, transmission speed, network model, network configuration.

УДК 004.9

М.Ю. Катаев, А.К. Лукьянов, А.А. Бекеров

Программная система накопления и манипулирования пространственно-временными данными

Рассмотрен принцип организации пространственно-временных структур разнородных данных (об атмосфере, поверхности Земли и др.). Описаны особенности работы с многомерными структурами данных. Представлен анализ требований к программной системе для работы с многомерными данными. Показана реализация программной системы и обсуждаются моменты для развития системы.

Ключевые слова: пространственно-временные структуры данных, доступ к данным, мониторинг, алгоритмы.

При изучении объектов реального объекта или явлений на первом этапе всегда происходит построение теоретической или эмпирической модели (как правило, в виде многопараметрической нелинейной динамической функции), которая близка к реальности (прямая задача). На втором этапе возникает задача определения параметров по значениям функции (обратная задача). Объекты мира являются сложносвязанными многопараметрическими функциями, и точность выделения объекта и определения его параметров зависят от знания информации о состояниях объекта во всех его проявлениях. Поэтому тем более точно будут определяться параметры изучаемого объекта, чем больше информации мы будем иметь об объекте и его изменениях в зависимости от тех или иных условий (иначе – более точно восстанавливать значения функции).

Задачи космического мониторинга земной поверхности и атмосферы [1, 2], где требуется знание пространственно-временной структуры параметров, как раз и относятся к такого типа задачам, где наборы данных являются сложносвязанными и многомерными. Система «Земля+атмосфера» может быть описана многомерными наборами данных (поля влажности и других газов, аэрозоля, ветра, осадков и др.). Данные, получаемые с борта космических аппаратов, также являются многомерными. Все эти наборы данных можно структурировать по размерности: 1D (точка – значение), 2D (поверхность, линия), 3D (объем), 4D (многомерная поверхность). Поэтому обеспечение работы алгоритмов из такого набора данных является непростой с вычислительной точки зрения задачей [3, 4]. Особенностью таких задач является их строгая привязка к пространству $\{x - \text{широта}, y - \text{долгота}, z - \text{высота}\}$ и/или ко времени $\{t\}$. Помимо этих основных параметров функции существует множество других сопутствующих параметров, сопровождающих данные наблюдений, которые уточняют основные характеристики функции, например, помимо времени, географической широты и долготы, необходимо знать угловое положение Солнца и космического аппарата относительно точки наблюдения, температуру и давление и др.

Эффективность использования пространственно-временных структур данных связана с решением конкретной задачи. В отдельных случаях не важна скорость работы алгоритмов и более существенна точность выборки (с учетом интерполяции) соответствующих массивов данных, в другом случае существенное значение имеет скорость выборки данных или минимизация требуемой памяти для хранения [5]. Все эти варианты требуют использования разного типа алгоритмов и соответственно различных наборов данных. Управление набором таких данных является сложной комплексной задачей, поэтому разработка программной системы работы с наборами данных для обеспечения информацией методов обработки спутниковых измерений является важной и актуальной для решения задач науки, сельского хозяйства и промышленности.

В данной работе представлен один из вариантов подготовки наборов данных, необходимых при решении прямых и обратных задач оптики атмосферы. Следует из некоторого множества разнородных пространственно-временных баз данных, которые являются глобальными (в пределах территории Земли) и представленными за некоторый определенный промежуток времени (в течение каждого дня за несколько лет), подготовить небольшие наборы данных для указанного времени и точки в пространстве.

Целью данной работы является описание разработанных в авторском коллективе подходов к накоплению и манипуляции большими, многомерными массивами данных при решении задач космического мониторинга в разрабатываемой программной системе.

Классификация пространственно-временных структур данных. Для решения задач космического мониторинга, расчета прохождения излучения и транспортных задач переноса вещества в атмосфере применяются разнообразные массивы данных. Многие из этих наборов разрабатывались для решения конкретных задач, и применение их в других задачах, как правило, затруднительно. Массивы данных специфически структурированы, сжаты в различных форматах данных (бинарный, HDF (Hierarchical Data Format), NetCDF (Network Common Data Form) и др.), имеют различные размерности (от 1D до 4D) и др. Для повышения эффективности работы систем с такими структурами данных необходимо учитывать не только особенность решаемой задачи, но и тип, размерность данных.

Некоторые научные организации создают на основе многолетних наблюдений, выполненных в космосе и на поверхности Земли, открытые для доступа данные (например, NASA, NCEP [6], ECMWF и др.). К таким наборам данных относятся: 4D-поля влажности ($\{x, y, z, t\}$), скорости и направления ветра, рельеф, типы почв (3D) и поверхности (2D) и др. Определенное количество этих наборов данных имеют глобальное описание (в пределах всей поверхности Земли).

Для космических исследований интеграция различных наборов данных, которые представляют количественные процессы, происходящие на поверхности Земли и в атмосфере, приводит к более точному пониманию самих процессов при визуальном исследовании, детализации и уточнению при решении прямых или обратных задач. При этом важной проблемой выступает организация большой по объему и разнородной информации в удобном для расчетов и конечного пользователя виде. Для выбранного направления исследований максимальный по объему массив данных является пятимерным (рис. 1).

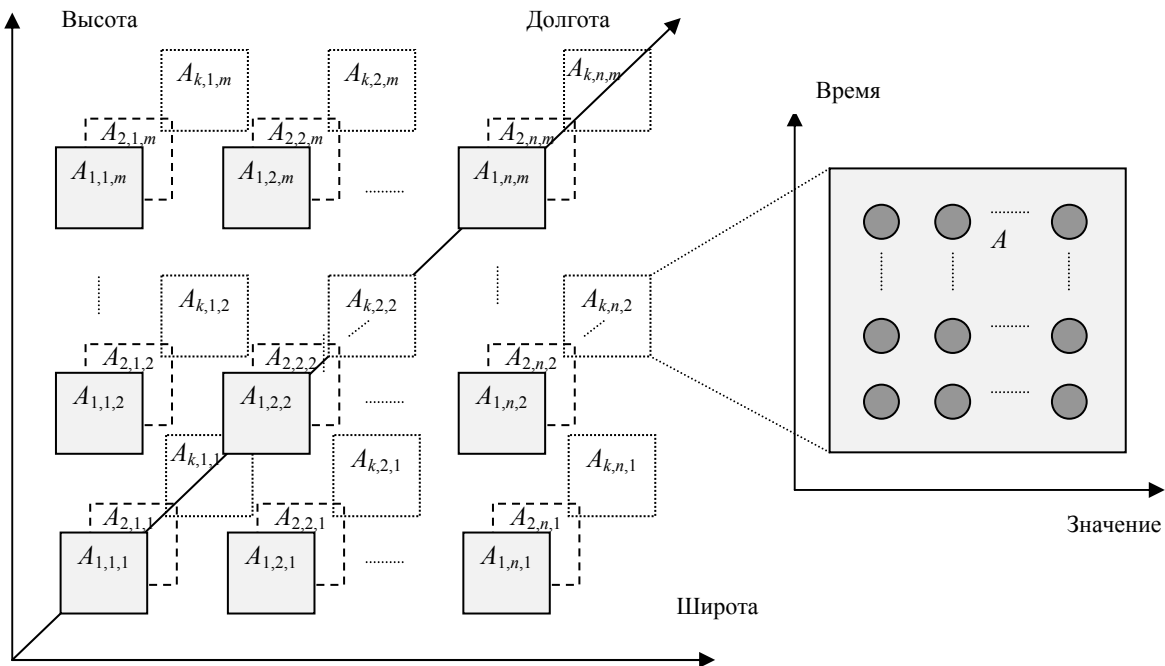


Рис. 1. Гиперкуб данных A космических измерений

Анализируя множество возможных вариантов выборки данных из структуры, представленной на рис. 1, можно получить типичные выборки, которые возможны для любых наборов данных:

- 1) точка (определение времени t и/или координат $\{x, y, z\}$);
- 2) линия (определение диапазона времени $t_2 - t_1$ и/или диапазона координат $\{x, y, z\}_2 - \{x, y, z\}_1$);
- 3) плоскость (определение времени t или диапазона времени $t_2 - t_1$ и/или диапазона координат углов прямоугольника $\{x, y, z\}_2$ и $\{x, y, z\}_1$) и другие варианты.

Из перечисленных выше вариантов выборки данных из структуры возникает большое количество подвариантов, связанных с конкретными заданными пользователем значениями атрибутов (например, для времени t_1 необходимо выделить на уровне поверхности Земли ($z = 0$) значения температуры поверхности (плоскость) в районе г. Томска (широта: $56^\circ 29'$ северной широты и долгота: $84^\circ 57'$ восточной долготы) размером 50×50 км). Эти запросы определяют вычислительную и алгоритмическую сложность ввиду наличия не единственной базы данных и разнотипности форматов, разных периодов времени и пространственных сеток (например, необходимо подготовить для за-

данного времени и географической точки наборы данных о температуре, давлении, скорости и направлении ветра, влажности и др.). Особенность запросов в том, что в базе данных информация хранится в одной физической размерности, а требуется получить информацию в другой, более удобной и понятной пользователю размерности.

Анализ требований к программной системе. Для направления исследований, связанного с космическими измерениями, каждая точка многомерного пространства является числом, а может представлять вектор значений (например, спектральную кривую или более сложную зависимость). Важнейшим требованием к подобной структуре данных является своевременная подготовка элементов этого пространства, необходимых для решения численных задач оптики атмосферы (прямые задачи) или восстановления параметров поверхности Земли или атмосферы (обратные задачи).

При работе с такими наборами данных возникает сложность, связанная с тем фактом, что при обработке больших объемов данных существует проблема поиска нужной точки пространства и представления результатов обработки (интерполяции) в виде соответствующих таблиц, определенного формата, подходящего для работы программ и анализа, визуального анализа, вывода. Процесс создания такого набора данных (выборки из больших таблиц) должен занимать время, которое не сказывается на основном вычислительном процессе, для которого данные и готовятся.

Анализ требований к программной системе, которая должна оперировать большими наборами данных, позиционировать в пространстве результаты и подключать программные единицы (библиотеки), показал, что она должна содержать следующие части программного обеспечения, необходимые для:

- 1) сбора информации;
- 2) сжатия и хранения;
- 3) доступа к накопленной информации;
- 4) организации информационного взаимодействия различных блоков программной системы;
- 5) визуализации пространственно-временных данных.

Наиболее удобным программным инструментом, в свете указанных выше характеристик программной системы, являются геоинформационные интернет-системы [7], построенные по принципу клиент-серверных технологий. Соответственно программная система имеет интерфейс доступа к функциям, обеспечивающим решение прикладных задач, а программные компоненты доступа к удаленным базам данных космической информации (например, расположенных на серверах NASA [<https://podaac.jpl.nasa.gov/dataaccess>]) средства администрирования самой системы и базы данных.

Одним из компонентов системы должна быть программная компонента для привязки данных – к системе географических координат. GeoServer [<http://geoserver.org>] является картографическим сервером с открытым исходным кодом, который среди многих прочих возможностей реализует следующие спецификации OGS: WMS, WFS, WCS. GeoServer реализует спецификацию WFS-T (WFS-Transaction). Это означает, что, используя GeoServer, можно не только получать данные для построения на их основе собственных карт, но также редактировать полученные данные с последующим автоматическим обновлением исходной информации на сервере. Среди поддерживаемых форматов значатся: JPEG, PNG, SVG, KML/KMZ, GML, PDF, ESRI Shapefile и др. Другой особенностью является поставляемая с GeoServer визуальная система управления файлами настроек и описания данных для программных проектов.

Разрабатываемая нами программная система реализована в виде веб-интерфейса и предоставляет пользователю возможность работать с многомерными данными, содержащими информацию о параметрах, описывающих Землю и атмосферу (рис. 2).

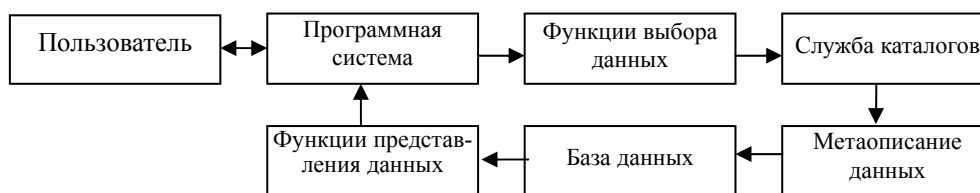


Рис. 2. Структура программной системы отображения многомерных данных

С общей информационно-технологической точки зрения программная система (ПС) рассматривается как многомодульная система, в составе которой выделяются следующие элементы:

- 1) функции выбора данных;

- 2) служба каталогов;
- 3) метаописание данных;
- 4) база данных (БД);
- 5) функции представления данных.

Рассмотрим подробнее каждый модуль отдельно. Функции выбора данных характеризует набор запросов пользователя, которые отражают тип и структуру выбираемых из БД данных. Служба каталогов формирует единое информационное пространство ПС, включающее: картографические слои, данные об атмосфере (температура, ветер и др.), данные о поверхности Земли (рельеф, типы поверхности, коэффициенты отражения и излучения и др.), документы (описание данных, методики и др.) и др. Организация структуры службы каталогов подразумевает логическое объединение разнородных данных физическими задачами (прямой или обратной) или просто желанием пользователя сделать выбор некоторых данных в заданном представлении (табличный, картографический или графический).

Программная система предоставляет пользователю универсальные средства обеспечения единого интерфейса ко всем наборам данных, автоматически настраивается на заданные функции выбора данных из базы данных и типовой набор стандартных функций работы с данными: поиск, добавление, изменение, удаление данных, интерполяция и др. Возможность решения этих задач в значительной степени обеспечивается использованием метаданных (структурированные данные, представляющие собой характеристики представленных в БД данных для целей их поиска и управления ими и др.).

База данных имеет простую логическую структуру, которая определяется типом и/или временем данных. Можно выделить, для примера, наборы данных о температуре атмосферы NCEP, которые формируются из файлов hdf, которые содержат информацию о профилях температуры на определенной пространственной сетке в течение года. Таким образом, структура хранения информации о температуре атмосферы связана с числом файлов, равным числу лет, за которые получены данные.

Функции представления данных связаны с запросами пользователя к ПС и могут быть связаны с задачей выборки, преобразования данных, пространственно-временного анализа и сравнения, решения задач расчета определенных характеристик и др. Все эти запросы преобразовываются в графический, картографический или табличный вид. Основной проблемой этого блока является интерполяция наборов данных для интервала значений, выбранных пользователем по заданным значениям сетки базы данных. Нами для этих целей применяются многомерные интерполяционные алгоритмы, разработанные в [8, 9].

Таким образом, для того чтобы пользователь получил данные в нужном ему виде, необходимо провести с базами данных ряд шагов: чтение, выделение участка с нужной информацией, интерполяция на сетку пользователя и запись в формате отображения данных. Чтение каждой базы данных требует своего отдельного модуля в силу того, что базы данных имеют различную размерность и способ хранения данных. После чтения и выделения необходимого пользователю участка данные становятся однообразными, представляя собой массивы размерности от одного до четырёх (рис. 3).

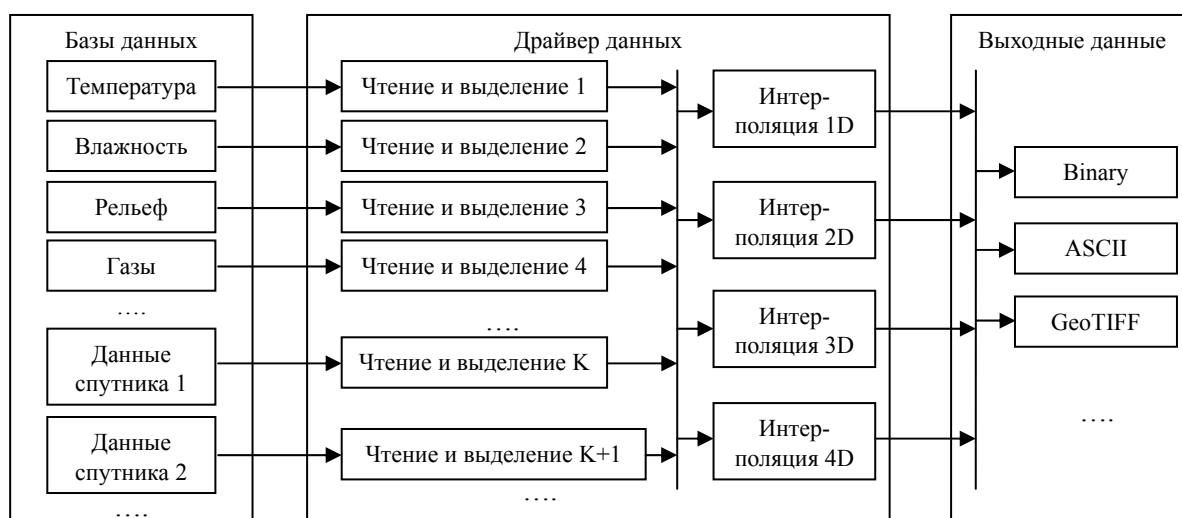


Рис. 3. Блок чтения и интерполяции многомерных данных

Формат выходных данных выбирается в зависимости от типа запроса и бывает бинарный (Binary), текстовый (ASCII) или в формате GeoTIFF (формат записи спутниковых изображений в формате TIFF, включая метаданные о географической привязке и характеристиках измерений). Файлы формируются с линейной и однотипной структурой данных. Это позволяет унифицировать передачу данных различным процедурам без преобразований.

Для примера, можно назвать несколько возможных вариантов выборки данных из набора данных, представляющих собой рельеф: 1) точка – значение высоты местности над уровнем моря, 2) линия – множество точек, показывающих изменение высоты местности, и 3) плоскость – изменение высоты местности на определенной территории. Во всех случаях, если искомая точка не попадает в узел сетки данных, возникает необходимость проводить интерполяцию. Поэтому в зависимости от типа случая необходимо выбирать соответствующее множество точек из набора данных для точного интерполирования. Представление выбранных и подготовленных данных в программной системе зависит от дальнейших операций: для отображения используется GeoTIFF, для продолжения преобразования, например расчета углов наклона поверхности, используется или текстовый (ASCII) или бинарный (Binary) вид.

Реализация программной системы. Нами для решения задач космического мониторинга территории Томской области разрабатывается интернет-ГИС программная система [10, 11]. Структура БД формируется из двух архивов: 1) данными, полученными с космических аппаратов, и априорными наборами данных и 2) информации о параметрах атмосферы и поверхности Земли за то же самое время, за которое получены данные в первой части. Задачей программной системы является экологический контроль территории (пожары, незаконные вырубки и здания, зона подтопления и др.). Внешний вид ПС приведен на рис. 4.

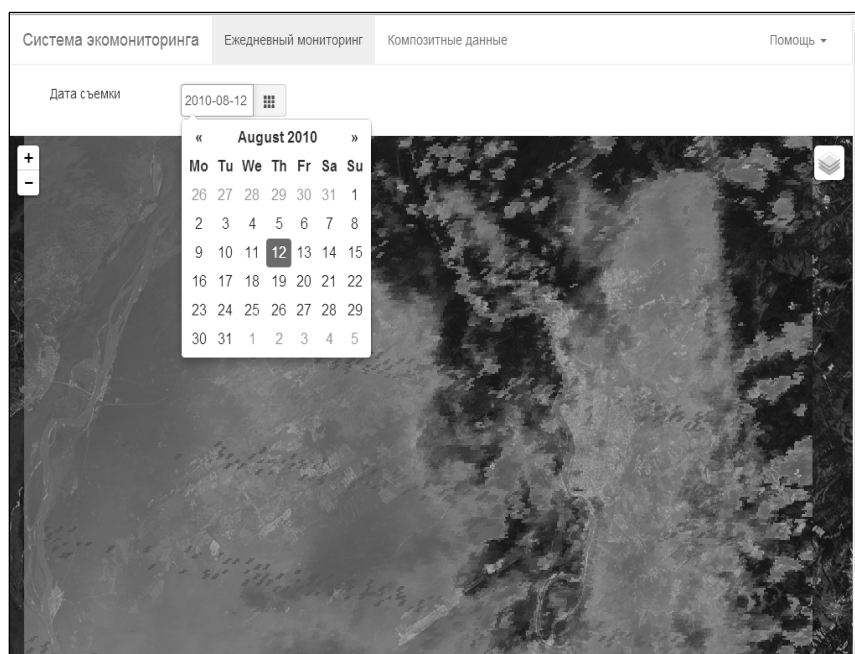


Рис. 4. Интерфейс программной системы (интернет-ГИС) для накопления, обработки и анализа спутниковых данных

В программной системе пользователь удален от наборов данных, которые необходимы для решения тех или иных задач, и выбирает только функции, реализующие запросы, на основе которых получаются результаты, представляемые в графическом или табличном виде. Для примера на рис. 4 представлен расчет вегетационного индекса NDVI для территории в районе г. Томска за определенную дату [11] на основе данных спутникового прибора MODIS [<http://modis.gsfc.nasa.gov/>]. Выбирая те или иные функции в ПС, пользователь может получать результаты и анализировать их, не задумываясь о сложности сбора, подготовки, преобразования, обработки и визуализации данных.

Заключение. Разработанная программная система для работы с пространственно-временными многомерными и разнородными наборами данных космического мониторинга позволяет решать задачи накопления, преобразования, манипулирования и визуализации. Найдены алгоритмические подходы к работе с многомерными и разнородными данными, заключающиеся в выборке и подготовке наборов линейных и однотипных по структуре данных, которые понимаются модулями программной системы, и другими программами. Выполнена разработка программной системы в виде интернет-ГИС для обработки данных спутникового прибора MODIS и получения наборов вегетационных индексов, которые связаны с климатическими параметрами (влажность, аэрозоль и др.), а также типами поверхности Земли (растительность, вода, почва и др.).

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта №13-05-01036.

Литература

1. Кашкин В.Б. Дистанционное зондирование Земли из космоса. Цифровая обработка изображений / В.Б. Кашкин, А.И. Сухинин. – М.: Логос, 2001. – 322 с.
2. Чандра А.М. Дистанционное зондирование и географические информационные системы / А.М. Чандра, С.К. Гош. – М.: Техносфера, 2008. – 312 с.
3. Гулаков В.К. Пространственно-временные структуры данных / В.К. Гулаков, А.О. Трубаков, Е.О. Трубаков. – Брянск: БГТУ, 2013. – 215 с.
4. Гулаков В.К. Многомерные структуры данных / В.К. Гулаков, А.О. Трубаков. – Брянск: БГТУ, 2010. – 387 с.
5. Большаков А.А. Методы обработки многомерных данных и временных рядов / А.А. Большаков, Р.Н. Каримов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2014. – 522 с.
6. NCEP/NCAR Reanalysis. Интернет-источник. – Доступ свободный: <http://www.esrl.noaa.gov/psd/data/reanalysis/reanalysis.shtml>
7. Samet R. Web based real-time meteorological data analysis and mapping information system // International Journal of Education and Information Technologies. – 2010. – Т. 4. – Vol. 4. – P. 187–196.
8. Бахвалов Ю.Н. Метод многомерной интерполяции и аппроксимации и его приложения / Ю.Н. Бахвалов. – М.: Спутник+, 2007. – 108 с.
9. Зиновьев А.Ю. Визуализация многомерных данных / А.Ю. Зиновьев. – Красноярск: Изд-во Красноярского государственного технического университета, 2000. – 180 с.
10. Катаев М.Ю. Обнаружение экологических изменений природной среды по данным спутниковых измерений / М.Ю. Катаев, А.А. Бекеров // Оптика атмосферы и океана. – 2014. – Т. 27, № 7. – С. 652–656.
11. Катаев М.Ю. Геоинформационная система мониторинга экологического состояния территории по данным прибора MODIS / М.Ю. Катаев, А.А. Бекеров // Региональные проблемы дистанционного зондирования Земли. – Красноярск, 2014. – С. 120–123.

Катаев Михаил Юрьевич

Д-р техн. наук, профессор каф. автоматизированных систем управления (АСУ) ТУСУРа, профессор Юргинского технологического института (филиала) Национального исследовательского Томского политехнического университета
Тел.: +7-960-975-27-85, (382-2) 70-15-36
Эл. почта: kataev.m@sibmail.com

Лукьянов Андрей Кириллович

Ассистент каф. автоматизированных систем управления (АСУ) ТУСУРа
Тел.: +7-953-911-61-97
Эл. почта: hyena116@mail.ru

Бекеров Артур Александрович

Аспирант Института мониторинга климатических и экологических систем СО РАН (ИМКЭС)
Тел.: +7-985-852-57-65
Эл. почта: artur@bekerov.ru

Kataev M.Yu., Lukyanov A.K., Bekerov A.A.

Software system for storing and manipulating of the spatio-temporal data

A principle of organization of spatio-temporal structures of heterogeneous data about the atmosphere, Land surface, etc. is reviewed. Working with multidimensional data structures is described. An analysis of requirements for a software system to work with multidimensional data is presented. The implementation of software systems is shown and the opportunities for the development of the system are discussed.

Keywords: spatio-temporal data structures, data access, monitoring, algorithms.

УДК 004.928

Е.А. Альтман, Е.И. Захаренко

Быстрый алгоритм вычисления двумерной корреляции для видеообработки

Предложен быстрый алгоритм вычисления двумерной корреляции сигналов размерами $N \times N$ и $(N + M - 1) \times (N + M - 1)$, где $N = 2^i$, i и M – целые числа. Метод построен на принципе рекурсивного разбиения корреляции на более короткие длины и применении на каждом шаге разбиения наиболее эффективного алгоритма. Вычислительная эффективность различных методов корреляции выявлена в результате представленного в статье исследования. Также авторами разработан еще один быстрый алгоритм вычисления двумерной корреляции, разбивающий ее на 12. Этот метод эффективен при длине сигнала 4×4 и применяется на одном из шагов рекурсивного разбиения предложенного алгоритма. В результате исследования выявлено, что предложенный алгоритм рекурсивного разбиения двумерной корреляции эффективен для коротких сигналов (менее 32×32). Применение этого метода для решения задач видеообработки позволяет снизить вычислительную сложность блочной оценки движения полным перебором вдвое по сравнению с вычислением по прямой формуле для блока размером 8×8 точек и на 3% по сравнению с наиболее быстрыми из известных методов двумерной корреляции.

Ключевые слова: двумерная корреляция, оценка движения, суммарная квадратичная разность, видеокодирование.

Популярность графических средств представления и передачи информации возрастает. В связи с этим повышаются требования к качеству видеоизображения и размеру видеофайла. Задача получения видеоизображения высокого визуального качества при высокой степени его компрессии решается кодированием. Одним из основных этапов кодирования, оказывающих наибольшее влияние на качество и степень сжатия видео, является оценка движения, которая была предложена как часть видеокодека в 1960-х гг. Современные стандарты видеокодирования MPEG-4 Visual и H.265 предлагают применять блочную оценку движения (block matching algorithm – *BMA*). При этом кадр разбивается на непересекающиеся прямоугольные (квадратные) блоки, и осуществляется сравнение каждого блока текущего кадра с несколькими блоками внутри области поиска предыдущего/последующего (ссылочного) кадра. Чем меньше ошибка в определении схожего блока, тем точнее оценка движения, следовательно, выше визуальное качество изображения и степень компрессии видеофайла [1, 2].

Эталонным или стандартным и наиболее точным методом *BMA* является полный перебор (full search – *FS*) [1–3]. В период 1981–2000-х гг. зарубежными учеными Т. Koga, J.R. Jain, M. Ghanbari, R. Li, L.M. Po, S. Zhu были предложены быстрые алгоритмы оценки движения, получившие реализацию в нескольких видеокодеках, одним из которых является трехшаговый поиск (three step search – *TSS*). Недостатками этих методов является поиск локального, а не глобального экстремума функции сравнения двух блоков, что приводит к снижению точности оценки движения по сравнению с полным перебором и, следовательно, к деградации визуального качества видео [4]. Обладая наибольшей точностью, *FS* требует высоких вычислительных ресурсов, что затрудняет его применение для решения практических задач.

Метрика или функция сопоставления блоков не регламентированы видеостандартами, что делает ее предметом научного исследования. Наиболее популярные метрики сравнения блоков появились в 1981 г. вместе с быстрыми методами оценки движения в работах Т. Koga и J.R. Jain и сохраняют свою актуальность на сегодняшний день. Исследования Y. Naito, H.G. Musmann и других ученых посвящены проблеме неэффективного вычисления этих функций [3, 5]. Эффективность и сложность математических алгоритмов можно измерять различными способами. В статье, как и в некоторых литературных источниках [6–8], для этих целей выбрано количество арифметических операций. Такой подход к измерению сложности алгоритма легко осуществим и связан со скоростью его работы при аппаратной реализации [8].

Текущий блок и совокупность блоков в ссылочной области поиска являются двумерными дискретными сигналами. Наиболее популярный способ сравнения таких сигналов – это их корреляция, или свертка. Корреляция предполагает сравнение одного сигнала со всеми возможными позициями второго внутри определенной области. Таким условиям удовлетворяет только оценка движения полным перебором. Применение эффективного алгоритма двумерной корреляции для сопоставления блоков повысит быстродействие метода *FS*.

Один из эффективных методов вычисления корреляции состоит в использовании теоремы о свертке и дискретного преобразования Фурье. Быстрые алгоритмы преобразования Фурье (БПФ) описаны в работах J. Cooley, S. Winograd, R. Blahut, Г. Нуссбаумера, Л.М. Гольденберга, А. Оппенгейма и других ученых. Еще один класс быстрых методов вычисления корреляции состоит в ее разложении на более короткие [5, 9, 10]. Каждый из существующих методов может быть эффективнее других для определенных задач и условий.

Для оценки движения размер блоков, на которые разбивается кадр, не превышает 16×16 точек. В стандарте видеокодирования MPEG-4 Visual регламентирован размер блока, равный 8×8 точек. Стандарт H.264 предполагает разбиение макроблока 16×16 точек на блоки разного размера – 4×4 , 8×8 . Они сравниваются по яркостным *Y*-компонентам точек (пикселей) изображения в цветовом пространстве *YCbCr*. *Y*-компонента представляется целым числом в интервале от 0 до 255 лм. Для всех форматов сэмплирования цветового пространства *YCbCr* размер матрицы *Y* равен разрешению изображения (кадра, блока). Поэтому для оценки движения интерес представляют алгоритмы двумерной корреляции для сигналов короткой и четной длины, состоящих из целых положительных чисел.

Блочная оценка движения. Для сопоставления блоков при оценке движения предложено несколько функций, описанных в работах [11, 12]. Одной из популярных метрик является суммарная квадратичная разность (sum of square difference – *SSD*):

$$SSD(i, j) = \sum_{y=0}^{N_h-1} \sum_{x=0}^{N_w-1} (B(x, y) - S(x+i, y+j))^2, \quad (1)$$

где i, j – координаты вектора движения относительно текущего блока, i изменяется в интервале от $-S_w/2$ до $S_w/2$, j изменяется в интервале от $-S_h/2$ до $S_h/2$; x, y – координаты точки блока; $N_w \times N_h$ – размер блока; B – текущий блок; S – ссылочный блок размером $S_w \times S_h$.

Выражение (1) может быть разложено на три слагаемых по формуле квадрата разности. Для оценки движения методом полного перебора одно из слагаемых *SSD* является корреляцией [3, 5].

Корреляция может применяться для сравнения двух блоков как самостоятельная метрика [11]:

$$COR(i, j) = \sum_{y=0}^{N_h-1} \sum_{x=0}^{N_w-1} B(x, y)S(x+i, y+j), \quad (2)$$

где i, j – координаты вектора движения относительно текущего блока, i изменяется в интервале от $-S_w/2$ до $S_w/2$, j изменяется в интервале от $-S_h/2$ до $S_h/2$; x, y – координаты точки блока; $N_w \times N_h$ – размер блока; B – текущий блок; S – ссылочный блок размером $S_w \times S_h$.

Для практического применения оценки движения полным перебором необходимо сократить время его работы, которое определяется вычислительной сложностью. Одним из способов решения такой задачи является применение эффективного метода двумерной корреляции для вычисления значений функции сопоставления блоков.

В качестве критерия эффективности и сложности алгоритма выбрано количество арифметических операций. Для вычисления корреляции арифметические операции можно свести к двум: сложение и умножение [6–8]. В некоторых процессорах помимо этих операций в одном цикле выполняется умножение с накоплением (multiply and accumulate – *MAC*). В работе для исследования алгоритмов вычислительная сложность рассчитывается для двух случаев: с учетом и без учета *MAC*-операций.

Быстрые методы вычисления двумерной корреляции. Двумерную корреляцию можно вычислить по прямой формуле (2). Еще один способ нахождения двумерной корреляции через одномерную: вычисление каждой строки результата через сумму столбцов матрицы, полученной в результате одномерной корреляции каждой строки одного сигнала со всеми строками второго сигнала. В этом случае для двумерной корреляции сигнала размером $N \times N$ необходимо N^2 раз вычислить одномерную корреляцию и N раз – их сумму.

В 1987 г. Z. J. Mou и P. Duhamel был предложен быстрый метод поиска значений одномерной корреляции, который состоит в разбиении одномерных последовательностей x и y на четные и нечетные отсчеты, предварительном сложении полученных сигналов, вычислении коротких корреляций и их сложении. Вычислительная сложность этого способа на 25% меньше прямого метода [9].

На основании одномерного алгоритма Y. Naito, T. Miyazaki и I. Kuroda разработали метод вычисления корреляции для двумерных сигналов x размером $N \times N$ и y $(N + M - 1) \times (N + M - 1)$ [5]. Аналогично одномерному случаю двумерные последовательности x и y делятся по четным и нечетным строкам и столбцам:

$$X_{i,j} = [\hat{x}_{i,j}, \hat{x}_{i,j+2}, \dots, \hat{x}_{i,j+N-2}]^T; Y_{i,j} = [\hat{y}_{i,j}, \hat{y}_{i,j+2}, \dots, \hat{y}_{i,j+N-2}], \quad (3)$$

где $\hat{x}_{i,j} = [x_{i,j}, x_{i,j+2}, \dots, x_{i,j+N-2}]$, $\hat{y}_{i,j} = [y_{i,j}, y_{i,j+2}, \dots, y_{i,j+N-2}]$, $i, j \in [0; N/2]$

Каждый элемент векторов $X_{i,j}$ и $Y_{i,j}$ является матрицей элементов в позиции (i, j) текущего и ссылочного блока соответственно.

Данный метод требует по пять поэлементных сложений для $X_{i,j}$ и $Y_{i,j}$ в различных позициях i, j сигналов x и y , последующих девяти корреляций результатов сложения. Корреляция является рекурсивной функцией и вызывается, пока входной сигнал не будет размером 2×2 . Затем выполняются умножения и сложения результатов корреляции и формирование результата двумерной корреляции x и y путем заполнения четных и нечетных отсчетов полученными значениями. Более подробное описание алгоритма приведено в работе [5].

Авторами статьи предложен еще один быстрый метод поиска значений двумерной корреляции. Предлагаемый способ аналогичен описанному выше алгоритму. Входной сигнал разделяется по четным и нечетным строкам и столбцам, выполняется по два сложения для $X_{i,j}$ и $Y_{i,j}$ и рекурсивно вызываются 12 корреляций:

$$\begin{aligned} C0_{i,j} &= (Y_{i+1,j+1} - Y_{i,j+1})A_0; & C1_{i,j} &= (Y_{i+1,j+1} - Y_{i,j})A_1; & C2_{i,j} &= (Y_{i+1,j+1} - Y_{i,j+1})A_1; \\ C3_{i,j} &= (Y_{i+1,j+1} - Y_{i,j})A_0; & C4_{i,j} &= Y_{i+1,j}X_{i,j}; & C5_{i,j} &= Y_{i+1,j+1}X_{i,j+1}; & C6_{i,j} &= Y_{i+1,j+1}X_{i,j}; \\ C7_{i,j} &= Y_{i+1,j+2}X_{i,j+1}; & C8_{i,j} &= Y_{i+2,j}X_{i+1,j}; & C9_{i,j} &= Y_{i+2,j+1}X_{i+1,j+1}; & C10_{i,j} &= Y_{i+2,j+1}X_{i+1,j}; \\ C11_{i,j} &= Y_{i+2,j+2}X_{i+1,j+1}, \end{aligned} \quad (4)$$

где $A_0 = X_{0,0} - X_{1,0}$, $A_1 = X_{0,1} - X_{1,1}$, подстрочный индекс 0 сигнала X означает четную позицию сигнала x , 1 – нечетную.

По сравнению с алгоритмом через девять корреляций этот способ вычисления двумерной корреляции требует меньше предварительных сложений сигналов и объединений коротких корреляций, поэтому может быть вычислительно более эффективным для некоторых N .

Для исследования вычислительной эффективности (сложности/скорости) алгоритмов двумерной корреляции рассматриваются четыре алгоритма: рекурсивное разложение на девять (2D Fast 9 convol) и 12 корреляций короткой длины (2D Fast 12 convol), вычисление двумерной корреляции через одномерную (2D Full – 1D Full), прямое вычисление по формуле (2); и два сигнала: x (текущий блок B) размером $N \times N$ и фильтр y (область поиска S на ссылочном кадре) размерами $(2N - 1) \times (2N - 1)$ и $(3N - 1) \times (3N - 1)$, где $N = 2^i$, i – целое число от 1 до 6. В условиях рассматриваемой области применения исследования сигналы x и y являются яркостной компонентой пикселя изображения, поэтому заполняются случайными целыми числами от 0 до 255.

В качестве критерия вычислительной эффективности алгоритма используется количество сложений и умножений.

В результате исследования выявлены наиболее быстрые алгоритмы для исследуемых длин фильтра $N = 2^i$, i – целое число от 1 до 6 (см. табл. 1). При $N \geq 8$ наиболее быстрым из исследуемых четырех алгоритмов оказался метод разложения на девять корреляций. Для $N = 2$ и $N = 4$ эффективны алгоритм вычисления двумерной корреляции через одномерную и метод разложения на 12 корреляций соответственно.

Быстрый алгоритм вычисления двумерной корреляции рекурсивным разложением. Алгоритмы рекурсивного разложения двумерной корреляции на короткие – наименее сложные из исследуемых методов при длине фильтра более 2 (табл. 1). Каждый рекурсивный шаг сокращает длину фильтра и сигнала вдвое, так как делит их по четным и нечетным отсчетам. Это позволяет на каждом шаге разбиения применять наиболее быстрый алгоритм, что повышает эффективность вычисления двумерной корреляции.

На основе этого предположения авторами предложен быстрый алгоритм вычисления двумерной корреляции сигналами размерами $N \times N$ и $(N + M - 1) \times (N + M - 1)$, где $N = 2^i$, i, M – целые положительные числа. В этом случае метод состоит из $\log_2 N$ шагов, на каждом из которых выбирается наиболее эффективный алгоритм, выявленный в результате приведенного выше исследования. Если $N \geq 8$, применяется метод разложения на девять корреляций. Когда путем рекурсивного разбиения корреляции достигается длина сигнала $N = 4$, то используется метод разложения на 12 корреляций, при $N = 2$ – алгоритм вычисления двумерной корреляции через одномерную.

Вычислительная эффективность этого метода исследовалась для блока длиной $N \times N$ и ссылочной области размерами $(2N - 1) \times (2N - 1)$ и $(3N - 1) \times (3N - 1)$, где $N = 2^i$, i – целое число от 1 до 6. С помощью предложенного алгоритма вычислена корреляция, которая является слагаемым метрики сравнения двух блоков *SSD*. Сравнение поиска значений *SSD* полным перебором *FS* через предложенный авторами метод с вычислением через наиболее быстрый из известных алгоритмов для сигнала размером $(3N - 1) \times (3N - 1)$, где $N = 2^i$, i – целое число от 1 до 6, представлено в табл. 1.

Таблица 1

Вычислительная сложность *SSD* полным перебором *FS* через предложенный алгоритм двумерной корреляции блока *B* размером $N \times N$ и области поиска *S* размером $(3N - 1) \times (3N - 1)$

N	Количество арифметических операций <i>SSD</i> через предложенный алгоритм	Самый быстрый алгоритм вычисления двумерной корреляции	Количество арифметических операций <i>SSD</i> через самый быстрый алгоритм двумерной корреляции	Вычислительная сложность <i>SSD</i> через предложенный алгоритм относительно самого быстрого, %
2	207	2D Full – 1D Full	207	100,0
4	2 106	2D Fast 12 convol	2 178	96,7
8	20 355	2D Fast 9 convol	21 003	96,9
16	195 696	2D Fast 9 convol	201 528	97,1
32	1 874 109	2D Fast 9 convol	1 926 597	97,3
64	17 837 154	2D Fast 9 convol	18 309 546	97,4

Разработанный способ является более эффективным по сравнению с самыми быстрыми методами при длине сигнала более 2×2 . При этом наибольшая эффективность вычисления *SSD* через предложенный алгоритм достигается при коротких N : 4 и 8. Когда размер области поиска $(2N - 1) \times (2N - 1)$, применение описанного алгоритма для вычисления *SSD* дает результаты, аналогичные приведенным в табл. 1, т.е. позволяет сократить вычислительную сложность метода полного перебора *FS* на 3% относительно применения наиболее эффективных алгоритмов вычисления двумерной корреляции.

В современной вычислительной технике реализована операция совмещенного умножения и сложения *MAC*. В этом случае при определении вычислительной сложности алгоритма учитываются сложения, умножения и *MAC*-операции. Тогда наибольшую эффективность дает метод, в котором для длин фильтра 2×2 и 4×4 двумерная корреляция вычисляется через одномерную (2D Full – 1D Full), для $N = 8, 16$ и 32 применяется алгоритм преобразования в девять корреляций (2D Fast 9 convol). При учете *MAC*-операций вычислительная сложность полного перебора с использованием предложенного алгоритма также сокращается не более чем на 3% по сравнению с использованием самого эффективного алгоритма вычисления двумерной корреляции.

Одним из популярных способов вычисления корреляции является использование теоремы о свертке. В этом случае необходимо применять алгоритм дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Один из самых быстрых ДПФ – алгоритм Винограда, что подтверждается в работе [1].

Авторами было произведено сравнение вычисления корреляции предложенным методом и алгоритмом Винограда по количеству арифметических операций (умножений и сложений). Результаты представлены в табл. 2.

Новый алгоритм показал большую вычислительную эффективность по сравнению преобразованием Винограда, когда размер сигнала меньше 32×32 . В соответствии с популярными видеостандартами размер блока не превосходит 16×16 точек, поэтому предложенный алгоритм может применяться для сокращения вычислительной сложности оценки движения полным перебором.

В видеокодеках и видеосистемах, работающих в реальном времени, применяются быстрые алгоритмы оценки движения по причине низкой вычислительной сложности. Исследование, приве-

денное в статье, посвящено выявлению вычислительно более эффективного алгоритма двумерной корреляции для повышения быстродействия оценки движения полным перебором. Это требует его сравнения с одним из быстрых методов – трехшаговым поиском *TSS* (табл. 3).

Таблица 2

Вычислительная сложность двумерной корреляции через предложенный алгоритм и через теорему о свертке с использованием БПФ Винограда для двух сигналов длинами $N \times N$ и $(2N - 1) \times (2N - 1)$

N	Количество арифметических операций (сложений и умножений)		Вычислительная сложность нового алгоритма относительно алгоритма Винограда, %
	Предложенный алгоритм	БПФ Винограда	
1	2	3	4
2	26	216	12
4	460	560	82
8	5 737	9 135	63
16	62 310	82 980	75
32	636 667	344 547	185
64	6 296 472	2 486 272	253

Таблица 3

Сравнение вычислительной сложности оценки движения методом полного перебора по прямой формуле *SSD* с полным перебором *FS* через предложенный алгоритм и трехшаговым поиском *TSS*

N	Быстродействие относительно полного перебора <i>FS</i> по прямой формуле <i>SSD</i> (1), %			
	Область поиска $S(2N - 1) \times (2N - 1)$		Область поиска $S(3N - 1) \times (3N - 1)$	
	<i>FS</i> через предложенный алгоритм корреляции	быстрый алгоритм <i>TSS</i>	<i>FS</i> через предложенный алгоритм корреляции	быстрый алгоритм <i>TSS</i>
2	120,5	50,0	117,6	25,0
4	83,6	25,0	70,0	9,4
8	53,6	9,4	41,6	3,1
16	33,5	3,1	24,9	1,0
32	20,7	1,0	14,9	0,3
64	12,6	0,3	8,9	0,1

Оценка движения полным перебором с использованием предложенного метода вычисления метрики *SSD* выполняется быстрее, чем прямым вычислением по формуле (1), но медленнее, чем трехшаговым поиском *TSS*.

Заключение. В работе представлен новый способ разбиения двумерной корреляции на 12 меньшей длины, при применении которого построен быстрый алгоритм вычисления двумерной корреляции с различными рекурсивными способами разбиения при разных размерах сигнала. Предложенный алгоритм обладает большей вычислительной эффективностью при коротких длинах сигнала (менее 32×32) по сравнению с другими методами. Это позволяет использовать его для блочной оценки движения на видео. При сопоставлении блоков размером 8×8 точек применение разработанного алгоритма двумерной корреляции сокращает вычислительную сложность полного перебора *FS* вдвое по сравнению с вычислением по прямой формуле суммарной квадратичной разности *SSD*. Однако количество арифметических операций *FS* остается в несколько раз больше быстрого метода оценки движения трехшаговым поиском *TSS*. Полученный выигрыш в быстродействии дает возможность использовать приведенный метод в условиях, когда предъявляются высокие требования только к качеству видеоизображения, а не к вычислительной сложности алгоритма. Также новый алгоритм может применяться для решения задач цифровой фильтрации изображений и видеоданных, например, для реализации метода повышения визуального качества объекта на видеопоследовательности [13].

Литература

1. Обухова Н.А. Векторы оптического потока в задачах сегментации и сопровождения подвижных объектов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2006. – Вып. 2. – С. 42–51.

2. Lee C.-H. A fast motion estimation algorithm based on the block sum pyramid / C.-H. Lee, L.-H. Chen // IEEE Trans. Image Processing. – 1997. – Vol. 6. – P. 1587–1591.
3. Зубарев Ю.Б. Методы анализа и компенсации движения в динамических изображениях / Ю.Б. Зубарев, В.П. Дворкович и др. // Электросвязь. – 1998. – № 11. – С. 15–21.
4. Cheung C.H. A novel cross-diamond search algorithm for fast block motion estimation / C.H. Cheung, L.M. Po // IEEE Trans. Circuits Syst. Video Technol. – 2002. – Vol. 12, № 12. – P. 1168–1177.
5. Naito Y. A Fast full-search motion estimation method for programmable processors with a multiply-accumulator / Y. Naito, T. Miyazaki, I. Kuroda // IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. – 1996. – P. 3221–3224.
6. Блейхут Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1989. – 448 с.
7. Нуссбаумер Г. Быстрое преобразование Фурье и алгоритмы вычисления свёрток. – М.: Радио и связь, 1985. – 248 с.
8. Оппенгейм А.В. Цифровая обработка сигналов / А.В. Оппенгейм, Р.В. Шафер. – М.: Техносфера, 2006. – 848 с.
9. Mou Z.J. Fast FIR filtering: algorithms and implementations / Z.J. Mou, P. Duhamel // Signal Processing. – 1987. – Vol. 13, № 4. – P. 377–384.
10. Рабинер Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Л. Рабинер, Б. Гоулд. – М.: Мир, 1978. – 848 с.
11. Toivonen T. Number theoretic transform – based block motion estimation. – 2002. – 85 p.
12. Boltz S. A minimum-entropy procedure for robust motion estimation / S. Boltz, E. Wolsztynski, E. Debreuve et al. // IEEE International Conference Image Processing. – 2006. – P. 1249–1252.
13. Альтман Е.А. Высокопроизводительный метод повышения визуального качества изображения объекта на видеопоследовательности / Е.А. Альтман, Е.И. Захаренко // Омский научный вестник. Сер.: Приборы, машины и технологии. – 2013. – № 3 (123). – С. 247–250.

Альтман Евгений Анатольевич

Канд. техн. наук, доцент каф. автоматизации и систем управления (АиСУ)
Омского государственного университета путей сообщения
Тел.: 8 (381-2) 31-05-89
Эл. почта: altmanea@gmail.com

Захаренко Елена Игоревна

Аспирант каф. АиСУ
Тел.: 8 (381-2) 31-05-89
Эл. почта: zaharenko.elena@gmail.com

Altman E.A., Zakharenko E.I.

Fast algorithm for computing the two-dimensional correlation for video processing

In this paper we propose a fast algorithm for calculating the two-dimensional correlation for a signal sizes $N \times N$ and $(N + M - 1) \times (N + M - 1)$, where $N = 2^i$, i and M – an integer. The method is based on the principle of the correlation recursive partitioning into shorter lengths and applying at each stage the most efficient partitioning algorithm. As a result the presented research revealed the effectiveness of various methods of computing the correlation. The authors have also developed another fast algorithm for calculating the two-dimensional correlation, partitioning it to 12. This method is effective when the length of a signal is 4×4 and it is applied on one of the steps of the recursive partitioning of the proposed algorithm. The study found that the proposed algorithm for a recursive partitioning of a two-dimensional correlation is effective for short signals (less than 32×32). The application of this approach for video processing reduces the computational complexity of full search block motion estimation by half in comparison with the straightforward approach for the block size of 8×8 points and 3% compared to the fastest known method of two-dimensional correlation.

Keywords: two-dimensional correlation, motion estimation, sum of squared difference, video encoding.

УДК 004.89:528.88

В.Г. Астафуров, Т.В. Евсюткин

Программная система для автоматической классификации текстур перистой облачности на основе нейро-нечеткой сети

Рассматривается специализированная программная система для автоматической классификации подтипов перистой облачности по их текстуре по спутниковым данным MODIS. Обсуждается методика построения классификатора на основе нейро-нечеткой сети и набора информативных текстурных признаков подтипов перистой облачности. Приводится перечень функциональных возможностей и область применения разработанной программной системы, которая позволяет классифицировать 4 подтипа перистой облачности согласно действующему в метеорологии стандарту с оценкой вероятности правильной классификации 0,57.

Ключевые слова: программное обеспечение, классификация, нейронная сеть, текстурные признаки, перистая облачность.

Необходимость привлечения спутниковых систем для изучения состояния и динамики окружающей среды не вызывает сомнений. Данные дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) из космоса в настоящее время используются специалистами для решения широкого круга задач в метеорологии, климатологии и в других областях. Они же являются основным источником информации о состоянии атмосферы и подстилающей поверхности (ПП) в глобальном масштабе. Одной из приоритетных задач по обработке данных ДЗЗ является задача автоматической классификации облачности и ПП. В существующих моделях переноса радиации в системе «атмосфера–подстилающая поверхность» влияние облаков на климат зависит не только от их микрофизических и оптических свойств, но также от их количества и структуры [1]. Отсюда возникает необходимость в определении типа облачности согласно метеорологическому стандарту [2], в частности, подтипов перистой облачности, которая влияет на изменение состояния атмосферы за счет засева нижележащей облачности ледяными кристаллами, приводящее к фронтальным осадкам, и на радиационный баланс через парниковый эффект.

Начиная с 2000-х гг. основные усилия в области автоматической классификации облачности направлены на повышение её эффективности и адаптацию существующих методов к данным современных спутниковых систем, таких как Imager, MODIS, VIIRS и ряд других. При этом имеется ряд проблем, связанных с распознаванием слабоконтрастных объектов на сценах спутниковых снимков. Из-за малой оптической толщины перистая облачность создает экран, искажающий изображение ПП и других типов облачности. Таким образом, она выступает в качестве «шумового» барьера спектральной информации об объектах на снимке, который в некоторых случаях сглаживается или устранивается при решении задач атмосферной коррекции, например при обнаружении тепловых аномалий на ПП [3].

Наиболее достоверные и полные результаты классификации облаков по типам получены при использовании текстурной информации изображений, позволяющей представить облачность как единую структуру, и технологии нейронных сетей (Bankert R.L., 1992; Lee Y., 1990; Miller S.W., 1997; Успенский А.Б., 2010; Скороходов А.В., 2013 и др.). Информацию о наличии перистых облаков, их высоте верхней границы, коэффициенте отражения, водности и ряд других характеристик можно получить из тематических продуктов MODIS второго уровня: MOD06_L2, MYD06_L2, MOD35_L2 и MYD35_L2. При этом классификация перистой облачности по подтипам в известных нам отечественных и зарубежных работах не рассмотрена. Поэтому задача автоматической классификации перистой облачности на основе данных ДЗЗ из космоса актуальна и является предметом исследования в настоящей работе. Рассматриваются четыре подтипа перистых облаков согласно действующему в метеорологии стандарту [2]: когтевидные (Ci unc); хребтовидные (Ci vert) и перепутанные (Ci int); хлопьевидные (Ci flocc); образовавшиеся из наковален (Ci ing) из верхних частей кучево-дождевых облаков.

Обзор программных аналогов. По результатам анализа отечественных и зарубежных работ сделан вывод, что не существует специализированного программного обеспечения для решения задачи классификации перистой облачности по подтипам.

В [4] предложен программный комплекс для классификации 14 разновидностей однослойной облачности и облаков вертикального развития, основанный на использовании персептрона [5, 6] и информации о текстуре спутниковых снимков MODIS, который позволяет выделять маску перистой облачности без разделения её на подтипы. Среди коммерческих программных продуктов, использующихся при обработке и анализе данных ДЗЗ с функциональными возможностями классификации или сегментации, которые могут быть адаптированы для классификации облачности, можно выделить ScanEx Image Processor [7] и Environment for Visualizing Images (ENVI) [8]. В части, касающейся контролируемой и неконтролируемой классификации, они имеют общие недостатки, которые заключаются в однозначности определения принадлежности объекта к классу за счет использования детерминистских методов, что оказывается чрезмерно жестким при анализе сложных динамических систем, таких как подтипы перистых облаков.

Нейро-нечеткая сеть в качестве классификатора подтипов перистой облачности. В математической постановке задача классификации сводится к поиску оптимального разбиения исходного множества объектов, которое в свою очередь зависит от трех факторов: исходных данных, представленных в виде обучающей и контрольной выборок – наборов эталонных образцов, выбора классификационных характеристик и самого классификатора.

Выбор классификатора чаще всего основывается на природе исходных данных и взаимного расположения классов. Для формирования наборов эталонных изображений перистых облаков использовался метод сопоставления архивных данных наземных метеостанций со спутниковой съемкой MODIS [9]. В работе использовались снимки, полученные по данным 1-го спектрального канала (0,62–0,67 мкм) с пространственным разрешением 250 м за период 2005–2013 гг. в светлое время суток и при отсутствии снежного покрова для различных регионов планеты, полный список которых приведен в работе [10]. Общее количество снимков, когда на метеостанциях фиксировалась однослойная перистая облачность, составило 94. С этих снимков выделялись эталонные образцы текстур подтипов перистых облаков размером 21×21 пиксель. В результате были сформированы обучающая и тестовая выборки. Методы, использованные для описания текстур перистой облачности, и параметры для расчета текстурных признаков (ТП), приведены в [11]. По методике сравнительного анализа гистограмм выборочных значений ТП [10] были сформированы наборы информативных ТП для каждого подтипа перистой облачности в отдельности: суммарное среднее (2, 90°), суммарное среднее (3, 90°) и дисперсия (4, 45°) для *Ci unc*; суммарное среднее (3, 90°), момент обратной разности (4, 135°) и среднее S(2, 4) для *Ci floc*; дисперсия (4, 45°), момент обратной разности (4, 135°) и мода по *R* для *Ci ing*; суммарное среднее (2, 90°), среднее S(2, 4) и мода по *R* для *Ci vert & Ci int*. Эта коллекция ТП используется в качестве исходных данных для нейросетевого классификатора. Разведочный анализ информативных ТП на формы и взаимное расположение кластеров исследуемых подтипов перистых облаков показал, что они имеют существенные пересечения. Также в [12] подчеркивается сложная динамическая структура перистой облачности. Таким образом, создание системы автоматической классификации подтипов перистых облаков по данным ДЗЗ осложняется проблемой неточного или неполного их описания, одним из подходов к решению которой является применение теории нечетких множеств, предлагающей математический аппарат для формального описания подобного рода ситуаций. При этом два или более пересекающихся класса соединяются цепочкой из внутренне связанных объектов выборки, которыми в нашем случае являются гистограммы информативных ТП.

Топология нейро-нечеткой сети для классификации перистой облачности по подтипам основывается на структуре Питтсбургского классификатора (ПттК) [13]. Численный метод инициализации функций принадлежности (ФП) классификационных характеристик путем их кусочной аппроксимации [10] позволяет построить эффективную базу правил нечеткой системы на основе коллекции информативных ТП подтипов перистой облачности. При этом количество нейронов-фазификаторов текстурного признака, нейронов-антецедентов (количество правил) и нейронов-консеквентов равно числу классифицируемых подтипов перистой облачности. Для адаптации параметров ФП использовался генетический алгоритм обучения с селекцией хромосом по элитарной стратегии [14].

Функциональные возможности программной системы. Программная система предназначена для выполнения процедур интерактивного выбора эталонных изображений объектов на снимках за счет наличия удобного инструментария и средств визуализации, анализа зависимостей текстурных признаков, обучения и использования нейросетевых классификаторов. Она реализована на объектно-ориентированном языке C# (C Sharp) на базе платформы .Net Framework 4.5 и адаптирована для разрядностей процессоров x86 и x64. Программа состоит из двух функциональных подсистем: извлечения данных и имитатора нейронных сетей. Интерфейс родительского диалогового окна подсистемы нейронных сетей показан на рис. 1.

Основными функциональными возможностями разработанной системы являются:

- Выполнение процедуры обучения нечетких нейронных сетей (ННС) [5, 10], самоорганизующихся сетей (СС) [15] и вероятностных нейронных сетей (ВНС) [16] по наборам фрагментов изображений с различным типом текстур, а также процедуры классификации объектов по типам на основе информации о текстуре изображений с помощью этих алгоритмов.

- Получение информации об информативности текстурных признаков изображений согласно процедуре перебора «ADD» [17] или методике сравнительного анализа гистограмм выборочных значений ТП [10], сохранение результатов в Excel и передача набора информативных текстурных признаков на вход нейронных сетей.

Дополнительные функциональные возможности разработанной программной системы:

- Открытие HDF файлов продуктов MODIS коллекции 5, 5.1 и 6: MOD06_L2 (MYD06_L2) – извлечение метаданных и данных по оптическим (микрофизическим) характеристикам облачности; MOD35_L2 (MYD35_L2) – извлечение метаданных, а также облачной и других масок; MOD02 (MYD02) – извлечение спектральной информации по 36 каналам в зависимости от пространственного разрешения спутникового снимка. Также извлекаются данные по географической привязке.

- Генерация растрового RGB-изображения на основе спектральной информации.
- Нормализация изображений.
- Выбор облачной или другой маски и наложение её на снимок.
- Выделение фрагмента снимка вручную или по заданным координатам, а также возможность задать степень достоверности эталонного образца.

- Сохранение сгенерированного изображения или фрагмента изображения в растровый файл формата BMP, TIFF, JPEG, GIF или PNG;

- Выполнение методов текстурного анализа Gray Level Difference Vector (GLDV) [18], Gray Level Co-occurrence Matrix (GLCM) [19], Sum and Difference Histograms (SADH) [20], спектральные характеристики [21] и расчет текстурных признаков с сохранением результатов в Excel.

- Пакетная обработка файлов посредством планировщика заданий.

Указанный набор функциональных возможностей программы позволяет использовать её для решения задачи классификации подтипов перистой облачности по спутниковым данным MODIS.

Заключение. С практической частью экспериментов по классификации подтипов перистой облачности, на основании которых была выбрана ННС, можно ознакомиться в [10, 17, 22]. Достоверность результатов классификации на основе тестовой выборки определялась по оценке вероятности правильной классификации: $E_i = N_R^{(i)} / N_T^{(i)}$, где $N_R^{(i)}$, $N_T^{(i)}$ – количество совпадений результатов классификации с данными метеостанции и число тестовых образцов для i -го подтипа перистой облачности соответственно при $i=1,4$. В таблице приведены оценки значений E_i и усредненная вероятность правильной классификации $E_A = \sum_i N_R^{(i)} / \sum_i N_T^{(i)}$ перистой облачности по подтипам для ННС, где $\sum_i N_T^{(i)} = 850$ – объем тестовой выборки.

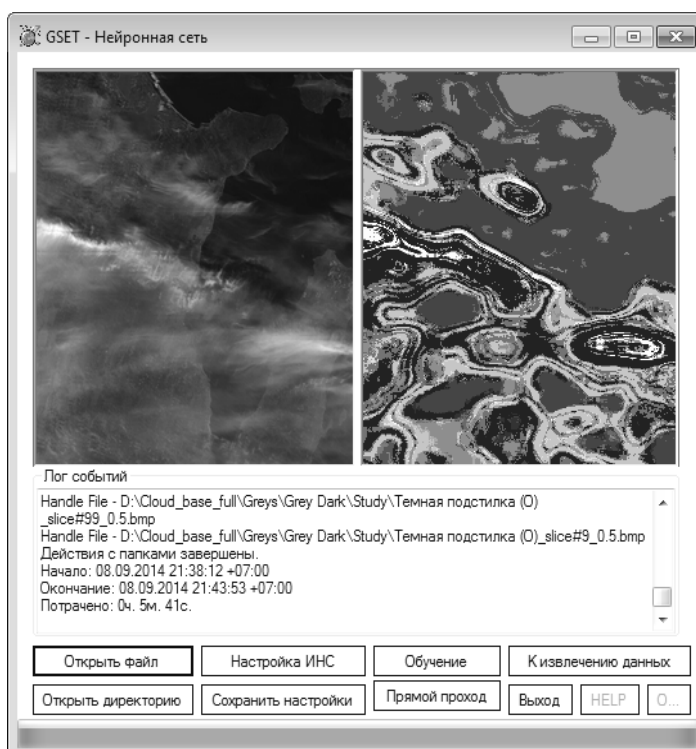


Рис. 1. Эскиз интерфейса программной системы с проведенной классификацией фрагмента спутникового снимка перистой облачности нейро-нечеткой сетью

Оценка достоверности правильной классификации подтипов перистой облачности

Тип облачности	E_i	Вероятность ошибки классификации (результат классификации)	E_A
Ci unc	0,72	0,1 (Ci floc) 0,08 (Ci ing) 0,1 (Ci vert & Ci int)	0,57
Ci floc	0,52	0,14 (Ci unc) 0,16 (Ci ing) 0,18 (Ci vert & Ci int)	
Ci ing	0,5	0,1 (Ci unc) 0,14 (Ci floc) 0,26 (Ci vert & Ci int)	
Ci vert & Ci int	0,55	0,12 (Ci unc) 0,14 (Ci floc) 0,19 (Ci ing)	

На основе проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Несмотря на прогресс и развитие методов ДЗЗ, вопросы об автоматической классификации перистой облачности по подтипам не рассмотрены в зарубежных и отечественных работах.

2. Реализованная программная система для обработки гиперспектральных изображений и классификации подтипов перистой облачности по спутниковым снимкам на объектно-ориентированном языке C# и платформе Microsoft .Net Framework 4.5 с использованием прикладного программного интерфейса Windows Forms позволяет классифицировать 4 подтипа перистой облачности согласно действующему метеорологическому стандарту, что не имеет известных аналогов. При этом наивысшая оценка вероятности правильной классификации тестовой выборки достигается нейронной сетью и равна 0,57.

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 14-07-31018 мол_a.

Литература

1. Чернокульский А.В. Сравнение современных глобальных климатологий облачности / А.В. Чернокульский, И.И. Мохов // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. – 2009. – Т. 2, вып. 6. – С. 235–243.
2. Код для оперативной передачи данных приземных метеорологических наблюдений с сети станций РОСГИДРОМЕТА (КН-01 SYNOP) / отв. ред. Н.П. Фахрутдинова – М.: Федеральная служба по гидрометеорологии и мониторингу окружающей среды (РОСГИДРОМЕТ), 2013. – 79 с.
3. Афонин С.В. Методика учета оптико-метеорологического состояния атмосферы для решения задач атмосферной коррекции спутниковых ИК-измерений / С.В. Афонин, Д.В. Соломатов // Оптика атмосферы и океана. – 2008. – Т. 21, № 2. – С. 147–153.
4. Астафуров В.Г. Программная система для классификации облачности по спутниковым снимкам MODIS / В.Г. Астафуров, А.В. Скороходов // Матер. XX Междунар. симпозиума «Оптика атмосферы и океана. Физика атмосферы» [Электронный ресурс – 1 CD-ROM]. Новосибирск, 23–27 июня 2014. – Томск: Изд-во ИОА СО РАН, 2014. – С. D102–D105.
5. Осовский С. Нейронные сети для обработки информации. – М.: Финансы и статистика, 2002. – 344 с.
6. Скороходов А.В. Сравнительный анализ градиентных методов минимизации в задаче обучения многослойного перцептрона / А.В. Скороходов, А.В. Тунгусова // Доклады Томского гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – №2, ч. 3. – С. 98–102.
7. Программа ScanEx Image Processor – прием, хранение, обработка, интерпретация спутниковых снимков, данных дистанционного зондирования [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.scanex.ru/ru/software/default.asp?submenu=imageprocessor&id=index>, свободный (дата обращения: 19.05.2015).
8. Программный комплекс ENVI: обработка космических снимков [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://sovzond.ru/products/software/envi/>, свободный (дата обращения: 19.05.2015).
9. Астафуров В.Г. Сегментация спутниковых снимков облачности по текстурным признакам на основе нейросетевых технологий / В.Г. Астафуров, А.В. Скороходов // Исследование Земли из космоса. – 2011. – №6. – С. 10–20.
10. Астафуров В.Г. Классификация перистой облачности по данным MODIS с помощью нечеткой нейронной сети / В.Г. Астафуров, С.В. Аксенов, Т.В. Евсюткин // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. – 2014. – Т. 11, № 4. – С. 265–275
11. Статистическая модель текстуры изображений различных типов облачности по данным MODIS / В.Г. Астафуров, Т.В. Евсюткин, К.В. Курьянович, А.В. Скороходов // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. – 2013. – Т. 10, № 4. – С. 188–197.

12. Борисенков Е.П. Перистая облачность и ее влияние на атмосферные процессы / Е.П. Борисенков, Т.А. Базлова, Л.К. Ефимова. – Л.: Гидрометеоздат, 1989. – 120 с.
13. Smith S.F. A learning system based on genetic adaptive algorithms: Doctoral Dissertation. – University of Pittsburgh, PA, 1980.
14. Рутковская Д. Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы / Д. Рутковская, М. Пилиньский, Л. Рутковский. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. – 452 с.
15. Кохонен Т. Самоорганизующиеся карты. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2008. – 655 с.
16. Specht D.F. Probabilistic neural networks // Neural networks. – 1990. – Vol. 3. – P. 109–118.
17. Астафуров В.Г. Применение самоорганизующихся карт для распознавания перистой облачности по спутниковым снимкам MODIS / В.Г. Астафуров, С.В. Аксенов, Т.В. Евсюткин // Матер. XX Междунар. симпозиума «Оптика атмосферы и океана. Физика атмосферы» [Электронный ресурс – 1 CD-ROM]. Новосибирск, 23–27 июня 2014. – Томск: Изд-во ИОА СО РАН, 2014. – С. D106–D109.
18. Weszka J.S. Comparative Study of Texture Measures for Terrain Classification / J.S. Weszka, C.R. Dyer, A.A. Rosenfeld // IEEE Transaction on Systems, Man and Cybernetics. – April 1976. – Vol. SMC-6, № 4. – P. 269–285.
19. Haralick R.M. Textural features for image classification / R.M. Haralick, K. Shanmugam, I. Dinstein // IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics. – November 1973. – Vol. SMC – 3, № 6. P. 610–621.
20. Unser M. Sum and difference histograms for texture classification // IEEE Transaction on Systems, Pattern Analysis and Machine Intelligence. – January 1986. – Vol. PAMI – 8, № 1. – P. 118–125.
21. Baum B.A. Automated cloud classification of global AVHRR data using a fuzzy logic approach / B.A. Baum, V. Tovinkere, J. Titlow, R.M. Welch // Journal of Applied Meteorology. – November 1997. – Vol. 36. – P. 1519–1540.
22. Евсюткин Т.В. Применение вероятностной нейронной сети для классификации облачности по спутниковым данным / Т.В. Евсюткин, А.В. Тунгусова // Сб. трудов XIX Междунар. науч.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Современные техника и технологии»: информатика и управление в технических системах, Томск, 15–19 апреля 2013. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2013. – Т. 2. – С. 371–372.

Астафуров Владимир Глебович

Д-р физ.-мат. наук, ст. науч. сотрудник Института оптики атмосферы им. В.Е. Зуева СО РАН,
профессор каф. автоматизированных систем управления ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 49-22-56
Эл. почта: astafurov@iao.ru

Евсюткин Тимофей Викторович

Аспирант Института оптики атмосферы им. В.Е. Зуева СО РАН
Тел.: 8 (382-2) 49-22-56
Эл. почта: oomphi.iao@gmail.com

Astafurov V.G., Evsyutkin T.V.

Software system for automatic classification of cirrus cloud textures on the basis of neuro-fuzzy network

The paper describes specialized software for classification of cirrus cloud subtypes using MODIS satellite imagery. A technique of classifier design on the basis of neuro-fuzzy network and set of informative texture features of cirrus cloud subtypes is discussed. The functionality and the field of application of the software system developed are described, the software allows four cirrus cloud subtypes to be classified according to the current meteorological standard and the probability of correct classification to be estimated as 0,57.

Keywords: software, classification, neural network, texture features, cirrus clouds.

УДК 353.5

А.А. Сидоров, Д.В. Сапрон

Концептуальные основы когнитивного моделирования социально-экономического развития муниципальных образований

Рассмотрены аспекты социально-экономического развития, накладывающие ограничения на построение исключительно аналитических моделей, предназначенных для оценки его уровня и прогнозирования. Сделан вывод о целесообразности использования когнитивного подхода для решения указанных задач. Предложено концептуальное представление когнитивной карты.

Ключевые слова: социально-экономическое развитие, когнитивный анализ, модель.

Эффективное управление социально-экономическим развитием муниципального образования возможно лишь при условии проведения последовательной и обоснованной с научной и практической точек зрения политики. В этой связи для оценки возможных последствий принимаемых решений на этапе их подготовки одной из значимых становится задача многовариантного сценарного прогнозирования, направленная на получение образа состояния территории, выраженного в виде набора описывающих его взаимосвязанных параметров. Одним из зарекомендовавших себя методов, с помощью которых решается поставленный вопрос, является когнитивное моделирование, что подтверждается его применением в исследованиях различных областей: оборонно-промышленного комплекса [1], геополитических процессов [2, 3], энергетики и энергоэффективности [4–6], финансового сектора [7, 8] и др. Также предпринимаются попытки активного использования данного подхода и для комплексного моделирования развития территориальных образований. Вместе с тем основная часть научных изысканий по этой проблематике ориентирована на системы регионального уровня [9–12]. Лишь немногие авторы [13] уделяют внимание муниципалитетам, в то время как именно они представляют не абстрактное, складывающееся конгломеративным способом, пространство, выступающее в качестве объекта управления, а конкретное место фактического проживания населения, в отношении которого реализуются те или иные программные мероприятия, разработанные в рамках системы стратегического управления территорией. Данные обстоятельства определяют актуальность обозначенной темы.

Социально-экономическое развитие как объект управления. Вопросам социально-экономического развития территориальных образований различного иерархического уровня уделяется достаточно много внимания, что связано с его существенным влиянием на важнейшие параметры обозначенной системы, включающей практически все сферы жизнедеятельности соответствующего пространства, и комплексностью рассматриваемого понятия, обусловленной тесными и многочисленными зависимостями, образующими его внутреннюю структуру. Вместе с тем однозначно суть социально-экономического развития ни современная наука, ни практика управления до сих пор не определили. Считается, что содержание указанного термина является детерминированным в силу широкого, правда не всегда применяемого в корректном контексте, использования. Отсутствие парадигмального определения порождает в отдельных случаях разного рода спекуляции, что в некоторой степени и обуславливает необходимость его постоянного осмысления и уточнения на теоретическом уровне.

Анализ показал, что в значительной части работ, посвященных социально-экономическому развитию, оно прямо или косвенно раскрывается через процесс изменений в различных сферах жизни территории, имеющих чаще всего положительные следствия. В частности, приводятся следующие формулировки обозначенных трансформаций:

- улучшение условий жизни населения, в том числе в различных сферах [14];
- наибольшее удовлетворение коллективных потребностей населения и интересов государства [15];
- рост реальных доходов населения, связанный с улучшением конкурентных преимуществ и финансовых результатов деятельности всех хозяйствующих субъектов [16];

– рост качества, количества и ассортимента предоставляемых благ и услуг, а также улучшение их распространения [16].

При этом в некоторых случаях [17] рассматривается не только максимизирующий вектор в части экономического и социального направлений, но и минимизирующая функция, выраженная в природноресурсном сбережении и сохранении экологического баланса. Ориентация на стабильность экологической ситуации характерна для концепции устойчивого развития, получившей официальное признание на Конференции ООН по окружающей среде и развитию и оказавшей влияние на значительную часть научного сообщества. В рамках этого направления экономический рост и социальное благополучие рассматриваются совместно и наравне с экологической безопасностью. Состояние окружающей среды и характер ее использования определяют скорость экономического роста и эффективность производства, с одной стороны, и стабильность социальной ситуации – с другой.

Социально-экономическое развитие как процесс раскрывается посредством ряда характеристик, важное место среди которых наряду с непрерывностью [18], объективностью [19] и комплексностью [16] занимает управляемость [15]. Достаточно часто считается, что наблюдаемые следствия являются результатом целенаправленных действий органов государственной власти и местного самоуправления. Вместе с тем более верным будет полагать, что тот или иной уровень социально-экономического развития – итог деятельности не только указанных ранее субъектов. По крайней мере в этот ряд следует поставить население, проживающее в границах соответствующей территории, и сектор, формирующий валовой продукт.

Таким образом, социально-экономическое развитие можно детерминировать как процесс, направленный на позитивные количественные и качественные изменения во всех сферах жизнедеятельности территории, проистекающий при воздействии различных субъектов и характеризующийся объективностью, комплексностью, непрерывностью и управляемостью.

Когнитивный подход как инструмент исследования сценарного развития муниципального образования: сущность и технологические аспекты. Несмотря на значительное количество исследований [20–22], а также обширную практику, многие вопросы управления социально-экономическим развитием остаются не до конца определенными в теоретическом плане и соответственно методически необеспеченными. Кроме того, постоянная трансформация как самого объекта, так и внешней по отношению к нему среды не позволяет сформировать единственную и неизменяемую точку зрения на соответствующие сущностные характеристики. Данные обстоятельства предопределяют постоянный поиск средств, способных на познавательном (исследовательском) и управленческом уровнях сформировать адекватные модели, позволяющие снять неопределенность при реализации программной и непрограммной деятельности органов государственной власти и (или) местного самоуправления в области управления социально-экономическим развитием.

Очевидно, что для социально-экономических систем, к коим относятся и муниципальные образования, характерно отсутствие детального описания происходящих в них процессов на основе строго количественных данных. Зачастую информация имеет качественный и неоднозначно интерпретируемый характер, что во многом обуславливает невозможность построения формальных традиционных моделей, основывающихся на строгих аналитических зависимостях. Кроме того, сложность изучения социально-экономического развития территориального образования любого иерархического уровня обусловлена рядом особенностей: многоаспектностью, взаимосвязанностью и взаимообусловленностью, а также изменчивостью характера процессов во времени и т.д. В этих обстоятельствах представляется целесообразным использование методологии когнитивного моделирования, предназначенной для анализа и принятия решений в слабо детерминированных ситуациях.

Нельзя не отметить, что среда, в которой функционирует и развивается любое муниципальное образование, характеризуется как нестабильная и слабоструктурированная. Первое свойство предполагает возникновение трудности предсказания ее развития, второе – невозможность ее формализовать. Когнитивное моделирование позиционируется как мощное средство исследования нестабильных и слабоструктурированных систем.

В рамках когнитивного подхода ключевую позицию занимает когнитивная карта, представляющая ориентированный граф, вершинам которого соответствуют факторы системы, а дугам – взаимосвязи между ними: $G = \langle V, E \rangle$, где V – множество вершин $v_i \in V, i = \overline{1, n}$; E – множество дуг $e_{ij} \in E, i, j = \overline{1, n}$, отражающих отношения между v_i и v_j . Влияние одной вершины на другую в изу-

чаемой ситуации может быть положительным – знак «+», когда увеличение (уменьшение) одного фактора приводит к увеличению (уменьшению) другого, отрицательным – знак «-», когда увеличение (уменьшение) одного фактора приводит к уменьшению (увеличению) другого. Для оценки последствий принятия решений и изменения значений управляемых факторов в когнитивном моделировании используются положения теории импульсных процессов. Импульсом принято называть изменение значения вершины графа под влиянием фактора модели по отношению к предыдущему моменту времени [23].

В источниках [23, 24] встречается различный набор стадий (фаз, этапов) осуществления когнитивного анализа. Как правило, разнится количество этапов его проведения. Обобщая имеющиеся подходы, возможно предложить следующую последовательность этапов жизненного цикла:

1. Целеполагание и определение ориентировочных границ рассматриваемой системы, сопряженные со сбором и первичной обработкой информации, описывающей объект управления и внешнюю по отношению к нему среду.

2. Построение когнитивной карты. Данный этап представляется одним из самых сложных и творческих, поскольку связан с извлечением экспертного знания и его структуризацией. Применительно к рассматриваемой проблематике он может быть раскрыт через следующие процедуры: многоуровневая декомпозиция системы до уровня первичных показателей, представленных в виде статистических данных или экспертного мнения и образующих систему факторов; определение взаимосвязей между факторами (их направленности, типа, силы).

3. Проверка адекватности когнитивной модели. В связи с тем, что когнитивная модель формируется не только на формализованных аналитических отношениях факторов, математические методы проверки ее правильности не всегда дают точную картину. Здесь целесообразно использовать так называемый «исторический метод» проверки адекватности модели: тестирование на какой-либо ситуации, существовавшей в прошлом. Если модель демонстрирует прогнозы, совпадающие с реальным ходом событий, то ее можно признать правильной и работоспособной.

4. Определение вариантов развития ситуации в рамках осуществления мониторинга и планово-прогнозной деятельности при управлении социально-экономическим развитием. Мониторинг в данном случае рассматривается как инструментальное средство сбора и уточнения исходной информации [25]. Прогнозирование на основе сценарного подхода представляет поиск значений целевых показателей при различных воздействиях на управляемые факторы (реализации различных стратегий управления). В качестве базового сценария обычно рассматривается саморазвитие моделируемой системы на основе ее инерционных свойств.

Обобщенная когнитивная модель социально-экономического развития муниципального образования. Формирование обобщенной когнитивной модели социально-экономического развития целесообразно начать с исследования целевых установок управления исследуемого объекта. Анализ стратегических и программных документов (например, [26–29]) позволил выявить ориентиры развития. Так, типовыми можно признать следующие формулировки:

– создание условий для повышения уровня жизни населения на основе обеспечения устойчивого экономического роста, повышения социально-экономической активности территории, более эффективного использования имеющегося потенциала;

– обеспечение достойного уровня жизни населения через создание условий для удовлетворения его важнейших жизненных потребностей, обеспечение его социальными услугами на уровне, соответствующем принятым в обществе социальным стандартам;

– повышение конкурентоспособности экономики и развитие человеческого потенциала за счет выстраивания партнерских отношений между населением, властью и бизнесом.

Таким образом, можно констатировать, что в качестве целей социально-экономического развития выступают синтетические качественно-количественные характеристики, отслеживание изменений которых и целесообразно осуществлять в рамках когнитивного анализа. Когнитивная карта базируется на структурировании социоэкономического пространства муниципального образования, в рамках которого можно выделить подсистемы производства (генерирования), потребления и обслуживания (рис. 1).

В свою очередь, каждая из подсистем включает в себя интегральные элементы, выступающие в виде факторов. Параметры этих элементов, равно как характеристики связей между вершинами графа, нуждаются в уточнении при настройке модели для конкретного муниципального образования, исходя из целевых ориентиров социально-экономического развития, закрепленных в планово-прогнозных документах, а также используемых для их достижения инструментальных средств.

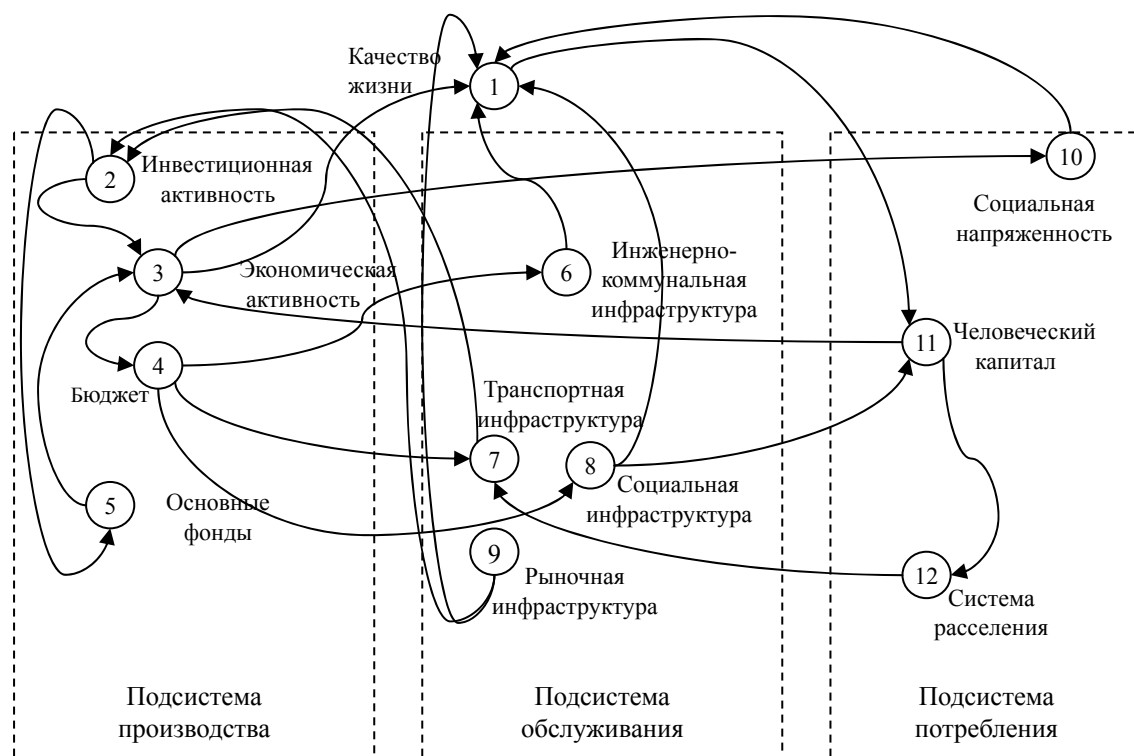


Рис. 1. Рамочная когнитивная карта социально-экономического развития муниципального образования

Кроме того, модель необходимо расширить, включив в нее еще ряд факторов, позиционируемых в качестве объективно существующих неуправляемых стартовых условий: климатические условия, географическое положение, природно-ресурсный потенциал. С позиции муниципального образования такими же неуправляемыми ограничениями будут являться и отдельные социальные аспекты: политические условия и государственная политика в области социально-экономического развития.

Таким образом, основными преимуществами когнитивного подхода в рамках моделирования социально-экономического развития являются следующие моменты: возможность работы с качественной информацией; учет взаимовлияний значительного количества факторов и отражение динамики развития ситуации; наглядность разрабатываемых моделей, представляемых с использованием средств когнитивной графики; возможность модификации моделей посредством изменения системы факторов и (или) зависимостей между ними.

Заключение. На основе проведенных исследований возможно сделать следующие выводы:

1. Социально-экономическое развитие представляет сложный процесс, протекающий в нестабильных условиях и слабо поддающийся формализации. Кроме того, значительный массив информации, описывающий его, носит качественный характер. В этой ситуации для оценки достигнутого уровня и разработки сценариев будущего состояния предлагается использовать методологию когнитивного моделирования.

2. Предложена рамочная когнитивная модель социально-экономического развития муниципального образования, представляющая базисный вариант для муниципального района. Сформулированы направления ее развития.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект РФФИ 12-06-33012-МОЛ_А_ВЕД_2012 «Методология комплексной оценки социально-экономического развития территориальных образований и эффективности государственного управления»).

Литература

1. Хрусталёв Е.Ю. Когнитивные модели стратегического управления оборонно-промышленным комплексом / Е.Ю. Хрусталев, К.Н. Мингалиев // Вооружение и экономика. – 2011. – № 1 (13). – С. 105–120.

2. Горелова Г.В. Разработка когнитивных моделей геополитических систем (Черноморско-Каспийский регион) / Г.В. Горелова, В.Н. Рябцев // Изв. Южного федерального университета. Технические науки. – 2014. – № 6 (155). – С. 22–32.
3. Тынянова О.Н. Когнитивное моделирование геополитических процессов / О.Н. Тынянова // Изв. Уральского федерального университета. Сер. 3: Общественные науки. – 2011. – Т. 94, № 3. – С. 70–93.
4. Силич М.П. Анализ энергетической эффективности территорий на основе иерархии гибридных когнитивных карт / М.П. Силич, В.А. Силич, С.В. Аксенов // Изв. Томского политехнического университета. – 2013. – Т. 323, № 5. – С. 26–32.
5. Ерофеев Е.Л. Когнитивный анализ ситуационного управления в тарифной политике в энергетике региона / Е.Л. Ерофеев, А.Г. Чернов, В.Г. Ротарь и др. // Регион: экономика и социология. – 2005. – № 3. – С. 17–28.
6. Косенко Е.Ю. Исследование проблем потребления электроэнергии с помощью когнитивных моделей на основе экспертных оценок / Е.Ю. Косенко, А.Я. Номерчук // Изв. Южного федерального университета. Технические науки. – 2008. – № 7 (84). – С. 169–174.
7. Хрусталёв Е.Ю. Когнитивная модель развития банковской системы РФ / Е.Ю. Хрусталев // Экономика и математические методы. – 2011. – Т. 47. – № 2. – С. 117–127.
8. Ракитина М.С. Когнитивный анализ и сценарное моделирование межбюджетных отношений / М.С. Ракитина // Вестник Ростовского государственного экономического университета (РИНХ). – 2009. – № 29. – С. 134–142.
9. Полякова О.Ю. Моделирование социально-экономического развития регионов страны на основе импульсных процессов / О.Ю. Полякова, Ш.А.О. Омаров // Проблемы економіки. – 2012. – № 4. – С. 228–231.
10. Горелова Г.В. Когнитивное моделирование процесса обеспечения устойчивости регионального развития / Г.В. Горелова, Е.Н. Захарова, Т.В. Мартышина и др. // Вестник Адыгейского государственного университета. Сер. 5: Экономика. – 2014. – № 2 (141). – С. 166–174.
11. Захарова Е.Н. О когнитивном моделировании устойчивого развития социально-экономических систем / Е.Н. Захарова // Вестник Адыгейского государственного университета. Сер. 1: Регионоведение. – 2007. – № 1. – С. 184–190.
12. Верба В.А. Модели принятия решений в слабоструктурированных системах региональной экономики / В.А. Верба // Экономический анализ: теория и практика. – 2011. – № 22. – С. 56–64.
13. Карпова Т.В. Когнитивная содержательная модель управления социально-экономическим процессом в муниципальном образовании / Т.В. Карпова // Казанская наука. – 2012. – № 11. – С. 94–98.
14. Жигалова Н.Е. Методологические основы анализа и диагностики потенциала развития муниципального образования / Н.Е. Жигалова // Вестник Волжской государственной академии водного транспорта. – 2005. – № 15. – С. 142–150.
15. Герасимов А.Н. Стратегический мониторинг социально-экономического развития муниципальных образований: автореф. дис. ... канд. экон. наук. – М., 2006. – 24 с.
16. Головкин В.М. Переход к стратегическому планированию и управлению социально-экономическим развитием региона и муниципальных образований [Электронный ресурс]: Электрон. версия сборника докладов междунар. науч.-практ. конф. (26–27 февраля 2007 г., г. Новосибирск) «Государственное и муниципальное управление в Сибири: состояние и перспективы». – Новосибирск: СибАГС, 2007. – (CD-ROM).
17. Улановский В.М. Совершенствование управления устойчивым социально-экономическим развитием муниципального образования (на примере малого города): Автореф. дис. ... канд. экон. наук. – Екатеринбург, 2005. – 25 с.
18. Гениатулина К.В. Статистическое исследование взаимосвязей развития муниципальных районов и инвестиционной деятельности на их территории (на примере Самарской области): автореф. дис. ... канд. экон. наук. – Самара, 2006. – 24 с.
19. Коркина Т.А. Организация управления социально-экономическим развитием муниципального образования городского типа: автореф. дис. ... канд. экон. наук. – Челябинск, 2002. – 24 с.
20. Калинин И.О. Управление социально-экономическим потенциалом региона: учеб. пособие. – СПб.: Питер, 2009. – 240 с.

21. Комплексные программы социально-экономического развития муниципальных образований: опыт, проблемы, рекомендации / И.В. Головки и др. / под общ. ред. Т.В. Псаревой. – Новосибирск, 2006. – 544 с.
22. Новоселов А.С. Проблемы управления социально-экономическим развитием муниципальных образований / А.С. Новоселов, А.С. Маршалова // Регион: экономика и социология. – 2009. – № 1. – С. 167–179.
23. Максимов В.И. Когнитивные технологии для поддержки принятия управленческих решений / В.И. Максимов, Е.К. Корноушенко, С.В. Качаев // Информационное общество. – 1999. – № 2. – С. 50–54.
24. Авдеева З.К. Когнитивный подход в управлении / З.К. Авдеева, С.В. Коврига, Д.И. Макаренко и др. // Проблемы управления. – 2007. – № 3. – С. 2–8.
25. Сидоров А.А. Структурно-функциональная и динамическая модели мониторинга социально-экономического развития муниципальных образований / А.А. Сидоров, П.В. Сенченко // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 2, ч. 1. – С. 258–264.
26. Программа социально-экономического развития муниципального образования «Александровский район» на 2013–2015 годы и на перспективу до 2020 года [Электронный ресурс]: утв. Решением думы Александровского района от 29.11.2012 № 199 / Официальный сайт Александровского района Томской области. – URL: <http://www.als.tomskinvest.ru/economy.html> (дата обращения: 28.08.2014).
27. Программа социально-экономического развития муниципального образования «Кривошеинский район» на период 2013–2017 гг. [Электронный ресурс]: утв. решением думы Кривошеинского района от 25.07.2013 № 285 / Официальный сайт Кривошеинского района Томской области. – URL: http://kradm.tomsk.ru/ser_kr.html (дата обращения: 28.08.2014).
28. Комплексная программа социально-экономического развития Колпашевского района на 2013–2018 годы [Электронный ресурс]: утв. решением думы Колпашевского района от 16.07.2012 № 90 / Официальный сайт Колпашевского района Томской области. – URL: http://www.kolpadm.ru/content/programma_socialnoekonomicheskogo_razvitiya_rajona (дата обращения: 28.08.2014).
29. Программа социально-экономического развития муниципального образования «Асиновский район» Томской области на 2008–2015 годы [Электронный ресурс]: утв. решением думы Асиновского района от 18.04.2008 № 275 / Официальный сайт Асиновского района Томской области. – URL: http://www.asino.ru/strateg_dok_raz.html (дата обращения: 28.08.2014).

Сидоров Анатолий Анатольевич

Канд. экон. наук, доцент каф. автоматизации обработки информации (АОИ) ТУСУРа
Тел.: 8 (383-2) 41-47-01
Эл. почта: saa@muma.tusur.ru

Сапрон Дмитрий Владимирович

Аспирант каф. АОИ ТУСУРа
Тел.: 8 (383-2) 41-47-01
Эл. почта: clrsr471@gmail.com

Sidorov A.A., Sapron D.V.

Conceptual basis for cognitive modeling of social and economic development of municipal formations

In the article we presented the aspects of social and economic development, imposing restrictions on the construction of analytical models exclusively designed to assess its level and forecasting. We draw the conclusion that the cognitive approach is useful in addressing these challenges. We propose a conceptual representation of a cognitive map.

Keywords: social and economic development, cognitive analysis, model.

УДК 62-192

А.А. Ефремов

Вычисление нечеткой вероятности безотказной работы систем с нечеткими параметрами моделей надежности

Предложен подход к определению эксплуатационной надежности оборудования по имеющимся наработкам до отказа при неполной информации об условиях эксплуатации изделий. Для задания нечетких параметров моделей надежности предложено использовать полиномиальные кусочно-непрерывные функции принадлежности второго порядка. Приведен пример вычисления значений нечеткой вероятности безотказной работы и определения нечеткого времени гамма-процентной наработки.

Ключевые слова: надежность, вероятность безотказной работы, гамма-процентная наработка, нечеткое множество, нечеткое число, нечеткая вероятность, полиномиальные функции принадлежности.

При оценке эксплуатационной надежности оборудования по имеющимся наработкам до отказа зачастую не учитываются факторы, связанные с влиянием на надежность окружающей среды и условий эксплуатации конкретных изделий. Анализ данных об отказах позволяет выбрать адекватную модель надежности в виде аналитического выражения либо для функции вероятности безотказной работы (ВБР), либо для функции распределения времени отказов [1] и получить оценки значений параметров модели [2]. При этом наработки до отказа идентичного оборудования рассматриваются как случайные числа, принадлежащие одной генеральной совокупности. Однако в течение времени работы различные экземпляры изделий могли испытывать различные нагрузки и эксплуатироваться при разных условиях окружающей среды. В целом подобные факторы могли оказать как отрицательное, так и положительное влияние на надежность оборудования. Принимая во внимание неопределенность и неполноту сведений об условиях эксплуатации конкретных экземпляров изделий, представляется обоснованным использовать модели надежности с нечеткими параметрами [3].

Задача определения нечеткой ВБР. В работе [4] предлагается рассматривать точечные оценки параметров распределений в качестве ядер соответствующих нечетких параметров, а интервальные оценки с доверительной вероятностью $(1-\alpha)$ как α -сечения нечетких параметров. При этом, поскольку получить интервальную оценку при $\alpha=0$ невозможно, в [4] предлагается использовать в качестве носителя нечеткого множества α -сечение при наименьшем доступном значении α (например, $\alpha=0,01$).

На рис. 1, а приведен типовой результат оценки нечеткого параметра модели надежности. Для получения аналитически заданной функции принадлежности нечеткого параметра предлагается использовать аппроксимацию результата оценки следующей функцией принадлежности, введенной в [5, 6]:

$$\mu(x) = f_L(x) \cdot H(x - S^L) \cdot H(K - x) + f_R(x) \cdot H(x - K) \cdot H(S^R - x), \quad (1)$$

где $H(x)$ – единичная функция Хэвисайда, K – ядро нечеткого числа с основанием $[S^L, S^R]$, а

$f_L(x) = \sum_{i=0}^2 a_i x^i$ и $f_R(x) = \sum_{i=0}^2 b_i x^i$ – полиномы второго порядка, чьи коэффициенты связаны с

характерными точками нечеткого числа $\langle S^L, K, S^R \rangle$ следующими соотношениями:

$$a_0 = \frac{(S^L)^2}{(S^L - K)^2}; a_1 = \frac{-2S^L}{(S^L - K)^2}; a_2 = \frac{1}{(S^L - K)^2}; b_0 = \frac{(S^R)^2}{(S^R - K)^2}; b_1 = \frac{-2S^R}{(S^R - K)^2}; b_2 = \frac{1}{(S^R - K)^2}. \quad (2)$$

Результат аппроксимации (рис. 1, б) позволяет однозначно задать нечеткое значение параметра модели надежности в виде аналитического выражения для функции принадлежности. Из рис. 1, б видно, что ошибка аппроксимации незначительна. Кроме того, использование функции принадлежности (1) позволяет найти более реалистичные границы $[S^L, S^R]$ основания нечеткого числа, а определение границ его α -сечений сводится к решению пары квадратных уравнений [5].

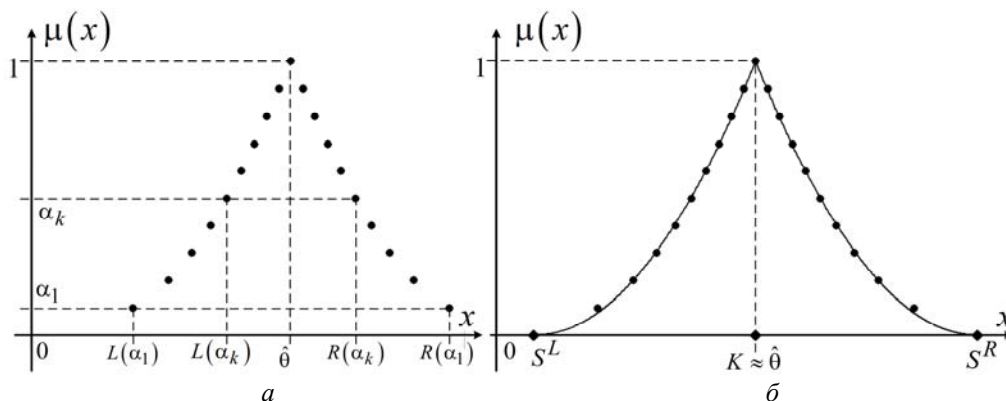


Рис. 1. Оценка нечеткого параметра модели надежности:
 а – заданная α -сечениями; б – заданная функцией принадлежности

Способ расчета нечеткой ВБР. Исходными данными для построения функции нечеткой вероятности безотказной работы (ВБР) является массив $\mathbf{T} = \{\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_m\}$ наработок до отказа m идентичных изделий. Предполагается, что данные изделия эксплуатировались при различных и изменяющихся условиях окружающей среды и в процессе эксплуатации нагрузка (загруженность) изделий непредсказуемо менялась. Пусть по имеющимся данным получены оценки значений ВБР p_i в моменты $\tau_i, i = 1 \dots m$. Также предположим, что для данного изделия была выбрана определенная n -параметрическая модель надежности $P(t, \Theta)$, где $\Theta = \{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n\}$ – вектор параметров. Точечные оценки $\hat{\theta}_j$ значений параметров $\theta_j, j = 1, \dots, n$ были получены методом наименьших квадратов или методом максимального правдоподобия [2]. Для произвольных значений $0 < \alpha < 1$ получены интервальные оценки параметров θ_j с доверительной вероятностью $(1 - \alpha)$:

$$I_{\theta_j}(1 - \alpha) = [L_{\theta_j}(\alpha), R_{\theta_j}(\alpha)], \tag{3}$$

где $L_{\theta_j}(\alpha)$ и $R_{\theta_j}(\alpha)$ – соответственно левая и правая границы доверительного интервала.

Согласно [4] полученные доверительные интервалы рассматриваются как α -сечения нечетких параметров $\tilde{\theta}_j$:

$$\tilde{\theta}_j[\alpha] = I_{\theta_j}(1 - \alpha), \tag{4}$$

а точечные оценки $\hat{\theta}_j$ – как их ядра.

При условии, что получены не менее двух интервальных оценок для каждого из параметров, выполним аппроксимацию имеющихся α -сечений нечетких параметров с помощью функций принадлежности (1).

Таким образом, параметры модели надежности задаются нечеткими числами $\tilde{\theta}_j = \{(x, \mu_{\theta_j}(x)) | x \in \mathfrak{R}\}$ и однозначно определяются своими характерными точками $\tilde{\theta}_j = \langle S_{\theta_j}^L, K, S_{\theta_j}^R \rangle$.

С учетом этого α -сечения нечетких параметров $\tilde{\theta}_j$ представляют собой интервалы

$$\tilde{\theta}_j[\alpha] = \{x \in \mathfrak{R} | \mu_{\theta_j}(x) \geq \alpha\} = [L_{\theta_j}(\alpha), R_{\theta_j}(\alpha)]. \tag{5}$$

Образуем двухэлементные множества, содержащие границы этих интервалов:

$$\Psi_{j,\alpha} = \{L_{\theta_j}(\alpha), R_{\theta_j}(\alpha)\}. \quad (6)$$

Элементами декартового произведения $D_\alpha = \Psi_{1,\alpha} \times \Psi_{2,\alpha} \times \dots \times \Psi_{n,\alpha}$ являются кортежи $d_\alpha = (\psi_{1,\alpha}, \psi_{2,\alpha}, \dots, \psi_{n,\alpha})$, представляющие всевозможные комбинации из левых и правых границ α -сечений нечетких параметров $\tilde{\theta}_j$. Тогда функция ВБР $\tilde{P}(t, \tilde{\Theta})$ с нечеткими параметрами $\tilde{\Theta} = \{\tilde{\theta}_1, \tilde{\theta}_2, \dots, \tilde{\theta}_n\}$ в каждый момент времени t^* принимает значения из класса нечетких множеств $F = \{\tilde{A}\}$, $\tilde{A} = \{(p, \mu_A(p)) | p \in [0, 1]\}$, являющихся нечеткими вероятностями. Границы α -сечений $\tilde{P}(t^*, \tilde{\Theta})_\alpha = [L_P(\alpha), R_P(\alpha)]$ нечеткой ВБР в произвольный момент времени t^* определяются следующим образом:

$$\begin{cases} L_P(\alpha) = \min_{D_\alpha} P(t^*, d_\alpha); \\ R_P(\alpha) = \max_{D_\alpha} P(t^*, d_\alpha). \end{cases} \quad (7)$$

Способ определения нечеткой гамма-процентной наработки. Гамма-процентная наработка до отказа $T_{\gamma\%}$ определяет интервал времени с начала работы, в течение которого отказ объекта не возникнет с вероятностью γ , выраженной в процентах [1], и определяется из уравнения

$$P(T_{\gamma\%}) = \frac{\gamma}{100}, \quad (8)$$

где $P(x)$ – функция ВБР.

Данный показатель позволяет, используя задаваемый уровень безотказности, определить момент времени $T_{\gamma\%}$, после которого необходимо выполнить комплекс профилактических мер: техническое обслуживание, плановый ремонт оборудования и т.п. В случае систем, вероятность безотказной работы которых представляет собой функцию вида $\tilde{P}(t, \tilde{\Theta})$, решение уравнения (8) приведет к тому, что искомое значение гамма-процентной наработки будет представлять собой нечеткое число $\tilde{T}_{\gamma\%}$. С учетом (7) границы α -сечений $\tilde{T}_{\gamma\%}[\alpha] = [L_{T_{\gamma\%}}(\alpha), R_{T_{\gamma\%}}(\alpha)]$ можно определить из следующих уравнений:

$$\begin{cases} \min_{D_\alpha} P(L_{T_{\gamma\%}}, d_\alpha) = \frac{\gamma}{100}; \\ \max_{D_\alpha} P(R_{T_{\gamma\%}}, d_\alpha) = \frac{\gamma}{100}. \end{cases} \quad (9)$$

Полученное нечеткое число $\tilde{T}_{\gamma\%}$ можно подвергнуть процедуре дефаззификации, например методом центра тяжести [7] с целью получения конкретных рекомендаций по времени проведения планово-профилактических мероприятий.

Пример расчета нечеткой ВБР. Предположим, что для анализа предоставлен массив значений наработок до отказа однотипного оборудования, эксплуатировавшегося при различных не вполне определенных условиях. Процедуры первичной обработки данных об отказах, выбора модели надежности, определения ее параметров подробно рассмотрены в работах [2, 4]. Пусть по результатам проведенного анализа выбрана модель надежности Вейбулла [2] и получены нечеткие значения ее параметров $\tilde{\eta} = \langle 7690, 8172, 8654 \rangle$, $\tilde{\beta} = \langle 1,09; 1,28; 1,47 \rangle$. Функции принадлежности параметров однозначно определяются характерными точками нечетких величин и имеют вид (1). Используя выражения (5)–(7), для каждого момента времени $i\Delta t$, $i = 0, 1, 2, \dots$ и каждого значения $k\Delta\alpha$, $k = 0, 1, 2, \dots, \frac{1}{\Delta\alpha}$, определяются левые и правые границы α -сечений нечеткой ВБР (значения $\Delta t, \Delta\alpha$ задаются заранее). Результатом является трехмерная поверхность в пространстве $\{t, P, \mu\}$ (рис. 3).

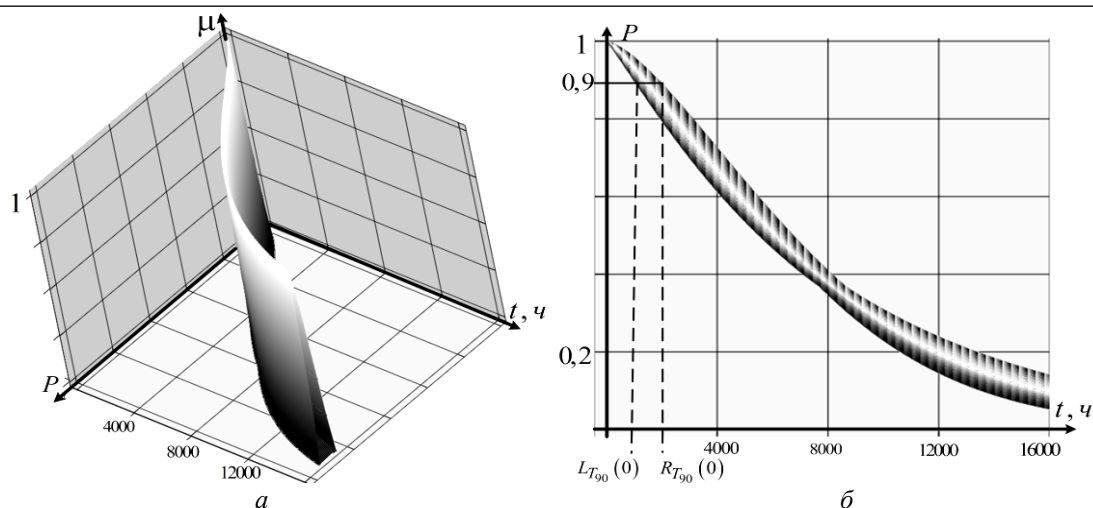


Рис. 2. Внешний вид функции нечеткой вероятности безотказной работы:
 а – изометрическая проекция; б – вид сверху

Определение нечеткой гамма-процентной наработки по сути сводится к определению контура сечения функции нечеткой ВБР плоскостью $P = \frac{\gamma}{100}$. Так, для рассматриваемого примера при $\gamma = 90\%$ результатом будет нечеткое число $\tilde{T}_{90\%} = \langle 964, 1406, 1875 \rangle$ (см. рис. 3).

Следует отметить, что сечение функции нечеткой ВБР плоскостью $t = t^*$ позволит найти нечеткую вероятность безотказной работы в течение времени t^* . Проведение процедуры дефаззификации полученных сечений для моментов времени $i\Delta t, i = 0, 1, 2, \dots$ позволит получить аппроксимированную «четкую» функцию ВБР.

Все расчеты и построение графиков нечетких характеристик выполнены с использованием ПО РТС Mathcad 14.

Заключение. Математический аппарат нечетких множеств позволяет учитывать различного рода неопределенности при описании систем, неполноту информации об условиях эксплуатации технического оборудования. Разработанные в ходе настоящего исследования способы вычисления нечеткой вероятности безотказной работы и гамма-процентной наработки позволяют учитывать неполноту информации об условиях эксплуатации технического оборудования. Новизна предложенного подхода заключается в использовании кусочно-непрерывных полиномиальных функций принадлежности второго порядка для аппроксимации совокупности интервальных оценок параметров. Это позволило повысить точность при задании нечетких величин, сохранив при этом простоту вычисления границ α -сечений.

Нечеткие значения параметров надежности могут быть использованы в системах нечеткого вывода при оценке параметров безотказности оборудования, для планово-профилактических мероприятий и определения условий гарантийного обслуживания изделий. Также результаты данного исследования могут быть использованы для представления в нечеткой форме иных функциональных зависимостей с параметрами, определенными не полностью.

Литература

1. Острейковский В.А. Теория надежности: учеб. для вузов / В.А. Острейковский. – М.: Высш. школа, 2003. – 463 с.
2. Life Data Analysis Reference Book [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://reliawiki.com/index.php/Life_Data_Analysis_Reference, свободный (дата обращения: 05.05.2015).
3. Заде Л.А. Понятие лингвистической переменной и его применение к принятию приближенных решений. – М.: Мир, 1976. – 167 с.
4. Buckley J.J. Simulating Fuzzy Systems. – Berlin: Springer Berlin Heidelberg, 2005. – 208 p.

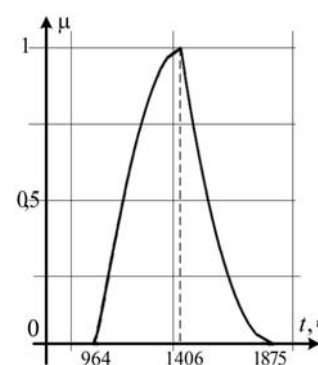


Рис. 3. Нечеткая гамма-процентная наработка при $\gamma = 90\%$

5. Ефремов А.А., Кориков А.М. О применении кусочно-непрерывных функций к заданию функций принадлежности нечетких чисел (L-R)-типа [Электронный ресурс] // Вестник науки Сибири. – 2011. – № 1(1). – Режим доступа: <http://sjs.tpu.ru/journal/article/view/70/117>, свободный (дата обращения: 10.05.2015).

6. Ефремов А.А. Новые операции над нечеткими числами и интервалами // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2013. – № 1(27). – С. 95–99.

7. Zhang H. Fuzzy Modeling and Fuzzy Control / H. Zhang, D. Liu. – Boston: Birkhäuser, 2006. – 416 p.

Ефремов Александр Александрович

Ассистент каф. автоматизации и компьютерных систем НИ ТПУ

Тел.: 8 (383-2) 60-63-81

Эл. почта: AlexYefremov@tpu.ru

Yefremov A.A.

On calculating fuzzy reliability function for systems with fuzzy reliability model parameters

The paper proposes an approach for evaluating performance reliability of technical equipment by available sample of failure times given when information on actual operating conditions is incomplete. It is suggested to define fuzzy reliability model parameters with piecewise continuous second-order polynomial membership functions. The article provides an example of fuzzy survival function and gamma-percentile life evaluating.

Keywords: reliability, survival function, gamma-percentile life, fuzzy set, fuzzy number, fuzzy probability, polynomial membership functions.

УДК 681.2:539.1.074.3-5

Е.А. Цапко

Исследование системы стабилизации радиометрического тракта с параметрической обратной связью

Приведены результаты модельных исследований параметров и качества функционирования радиометрического измерительного тракта со сцинтилляционным детектором излучения, охваченным обратной связью с целью стабилизации его коэффициента передачи по пику полного поглощения. Показано, что охват радиометрического тракта контуром стабилизации интегрального типа приводит к искажениям полезных сигналов из-за параметрического характера обратной связи. Установлено, что путем выбора порога дискриминатора в цепи обратной связи в различных точках опорного пика возможно более чем в 3–5 раз уменьшить погрешность данных систем, обусловленную проявлением параметрического характера обратной связи.

Ключевые слова: радиометрический тракт, сцинтилляционный детектор излучения, параметрическая обратная связь, стабилизация, модельные исследования.

Задача исследования контура стабилизации радиометрического тракта. Пределы достижимой точности радиометрических измерений ограничены низкой стабильностью параметров измерительного радиометрического тракта [1]. Охват радиометрического тракта контуром стабилизирующей обратной связи позволяет уменьшить вклад нестабильности его коэффициента передачи в погрешность измерений, но в то же время приводит к искажениям полезных сигналов под действием данной обратной связи. Величина и характер указанных искажений определяются структурой и параметрами многоконтурной радиометрической измерительной системы, в том числе способом оценки текущего значения коэффициента передачи измерительного тракта, а также спецификой самих радиометрических измерений, выражающейся в вариациях интенсивности опорной линии пика полного поглощения и трансформациях ее отображения в приборном спектре из-за влияния рассеянного излучения. Оценка качества функционирования радиометрических систем со стабилизированным коэффициентом передачи сцинтилляционного детектора (СД) (погрешностей, быстродействия, устойчивости) должна строиться на основе методов автоматического регулирования [2], но так как прямые аналитические методы анализа замкнутых нелинейных систем с произвольной структурой отсутствуют, анализ данных систем целесообразно проводить методом имитационного моделирования.

Постановка задачи. Разработка и исследования математической модели, отражающей основные взаимосвязи между параметрами сигналов на входе и выходе стабилизированного радиометрического тракта, позволяют установить закономерности искажений сигналов под действием обратной связи и выявить физические предпосылки уменьшения указанных искажений. Это, в свою очередь, позволит выбирать оптимальные параметры контура стабилизации и осуществлять проектирование автоматизированных радиометрических систем измерения толщины-плотности с более высокими метрологическими характеристиками.

Модель радиометрической системы измерения со стабилизированным детектором излучения. В общем случае коэффициент передачи радиометрического тракта сцинтиллятор – фотоэлектронный множитель (ФЭУ) в линейной модели равен

$$K = K_{СК} \cdot K_{ФК} \cdot K_{Д} \cdot K_{У}, \quad (1)$$

где $K_{СК}$ – коэффициент преобразования сцинтилляционного кристалла; $K_{ФК}$ – коэффициент передачи фотокатода ФЭУ; $K_{Д}$ – коэффициент усиления диодной системы ФЭУ; $K_{У}$ – коэффициент усиления усилителя на выходе СД.

В известных системах [3, 4] автоматической регулировки коэффициента передачи сцинтилляционного радиометрического тракта, использующих в качестве базовой информации одну из гамма-линий [5] в спектре рабочего излучения, подавление помехи от нестабильности СД осуществляется путем оценивания линейного функционала от данной помехи и формирования на этой основе

управляющего воздействия на коэффициент передачи тракта. В данных системах управляющее воздействие осуществляется, как правило: а) путем изменения усиления диодной системы (или ее части); б) путем регулирования усиления усилителя на выходе СД; в) путем коррекции порога интегрального дискриминатора в измерительном канале. Первые два способа предполагают наличие параметрической обратной связи по усилению ФЭУ [6], третий способ – линейную коррекцию порога измерительного канала, пропорциональную дрейфу ΔK коэффициента передачи тракта.

Для систем с обратной связью регулируемый коэффициент передачи может быть представлен в виде

$$K_{\text{пер}}(t) = K_1(t) \{K_2(t) + \eta[U_y(t)]\}, \quad (2)$$

где $K_1(t)$, $K_2(t)$ – соответственно коэффициенты передачи звеньев не охваченных и охваченных обратной связью: $K_1(t) = K_{\text{СК}}(t) \cdot K_{\text{ФК}}(t)$; $K_2(t) = K_{\text{д}}(t) \cdot K_y(t)$; $\eta[U_y(t)]$ – корректирующее воздействие на коэффициент передачи тракта; $U_y(t)$ – регулировочный сигнал в цепи обратной связи.

Модель радиометрического тракта со стабилизированным коэффициентом передачи СД иллюстрируется структурой на рис. 1.

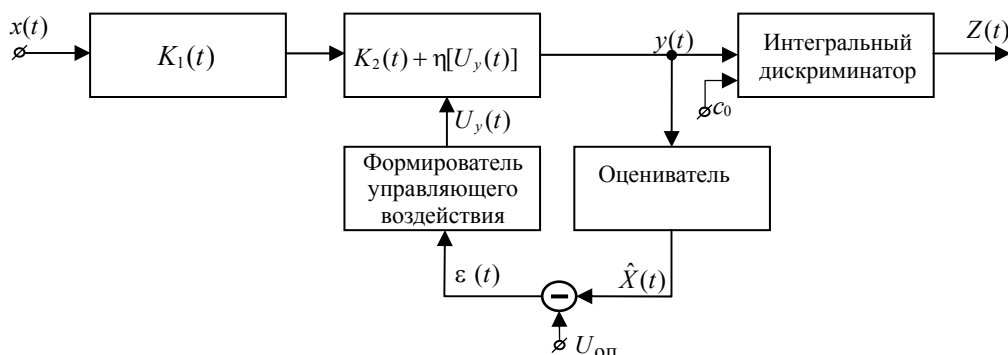


Рис. 1. Модель радиометрического тракта со стабилизированным коэффициентом передачи СД

В схеме приняты следующие обозначения: $x(t)$ – спектральное распределение излучения на выходе СД; $y(t)$ – амплитудное распределение электрических сигналов на выходе СД; $Z(t)$ – выходной сигнал радиометрического тракта; $\hat{X}(t)$ – оценка линейного функционала от помехи $X(KE)$; $U_{\text{оп}}$ – опорный сигнал в цепи обратной связи, E – энергия излучения, c_0 – порог дискриминации измерительного тракта.

Для приведенной структуры справедливы следующие соотношения:

$$y(t) = x(t) \cdot K(t), \quad (3)$$

$$K(t) = K_1(t) \{K_2(t) + \eta[U_y(t)]\}, \quad (4)$$

$$\varepsilon(t) = \hat{X}(t) - U_{\text{оп}}, \quad (5)$$

$$\hat{X}(t) = \xi[y(t)], \quad (6)$$

$$Z(t) = \sum_{j=1}^V N(KE_j), \quad (7)$$

$$V: [c_0, \infty).$$

Представляя связь между входом и выходом формирователя управляющего воздействия в виде дифференциального уравнения аperiodического звена первого порядка и подставляя выражения (4), (5), (6) в (3), получаем уравнение

$$a_1 \frac{dU_y(t)}{dt} + a_0 U_y(t) = \xi[x(t) \cdot K_1(t) \{K_2(t) + \eta[U_y(t)]\}] - U_{\text{оп}}, \quad (8)$$

описывающее в неявном виде взаимосвязь между входными и выходными сигналами, характерную для известных систем автоматической регулировки усиления (АРУ), особенностью которых является параметрический характер обратной связи [7].

Несмотря на аналогию с системами АРУ по характеру протекания процессов в нелинейном замкнутом контуре автоматического регулирования, радиометрические системы с обратной связью обладают принципиальными отличительными особенностями. Эти особенности заключаются, прежде всего, в назначении данного контура регулирования: в системах АРУ последний предназначен для регулировки усиления сигналов, а в радиометрических системах рассматриваемого класса – для стабилизации коэффициента передачи измерительного тракта. Уменьшение искажений полезных сигналов в радиометрических системах (типа «подавление») при этом достигается за счет использования в обратной связи нелинейных оценщиков текущего значения коэффициента передачи тракта СД.

Оценка качества функционирования радиометрических систем со стабилизированным коэффициентом передачи СД (погрешностей, быстродействия, устойчивости) должна строиться на основе методов автоматического регулирования, но так как прямые аналитические методы анализа замкнутых нелинейных систем с произвольной структурой отсутствуют, анализ данных систем будем проводить методом E-сетевого имитационного моделирования [8, 9].

Результаты модельных исследований. Ниже приведены результаты E – сетевого моделирования систем стабилизации коэффициента передачи СД интегрального типа с параметрической обратной связью. Исследования проводились с целью раскрытия и оценки влияния параметров входного сигнала: интенсивности и амплитудного разрешения опорного пика, а также основных параметров моделируемых систем, в том числе оценщика текущего значения коэффициента передачи детектора интегрального типа.

Путем моделирования оценивалось изменение под воздействием различных факторов характеристик амплитудного распределения сигналов $N(A_y)$ на выходе детектора: среднего значения \bar{A}_y ; среднеквадратичного отклонения σ_y ; коэффициентов асимметрии $K_{асс y}$ и эксцесса $K_{экс y}$.

Моделирование данных систем позволило выявить и количественно оценить факторы, как обуславливающие отрицательное влияние параметрического характера обратной связи, так и «способствующие» его появлению. Основными из этих факторов являются вариации интенсивности и амплитудного распределения входного сигнала, его статистический характер, нелинейность регулировочной характеристики и нестабильность коэффициента передачи СД.

Исследование поведения системы стабилизации осуществлялось путем изучения зависимости изменения основных характеристик сигнала на выходе стабилизированного СД (среднего значения \bar{A}_y , относительных флуктуаций $\sigma_{yотн}$) от величины шага коррекции его коэффициента передачи на один импульс с выхода оценщика $a = \lambda \cdot \eta \cdot (U_y)$.

Влияние относительных флуктуаций амплитуды входного сигнала σ_x / A_x на характер зависимостей $\bar{A}_{yотн} = \varphi(a)$, $\sigma_{yотн} = \psi(a)$ для систем стабилизации интегрального типа показано на рис. 2.

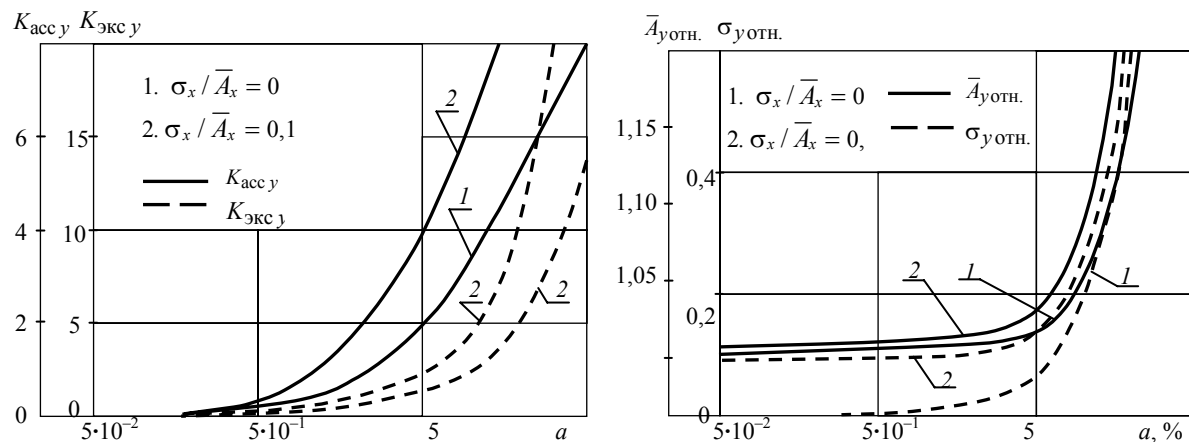


Рис. 2. Влияние относительных флуктуаций амплитуды входного сигнала

Установлено, что увеличение шага коррекции a помимо уширения пика за счет флуктуаций стабилизируемого коэффициента приводит также к искажениям формы его амплитудного распре-

ления. Максимум его смещается в сторону меньших значений амплитуд, а вершина распределения становится менее острой, чем у пика с нормальным распределением.

Система стабилизации на данное нелинейное искажение амплитудного распределения реагирует изменением значения стабилизируемого коэффициента передачи. Когда порог оценителя интегрального типа установлен в центр пика, среднее значение $\bar{A}_{\text{уотн}}$ при увеличении шага коррекции a также возрастает. Поэтому увеличение относительных флуктуаций входного сигнала приводит к более сильным искажениям формы амплитудного распределения выходного сигнала при тех же самых значениях шага коррекции a , в результате возрастает как само среднее значение $\bar{A}_{\text{уотн}}$, так и крутизна его во всем диапазоне изменения a .

Результаты моделирования системы интегрального типа в условиях вариаций коэффициента передачи приведены на рис. 3.

Как следует из приведенных на рис. 3 зависимостей, вводимая путем изменения K_0 неустойчивость коэффициента передачи СД обрабатывается системой стабилизации не полностью. Полученные результаты моделирования свидетельствуют о том, что с увеличением a (выше $5 \cdot 10^{-1}$) ошибка стабилизации значительно возрастает. Последнее, с одной стороны, обусловлено уменьшением коэффициента стабилизации из-за снижения крутизны изменения скорости счета после оценителя интегрального типа вследствие ухудшения амплитудного распределения опорного пика.

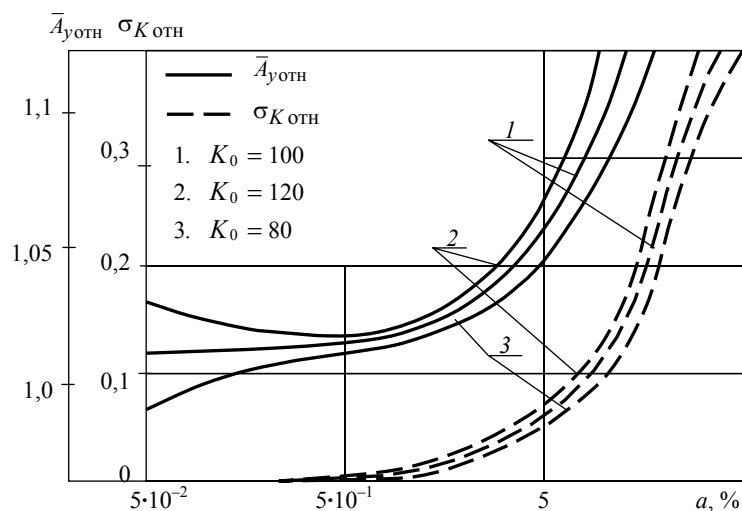


Рис. 3. Результаты моделирования системы интегрального типа

С другой стороны, вклад в ошибку стабилизации вносит влияние отмеченных выше факторов, вызывающих нелинейные искажения амплитудного распределения на выходе стабилизированного СД. Основная причина появления ошибки стабилизации при высоких значениях a заключается в следующем.

Неустойчивость коэффициента передачи СД обрабатывается системой стабилизации путем смещения положения рабочей точки на регулировочной характеристике, что приводит к изменению относительных флуктуаций стабилизируемого коэффициента передачи $\sigma_{K \text{отн}}$ и соответственно искажений формы исходного амплитудного распределения. Степень данных искажений формы распределения определяется характером зависимости $\bar{A}_{\text{уотн}}$. В свою очередь, обработка указанных трансформаций амплитудного распределения под действием обратной связи приводит к появлению ошибки стабилизации.

Приведенные выше результаты исследования системы стабилизации интегрального типа были получены при корректируемом значении скорости счета $N_{\text{оп}} = \frac{1}{2} N_x$ (что соответствует установке порога дискриминатора в цепи обратной связи в центр пика при любой интенсивности опорной линии N_x). В то же время вариации интенсивности N_x при неизменной скорости счета $N_{\text{оп}}$ приводят

к помехе $\psi_{\Delta N}(KE)$, реакцией системы на которую является изменение текущего значения стабилизируемого коэффициента передачи.

На рис. 4 показано влияние вариаций интенсивности опорной линии N_x на характер зависимости $\bar{A}_{\text{уотн}} = \varphi(a)$.

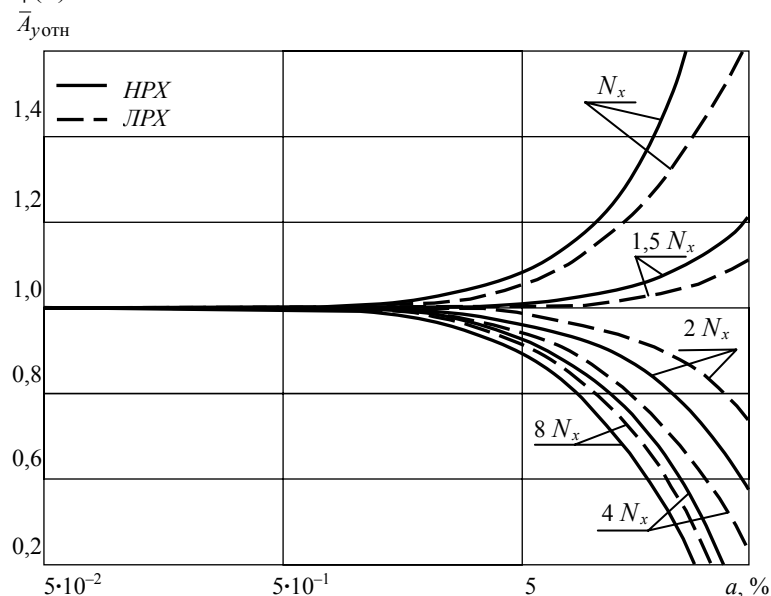


Рис. 4. Влияние вариаций интенсивности опорной линии N_x на характер зависимости $\bar{A}_{\text{уотн}} = \varphi(a)$

Приведенные результаты свидетельствуют о неоднозначности характера данной зависимости в условиях вариаций N_x : с увеличением интенсивности N_x влияние шага коррекции a на среднее значение $\bar{A}_{\text{уотн}}$ сначала ослабевает, а затем снова возрастает, причем уже в сторону уменьшения $\bar{A}_{\text{уотн}}$.

Нелинейность регулировочной характеристики (ЛРХ – линейная, НРХ – нелинейная) не влияет на качественный характер данной зависимости. Причиной раскрытого явления является неоднозначность реакции системы стабилизации интегрального типа на искажения амплитудного распределения при установке порога дискриминатора в обратной связи в различных точках на правом склоне опорного пика.

Очевидно, что выбором соответствующего значения порога данного дискриминатора можно максимально ослабить влияние шага коррекции a на среднее значение $\bar{A}_{\text{уотн}}$ выходного сигнала в условиях незначительных вариаций N_x . Моделирование системы стабилизации интегрального типа при введении неустойчивости СД в условиях $N_x = \text{CONST}$; $N_{\text{оп}} = 0,3N_x$ подтвердило данное предположение.

Результаты моделирования приведены на рис. 5.

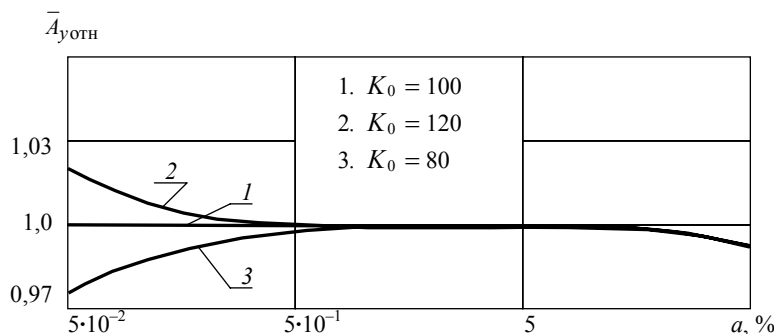


Рис. 5. Результаты моделирования системы стабилизации интегрального типа при $N_x = \text{const}$; $N_{\text{оп}} = 0,3N_x$

На основе результатов модельных исследований разработана структура и оптимизированы параметры высокостабильного измерителя толщины-плотности. Оценка его метрологических характеристик в условиях стендовой проверки на имитаторах-поглотителях и в результате опытно-промышленной эксплуатации показала, что нестабильность измерений плотности материалов не превышает 0,05% при чувствительности порядка $(6-8) \cdot 10^{-4}$ г/см³, а погрешность измерений толщины горячего проката в диапазоне от 10 до 100 мм не превышает 0,25% при скорости движения листа проката до 8 м/с.

Заключение. Таким образом, результаты модельных исследований процессов в замкнутом контуре стабилизации коэффициента передачи СД позволяют сделать следующие выводы.

Эффективность (точность и стабильность) радиометрических систем со стабилизированным СД ограничивается трансформациями приборного спектра под действием обратной связи в силу ее параметрического характера.

Следствием раскрытого явления является неоднозначность реакции системы стабилизации интегрального типа на искажения амплитудного распределения на выходе СД при установке порога дискриминатора в обратной связи в различных точках опорного пика.

Выбор соотношения $N_{оп} = 0,3N_x$ на правом склоне опорного пика при интегральном способе стабилизации позволяет более чем в 3–5 раз уменьшить погрешность данных систем, обусловленную проявлением параметрического характера обратной связи.

Полученные результаты модельных исследований позволяют также оценить влияние параметров контура регулирования (полосы пропускания РС-фильтра, глубины обратной связи и др.) на погрешность систем стабилизации и на этой основе осуществлять выбор их оптимальных значений в зависимости от требуемого коэффициента стабилизации.

На основе результатов модельных исследований разработана структура и оптимизированы параметры высокостабильного измерителя толщины-плотности.

Литература

1. Мещеряков Р.В. Модель обработки информации в различных шкалах // Современные информационные технологии. – 2008. – № 8. – С. 101–103.
2. Мещеряков Р.В. Система цифровой обработки радиометрических сигналов для неразрушающего контроля сложнопрофильных крупногабаритных изделий / Р.В. Мещеряков, А.А. Охотников // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2009. – Т. 2. – С. 153–156.
3. Пат. 2521290 РФ, МПК G 01 T 1/40. Устройство корректировки и стабилизации коэффициента передачи сцинтилляционного детектора для радиоизотопных приборов контроля технологических параметров / А.В. Демин (РФ). – № 2013106128/28; заявл. 13.02.13; опубл. 27.06.14. Бюл. № 18. – 6 с.
4. Пат. 2445648 РФ, МПК G 01 T 1/40. Способ стабилизации и корректировки коэффициента передачи сцинтилляционного детектора и устройство для его осуществления / Ю.Л. Карякин (РФ). – № 2012301071/28; заявл. 06.08.10; опубл. 23.03.12. Бюл. № 8. – 5 с.
5. Абрамов А.И. Основы экспериментальных методов ядерной физики / А.И. Абрамов, Ю.А. Казанский, Е.С. Матусевич. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 488 с.
6. Храмов А.С. Гамма-спектроскопия: калибровка гамма-спектрометра, сцинтилляционные детекторы: учеб. пособие / А.С. Храмов, М.М. Бикчантаев, Д.М. Хрипунов. – Казань: К(П)ФУ, 2014. – 127 с.
7. Кривицкий Б.Х. Системы автоматической регулировки усиления / Б.Х. Кривицкий, Е.Н. Салтыков. – М.: Радио и связь, 1982. – 190 с.
8. Цапко Г.П. Е-сетевой метод моделирования динамических процессов в сложных системах управления / Г.П. Цапко, С.Г. Цапко, Я.А. Мартынов // Глобальный научный потенциал. – 2014. – № 11(44). – С. 110–116.
9. Мещеряков Р.В. Критерий структурной сложности информационных систем // Труды СПИИРАН. – 2010. – № 3 (14). – С. 76–90.

Цапко Елена Александровна

Канд. филос. наук, доцент каф. компьютерных измерительных систем и метрологии НИТПУ

Тел.: 8 (382-2) 41-75-27

Эл. почта: etsapko@tpi.ru

Tsapko E.A.

Study of the stabilization system of radiometric tract with parametric feedback

This work presents the results of model research parameters of the radiometric measuring canal with a scintillation detection device. A detector is covered by feedback to stabilize its transmission coefficient at the peak of full absorption. It is shown that the inclusion stabilization circuit integral type in feedback of radiometric tract leads to distortion of the useful signal due to the parametric nature of the feedback. It was found that through the choice of the threshold discriminator in a feedback loop at various points of the reference peak, it is possible to reduce an error of these systems more than in 3-5 times due to the manifestation of the parametric nature of the feedback.

Keywords: radiometric tract, scintillation radiation detector, parametric feedback, stabilization, model studies.

УДК 519.25 (510+519.24/27)

А.М. Кориков

Эксперимент в научном исследовании

Рассмотрены классификация экспериментов и вопрос о целесообразности использования термина «виртуально-физический эксперимент». Кратко изложены основные положения математической теории эксперимента. Приведены примеры применения теории эксперимента в исследованиях по оптимизации и автоматизации процессов сварки трением и термической обработки режущего инструмента. Предложена многоуровневая классификация экспериментов.

Ключевые слова: эксперимент, классификация экспериментов, теория эксперимента, сварка трением, термическая обработка инструмента, виртуальный эксперимент.

С экспериментом связаны не только научные исследования, но и любая человеческая деятельность. Экспериментирование – неотъемлемый этап всякой целенаправленной деятельности. В интернете и научной литературе можно найти определения и классификации эксперимента как научного метода исследования некоторого явления в управляемых условиях [1]. Если управляемые эксперименты предельно трудны или невозможны, то в этом случае исследователи обращаются к квазиэкспериментам, среди которых широкую известность получили виртуальные эксперименты. На страницах нашего журнала можно ознакомиться также с виртуально-физическими лабораториями, моделями и экспериментами [2]. В этой связи возникает вполне логичный вопрос о целесообразности подобной терминологии и признаках (основаниях) классификации экспериментов. Заметим, что большинство известных классификаций экспериментов являются произвольными. Произвольными в том смысле, что их авторы перечисляют некоторые виды экспериментов, которые являются существенными с точки зрения решаемых задач. Вопросы о принципах выбора признаков (оснований) классификации экспериментов и полноте классификации при этом не ставятся. Однако эти вопросы в профессиональной среде всегда вызывают вполне естественный интерес. Автору данной статьи пришлось однажды вступить в дискуссию по вопросам научной терминологии [3], специализированный журнал проявил интерес к нашей статье и предложил развить дискуссионную тему на своих страницах [4]. Понятие «эксперимент» относится к числу базовых понятий науки и практики. Эксперимент является основой эмпирического подхода к получению знаний, а известный критерий К. Поппера отмечает возможность постановки эксперимента как главного отличия научной теории от псевдонаучной. Понятие «эксперимент» трактуется так широко, многогранно и необъятно, что сразу вспоминается известный афоризм К. Пруткова о том, что нельзя объять необъятное. Попытки осветить некоторые грани этой многогранной темы предпринимались многими авторами. В XX в. произошло становление и развитие теории эксперимента, основные положения которой рассмотрим далее с позиций нашего времени.

Эксперимент и математика. Ушли в прошлое времена, когда экспериментаторы могли себе позволить изучать только сравнительно простые объекты и способы проведения эксперимента были достаточно просты, а роль математики сводилась к обработке результатов эксперимента. Сейчас все больше приходится иметь дело со сложными системами. Возникающие при этом задачи можно условно разделить на формализуемые и неформализуемые. Постановка любой задачи заключается в том, чтобы перевести ее словесное, вербальное описание в формальное. В случае относительно простых задач такой переход осуществляется в сознании (естественном интеллекте (ЕИ)) человека. Если полученная формальная модель (математическая зависимость между величинами в виде формулы, уравнения, системы уравнений) опирается на фундаментальный закон или подтверждается экспериментом, то этим доказывается ее адекватность отображаемой ситуации, и модель рекомендуется для решения задач соответствующего класса [5]. Неформализуемые задачи (НФ-задачи) невозможно представить, используя только ЕИ человека, в виде каких-то формальных моделей. С развитием нашей цивилизации количество таких научных и технических НФ-задач постоянно растет. Для решения НФ-задач в различных областях науки и техники развиваются специальные приемы и методы, обобщенные в теории систем и системном анализе [5], создаются экспертные системы – интеллектуальные системы, основанные на знаниях [6]. Решение НФ-задач осложняется различны-

ми видами не-факторов знаний [6]: неопределенность, нечеткость, неточность, недоопределенность и неполнота знаний эксперта (исследователя) о свойствах проблемной области. Роль эксперимента, математических и компьютерных методов в решении НФ-задач трудно переоценить. В науковедении определили, что стоимость научных исследований возрастает пропорционально n^2 , где n – число всех ученых, принимающих участие в исследовании, а количество выдаваемого ими «научного продукта» растет лишь пропорционально \sqrt{n} . Темп роста финансирования научных исследований может только снижаться, поэтому необходимо повышение эффективности исследований и, следовательно, необходима оптимизация эксперимента [7]. В ТИАСУРе (ныне ТУСУР) учебный курс по планированию оптимального эксперимента – математической теории эксперимента начал читаться в 1972 г. [8]. В те же годы автором данной статьи совместно с сотрудниками ТПИ (ныне НИ ТПУ – Национальный исследовательский Томский политехнический университет) и ТЗРИ (Томский завод режущих инструментов, ныне группа компаний «Томский инструмент») на основе математической теории эксперимента были проведены исследования по оптимизации и автоматизации процессов сварки трением и термической обработки режущего инструмента [9–17]. Под планированием эксперимента понимается выбор числа опытов и условий их проведения, необходимых для решения поставленной задачи с требуемой точностью. Выделяют следующие этапы планирования эксперимента [7, 8]:

- 1) сбор и анализ априорной информации;
- 2) выбор входных и выходных переменных, области экспериментирования;
- 3) определение математической модели для представления экспериментальных данных;
- 4) выбор критерия оптимальности и плана эксперимента;
- 5) определение метода анализа данных;
- 6) проведение эксперимента;
- 7) проверка статистических гипотез для полученных экспериментальных данных;
- 8) обработка результатов эксперимента;
- 9) интерпретация результатов эксперимента и рекомендации.

Рассмотрим на примерах из наших работ [9–17] основные положения теории эксперимента.

Характеристика процесса сварки трением и механизм образования неразъемного соединения. Формирование соединения при сварке трением имеет некоторые особенности [13, 16]. В начальной стадии процесса трения температура в зоне контакта распределяется неравномерно по сечению. В центре, на оси вращения, температура минимальная. Максимум ее находится на расстоянии, равном половине радиуса заготовки. Здесь возникают первые очаги схватывания. Температура в стыке выравнивается через 2–5 с и очаги схватывания покрывают всю поверхность. Это происходит как за счет теплопроводности, так и за счет перераспределения в процессе трения удельного давления и мощности тепловыделения [13, 16]. С момента возникновения первых очагов схватывания осуществляется намазывание быстрорежущей стали на конструкционную. Намазывается материал заготовки, который имеет более низкую температуру в зоне трения. На конечной стадии нагрева трущейся парой становится быстрорежущая сталь + быстрорежущая сталь, налипшая на хвостовик. В стадии проковки образуется неразъемное соединение этих пар сталей. Соединения образуются в твердой фазе, а монолитность соединения обеспечивается межатомными и межмолекулярными связями, в основном химическими, между соединяемыми сплавами на поверхности контакта [13, 16]. Образование соединения идет в три стадии: возникновение физического контакта соединяемых поверхностей; активация частиц контактирующих поверхностей; объемное взаимодействие с образованием прочных химических связей.

Основные параметры режима сварки трением. Установлено [13, 16], что основными параметрами режима сварки трением заготовок режущего инструмента являются: давление нагрева, давление проковки, время нагрева, время проковки, скорость относительного вращения. Схемы изменения давления нагрева и проковки, скорости относительного вращения во времени приведены в работах [13, 16]. Обозначим перечисленные пять параметров (факторов) через x_i , $i=1, 2, 3, 4, 5$ соответственно и дадим краткую характеристику названных параметров.

Давление нагрева и скорость относительного вращения. Эти параметры оказывают значительное влияние на температурный режим в стыке и величину припуска на сварку. Мощность тепловыделения и припуск на сварку зависят от их произведения. При этом при высоких скоростях и низких удельных давлениях припуск на сварку уменьшается.

Время нагрева. Этот параметр определяет длительность нагрева поверхностей до сварочных температур. В течение нескольких секунд торцы заготовок нагреваются до 1125–1350 °С при определенных значениях давления нагрева и скорости относительного вращения. Температуру нагрева при сварке трением можно определить экспериментально с помощью термопары и расчетным методом [12].

Давление и время проковки. В стадии проковки происходит образование неразъемного соединения. Давление и время проковки выбираются с учетом пластичности и сопротивляемости металла деформации. Последние зависят от температуры, схемы деформирования, степени и скорости деформации.

Режимы сварки трением, критерий оптимальности и план эксперимента. Технологические режимы сварки трением некоторых марок быстрорежущих сталей по данным различных исследователей приведены в [9, 13, 16]. Анализ этих и производственных данных показывает, что не существует единого мнения об оптимальных режимах сварки трением быстрорежущих сталей с конструкционными. Поэтому в [9] рассмотрена задача выбора оптимальных режимов сварки трением быстрорежущей стали Р6М5 со сталью 45 с использованием методов планирования экстремальных экспериментов и закономерностей изменения структуры и свойств сварных соединений. В качестве критерия оптимальности – параметра оптимизации y была принята механическая прочность сварного соединения на кручение. Область экспериментирования определена в [9, 13, 16]. Для описания этой области уравнением второго порядка был реализован центральный композиционный ротатбельный униформплан второго порядка [7, 8]. Подробное описание результатов проведенного эксперимента и статистической обработки этих результатов дано в [9, 13, 16]. Отметим лишь, что в исследованной области факторного пространства механическая прочность сварного соединения на кручение $y = f(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5)$ постоянна и намного превышает допустимый предел прочности на кручение.

Прочность на кручение, принятая в качестве параметра оптимизации, зависит прежде всего от структуры и свойств материала сварного соединения. Металлографический анализ стыка позволяет объяснить физический смысл полученных результатов. Прочность определялась на отожженных образцах, а при отжиге сварных заготовок инструмента в стали 45 у стыка образуется ферритная прослойка.

Прослойка имеет более низкие механические характеристики и определяет прочность сварного соединения на кручение независимо от исследованных режимов сварки трением. В работе [11] изучено влияние режимов сварки трением и термической обработки на свойства и структуру сварных заготовок сталей: Р12+45, Р9К5+45, Р6М5К5+45, Р8М3К6С+45, Р9М4К8Ф+45. Была выдвинута гипотеза о постоянстве параметра оптимизации в исследованной области факторного пространства с доверительной вероятностью 0,95. Для проверки гипотезы в этой области поставлен симплексный план, являющийся насыщенным планом первого порядка. Основные результаты работы [11], полученные для перечисленных быстрорежущих сталей, соответствуют результатам работы [9].

Структура и свойства сварных соединений, технология сварки трением. В изломах сварных заготовок, полученных сваркой трением, можно обнаружить блестящие полосы скольжения. Это одна из основных особенностей этого способа сварки. Природа блестящих полос скольжения рассматривается в работах [10, 18].

Особую важность представляет вопрос о влиянии блестящих полос скольжения на прочность сварного соединения. При этом необходимо выяснить: являются ли место расположения вскрывшихся блестящих полос скольжения и величина их площади причиной брака сварного соединения, т.е. приводят ли они к понижению прочности сварного соединения ниже допустимого предела; зависит ли прочность сварного соединения от места расположения вскрывшихся блестящих полос скольжения и величины их площади. В работе [18] на эти вопросы дается положительный ответ и на этой основе формулируются критерии для определения брака сварного соединения. Однако наше исследование [10] не подтвердило выводы работы [18]. Раскроем суть нашего исследования [10], проведенного на ТЗРИ. Для проверки отмеченных выше гипотез на ТЗРИ проводилось наблюдение за сваренными заготовками диаметром 16 мм для фрезерованных сверл. Было сварено трением 191888 шт. из сталей Р6М5 и 45. Следует отметить, что брак по лому в этой партии составил 619 шт. Одной из характерных особенностей изломов заготовок, сваренных трением, является наличие блестящих полос скольжения. Относительная частота выявления блестящих полос скольжения в ука-

занных сварных заготовках на ТЗРИ составила 0,32%. Однако анализ изломов сварных заготовок в количестве 30 шт. (качественная сварка на режимах ТЗРИ) с предварительным надрезом шва наждачным кругом показал, что во всех изломах имеются блестящие полосы скольжения. Кроме этого, были проведены испытания на изгиб 27 сварных образцов на машине ГСМ-50 при нагрузке 10 тс (качественная сварка на режимах ТЗРИ) диаметром 15,8 мм из сталей Р6М5 и 45. Обработка результатов этого эксперимента проводилась методом дисперсионного анализа. Вначале исследовался фактор – влияние площади вскрывшихся блестящих полос на поверхности излома (фактор А) на прочность сварного соединения при испытании на изгиб [10]. В данном случае фактор А изменяется на пяти уровнях: первый уровень – блестящие полосы занимают 30% и более площади излома; второй уровень – блестящие полосы занимают от 10 до 30% площади излома; третий уровень – блестящие полосы занимают от 5 до 10% площади излома; четвертый уровень – блестящие полосы занимают менее 5% площади излома; пятый уровень – отсутствие блестящих полос скольжения, или, точнее, в изломах этих заготовок блестящие полосы скольжения не наблюдаются визуально. В [18] утверждается, что 1, 2 и 3-й уровни являются признаками брака, 4-й уровень является признаком удовлетворительного качества, а 5-й уровень является признаком хорошего качества сварки.

Результаты проведенного нами дисперсионного анализа изложены в [10, 13, 16]. Установлено, что прочность на изгиб сварного соединения на всех пяти уровнях фактора А одинакова, и эта прочность приблизительно в десять раз больше, чем допустимый предел прочности на изгиб стали 45 [13, 16], поэтому можно утверждать: вскрывшиеся блестящие полосы скольжения не являются причиной брака сварных заготовок инструмента. Было проведено также исследование по другому признаку – наличию блестящих полос в центральной области излома или по наличию их на периферии излома, а на некоторых образцах – как на периферии излома, так и в центральной области. Этот признак назовем кратко фактором В. Первый уровень этого фактора соответствует наличию блестящих полос только в центральной области излома, а второй уровень – наличию блестящих полос скольжения с выходом на периферию излома. Из рассмотрения изломов при испытании на изгиб следует утверждение о том, что вскрытие блестящих полос с выходом на периферию при испытании на изгиб свидетельствует о более низкой прочности сварного соединения, чем вскрытие блестящих полос только в центральной области излома. Однако эта прочность значительно больше, чем допустимый предел прочности на изгиб стали 45 [10, 13, 16]. Следовательно, место расположения вскрывшихся блестящих полос скольжения также не является причиной брака сварных заготовок.

Об интерпретации результатов эксперимента и рекомендациях. При интерпретации результатов эксперимента важна роль каждого члена коллектива исследователей как экспертов. В интерпретации результатов описываемого эксперимента неопределима роль моих соавторов – сотрудников ТПИ (ныне ТПУ) А.Н. Добровидова, Ю.А. Евтюшкина и В.И. Егорова. Отмеченное выше понижение прочности они объясняют наличием концентраторов напряжений на поверхности образца, возникших в результате механической обработки, термической обработки или деформации металла при сварке [10, 13, 16]. Структура сварного соединения быстрорежущей стали и стали 45, охлажденного после сварки на воздухе, неоднородна. В быстрорежущей стали в непосредственной близости к плоскости стыка находится зона со структурой мартенсита, остаточного аустенита и карбидов. На некотором расстоянии от стыка, где температура во время сварки была ниже, образовалась троостомартенситная структура. Карбидная неоднородность сохранилась и в этой зоне. При этом в результате пластической деформации карбиды вытянулись вдоль стыка и сблизались между собой. Структура троостомартенсита переходит в сорбитообразный перлит основного металла с карбидными строчками вдоль оси образца. Структура стали 45 у стыка – троостит. Далее следует переходный слой, состоящий из феррита и мелкодисперсного перлита (почти сорбита). Основная структура стали 45 состоит из пластинчатого перлита и феррита.

В отожженных образцах обнаружена структурная и химическая неоднородность по углероду [9, 13, 16]. Углерод из стали 45 диффундирует в быстрорежущую сталь, и непосредственно у стыка в стали 45 получается зона полного обезуглероживания (структура чистого феррита). Кобальт в быстрорежущей стали препятствует диффузии углерода из конструкционной стали в высоколегированную [11]. Испытания на микротвердость, кручение и работоспособность показали, что наиболее слабым местом в сварных заготовках концевой режущего инструмента является зона полного обезуглероживания в стали 45 [9]. При этом прочность на кручение сварных заготовок (после отжига) на 15–20% ниже прочности стали 45.

Итак, сварка трением и инерционная сварка являются перспективными способами соединения быстрорежущей стали с конструкционной. Для производства оказались эффективными работы по автоматизации экспериментальных исследований процессов сварки на основе всестороннего использования современной математической теории эксперимента и вычислительной техники, разработка и внедрение автоматизированных систем управления технологическими процессами сварки. Основные положения теории эксперимента рассмотрены на примерах из наших работ [9–17], выполненных еще в прошлом веке, однако рационально поставленный эксперимент и корректно обработанные результаты эксперимента сохраняют свою научную значимость и в нашем веке, что подтверждает, в частности, защита соавтором нашей работы [17] В.В. Иванайским в 2013 г. докторской диссертации [19], в которой использованы и получили развитие наши совместные результаты из [17]. Из этого факта следует, что результаты работы [17] и в наше время сохраняют свою актуальность и научную значимость. Рассмотренные примеры относятся к инженерным экспериментам. Роль математики в инженерном эксперименте, как и других видах экспериментов, невозможно переоценить. Этот тезис подтверждается уже цитированными работами, особенно книгой В.В. Налимова [7]. Число работ по этой теме велико, среди них выделим книгу академика Н.Н. Моисеева [20].

Выводы. Математическая теория эксперимента используется в самых разных областях экспериментирования, библиография по этой теме насчитывает десятки тысяч работ, основанных на идеях и методах, которые изложены в [7, 8] и отмечены выше. Сегодняшние реальные трудности экспериментирования те же, что и прежде, а главной проблемой по-прежнему остается неадекватность модели. Неадекватность может объясняться несовершенством методики эксперимента, неудачным выбором модели, нарушением исходных предпосылок статистического анализа, а также тем, что не учтены некоторые важные факторы, допущены методические погрешности и ошибки.

Выше было отмечено, что известные классификации экспериментов являются произвольными и возникает вопрос о целесообразности использования термина «виртуально-физический эксперимент». Какое место этот эксперимент занимает в классификации экспериментов? Рассмотрим возможные признаки (основания) классификации экспериментов и уровни классификации, используя сложившиеся к настоящему времени традиции. В качестве оснований 1-го уровня классификации логично использовать виды человеческой деятельности: научная деятельность, производственная деятельность и т.д. Тогда на 1-м уровне классификации следует расположить следующие классы (виды) эксперимента: научный эксперимент, производственный эксперимент, следственный эксперимент и т.д. В данной статье нас интересует только научный эксперимент, поэтому 2-й уровень классификации распишем только для научного эксперимента, и на этом уровне вполне логично использовать в качестве оснований классификации эксперимента общепринятые наименования научных направлений (отраслей науки): физика, химия, биология, социология, психология, педагогика, технические (инженерные) науки, информатика (компьютерные науки) и т.д. Следовательно, на этом уровне с необходимостью появятся следующие виды эксперимента: физический эксперимент, химический эксперимент, биологический эксперимент, социальный эксперимент, психологический эксперимент, педагогический эксперимент, инженерный эксперимент, компьютерный эксперимент и т.д. Аналогично можно ввести 3-й уровень классификации, используя в качестве оснований классификации эксперимента разделы научных направлений: например, ядерно-физический эксперимент и т.п. В качестве оснований 4-го и т.д. уровней классификации можно использовать следующие признаки: способ формирования условий эксперимента (естественные и искусственные); цели исследования (преобразующие, констатирующие, контролирующие, поисковые, решающие); структура изучаемых явлений и объектов (простые, сложные); характер внешних воздействий на объект исследования (вещественные, энергетические, информационные); тип моделей, исследуемых в эксперименте (материальный и мысленный); контролируемые величины (пассивный и активный); число варьируемых факторов (однофакторный и многофакторный) и т.п. Для классификации могут быть использованы и другие признаки [7, 8].

Рассмотрим детальнее 2-й уровень предлагаемой многоуровневой классификации эксперимента. Если в первых из перечисленных видов эксперимента изучаются некоторые реальные явления (объекты исследования), то в компьютерном эксперименте исследуются математические модели явлений (объектов) на компьютере. Именно этот эксперимент именуют в последние годы виртуальным. В наше время компьютеры используются практически во всех науках. В этой связи если следовать логике авторов термина «виртуально-физический эксперимент», то возможно объявление виртуально-химического эксперимента, виртуально-биологического эксперимента, виртуально-

социального эксперимента, виртуально-психологического эксперимента, виртуально-педагогического эксперимента, виртуально-инженерного эксперимента и т.д. Однако и физики, и химики, специалисты и ученые других отраслей науки пока не делают подобных объявлений, хотя термином «виртуальность» многие исследователи пользуются достаточно активно, так как в современной науке роль виртуальных лабораторий [2], виртуальных обсерваторий [21], виртуальных инструментов и приборов [22, 23] трудно переоценить. Особенно велика роль перечисленных достижений информатики (компьютерных наук) в образовании [24]. Еще раз подчеркнем, что компьютерный (виртуальный) эксперимент проводится над математической моделью явления (объекта) и на этой основе делаются выводы о свойствах явления (объекта), описываемого моделью. Отмеченная выше проблема неадекватности / адекватности модели становится главенствующей. Заметим, что понятия «адекватность модели» и «истинность (правильность) модели» не являются тождественными [5]. Известны многие примеры неправильных адекватных моделей: например, геоцентрическая модель Птолемея была неправильной, но адекватной в смысле точности описания движения планет. Поэтому компьютерный (виртуальный) эксперимент лишь условно можно считать экспериментом: компьютерное экспериментирование по сути является компьютерным моделированием, возникающий при этом комплекс вопросов интенсивно обсуждается в научной литературе [5]. Возвращаясь к эксперименту, подчеркнем, что эксперимент как научный метод исследования был и остается критерием истинности научного познания природы, общества и мира в целом.

Литература

1. Ахутин А. В. Эксперимент и природа. – СПб.: Наука, 2012. – 660 с.
2. Методика сопряжения системы виртуальных инструментов и приборов с универсальным контроллером X-Mega / В.М. Дмитриев, Т.Н. Зайченко, Т.В. Ганджа, В.В. Ганджа // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – № 1 (35). – С. 107–111.
3. Кориков А.М. О развитии понятия «мехатроника» // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 1 (21), ч. 2. – С. 199–202.
4. Кориков А.М. Еще раз о мехатронике как науке // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2011. – № 5 (122). – С. 2–8.
5. Кориков А.М. Теория систем и системный анализ: учеб. пособие / А.М. Кориков, С.Н. Павлов. – М.: ИНФРА-М, 2014. – 288 с.
6. Рыбина Г.В. Основы построения интеллектуальных систем: учеб. пособие. – М.: Финансы и статистика; ИНФРА-М, 2010. – 432 с.
7. Налимов В.В. Теория эксперимента. – М.: Наука, 1971. – 208 с.
8. Кориков А.М. Математические методы планирования эксперимента. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1973. – 282 с.
9. К вопросу о выборе оптимальных режимов сварки трением быстрорежущей стали Р6М5 с углеродистой сталью 45 / А.Н. Добровидов, А.М. Кориков, Ю.А. Евтюшкин, В.И. Егоров // Сварочное производство. – 1975. – № 3. – С. 17–19.
10. О блестящих полосах скольжения в сварном соединении, полученном сваркой трением. / А.М. Кориков, Ю.А. Евтюшкин, В.И. Егоров и др. // Прочность, пластичность и контактное взаимодействие твердых тел. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1976. – С. 52–55.
11. Структура и свойства сварных заготовок инструмента из новых быстрорежущих сталей / А.Н. Добровидов, Ю.А. Евтюшкин, В.И. Егоров и др. // Металловедение и термическая обработка металлов. – 1976. – № 11. – С. 22–26.
12. О выборе оптимальных режимов высокого отпуска сварных заготовок режущего инструмента / А.Н. Добровидов, А.М. Кориков, Ю.А. Евтюшкин и др. // Металловедение и термическая обработка металлов. – 1978. – № 9. – С. 39–43.
13. Сварка трением концевой режущий инструмента. Обзор / Ю.А. Евтюшкин, А.М. Кориков, В.И. Егоров и др. – М.: НИИМАШ, 1977. – 28 с.
14. Оптимизация и автоматизация процессов сварки трением и термической обработки режущего инструмента. Обзор / А.Н. Добровидов, А.М. Кориков, Ю.А. Евтюшкин и др. – М.: НИИМАШ, 1979. – 48 с.
15. Кориков А.М. Сварка трением заготовок концевой режущий инструмента / А.М. Кориков, В.И. Егоров // Сварочное производство. Реф. сб. вып. 10. – М.: ЦНИИТЭИ тракторсельхозмаш, 1979. – С. 3–6.

16. Сварка трением и термическая обработка режущего инструмента / А.Н. Добровидов, А.М. Кориков, Ю.А. Евтюшкин, В.И. Егоров. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1989. – 176 с.
17. Моделирование, исследование и автоматизация инерционной сварки / А.М. Кориков, В.И. Егоров, В.В. Иванайский, Р.К. Ахмедзянов. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1980. – 156 с.
18. Ткачевская Г.Д. Исследование структуры и свойств новых быстрорежущих сталей при сварке трением: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – Л.: ЛПИ, 1971. – 23 с.
19. Иванайский В.В. Основы управления структурой, фазовым составом и износостойкими свойствами в покрытиях, сформированных индукционной наплавкой на углеродистые и низколегированные стали: автореф. дис. ... д-ра техн. наук. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2013. – 44 с.
20. Моисеев Н.Н. Математика ставит эксперимент. – М.: Наука, 1979. – 224 с.
21. Российские ученые нашли 200 выброшенных галактик [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://hi-tech.mail.ru/news/lost-galaxy.html>, свободный (дата обращения: 20.04.2015).
22. Трэвис Дж. LabVIEW для всех. – 4-е изд., перераб. и доп. / Дж. Трэвис, Дж. Кринг. – М.: ДМК-Пресс, 2011. – 908 с.
23. СВИП – система виртуальных инструментов и приборов / В.М. Дмитриев, Т.В. Ганджа, В.В. Ганджа, Ю.И. Мальцев. – Томск: В-Спектр, 2014. – 216 с.
24. Виртуальная физика, биология, химия, экология [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.virtulab.net/>, свободный (дата обращения: 20.04.2015).

Кориков Анатолий Михайлович

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. автоматизированных систем управления ТУСУРа,
профессор НИТПУ
Тел.: 8 (382-2) 41-42-79
Эл. почта: korikov@asu.tusur.ru

Korikov A.M.

Experiment in scientific research

The article gives the classification of experiments and a question of usage of the term «virtual and physical experiment». The basic principles of mathematical theory of experiment are briefly stated. The application examples of the theory of experiment in research on optimization and automation of welding processes by friction and heat treatment of cutting tools are given. The multilevel classification of experiment is offered.

Keywords: experiment, experiment classification, theory of experiment, welding by friction, heat treatment of the tool, virtual experiment.

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

УДК 621.314.1:001.891.573

В.И. Апасов, С.Г. Михальченко, Ю.Н. Тановицкий

Аналитический способ определения моментов коммутации комбинированного преобразователя со стабилизацией выходного напряжения, обеспечивающих одноцикловый режим работы

Предложена модель комбинированного преобразователя на основе численно-аналитического метода математического моделирования динамики полупроводниковых преобразователей, способного работать в качестве как понижающего, так и повышающего. Данный преобразователь обеспечивает одинаковую полярность входного и выходного напряжений и возможность получения выходного напряжения как больше входного, так и меньше, при меньших потерях на элементах и номинального тока через транзисторы и диоды, в сравнении с импульсными преобразователями с разделительным конденсатором. Математическая модель комбинированного преобразователя дает возможность провести его исследование: изучить нелинейные динамические свойства, выполнить бифуркационный анализ, а также поиск длительности управляющих импульсов коммутационных элементов, при которых преобразователь будет работать в устойчивом режиме.

Построены бифуркационные диаграммы выходного напряжения в зависимости от коэффициента усиления схемы управления. Представлен аналитический метод поиска одноцикловых режимов работы комбинированного преобразователя. Полученные данные могут быть использованы при проектировании устройств силовой электроники на основе преобразователя данного типа, в частности при проектировании модулей систем электропитания космических аппаратов, для обеспечения их устойчивой работы с учетом постепенной деградации компонентов схемы.

Ключевые слова: математическое моделирование, комбинированный преобразователь, коммутационная функция, бифуркационный анализ, момент коммутации.

В сегодняшнее время в качестве базовых модулей при построении источников вторичного питания в различных системах достаточно распространены импульсные преобразователи, система управления которых в большинстве случаев строится на основе широтно-импульсной модуляции. В общем случае данные преобразователи рассматриваются в качестве отдельной замкнутой системы автоматического регулирования, которая под влиянием внешних или внутренних факторов подвержена бифуркационному возникновению хаотического состояния, что, в свою очередь, может привести к появлению токов или напряжений на элементах преобразователя, значительно превышающих их номинальные параметры [1–4].

Динамические свойства замкнутых систем определяют надежность функционирования устройств на их основе, поэтому необходима максимально полная информация о динамике такой системы в некоторой окрестности расчетных параметров, чтобы повысить качество проектирования всего устройства в целом. Импульсная система в силу кусочной линейности входящих в модель функций, описывающих законы управления транзисторами, обладает аномальными качествами, т.е. при одних и тех же параметрах может существовать несколько различных режимов ее функционирования. Кроме того, при изменении параметров модели, а в реальных приборах такие изменения происходят постоянно, динамика системы изменяется, переводя ее из одного состояния в другое. Поэтому очень важно уже на этапе проектирования проводить анализ преобразователя с позиции нелинейной динамики. Данное исследование направлено на получение математического аппарата, позволяющего определять моменты коммутации силовых элементов комбинированного преобразователя при различных параметрах силовой части схемы, а также схемы управления.

Понижающий, повышающий и инвертирующий преобразователи достаточно глубоко исследованы с помощью методов нелинейной динамики, комбинированный же преобразователь нуждается в более глубоком изучении. Наиболее явные его недостатки – большие коммутационные потери и сложность системы управления. Но он обладает и рядом существенных преимуществ: возможно-

стью получения выходного напряжения как ниже, так и выше входного той же полярности, а также наличием всего одного магнитного элемента в схеме (что положительно сказывается на массогабаритных показателях). Кроме того, его можно использовать в двунаправленных схемах, что позволяет обходиться одним силовым модулем при решении различных задач.

Математическая модель комбинированного преобразователя. Математическая модель комбинированного преобразователя была рассмотрена ранее [4–6], где показана ее применимость для решения задач по поиску m -цикловых режимов работы преобразователя и описан алгоритм работы системы управления такой схемы.

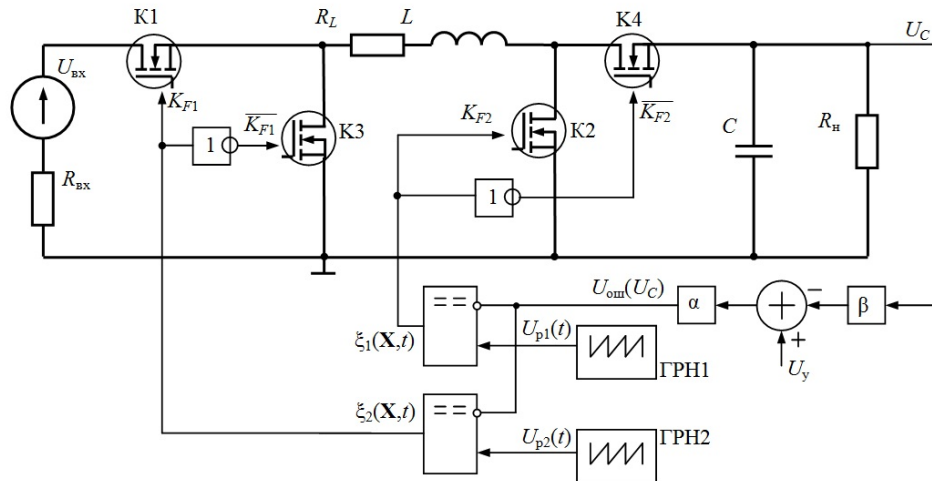


Рис. 1. Схема замещения комбинированного преобразователя со стабилизацией выходного напряжения

На схеме замещения преобразователя (рис. 1) приняты следующие обозначения: $U_{вх}$ – входной источник ЭДС; $R_{вх}$ – сопротивление входного источника; K1, K2, K3, K4 – силовые коммутационные элементы; R_L – сопротивление обмоток дросселя; L – индуктивность дросселя; C – емкость выходного фильтра; R_n – сопротивление нагрузки; α , β – коэффициенты усиления пропорционального звена и сигнала ошибки; $U_{p1}(t)$, $U_{p2}(t)$ – развертывающее напряжение (пилообразное), формируемое генераторами ГРН1, ГРН2; $\xi_1(U_C, t)$, $\xi_2(U_C, t)$ – разностные функции, описывающие цепь обратной связи.

Математическая модель преобразователя формируется на основе системы дифференциальных уравнений, построенных в базе коммутационно-разрывных функций [5], с переменными матрицами состояний \mathbf{A} и \mathbf{B} для каждого из возможных состояний схемы, зависящими от коммутационных функций $K_F(\xi)$:

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}(K_F(\xi))\mathbf{X} + \mathbf{B}(K_F(\xi)), \quad (1)$$

где \mathbf{X} – вектор переменных состояний.

В свою очередь, $\mathbf{X} = \{i_L, U_C\}$, где i_L – ток в дросселе и U_C – напряжение на выходном конденсаторе.

Управляющие импульсы напряжения K_F для каждого из ключей K1, K2 формируются блоком импульсного модулятора по закону, представленному на рис. 2:

$$K_F(\xi) = \frac{1}{2} [1 + \text{sign}(\xi)], \quad (2)$$

где функции обратной связи $\xi_i(\mathbf{X}, t)$, $i = 1, 2$, служащие аргументом коммутационных функций $K_{F1}(\xi_1)$ и $K_{F2}(\xi_2)$ для соответствующих ключей, строятся как разность сигнала ошибки и развертывающего напряжения:

$$\xi_i(U_C, t) = \alpha(U_y - \beta U_C) - U_{pi}(t), \quad i = 1, 2. \quad (3)$$

Развертывающее напряжение каждой зоны формируется по закону

$$U_{pi}(t) = U_{pm} \left(\frac{t}{\tau} - E_1 \left(\frac{t}{\tau} \right) \right) + U_{0i}, \quad i = 1, 2, \quad (4)$$

где U_{pm} – амплитудное значение развертывающего напряжения, τ – период квантования ШИМ, E_1 – целочисленная функция Антье, U_{0i} – отклонение развертывающего напряжения каждой зоны ($U_{01} = 0$ В, $U_{02} = 1,503$ В).

В системе управления применена двухзонная модуляция для управления ключевыми элементами К1–К4 с условием, что ключ повышающего преобразователя К2 может переходить в замкнутое состояние только при условии, что ключ понижающего преобразователя К1 находится в замкнутом состоянии [7], а также учитывая, что коммутационные функции принимают единичное значение только в начале тактового интервала (рис. 2).

При моделировании принято, что преобразователь работает в режиме непрерывных токов и коммутационные функции формируются для обоих ключевых элементов К1 и К2, состояние же ключей К3, К4 соответственно противофазно данным функциям. Состояние ключей К1, К2 в зависимости от коммутационных функций $\xi_i(\mathbf{X}, t)$, $i = 1, 2$ определяется принципами формирования импульсной последовательности [5].

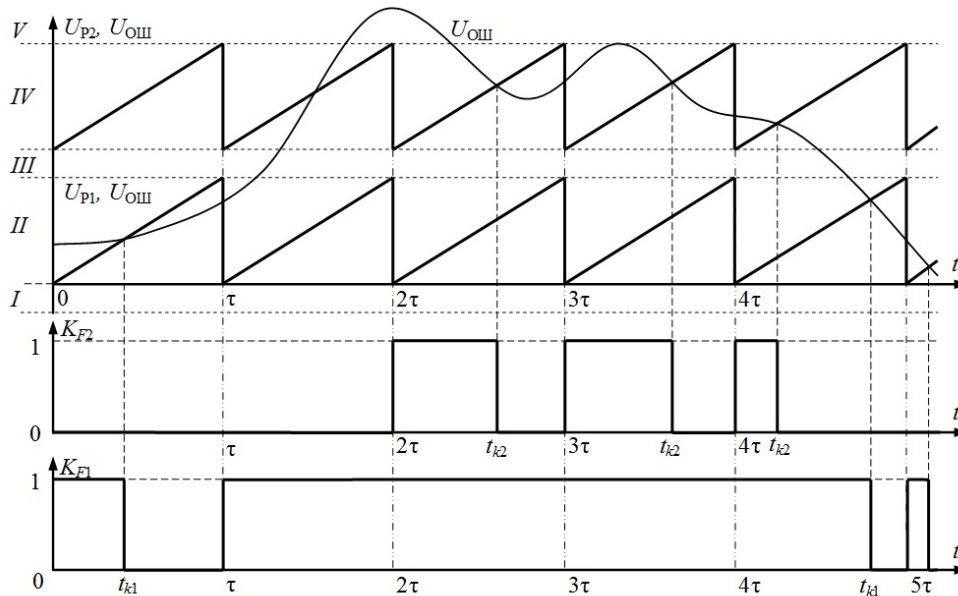


Рис. 2. Формирование коммутационных функций ключей К1, К2

При вышеперечисленных условиях в схеме возможны три состояния коммутационных элементов (ключей К1–К4), которым соответствуют свои матрицы состояния **A** и **B** (табл. 1). В табл. 1 также приведены границы временных интервалов для соответствующих состояний схемы, которые используются в дальнейшем для вычислений.

Таблица 1

Матрицы **A** и **B** для различных состояний ключей

Границы временного интервала	Состояние ключей	Матрица A	Матрица B
$[t_{k1}, k\tau]$	$K_{F1} = 0; K_{F2} = 0$	$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \frac{-(R_L + R_{BX})}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{R_H C} \end{bmatrix}$	$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{U_{BX}}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$
$[t_{k2}, t_{k1}]$	$K_{F1} = 1; K_{F2} = 0$	$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \frac{-R_L}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{-1}{R_H C} \end{bmatrix}$	$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$
$[(k-1)\tau, t_{k2}]$	$K_{F1} = 1; K_{F2} = 1$	$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} \frac{-(R_L + R_{BX})}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{R_H C} \end{bmatrix}$	$\mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} \frac{U_{BX}}{L} \\ 0 \end{bmatrix}$

Вектор **X** ввиду кусочной линейности матриц **A** и **B** может быть вычислен аналитически: интегрированием системы обыкновенных дифференциальных уравнений (1) на участках линейности согласно табл. 1 [4]. Это решение на каждом участке линейности при начальных условиях $\mathbf{X}((k-1)\tau) = \mathbf{X}_{k-1}$, где k – номер тактового периода ШИМ, может быть записано в виде

$$\mathbf{X}(t) = e^{\mathbf{A}(t-(k-1)\tau)} (\mathbf{X}_{k-1} + \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}) - \mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}, \quad (5)$$

где $e^{\mathbf{A}(t-(k-1)\tau)}$ – экспоненциальная матрица.

Для трех состояний можно записать последовательно уравнения поиска вектора состояния

$$\mathbf{X}_{t_{k_2}} = e^{\mathbf{A}_3(t_{k_2}-kt)} (\mathbf{X}_k + \mathbf{A}_3^{-1}\mathbf{B}_3) - \mathbf{A}_3^{-1}\mathbf{B}_3; \quad (6)$$

$$\mathbf{X}_{t_{k_1}} = e^{\mathbf{A}_2(t_{k_1}-t_{k_2})} (\mathbf{X}_{t_{k_2}} + \mathbf{A}_2^{-1}\mathbf{B}_2) - \mathbf{A}_2^{-1}\mathbf{B}_2; \quad (7)$$

$$\mathbf{X}_{(k+1)\tau} = e^{\mathbf{A}_1((k+1)\tau-t_{k_1})} (\mathbf{X}_{t_{k_1}} + \mathbf{A}_1^{-1}\mathbf{B}_1) - \mathbf{A}_1^{-1}\mathbf{B}_1, \quad (8)$$

где t_{k_1}, t_{k_2} – границы временных интервалов.

Для удобства вычислений перейдем от переменных t_{k_1}, t_{k_2} к переменным z_{k_1}, z_{k_2} , исходя из того, что $t_{ki} = z_{ki}\tau + kt$. Учитывая это, а также последовательно подставляя уравнение (6) в выражение (7), а затем (8), находим значение вектора искомым переменных в конце тактового периода:

$$\mathbf{X}_{(k+1)\tau} = e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k_1}\tau)} (e^{\mathbf{A}_2(z_{k_1}\tau-z_{k_2}\tau)} (e^{\mathbf{A}_3(z_{k_2}\tau)} (\mathbf{X}_k + \mathbf{A}_3^{-1}\mathbf{B}_3) - \mathbf{A}_3^{-1}\mathbf{B}_3 + \mathbf{A}_2^{-1}\mathbf{B}_2) - \mathbf{A}_2^{-1}\mathbf{B}_2 + \mathbf{A}_1^{-1}\mathbf{B}_1) - \mathbf{A}_1^{-1}\mathbf{B}_1. \quad (9)$$

Выражения (8) и (9) позволяют строить решение исходной задачи (1)–(4) по методу установления, т.е. последовательно с мелким шагом $h \ll \tau$ вычислять значения вектора $\mathbf{X}(t)$, находя для каждого интервала ШИМ моменты коммутации t_{k_1}, t_{k_2} по формуле (3), исходя из тех соображений, что функции $\xi_i(\mathbf{X}, t)$, $i = 1, 2$ в эти моменты меняет знак с положительного на отрицательный:

$$\xi_i(\mathbf{X}(t_{ki}), t_{ki}) = 0, \quad i = 1, 2. \quad (10)$$

Метод непосредственного поиска одноциклового режима. Решение уравнения (9) относительно векторов переменных \mathbf{X}_k и \mathbf{X}_{k+1} позволяет перейти к рассмотрению одноциклового режима. Для поиска моментов коммутации учитываем, что векторы переменных \mathbf{X}_{k+1} в начале каждого тактового интервала и в его конце \mathbf{X}_k равны. Таким образом, в получившемся выражении замена переменной \mathbf{X}_{k+1} на \mathbf{X}_k , позволяет получить уравнение

$$\mathbf{X}_k = (\mathbf{E} - e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k_1}\tau) + \mathbf{A}_2(z_{k_1}\tau-z_{k_2}\tau) + \mathbf{A}_3(z_{k_2}\tau)})^{-1} (e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k_1}\tau) + \mathbf{A}_2(z_{k_1}\tau-z_{k_2}\tau) + \mathbf{A}_3(z_{k_2}\tau)} \mathbf{A}_3^{-1}\mathbf{B}_3 - e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k_1}\tau) + \mathbf{A}_2(z_{k_1}\tau-z_{k_2}\tau)} \mathbf{A}_3^{-1}\mathbf{B}_3 + e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k_1}\tau) + \mathbf{A}_2(z_{k_1}\tau-z_{k_2}\tau)} \mathbf{A}_2^{-1}\mathbf{B}_2 - e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k_1}\tau)} \mathbf{A}_2^{-1}\mathbf{B}_2 + e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k_1}\tau)} \mathbf{A}_1^{-1}\mathbf{B}_1 - \mathbf{A}_1^{-1}\mathbf{B}_1), \quad (11)$$

где \mathbf{E} – единичная матрица, равная $\mathbf{E} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$.

Поскольку напряжение на конденсаторе U_C является второй компонентой вектора переменных \mathbf{X} , из уравнений (4) и (3) с учетом того, что $t/\tau = z$,

$$U_C = \frac{1}{\beta} \left(U_y - \frac{U_{0i} + U_{pm} z_{ki}}{\alpha} \right), \quad (12)$$

где $i = 1, 2$.

Из уравнения (11) также следует выделить вторую компоненту вектора \mathbf{X} , для этого правая часть выражения умножается на вектор $\mathbf{E}_{01} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$, в результате чего получается искомое напряжение на конденсаторе.

$$U_C = \mathbf{E}_{01} (\mathbf{E} - e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k_1}\tau) + \mathbf{A}_2(z_{k_1}\tau-z_{k_2}\tau) + \mathbf{A}_3(z_{k_2}\tau)})^{-1} (e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k_1}\tau) + \mathbf{A}_2(z_{k_1}\tau-z_{k_2}\tau) + \mathbf{A}_3(z_{k_2}\tau)} \mathbf{A}_3^{-1}\mathbf{B}_3 - e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k_1}\tau) + \mathbf{A}_2(z_{k_1}\tau-z_{k_2}\tau)} \mathbf{A}_3^{-1}\mathbf{B}_3 + e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k_1}\tau) + \mathbf{A}_2(z_{k_1}\tau-z_{k_2}\tau)} \mathbf{A}_2^{-1}\mathbf{B}_2 - e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k_1}\tau)} \mathbf{A}_2^{-1}\mathbf{B}_2 + e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k_1}\tau)} \mathbf{A}_1^{-1}\mathbf{B}_1 - \mathbf{A}_1^{-1}\mathbf{B}_1). \quad (13)$$

Затем, приравнявая уравнения (12) и (13), получаем уравнение, из которого возможно найти требуемые моменты коммутации, соответствующие одноциклового режиму:

$$\frac{1}{\beta} \left(U_y - \frac{U_{0i} + U_{pm} z_{ki}}{\alpha} \right) = \mathbf{E}_{01} (\mathbf{E} - e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k_1}\tau) + \mathbf{A}_2(z_{k_1}\tau-z_{k_2}\tau) + \mathbf{A}_3(z_{k_2}\tau)})^{-1} (e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k_1}\tau) + \mathbf{A}_2(z_{k_1}\tau-z_{k_2}\tau) + \mathbf{A}_3(z_{k_2}\tau)} \mathbf{A}_3^{-1}\mathbf{B}_3 - e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k_1}\tau) + \mathbf{A}_2(z_{k_1}\tau-z_{k_2}\tau)} \mathbf{A}_3^{-1}\mathbf{B}_3 + e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k_1}\tau) + \mathbf{A}_2(z_{k_1}\tau-z_{k_2}\tau)} \mathbf{A}_2^{-1}\mathbf{B}_2 - e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k_1}\tau)} \mathbf{A}_2^{-1}\mathbf{B}_2 + e^{\mathbf{A}_1(\tau-z_{k_1}\tau)} \mathbf{A}_1^{-1}\mathbf{B}_1 - \mathbf{A}_1^{-1}\mathbf{B}_1), \quad (14)$$

где $i = 1, 2$.

Для решения уравнения (14) относительно z_{ki} можно использовать любой численный метод решения трансцендентных уравнений (метод Ньютона, метод касательных и др.). В данной работе применен метод минимизации ошибки вычисления. Основанная на нем программа написана в вы-

числительном пакете MathLab, позволяющая при заданных параметрах силовой части схемы и системы управления определять моменты коммутации, соответствующие одноцикловоому режиму.

Для проверки результатов математического вычисления построены диаграммы установления напряжения на конденсаторе, способ которого был изложен ранее [3], в различных режимах работы (рис. 3) и бифуркационные диаграммы (рис. 4).

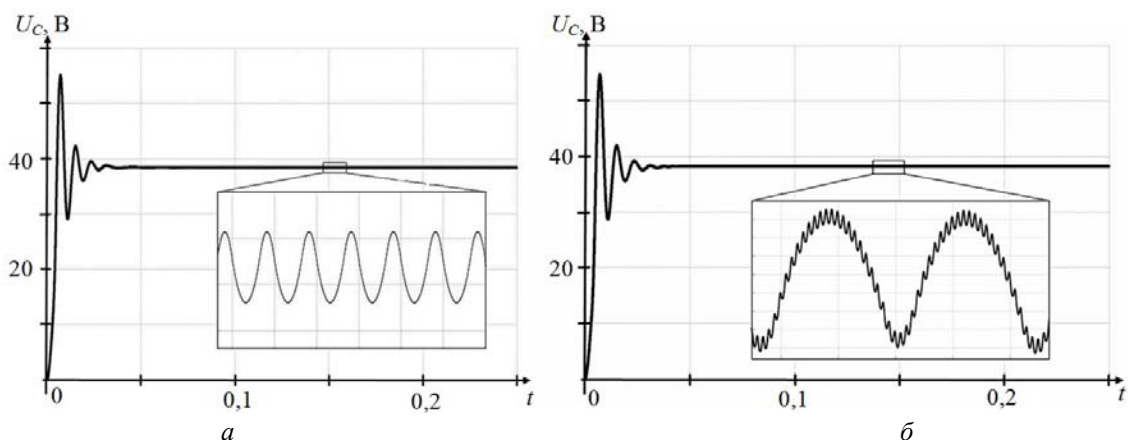


Рис. 3. Напряжение на конденсаторе при использовании метода установления:
 а – одноцикловоый режим; б – многоцикловоый режим

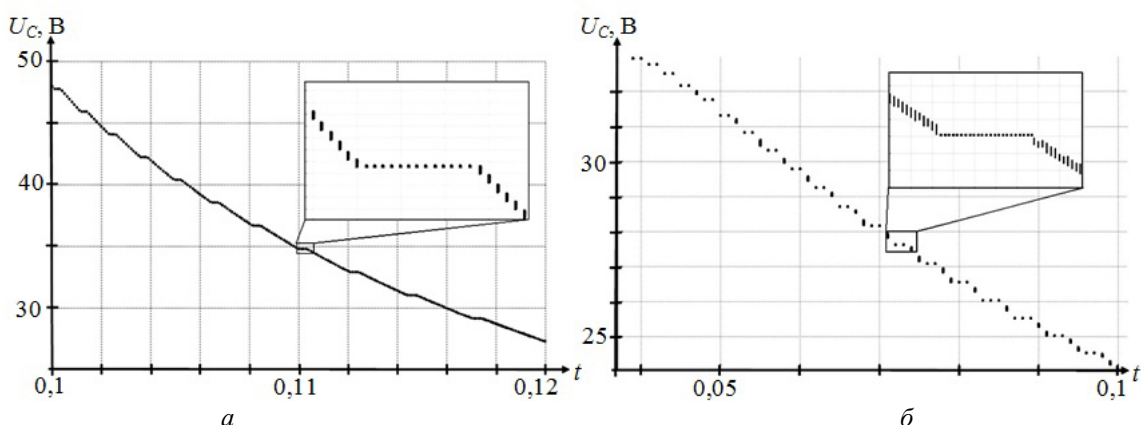


Рис. 4. Бифуркационные диаграммы выходного напряжения при изменении коэффициента усиления звена обратной связи: а – режим понижения; б – режим повышения

Результаты сравнения аналитического метода минимизации ошибки и метода установления (табл. 2) показывают, что у данного преобразователя могут одновременно существовать как одноцикловоый, так и многоцикловоый режимы работы. Это свойство названо *мультистабильностью* [4, 9].

Таблица 2

Моменты коммутации, определенные аналитическим методом минимизации ошибки и методом установления

Параметры схемы			Моменты коммутации, найденные по аналитическому методу минимизации ошибки вычисления		Моменты коммутации, найденные по методу установления		Разница найденных моментов коммутаций	
$U_{вх}, В$	α	β	z_{k1}	z_{k2}	z_{k1}	z_{k2}	Δz_{k1}	Δz_{k2}
20	0,3	0,1	0,993	0	0,995	0	0,002	0,000
20	0,5	0,1	1	0,304	1	0,305	0,000	0,001
30	0,3	0,1	0,865	0	0,865	0	0,000	0,000
30	0,5	0,1	1	0,103	1	0,102	0,000	0,001
50	0,3	0,1	0,764	0	0,765	0	0,001	0,000
50	0,5	0,1	1	0,073	1	0,072	0,000	0,001

Как видно из рис. 4, а, при одноцикловом режиме работы ($\alpha = 0,5$ и $\beta = 0,106$) пульсации выходного напряжения равны 0,002 В. При двадцатишестичиковом рабочем режиме ($\alpha = 0,5$ и $\beta=0,108$), показанном на рис. 4, б, пульсации выходного напряжения равны 0,12 В.

Устойчивость динамических режимов преобразователя. Обеспечение динамической устойчивости системы – проблема, связанная с идентификацией режимов функционирования. Дело в том, что при поиске решения методом установления (который используется во всех имитационных САПР электронных схем) работа системы сводится к многоцикловому режиму, а при аналитическом методе определения в рассматриваемой точке обнаруживается одноцикловый режим. Подстановка в исходную математическую модель найденных корней подтверждает тот факт, что система действительно может находиться в одноцикловом режиме. Исследование вопросов мультистабильности [9] показывает, что такое явление свидетельствует о наличии неустойчивых состояний системы, а также об одновременном существовании нескольких устойчивых (*локально устойчивых*) режимов в одной точке пространства параметров системы. В последнем случае ситуация весьма неприятна – функционирование устройства будет определяться соотношением размера и формы *областей притяжения* [9] найденных режимов, взаимным расположением этих областей и уровня *возмущающего воздействия*. Это воздействие способно «выбросить» установившееся движение из одной локальной области устойчивости в другую, т.е. осуществить переход от заданного номинального устойчивого движения к аномальному (также устойчивому движению).

В практике современных промышленных предприятий, серьезно относящихся к качеству производимой продукции, на этапе опытно-конструкторской разработки применяется *экспериментальный способ* обнаружения аномальных динамических процессов. На предприятиях военной или космической отрасли этот способ перерос в целую технологию государственной военной приемки объекта. Он весьма дорогостоящ, достаточно трудоемок, сложен, требует большого количества стендового оборудования. Суть его – осуществляя всевозможные воздействия на прибор (электромагнитные, радиационные, механические, акустические, температурные и др.), добиться перехода функционирования прибора из номинального режима в аномальный, т.е. вызвать аварию. Несмотря на то, что «критерием истинности теории является практика», такой способ обнаружения аномалий – это поиск «вслепую», поскольку он не гарантирует обнаружения всех возможных аномальных режимов и зон их притяжения.

В связи с этим данное исследование необходимо расширить в сторону определения локальной устойчивости найденных режимов и построения их областей притяжения (исследование устойчивости в целом).

В теории автоматического управления, изучающей в основном линейные системы, разработано значительное число косвенных методов определения устойчивости, преимущественно частотных. Но динамические режимы импульсных преобразователей энергии в корне отличаются от процессов, описываемых теорией линейных систем, базирующейся на определении амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик.

Для исследования локальной устойчивости динамического режима используем теорию А.М. Ляпунова. Локальная устойчивость m -циклового решения $\mathbf{X}(t)$, однозначно формируемого коммутационной последовательностью широтно-импульсной модуляции, определяется в соответствии с данной теорией через корни $\{\rho_i\}$ характеристического уравнения $\det(\mathbf{F}(T) - \rho \cdot \mathbf{E}) = 0$ основной матрицы (монодромии) линейного приближения.

Рассмотренную выше систему дифференциальных уравнений (1)–(4), описывающих математическую модель импульсно-модуляционного комбинированного преобразователя напряжения, обобщенно можно записать в виде

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{G}(t, \mathbf{X}). \quad (15)$$

Функция $\mathbf{G}(t, \mathbf{X}) = \mathbf{G}(t+T, \mathbf{X})$ является периодической с периодом вынуждающего воздействия T .

Выражение (9) в общем виде может быть записано

$$\mathbf{X}_k = \Psi(\mathbf{X}_{k-1}, z_{k1}, z_{k2}), \quad (16)$$

тогда его стационарное решение

$$\tilde{\mathbf{X}}_k = \Psi(\tilde{\mathbf{X}}_{k-1}, z_{k1}, z_{k2}), \quad k=1\dots m, \quad \tilde{\mathbf{X}}_0 = \tilde{\mathbf{X}}_m, \quad (17)$$

где \mathbf{X}_{k-1} – неподвижные точки периодического решения.

Представив возмущенное решение \mathbf{X}_{k-1} в виде суммы векторов неподвижной точки \mathbf{X}_{k-1} и возмущения $\boldsymbol{\varepsilon}_{k-1}$, с учетом выражения (17) получим

$$\tilde{\mathbf{X}}_k + \boldsymbol{\varepsilon}_k = \Psi(\tilde{\mathbf{X}}_{k-1} + \boldsymbol{\varepsilon}_{k-1}, z_{k1}, z_{k2}).$$

Далее решаем последнее равенство относительно возмущения:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_k = \Psi(\tilde{\mathbf{X}}_{k-1} + \boldsymbol{\varepsilon}_{k-1}, z_{k1}, z_{k2}) - \tilde{\mathbf{X}}_k. \quad (18)$$

Выполним разложение функции $\Psi(\tilde{\mathbf{X}}_{k-1} + \boldsymbol{\varepsilon}_{k-1}, z_{k1}, z_{k2})$ в ряд Тейлора по степеням возмущения с отбрасыванием членов высших порядков:

$$\Psi(\tilde{\mathbf{X}}_{k-1} + \boldsymbol{\varepsilon}_{k-1}, z_{k1}, z_{k2}) \approx \Psi(\tilde{\mathbf{X}}_{k-1}, z_{k1}, z_{k2}) + \frac{\partial \Psi(\tilde{\mathbf{X}}_{k-1}, z_{k1}, z_{k2})}{\partial \tilde{\mathbf{X}}_{k-1}} \boldsymbol{\varepsilon}_{k-1}. \quad (19)$$

Подставляя выражение (19) в уравнение (17), получаем линеаризованную систему уравнений относительно малых возмущений:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_k = \frac{\partial \Psi(\mathbf{X}_{k-1}, z_{k1}, z_{k2})}{\partial \mathbf{X}_{k-1}} \boldsymbol{\varepsilon}_{k-1} = \mathbf{F}_k \boldsymbol{\varepsilon}_{k-1}, \quad (20)$$

где \mathbf{F}_k – фундаментальная матрица в конце k -го тактового интервала.

Согласно выражению (15)

$$\boldsymbol{\varepsilon}_k = \mathbf{F}_k \boldsymbol{\varepsilon}_{k-1} = \frac{\partial \mathbf{X}_k(\mathbf{X}_{k-1}, \mathbf{Z}_k)}{\partial \mathbf{X}_{k-1}} \boldsymbol{\varepsilon}_{k-1}. \quad (21)$$

Линеаризация исходной задачи ведет, естественно, к огрублению результатов и, следовательно, корректность определения устойчивости по мультипликаторам основной матрицы системы в ряде случаев ставится под сомнение. Однако регулярных методов решения этой задачи не существует. Поэтому любой метод, который позволяет определять устойчивость предельных циклов, представляет большую ценность.

На каждом участке непрерывности (см. табл. 1) линеаризованной задачи в отклонениях (21) строится решение $\boldsymbol{\varepsilon}(t)$. Для учета «скачка» разрывной функции строятся [2, 7] матрицы пересчета на разрывах \mathbf{M}_k для каждого решения \mathbf{F}_k участков непрерывности $k = 1\dots m$. Произведение всех фундаментальных матриц \mathbf{F}_k есть основная матрица – матрица монодромии $\mathbf{F}(T) = \mathbf{F}_m$. Поведение корней характеристического уравнения этой матрицы, в соответствии с теорией А.М. Ляпунова, позволяет определять границу потери устойчивости m -цикла при выходе мультипликаторов на комплексной плоскости за границы единичного круга.

Заключение. Построение бифуркационных диаграмм выходного напряжения в зависимости от изменения параметров схемы позволяет на основе математической модели определить диапазоны значений этих параметров, обеспечивающие устойчивую работу преобразователя в различных режимах.

Из результатов эксперимента видно, что моменты коммутации, найденные с помощью аналитического поиска, совпадают с найденными по методу установления, что говорит о правильности полученного решения. При этом следует отметить, что при использовании аналитического метода значительно сокращается время вычислений, а также появляется возможность определить точки, где одновременно могут существовать как одноцикловые, так и многоцикловые режимы.

Полученные результаты полезны для инженерного проектирования, поскольку позволяют предварительно оценить бифуркационные значения параметров системы, превышение которых ведет к неустойчивости проектного одноциклового режима.

Литература

1. Баушев В.С. Стохастичность в динамике стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием / В.С. Баушев, Ж.Т. Жусубалиев, С.Г. Михальченко // *Электричество*. – 1996. – № 3. – С. 47–53.
2. Нелинейная динамика полупроводниковых преобразователей / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко, А.И. Андриянов. – Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2007. – 224 с.

3. Design of an average-current-mode noninverting buck–boost DC–DC converter with reduced switching and conduction losses / Chia-Ling Wei, Ching-Hong Chen, Kuo-Chun Wu, I-Ting Ko // IEEE Transaction on power electronics. – 2012. – Vol. 27, № 12. – P. 4934–4943.
4. Current-mode control of a coupled-inductor buck-boost DC-DC switching converter / Carlos Res-terpo, Javier Calvente, Alfonso Romero, Enric Vidal-Idiarte, Roberto Giral. // IEEE Transaction on power electronics. – 2012. – Vol. 27, № 5. – P. 2536–2549.
5. Апасов В.И. Математическое моделирование комбинированного преобразователя напряже-ния со стабилизацией выходного напряжения / В.И. Апасов, С.Г. Михальченко, В.П. Коцубинский // Докл. ТУСУРа. – 2013. – № 4(30). – С. 96–102.
6. Апасов В.И. Выбор частоты коммутации широтно-импульсной модуляции системы управле-ния понижающе-повышающего преобразователя напряжения // Матер. докладов конф. «Научная сессия ТУСУР–2014». – Томск: ТУСУР, 2014. – С. 161–164.
7. Апасов В.И. Бифуркационный анализ комбинированного преобразователя при изменении ем-кости выходного фильтра / В.И. Апасов, С.Г. Михальченко // Решетневские чтения: матер. XVIII Междунар. науч. конф.: в 3 ч. / под общ. ред. Ю.Ю. Логинова; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. – Красно-ярск, 2014. – Ч. 2. – 530 с.
8. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2006. – 632 с.
9. Михальченко С.Г. Автоматизация анализа и синтеза импульсных преобразователей энергии с двухполярной реверсивной модуляцией: дис. ... канд. техн. наук. – Брянск, 2001. – 200 с.

Апасов Владимир Иванович

Аспирант каф. промышленной электроники ТУСУРа, инженер-конструктор 2-й кат. АО «НПЦ «Полюс»
Тел.: 8-923-428-54-26
Эл. почта: vovaap@mail.ru

Михальченко Сергей Геннадьевич

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: 8-913-826-0907
Эл. почта: msg@ie.tusur.ru

Тановицкий Юрий Николаевич

Канд. техн. наук, доцент каф. промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 41-44-59
Эл. почта: tun@ie.tusur.ru

Apasov V.I., Mikhailchenko S.G., Tanovitskiy Y.N.

Analytical method for determining the switching time of the combined converter with output voltage, providing single-cycle mode

A model of the combined converter, based numerical-analytic method of mathematical modeling of the dynamics of semiconductor converters capable of operating as both a buck- and boost-converter, are proposed. This converter provides the same polarity of the input and output voltages and the possibility of obtaining an output voltage as an input over and less at lower losses on the elements and the nominal current through the transistors and diodes, in comparison with the pulse converters with isolating capacitor. Mathematical model of the combined converter enables you to carry it: to study the nonlinear dynamic properties, perform the bifurcation analysis, and search duration of control pulses of switching elements in which the inverter will run in a stable mode.

Bifurcations of the output voltage depending on the gain control circuit. The analytical method for finding single-cycle modes of operation of the combined converter. The data obtained can be used in the design of power electronic devices based on this type of converter, in particular in the design of systems of power modules spacecraft to ensure stable operation to the gradual degradation of the circuit components.

Keywords: Mathematical modeling, combined converter, switching function, bifurcation analysis, the time of switching.

УДК 621.316.722

Ю.Н. Тановицкий, Г.А. Кобзев, Д.А. Савин, В.И. Апасов

О влиянии сглаживания сигнала дифференцирующего звена регулятора широтно-импульсного стабилизатора понижающего типа на продолжительность его переходных процессов в малом

Известно, что наличие дифференцирующего звена в регуляторах улучшает качество переходных процессов и повышает устойчивость в замкнутых системах регулирования. Однако дифференцирующее звено обладает свойством усиления возмущений с ростом скорости их изменения во времени, что приводит к необходимости дополнительно сглаживать сигнал на его выходе. В работе рассматривается задача нахождения коэффициентов обратных связей пропорционально-дифференциального регулятора, обеспечивающих минимальную продолжительность переходного процесса в малом с учетом сглаживания выходного сигнала дифференцирующего звена. Рассмотрены три варианта решения поставленной задачи, базирующихся на моделях в форме отображения Пуанкаре. Показано, что точности задания коэффициентов обратных связей в пределах 10% достаточно, чтобы сократить продолжительность переходного процесса в малом до двух периодов ШИМ по критерию уменьшения возмущения в сорок раз.

Ключевые слова: стабилизатор понижающего типа, мультипликаторы, отображение Пуанкаре.

Управление ключевыми стабилизированными преобразователями базируется на применении импульсной модуляции с использованием пропорционально-интегриродифференциальных (ПИД) регуляторов. Возможна как аналоговая, так и цифровая реализация таких подсистем. Наличие дифференцирующего звена в регуляторах улучшает качество переходных процессов и устойчивость. Дифференцирующее звено, подключенное к выходному конденсатору в регуляторе стабилизатора понижающего типа, позволяет получать информацию о второй переменной состояния (токе дросселя) для формирования импульса широтно-импульсного модулятора (ШИМ). В работе [1] показано, что использование управления с учетом всех переменных состояния при формировании сигнала обратной связи нормализует структуру динамической системы преобразователя, расширяя область внешних параметров, где сохраняется устойчивость в целом, и можно найти такие коэффициенты обратных связей, при которых все мультипликаторы равны нулю. Равенство мультипликаторов нулю означает, что переходные процессы в малых окрестностях стационарного движения завершатся не более чем за n тактов регулирования, где n – размерность динамической системы. Дифференцирующее звено обладает свойством усиления возмущений с ростом их частоты или скорости изменения возмущающих факторов во времени. В результате колебания выходного тока, вызванные, например, работой питаемой преобразователем цифровой схемы, могут приводить к ложным срабатываниям ШИМ, поэтому необходимо сглаживать выходной сигнал дифференцирующего звена. При этом в устройстве появляется апериодическое (инерционное) звено и размерность системы уравнений увеличивается на единицу, а часть переменных состояния становится недоступной для формирования напряжения компаратора, определяющего момент переключения ШИМа. Таким образом, управление становится неполным (лишь по части переменных состояния), также утрачивается возможность иметь коэффициенты обратных связей, обеспечивающие нулевые мультипликаторы. Тем не менее возможность минимизации продолжительности переходного процесса, сводящаяся к минимизации мультипликаторов, остается и ее реализация рассматривается в настоящей работе.

Математическая модель. Для исследования влияния сглаживания рассмотрим понижающий стабилизатор, схема замещения которого изображена на рис. 1.

Кроме инерционного звена, включенного в разрыв цепи, соединяющей сумматор и датчик тока емкости, она совпадает с рассмотренной в [1, 2]. Коэффициент передачи инерционного звена, реализуемый элементами R_1, R_2, C_1, DA_1 , в режиме постоянного тока равен 1. Параметр $\tau = R_2 \cdot C_1$ определяет его сглаживающие свойства. Поскольку $C \cdot dU_C/dt = i_C$, то для дифференцирования выходного напряжения достаточно включить датчик тока в разрыв вывода конденсатора, не создавая при этом явное звено, усложняющее модель.

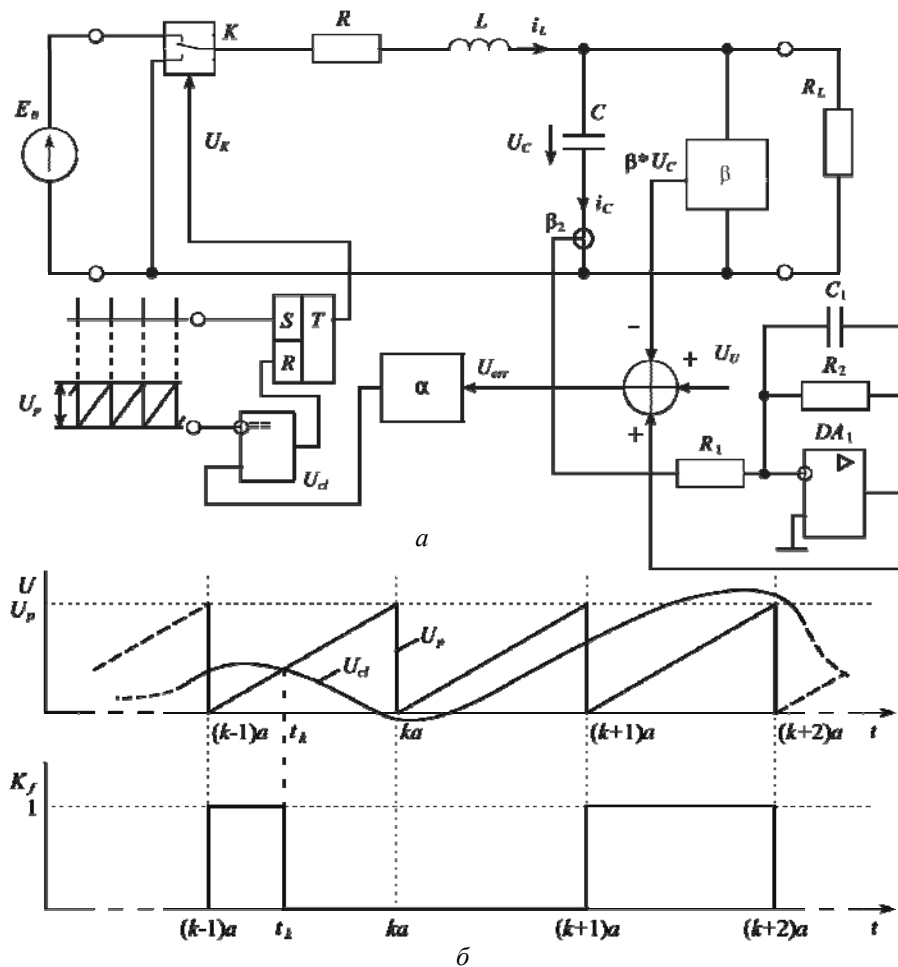


Рис. 1. Схема замещения (а) и диаграмма, иллюстрирующая работу ШИМ (б)

Основу уравнений силовой части составляют выражения [2]:

$$\frac{d\mathbf{X}}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot K_f(\mathbf{X}, t), \quad (1)$$

где $\mathbf{X}(t) = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T$ – вектор переменных состояния ($x_1 \equiv i_L$ – ток в индуктивности; $x_2 \equiv U_H$ – напряжение на нагрузке; $x_3 \equiv -U_{C_1}$ – напряжение, обратное напряжению на выходе инерционного звена);

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R/L & -1/L & 0 \\ 1/C & -1/(CR_L) & 0 \\ \beta_2/C_1 & -\beta_2/(C_1R_L) & -1/\tau \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = [E_0/L \ 0 \ 0]^T, \text{ символ } T \text{ означает транспонирование;}$$

t – время; τ – постоянная времени интегрирования сглаживающего звена.

Функция $K_f(\mathbf{X}, t)$ принимает два значения: 1 – ключ K замкнут, 0 – ключ разомкнут. Они дополнены переменной состояния x_3 и коэффициентами третьей строки матриц \mathbf{A} и \mathbf{B} , которые появились после введения элементов, сглаживающих ток емкости. Период работы ШИМ равен a . Наряду со временем t будем также использовать относительное время $z = t/a$. Систему уравнений силовой части (1) необходимо дополнить уравнением для напряжения на входе компаратора

$$\xi(z) = \alpha \cdot (U_y - \mathbf{D} \cdot \mathbf{X}(a \cdot z)) - U_P \cdot z, \quad (2)$$

где α – коэффициент усиления пропорционального корректирующего звена; $\mathbf{D} = [0 \ \beta \ \beta_2]$ – матрица-строка, содержащая коэффициенты для суммирования по переменным состояниям.

В режимах без насыщения ШИМ (коэффициент заполнения $z \neq 0$ и $z \neq 1$) коммутация возникает в момент, когда разность напряжений на выводах компаратора равна нулю:

$$\xi(z) = 0.$$

Если напряжение на входе компаратора больше нуля в начале тактового интервала ШИМ, т.е. $\xi(0) > 0$, то импульс не возникает, если $\xi(0) < 0$ в течение всего интервала ШИМ, то импульс не завершается, что соответствует коэффициенту заполнения, равному 1.

Параметры модели такие же, как в [2]: $R = 10,6 \text{ Ом}$; $C = 1 \text{ мкФ}$, $L = 0,1 \text{ Гн}$; $E_0 = 104 \text{ В}$; $U_p = 10 \text{ В}$; $U_u = 5 \text{ В}$; $a = 0,0001 \text{ с}$; $R_1 = R_2 = 1 \text{ Ом}$; $\beta = 0,1$; $\tau = 0,1a$.

Рисунок 2 иллюстрирует один период работы преобразователя в установившемся состоянии. При малых значениях τ выходное напряжение сглаживающего звена (кривая 2) по форме будет повторять ток конденсатора C (кривая 3), а при больших – напряжение на конденсаторе (кривая 1). Поэтому существует лишь определенный ограниченный диапазон значений τ , для которых применение такого звена оправдано.

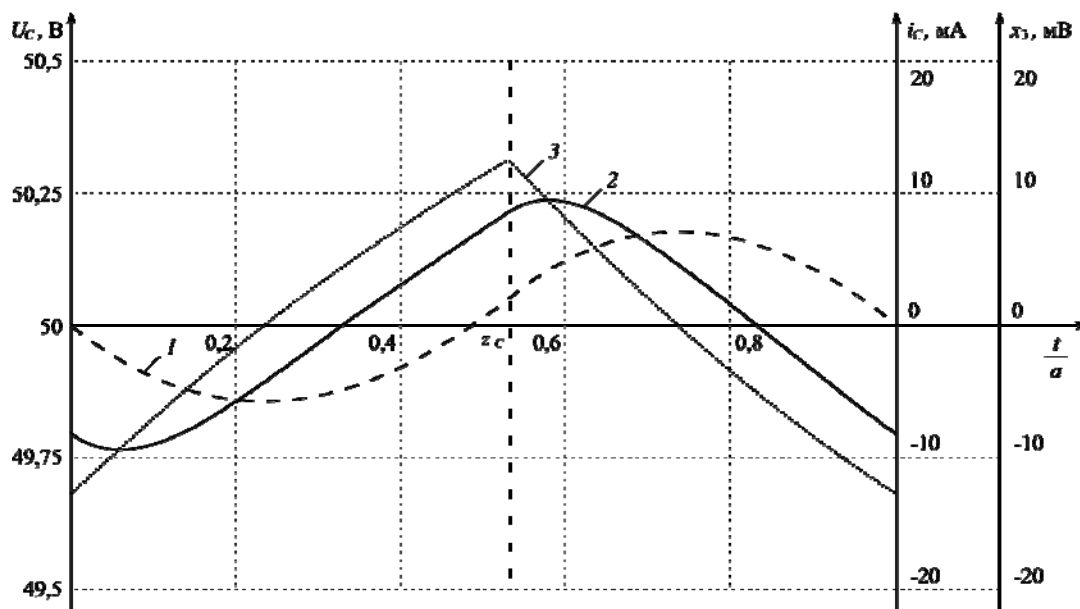


Рис. 2. Зависимости выходного напряжения U_C – кривая 1, напряжения сглаживающего звена x_3 – кривая 2, и тока емкости i_C – кривая 3 в установившемся режиме

Система (1) при $K_f=1$ и $K_f=0$ является линейной и имеет соответствующие известные аналитические решения:

$$\mathbf{X}_{Kf=1}(t) = e^{At} (\mathbf{X}(0) - \mathbf{X}_s) + \mathbf{X}_s, \quad \mathbf{X}_{Kf=0}(t) = e^{At} \mathbf{X}(0),$$

где $\mathbf{X}_s = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}$.

Сшивая такие решения на интервале от $t = 0$ до a , находим

$$\mathbf{X}_1 = e^{Aa(1-z)} (e^{Aaz} \mathbf{X}_0 - \mathbf{X}_s) + \mathbf{X}_s. \tag{3}$$

Выражение для основной матрицы, получаемое дифференцированием формулы (3), аналогично [3]:

$$\mathbf{F} = \frac{d\mathbf{X}_1}{d\mathbf{X}_0} = e^{aA} + \text{diag}(\mathbf{W}) \cdot \mathbf{U} \cdot \text{diag}(\mathbf{S}), \tag{4}$$

$$\mathbf{W} = -a\mathbf{A}e^{aAz_c} \mathbf{X}_s, \quad \mathbf{S} = \frac{dz}{d\mathbf{X}},$$

где z_c – коэффициент заполнения для желаемого установившегося режима, который можно определить по методике, изложенной в [3]; \mathbf{U} – унитарная матрица такой же размерности, что и \mathbf{A} , все ее элементы равны единице. Там же (в [3]) предложен способ нахождения вектора \mathbf{S} , который обеспечит нулевые мультипликаторы матрицы \mathbf{F} . Обозначим такой вектор \mathbf{S}_z . Вектор \mathbf{S} также связан с уравнением (2), в которое входят коэффициенты обратных связей.

Дифференцируя выражение (2) по правилу функции, заданной неявно, находим

$$\mathbf{S} = - \frac{[\mathbf{D} \cdot \alpha / U_p \cdot e^{Az_c}]^T}{\mathbf{D} \cdot \alpha / U_p \cdot e^{Az_c} \cdot \mathbf{A} \cdot (\mathbf{X}_c - \mathbf{X}_s) + 1}.$$

Приравнивая \mathbf{S}_z к \mathbf{S} , после преобразований получаем несовместную систему линейных уравнений

$$\mathbf{M} \cdot \mathbf{x} = \mathbf{S}_z, \tag{5}$$

где

$$\mathbf{x} = \alpha / U_p \cdot [\mathbf{D} \cdot \mathbf{P}]^T; \tag{6}$$

$$\mathbf{M} = \mathbf{V} \left(\left[\mathbf{e}^{A z_c} \right]^T + \mathbf{S}_z \left[\mathbf{e}^{A z_c} \cdot \mathbf{A} \cdot (\mathbf{X}_c - \mathbf{X}_s) \right]^T \right) \cdot \mathbf{P}, \quad \mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \text{матрица, отсекающая первый столбец}$$

множимого, соответствующий току дросселя L , по которому нет непосредственной обратной связи; \mathbf{V} – диагональная масштабирующая матрица. Зная \mathbf{x} , из уравнения (6) легко найти α и β_2 , учитывая, что значения β и U_p известны.

Уравнение (5) можно решить по методу наименьших квадратов [4] при различных значениях масштабирующей матрицы \mathbf{V} .

Численные эксперименты. Были найдены тремя способами множества коэффициентов обратных связей:

1) при матрице \mathbf{V} , выбранной равной единичной матрице, получаем результат $\alpha = 32,303$, $\beta_2 = 4,889$ (кривая 1 на рис. 3);

2) при матрице \mathbf{V} , у которой два первых диагональных элемента равны единице, а последний элемент равен нулю. В этом случае игнорируется выполнение условия равенства для 3-го компонента уравнения dz/dx_3 [см. последнее уравнение из выражения (4)]. Получаем результат $\alpha = 30,76$, $\beta_2 = 5,877$ (кривая 2 на рис. 3);

3) последний набор коэффициентов – $\alpha = 31,79$, $\beta_2 = 5,863$ (кривая 3 на рис. 3) получен по методике [3] для модели 2-го порядка, где эффект действия звена запаздывания учтён задержкой в канале обратной связи по току i_C на время τ .

На рис. 3 показана зависимость максимального по модулю мультипликатора, с которым связано быстрое действие в малом, от коэффициента преобразования тока емкости β_2 . С практической точки зрения достаточно высоким можно считать быстрое действие, когда максимальный по модулю мультипликатор ρ_{\max} меньше 0,1–0,15. Это означает, что амплитуда возмущения будет уменьшаться за два периода ШИМ в ρ_{\max}^2 раз, т.е. в 0,01–0,025 раза. При этом, как видно из рисунка, необходимо обеспечить точность параметров обратных связей не хуже 3% для значения 0,1 и не хуже 10% для значения 0,15.

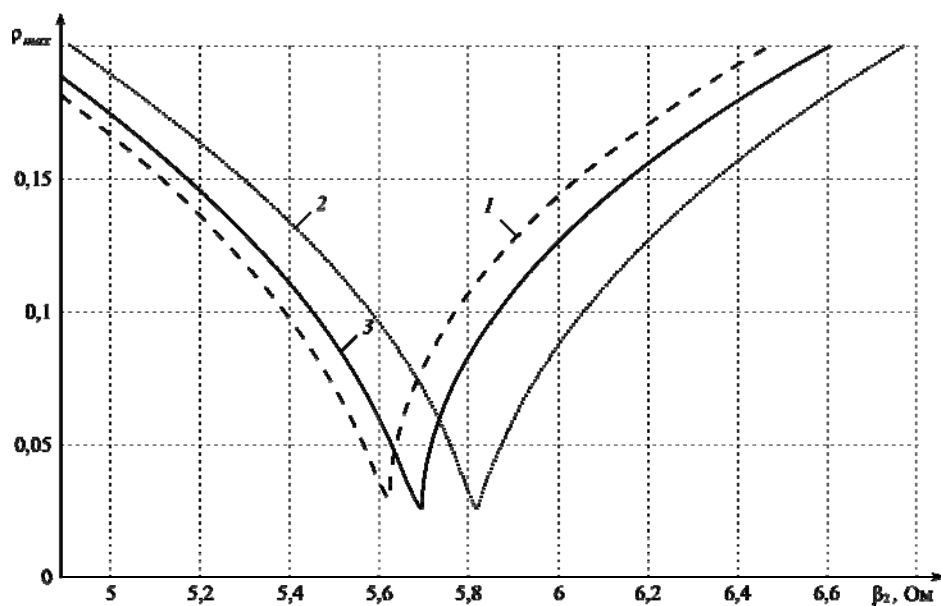


Рис. 3. Зависимость максимального по модулю мультипликатора от коэффициента преобразования β_2 при различных значениях коэффициентов усиления пропорционального звена α

Выводы

1. Предпочтительным оказался способ расчета коэффициентов обратных связей, игнорирующий третий компонент вектора \mathbf{S}_z .

2. Метод расчета коэффициентов обратных связей на модели 2-го порядка с учетом задержки в канале преобразования тока емкости дает близкий к выводу 1 результат, который лучше, чем по методу наименьших квадратов при учете всех составляющих \mathbf{S}_z . Однако модель 2-го порядка не позволяет оценить границы применимости такого подхода.

3. Порядок уменьшения мультипликаторов ожидаемо ограничен и примерно совпадает со скоростью уменьшения возмущения в инерционном звене с постоянной времени τ , если рассматривать интервал от начала периода до момента коммутации. По этой причине рационально выбирать срез

отображения в интервале времени $[z_c, z_c + a]$. Очевидно, остается резерв для увеличения τ при сохранении высокого быстродействия. Однако в случаях, где из-за помех невозможно использовать малые значения τ , следует ожидать более продолжительные переходные процессы.

4. Для получения высокой скорости затухания переходных процессов достаточно поддерживать точность параметров обратных связей стабилизатора на уровне $\pm 10\%$. При этом можно рассчитывать на уменьшение амплитуды возмущения до 0,025 от исходного значения за 2 тактовых интервала ШИМа.

Литература

1. Баушев В.С. Нормализация структуры стабилизатора напряжения с ШИМ / В.С. Баушев, А.В. Кобзев, Ю.Н. Тановицкий // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск: Проблеми сучасної електротехніки. – 2000. – Т. 8. – С. 59–64.

2. Баушев В.С. Стохастичность в динамике стабилизатора напряжения с широтно-импульсным регулированием / В.С. Баушев, Ж.Т. Жусубалиев, С.Г. Михальченко // Электричество. – 1996. – Т. 3. – С. 47–53.

3. Тановицкий Ю.Н. Алгоритм адаптивного управления стабилизированными преобразователями напряжения с широтно-импульсным регулированием / Ю.Н. Тановицкий, Т.Ф. Халиляев, Г.А. Кобзев // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 1(21), ч. 2. – С. 80–85.

4. Линник Ю.В. Метод наименьших квадратов и основы теории обработки наблюдений. – М.: Изд-во физ.-мат. лит., 1958. – 336 с.

Тановицкий Юрий Николаевич

Канд. техн. наук, доцент каф. промышленной электроники ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 41-39-46

Эл. почта: tyn@mail.ru

Кобзев Геннадий Анатольевич

Канд. техн. наук, доцент каф. промышленной электроники ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 51-08-04

Эл. почта: kga@tusur.ru

Савин Данил Александрович

Ст. преподаватель каф. промышленной электроники ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 41-39-46

Эл. почта: sda@ie.tusur.ru

Апасов Владимир Иванович

Аспирант каф. промышленной электроники ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 41-39-46

Эл. почта: polus@online.tomsk.net

Tanovitsky Y.N., Kobzev G.A., Savin D.A., Apasov V.I.

On the optional signal smoothing for the derivative controller element of the pulse-width step-down (buck) stabilizer and its effect to the duration of the transient process in the small

It has been established that inclusion of the derivative element in a regulator improves the quality of transient processes and enhances the closed loop stability, although the derivative element will intensify disturbances as they change in time at an increasing rate. As a result, the output signal has to be additionally smoothed in output. This paper discusses the problem of finding the feedback factors for a PD regulator which would ensure the shortest transient processes in the small, given the integration of the output signal of the derivative element. The paper reviews three potential solutions of the problem based on the Poincare map models. The paper shows that if setting feedback factors with an accuracy of up to ten percent, one can shorten the transient process in the small to two periods of the buck converter by reducing disturbance by forty times.

Keywords: step-down stabilizer, multipliers, Poincare map.

УДК 621.313.3

С.И. Качин, О.С. Качин, А.В. Киселев, Л.Ю. Бурцев

Исследование конструкции однофазного асинхронного двигателя с повышенным пусковым моментом

Показана необходимость повышения пускового момента однофазного асинхронного двигателя. Предложено конструкторское решение изменения геометрии статора. С помощью симуляции в программных продуктах ANSYS Maxwell и ANSYS Simlорer выполнено моделирование различных модификаций статора асинхронного двигателя. Отмечены варианты модифицированных конструкций однофазного электродвигателя с улучшенными пусковыми свойствами.

Ключевые слова: Однофазный асинхронный двигатель, пусковой момент, механическая характеристика, моделирование, магнитное поле, немагнитный зазор, статор, ANSYS, Maxwell, Simlорer.

В настоящее время асинхронные электродвигатели (АД) являются основой силового электропривода, применяемого в различных областях человеческой деятельности. Известно, что от всей производимой электрической энергии в нашей стране, данный вид электрических машин потребляет до 50% энергии [1], а доля однофазных асинхронных двигателей от общего числа АД составляет около 30%.

Широкое распространение однофазные АД получили в различных сферах применения, преимущественно бытовых, таких как холодильные установки, стиральные машины, станки по обработке дерева и металла, системы вентиляции и отопления, а также в других сферах. Для большинства перечисленных устройств важно, чтобы электродвигатель имел высокий номинальный момент, а также обладал высокой кратностью пускового момента:

$$k_{\Pi} = \frac{M_{\Pi}}{M_{\text{НОМ}}}, \quad (1)$$

где M_{Π} – пусковой момент, Н×м; $M_{\text{НОМ}}$ – номинальный момент, Н×м.

Высокая кратность пускового момента особенно необходима для двигателя, применяемого в приводе компрессоров холодильных установок, для обрабатывающих станков по дереву и металлу, а также для различных дробильных и измельчительных установок. Особенно актуальна данная проблема, проявляется при питании устройств от сети с пониженным напряжением, что часто встречается в нашей стране в отдаленных районах, в сельской местности и даже в пригородных поселках.

Повышение номинального момента, а также повышение пускового момента однофазных асинхронных электродвигателей является актуальной задачей для предприятий, занимающихся проектированием и производством данных двигателей. Решение указанной задачи позволит обеспечить стабильную и безопасную работу вышеперечисленных устройств. Кроме этого, для некоторых устройств и приборов за счет увеличения кратности пускового момента можно будет рекомендовать асинхронные двигатели меньшей мощности, что позволит решить ряд других задач:

- снижение массо-габаритных показателей установок;
- расширение возможностей и областей применений некоторых изделий;
- уменьшение стоимости готового изделия за счет снижения расхода активных материалов.

Постановка задачи. В настоящий момент времени известны разные технические решения, позволяющие решать задачи по повышению момента [2, 3]. Одно из таких решений предложено коллективом авторов Томского политехнического университета [4]. Основная суть предложенного решения заключается в том, что в ядре статора в области пазов, расположенных в зонах магнитных осей основной обмотки, выполнены немагнитные зазоры с образованием мостиков насыщения. Это позволяет снизить индуктивность ротора до двух раз по сравнению с обычной конструкцией статора. В результате снижения индуктивности обмотки ротора удастся достичь снижения величины индуктивного сопротивления фазы ротора, и, соответственно, повышения пускового момента.

В данной работе объектом исследований стал однофазный асинхронный двигатель с рабочей и пусковой обмотками, используемый в шлифовальных машинах настольного исполнения (электрото-

чило «Томск-УХЛ 4», потребляемая мощность $P = 460 \text{ В} \times \text{А}$, напряжение питания $U = 220 \text{ В}$, номинальная частота вращения $n = 2700 \text{ мин}^{-1}$).

Целью проведенных исследований являлся анализ механических характеристик (пусковой, средний и максимальный моменты) нескольких вариантов исполнения однофазного асинхронного электродвигателя при равных условиях испытаний:

1 вариант. Электродвигатель с традиционной конструкцией статора серийного производства (прототип).

2–4 варианты. Электродвигатели модернизированной конструкции, изготовленные в соответствии с предложенным техническим решением и отличающиеся друг от друга расположением немагнитных зазоров в статоре электродвигателя.

Моделирование модификаций статора асинхронного двигателя. Первым этапом работы было создание различных геометрических моделей в программном продукте ANSYS Spaceclaim. Результатом этой работы стало создание четырех моделей: модель серийной конструкции однофазного электродвигателя и трех вариантов модификаций. При помощи программной платформы ANSYS Workbench была интегрирована геометрия в среду ANSYS Maxwell 2D.

Имитационное моделирование осуществлялось с помощью современных программных продуктов ANSYS Maxwell 2D и ANSYS Simplorer [5, 6]. С помощью приложения ANSYS Maxwell 2D была проведена симуляция работы асинхронного электродвигателя в режиме холостого хода и получены механические характеристики. Для оценки величины индукции в элементах магнитопровода асинхронного электродвигателя было получено распределение магнитного поля в поперечном сечении электродвигателя. Приложение ANSYS Simplorer применялось для связи модели асинхронного электродвигателя в среде Maxwell 2D с электрической схемой, учитывающей полное сопротивление обмоток статора и позволяющей осуществлять коммутацию пусковой обмотки статора. На рисунке 1 представлена электрическая схема управления однофазным асинхронным электродвигателем, построенная в среде ANSYS Simplorer.

Питание данной схемы осуществляется от однофазного источника переменного напряжения E1. С помощью элементов R1 и R2 учитывались активные сопротивления лобовых частей рабочей и пусковой обмоток соответственно. Аналогично с помощью элементов L1 и L2 были учтены индуктивные сопротивления обеих обмоток. Блок AM отвечает за модель магнитного состояния, рассматриваемого однофазного асинхронного электродвигателя. Блоки ROTB_ROT1, MASS_ROT1 и VM_ROT1 применяются для механической связки двух программных приложений, управления значениями момента инерции и демонстрации механических характеристик. Коммутация пусковой обмотки осуществляется посредством блоков S1 и STEP1.

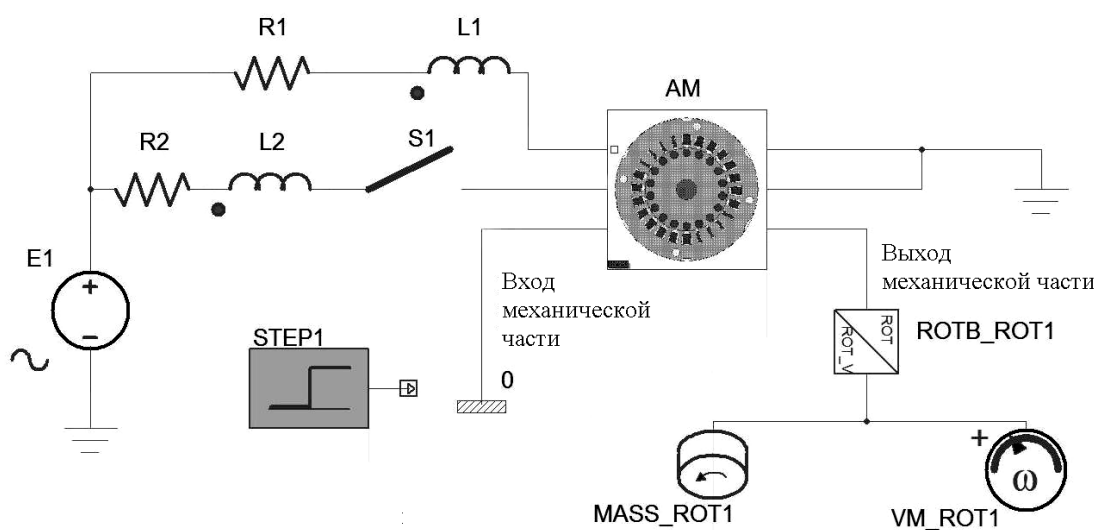
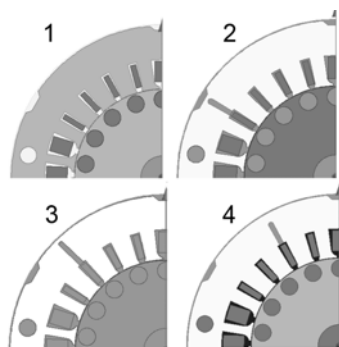


Рис. 1. Схема управления однофазного асинхронного электродвигателя

Отключение пусковой обмотки происходит через заданный промежуток времени. При моделировании учитывался момент инерции вращающихся масс ротора электродвигателя и шлифовальных



кругов. Варианты модификаций электродвигателя предложенной конструкции отличаются местом расположения немагнитных зазоров в статоре и представлены на рис. 2. Характеристики конструктивных материалов асинхронного электродвигателя во всех исследованных моделях одинаковы и соответствуют прототипу. Полное время расчета, шаг расчета и размеры конечных элементов во всех исследованных моделях также одинаковы.

Рис. 2. Расположение немагнитных зазоров на статоре:
1 – прототип, 2–4 – модификации

Кроме механических характеристик исследуемых электродвигателей оценивались и сравнивались с данными прототипа следующие параметры:

- время разгона до номинальной частоты вращения;
- значения токов в статорных обмотках;
- величина индукции в различных частях магнитной цепи асинхронных электродвигателей.

В результате выполненных расчетов получена картина распределения магнитного поля в поперечном разрезе серийного однофазного асинхронного электродвигателя шлифовальной машины (прототип), представленная на рисунке 3. Картина поля указана для момента времени при котором электродвигатель достигает номинальной частота вращения (об/мин) при отключенной пусковой обмотке.

Из представленной картины распределения магнитного поля в поперечном разрезе прототипа видно, что в ярме магнитопровода статора величина индукции не превышает предела 1,7 Тл. Указанное значение индукции является допустимым для применяемой в этих двигателях марки электротехнической стали (Ст 2013). Максимальное значение индукции достигает 3 Тл и отмечается лишь в местах высокой концентрации напряжений: крайние области коронок зубцов статора, технологические отверстия, зона сварного шва магнитопровода статора. Данные области имеют локальный характер и обусловлены технологией штамповки листов магнитопровода. Аналогичные области отмечаются и в магнитопроводе ротора.

Стоит отметить, что в рассмотренных модификациях однофазного электродвигателя (2-4 модификации) с немагнитными зазорами в ярме магнитопровода статора значения индукции увеличились незначительно и не превышает порога 1,9 Тл в области, примыкающей к немагнитному зазору.

В рассмотренных модификациях изменения тока в пусковой обмотке в сравнении с прототипом незначительны. Наибольшее отклонение тока в сторону увеличения относительно тока прототипа зафиксировано в модификации №2 и составляет не более 7%.

Время разгона до номинальной частоты вращения во всех рассмотренных модификациях относительно прототипа было сокращено. Подробнее результаты представлены в таблице.

В данной работе были рассмотрены несколько вариантов расположения немагнитных зазоров в зоне пусковой обмотки. Для каждой из конструкций были получены значения пускового, среднего и максимального моментов. Результаты моделирования указанных конструкций обобщены и представлены в таблице.

Результаты моделирования прототипа и модификаций асинхронного электродвигателя

Конфигурация	Прототип	Модификация 1	Модификация 2	Модификация 3
Пусковой момент, Н·м	1,04	0,78 (-25%)	1,21 (+16,3%)	1,46 (+40,3%)
Средний момент, Н·м	0,86	1,06 (+23,6%)	1,21 (+40,7%)	1,1 (+27,9%)
Максимальный момент, Н·м	1,7	2,18 (+28,2%)	1,96 (+15,2%)	1,86 (+9,4%)
Время разгона, с	1,83	1,49 (-18,5%)	1,31 (-28,4%)	1,44 (-21,3%)

Из представленных результатов следует, что наибольшую ценность с точки зрения повышения среднего значения момента представляет модификация 2. В указанной модификации немагнитный зазор располагается со смещением против часовой стрелки относительно магнитной оси основной обмотки. Данная конфигурация представлена на рис. 2. Также в остальных рассмотренных модификациях были отмечены и другие положительные изменения относительно прототипа. Стоит отметить, что для получения определенного результата необходимо детально подходить к вопросу выбора конфигурации немагнитного зазора, его размеров, а также его расположения.

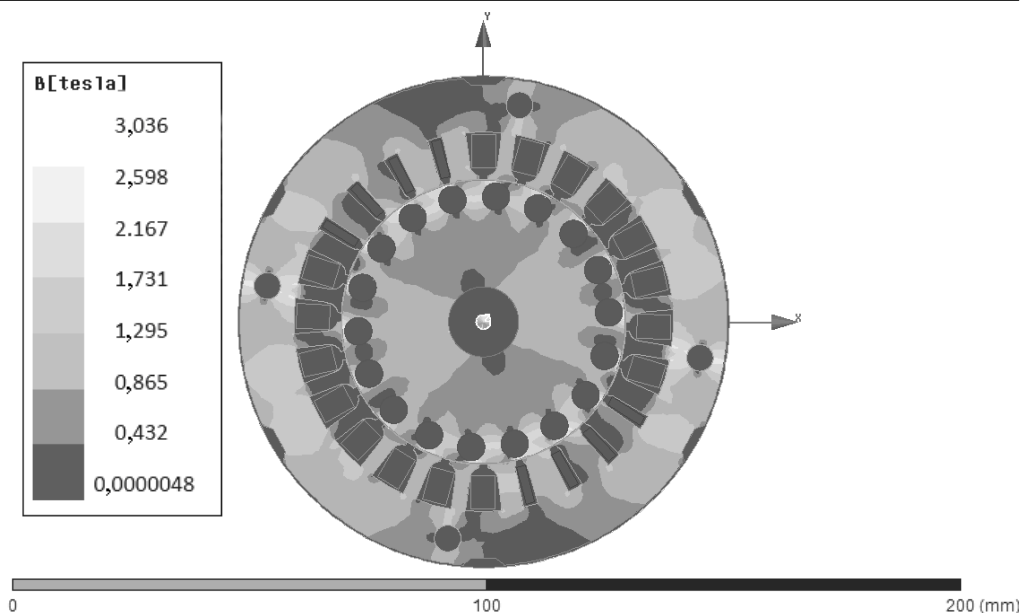


Рис. 3. Картина магнитного поля в поперечном разрезе прототипа

Семейство механических характеристик рассмотренных модификаций и прототипа представлено на рис. 4.

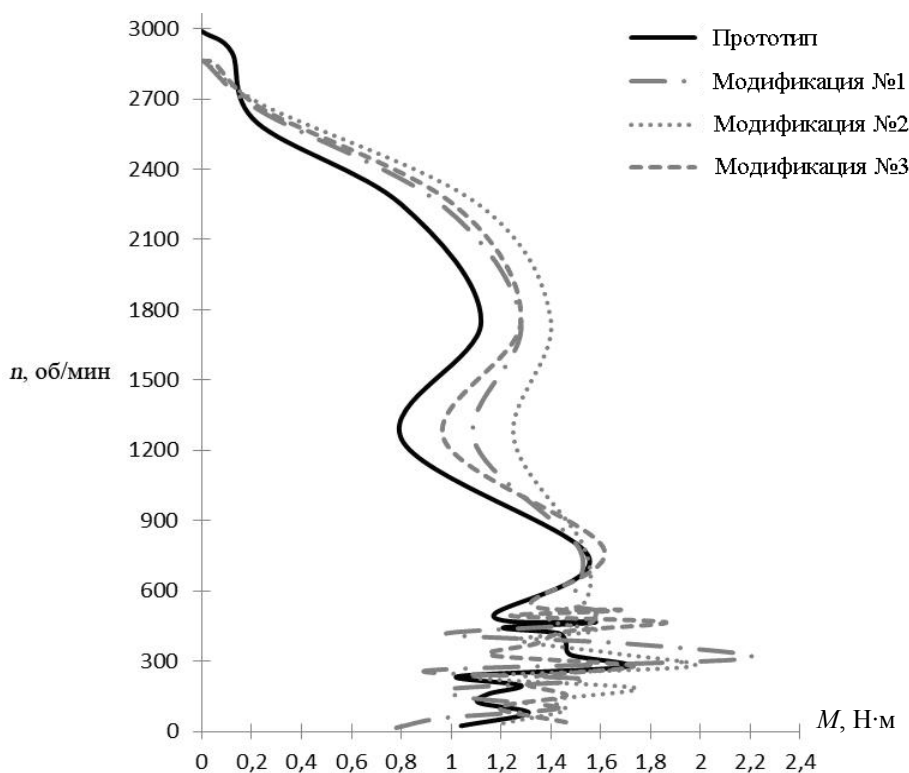


Рис. 4. Семейство механических характеристик

Стоит отметить, что механическая характеристика прототипа с учетом момента инерции вращающихся масс (ротор и шлифовальные круги) в значительной степени совпадает с экспериментальными данными, полученными в результате натурных испытаний прототипа на динамометрическом стенде, что свидетельствует об адекватности рассматриваемой модели электродвигателя. Последнее в свою очередь позволяет осуществлять сравнительный анализ математических моделей модификаций и прототипа.

Заключение. На основании полученных результатов исследований можно сделать следующие выводы.

1. Предложенная конструкция электродвигателя обеспечивает повышение среднего и максимального моментов во всех рассмотренных модификациях. В большинстве моделей также отмечено повышение пускового момента.

2. Максимальное увеличение пускового момента в одной из модификаций за счет применения немагнитного зазора составило 40,7%. Что позволит уверенно осуществлять пуск асинхронного двигателя с модернизированной конструкцией статора при пониженных значениях напряжения питания сети.

Литература

1. Копылов И.П. Электрические машины: учебник для бакалавров / под ред. И.П. Копылов. – 2-е изд., перераб. и доп. – Москва: Издательство Юрайт, 2012. – 675 с.

2. Пат. 2 028 024 РФ, МПК Н 02 К 17/08. Однофазный электродвигатель / Е.И. Ефименко (РФ). – № 5 000 293/07; заявл. 16.08.91; опубл. 27.01.95. Бюл. № 3. – 6 с.

3. Пат. 2 010 410 РФ, МПК Н 02К 17/04. Однофазный асинхронный электродвигатель / Б.Ф. Ковалев (РФ). – № 4 948 371/07; заявл. 24.06.91; опубл. 30.03.94. Бюл. № 9. – 4 с.

4. Пат. 2 5101 20 РФ, МПК Н 02К 17/08. Однофазный электродвигатель / С.И. Качин, О.С. Качин (РФ). – №2 012 139 937/07; заявл. 18.09.12; опубл. 20.03.14. Бюл. № 8. – 8 с.

5. Computational Design and Analysis of Core Material of Single-Phase Capacitor Run Induction Motor / Gurmeet Singh, Gurlad Singh, Mohd. Afaque Iqbal // Journal of Engineering Research and Applications. – 2014. – № 7. – P. 20–25.

6. O.S. Kachin, A.V. Kiselev, A.B. Serov, Research of Operation Modes of the Synchronous Electric Motor Drive System with use of Software ANSYS Maxwell and Simplorer, 15th International Conference of Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. – Novosibirsk: Novosibirsk State Technical University, 2014. – P. 362–364.

Качин Сергей Ильич

Д-р техн. наук, профессор каф. электропривода и электрооборудования
Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИТПУ)
Тел.: 8 (382-2) 56-37-59
Эл. почта: kos@tpu.ru

Качин Олег Сергеевич

Доцент каф. электропривода и электрооборудования НИТПУ
Тел.: 8 (382-2) 56-37-59
Эл. почта: kos@tpu.ru

Киселев Александр Викторович

Ассистент каф. электротехнических комплексов и материалов НИТПУ
Тел.: 8 (382-2) 56-34-53
Эл. почта: kiselevav@tpu.ru

Бурцев Леонид Юрьевич

Магистрант каф. электропривода и электрооборудования НИТПУ
Тел.: 8 (382-2) 56-34-53
Эл. почта: leonidburtsev@mail.ru

Kachin S.I., Kachin O.S., Kiselev A.V., Burtsev L.Y.

Simulation and analysis of a novel single-phase induction motor with increased starting torque

The article presents a novel design of a single-phase induction motor with increased starting torque. A new stator configuration is proposed. The simulation and analysis of the wide range of stator modifications of induction motor were fulfilled with help of the special software: ANSYS Maxwell and Simplorer.

Keywords: induction motor, starting torque, stator, speed-load curve, simulation, magnetic field, non-magnetic gap, ANSYS, Maxwell, Simplorer.

УДК 004.424

Н.П. Винтоняк, В.А. Федотов, В.Д. Семенов

Методика проектирования программного обеспечения микроконтроллеров для быстродействующих систем управления

Рассмотрены методики проектирования программного обеспечения микроконтроллеров. Предложена методика, позволяющая реализовывать сложные программные алгоритмы управления, обладающие максимальным быстродействием с их полным дальнейшим описанием и документированием.

Ключевые слова: микроконтроллер, сложные алгоритмы управления, проектирование программного обеспечения, структурная схема программного обеспечения, диаграмма состояний.

История развития электронной техники показывает, что цифровые системы управления являются её перспективным направлением развития. Они позволяют значительно расширить эксплуатационные параметры электронной техники и заложить значительно более сложные алгоритмы управления, повышающие её гибкость. Применение микроконтроллеров (МК) в качестве основного узла цифровой системы управления позволяет улучшить массогабаритные показатели, расширить функциональные возможности, уменьшить влияние разброса параметров элементов на точностные характеристики системы управления и упростить настройку электронной техники в процессе производства. Применение цифровых систем управления позволяет снизить время разработки новой электронной техники. Это обусловлено возможностью использования ранее разработанного программного обеспечения (ПО) МК и его дальнейшей модернизации на любом этапе разработки [1].

При реализации **сложных** алгоритмов управления (хранящих информацию о ходе выполнения алгоритма в памяти, т.е. зависящих от предыстории) разработчики ПО МК часто сталкиваются с затруднениями по его отладке и модернизации. Данные затруднения связаны с использованием несистемного подхода, при котором ПО разрабатывается интуитивно (эвристически) в ходе написания исходного кода. Несистемный подход влечет за собой сложность алгоритмизации и трудность внесения изменений в разработанный алгоритм. Используя несистемный подход, программисты описывают разработанное ПО с помощью блок-схем алгоритмов ЕСПД [2], которые в этом случае получаются громоздкими и затрудняют понимание сложных алгоритмов управления.

Современная постановка задачи проектирования ПО МК предполагает выполнение следующих требований к разрабатываемому ПО:

- возможность реализации сложных алгоритмов управления;
- обеспечение предсказуемого максимального быстродействия алгоритмов управления при обработке аппаратных сигналов, в масштабах времени от сотен наносекунд до единиц микросекунд (например, сигналов перегрузки силовых ключей или сигналов высокоскоростных протоколов обмена данными);
- упрощение процесса отладки и модернизации проектируемого ПО с возможностью его повторного использования в других системах управления;
- возможность разделения работ по проектированию ПО между несколькими исполнителями;
- документирование и сертификация проектируемого ПО.

При реализации сложных алгоритмов управления прибегают к системным подходам [3], которые предполагают первоначально проводить формализованный анализ проектируемого ПО и только после этого приступать к созданию исходного кода ПО. Системные подходы проектирования ПО широко представлены в различных методиках проектирования ПО [4–7]. Одной из таких методик является SWITCH-технология, разработанная А.А. Шальто [4], которая относится к парадигме автоматного программирования. В SWITCH-технологии ПО представляется в виде схемы взаимосвязанных конечных автоматов, проектируемых по графам переходов (диаграммам состояний). Особенности данной методики позволяют проектировать сложные алгоритмы управления и установить однозначную связь между графом переходов и исходным кодом ПО. Также повышается «наблюдае-

мость» ПО (состояние конечного автомата отслеживается с помощью одной переменной), что ведет к упрощению его отладки и сертификации. Эта технология позволяет изначально «правильно» проектировать ПО, а не отлаживать его до тех пор, пока оно не станет «правильным». Успешность данной технологии описана в отзывах [8, 9] на работу [4] и в многочисленных статьях о её применении [10].

Несмотря на достоинства SWITCH-технологии, у неё есть ограничения при применении. Так как данная технология разработана для систем логического управления, в частности для программируемых логических контроллеров (ПЛК), она не обеспечивает максимально возможное быстрое действие алгоритмов управления, работающих на МК. В данной технологии предполагается, что считывание входных воздействий конечного автомата производится в основном цикле ПО методом опроса, а их обработка производится на следующем такте основного цикла ПО [11]. Временные задержки на обработку входных воздействий вводятся самим алгоритмом ПО, разработанным с помощью SWITCH-технологии [12], так как все воздействия обрабатываются на следующем такте основного цикла ПО. Модификация SWITCH-технологии для разработки ПО МК [5], в которой для каждого сообщения выделяется три этапа, после прохождения которых сообщение поступит на вход конечного автомата, ведет к упрощению отладки ПО [13], но еще больше увеличивает время реакции МК на различные события. Методики, описанные в [4] и [5], целесообразно применять для разработки ПО, реализующего «небыстродействующее» логическое управление устройством.

Метод программной реализации дискретных управляющих автоматов во встраиваемых системах управления [6], адаптированный к задачам быстродействующего управления оборудованием в реальном времени, учитывает только уровень логического управления оборудованием, но не рассматривает уровень прямого цифрового управления оборудованием [6], что влечет за собой трудности по отладке и модернизации проектируемого ПО.

Унифицированный язык моделирования UML [7], использующий графические обозначения для создания UML-модели, помимо множества прочих диаграмм, также использует диаграммы состояний для представления различных объектов и их реакции на возникающие события. Он является языком общего назначения, и совместим со всеми языками программирования. Однако UML обладает некоторой избыточностью, сильной взаимосвязью с парадигмой объектно-ориентированного программирования, нечеткостью описания последовательности действий при проектировании ПО и отсутствием рекомендаций по его использованию в ПО МК. Это влечет за собой трудности по его адаптации для проектирования ПО МК.

Также существуют другие методики проектирования ПО, но в силу отсутствия их подробного описания или невозможности их адаптации для проектирования ПО МК они не получили широкого распространения и не рассматриваются в данной статье.

Отсутствие методики проектирования ПО МК для быстродействующих систем управления, отвечающей всем современным требованиям, делают её разработку актуальной.

Указанная цель достигается методикой проектирования программного обеспечения микроконтроллеров для быстродействующих систем управления, описанной в [14], которая относится к парадигмам автоматного и событийно-ориентированного программирования. Методика предполагает проводить проектирование ПО в три этапа, которые можно назвать:

- этап эскизного проекта ПО;
- этап оформления исходного кода ПО и его отладки;
- этап документирования ПО и его дальнейшей сертификации.

На первом этапе проектирования ПО сначала создается программно-аппаратная структурная схема (рис. 1, а), которая разрабатывается с учетом принципиальной схемы объекта управления. Принципиальная схема обуславливает сигналы, поступающие и отправляемые МК. Алгоритм разработки программно-аппаратной структурной схемы представляет собой выполнение следующих операций. На программно-аппаратной структурной схеме отображаются узлы объекта управления, с которыми взаимодействует МК (например, кнопка, двигатель, органы индикации), без собственных линий связи и выделяется область ПО. Элементы структурной схеме ПО, помещенные в область ПО, являются программным кодом, а элементы, которые находятся вне этой области, являются аппаратными узлами объекта управления, соединённого с МК. За пределы программной области, выделенной прямоугольником, выводятся программно-аппаратные связи (пронумерованные штрихпунктирные линии). Они представляют собой выделенные аппаратные узлы МК (порты ввода / вывода, таймеры, аналого-цифровые преобразователи и др.). Программно-аппаратные связи демонст-

рируют взаимодействие ПО МК с аппаратной частью объекта управления. Внутри программной области располагаются блоки ПО, которые служат для представления в программе некоторого объекта, обладающего определенными свойствами, поведением и отношениями с другими объектами и их функциями. Представляемый блоком ПО объект может быть как внешним по отношению к МК (например, кнопка, двигатель, органы индикации и т.п.), так и внутренним (например, таймер, модуль АЦП, модуль ШИМ и т.п.). Внутри области ПО находится «системный» блок ПО, не отображаемый на структурной схеме ПО, который реализует алгоритм работы главной функции исходного кода ПО и координирует работу остальных блоков ПО. Блоки ПО связаны между собой внешними сообщениями (пронумерованные сплошные линии) и запросами (пронумерованные пунктирные линии), которые реализуются в исходном коде ПО в виде отдельных функций. Внешние сообщения позволяют блокам взаимодействовать друг с другом и осуществлять заданный алгоритм управления, а запросы позволяют передавать данные между блоками (текущее время, ток, напряжение, и т.п.).

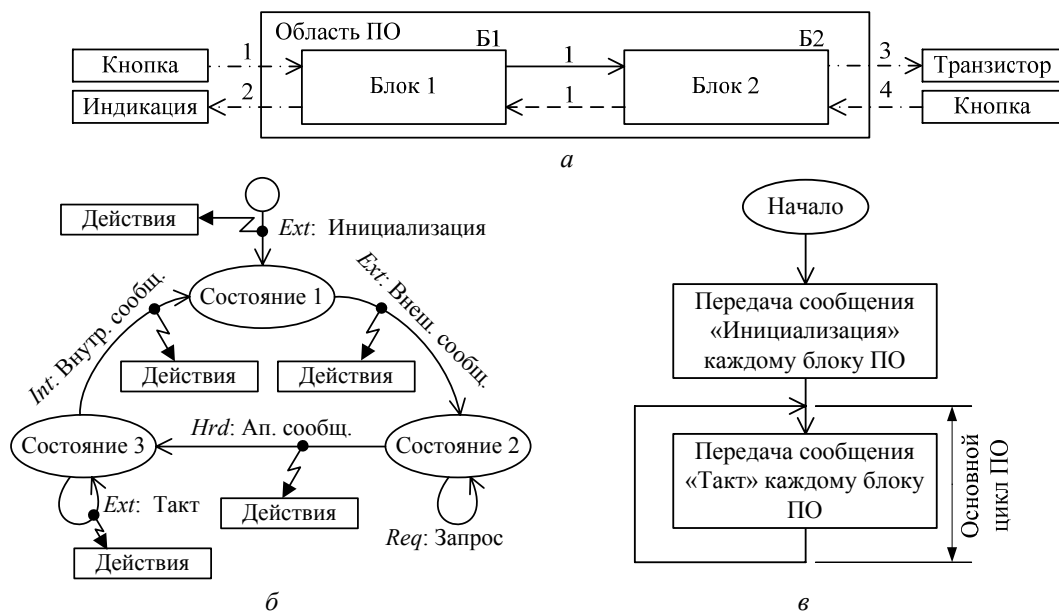


Рис. 1. Результаты эскизного проекта ПО: а – пример программно-аппаратной структурной схемы; б – пример диаграммы состояний блока ПО; в – алгоритм работы «системного» блока ПО

В дальнейшем для каждого блока ПО, входящего в структурную схему ПО, разрабатывается диаграмма состояний (рис. 1, б), описывающая процесс изменения внутреннего состояния каждого блока ПО. Блок ПО хранит в себе информацию о предыстории выполнения алгоритма, что позволяет реализовывать сложные алгоритмы управления. На диаграмме состояний отображаются возможные состояния блока ПО (овал с названием состояния), начальное состояние (круг), отображающее состояние МК после включения/сброса, внешние сообщения (указанные на структурной схеме ПО и начинающиеся с надписи «Ext:») и аппаратные сообщения (начинаются с надписи «Hrd:»), вызываемые аппаратными прерываниями МК. Также на диаграмме состояний отображаются внутренние сообщения (начинаются с надписи «Int:»), которые возникают при выполнении их условия и отображают события, возникающие внутри блока (достижение током заданного предела, конец временной задержки и т.п.). Каждое сообщение вызывает изменение состояния блока ПО (переход), за исключением «петли» (переход осуществляется на текущее состояние). Для запуска блока ПО используется специальное внешнее сообщение «Инициализация», посылаемое «системным» блоком ПО, которое позволяет блоку ПО выйти из начального состояния. Для вызова внешних сообщений других блоков ПО или описания действий, выполняемых при переходах, на диаграмме состояний отображаются прямоугольные области с пронумерованными операциями, на которую указывает «молния» (зигзагообразная стрелка), выходящая из соответствующего перехода. Направления переходов указываются прямыми или изогнутыми стрелками. Также на диаграмме состояний отображается специальное внешнее сообщение «Такт», посылаемое «системным» блоком ПО, которое проверяет условия внутренних сообщений и позволяет выполнять действия в состояниях.

На втором этапе проектирования ПО по структурной схеме ПО и диаграммам состояний блоков ПО оформляются заголовочные файлы и файлы исходного кода в используемой среде разработки ПО МК. Каждому блоку ПО назначается отдельный заголовочный файл и файл исходного кода.

«Системный» блок ПО помещается в основную функцию исходного кода ПО (main.h и main.c). Для реализации диаграммы состояний в исходном коде ПО используется оператор «switch» языка Си. В качестве выражения оператора «switch» используется переменная состояния блока ПО, а в качестве меток перечисляются возможные состояния блока ПО. Каждое сообщение и запрос реализуются с помощью отдельной функции, в которой используется оператор «switch», проверяющий текущее состояние (таким образом реализуется передача потока выполнения программы при передаче сообщения). С помощью оператора «switch» достигается однозначная взаимосвязь разработанных диаграмм состояний и исходного кода ПО. В процессе инициализации «системный» блок ПО поочередно вызывает специальные внешние сообщения «Ext: Инициализация» всех блоков ПО, а в основном цикле ПО поочередно вызывает специальные внешние сообщения «Ext: Такт» всех блоков ПО (рис. 1, в). Программная реализация разработанного алгоритма ПО и его отладка выходят за рамки данной статьи.

На третьем этапе проектирования ПО структурная схема ПО, диаграммы состояний блоков ПО и исходный код ПО служат основной для документирования разработанного ПО. К ним добавляются ряд таблиц с описанием реализации аппаратных связей, внешних, внутренних и аппаратных сообщений в исходном коде ПО, а также дополнительное описание используемых типов данных, констант, переменных, вспомогательных функций и т.п. В дальнейшем проводится сертификация ПО. Процесс документирования ПО и его сертификация также в данной статье не рассматриваются.

Практическая ценность предлагаемой методики была подтверждена при разработке систем управления силовыми преобразователями электроэнергии и ряде других проектов при реализации алгоритмов логического управления, в том числе в [14–18].

Методика проектирования программного обеспечения микроконтроллеров для быстродействующих систем управления позволяет:

1. Реализовывать сложные алгоритмы управления за счет использования структурной схемы ПО и диаграмм состояний блоков ПО.
2. Обеспечить предсказуемое максимальное быстродействие алгоритмов управления при обработке аппаратных сигналов за счет уменьшения программных задержек при изменении состояний блоков ПО, использования аппаратных сообщений и действий, выполняемых при переходах.
3. Установить однозначную взаимосвязь проектируемого ПО и исходного кода ПО, что упрощает его отладку, модернизацию, повторное использование и автоматизацию процесса проектирования ПО.
4. Разделить задачу разработки и реализации ПО МК между исполнителями за счет использования независимых блоков ПО, связывающихся между собой внешними сообщениями и запросами, отраженными на структурной схеме ПО.
5. Документировать разработанное ПО, используя структурную схему ПО, диаграммы состояний блоков ПО и дополнительное описание, что упрощает дальнейшую сертификацию ПО.

В предлагаемой методике сформулированы четкие правила проектирования ПО, которые в дальнейшем можно перенести в специализированную среду разработки. Такая среда разработки позволит создавать эскизный проект ПО, из которого будет автоматически генерироваться исходный код ПО и вся необходимая документация.

Литература

1. Мелешин В.И. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии / В.И. Мелешин, Д.А. Овчинников. – М.: Техносфера, 2011. – 576 с.
2. ГОСТ 19.701–90. Схемы алгоритмов, программ данных и систем. Условные обозначения и правила выполнения. – Введ. 1992-01-01. – М.: Изд-во стандартов, сор. 1992. – 33 с. – (Единая система программной документации).
3. Перегудов Ф.И. Основы системного анализа / Ф.И. Перегудов, Ф.П. Тарасенко. – Томск: НТЛ, 1997. – 396 с.
4. Шальто А.А. Switch-технология. Алгоритмизация и программирование задач логического управления. – СПб.: Наука, 1998. – 628 с.
5. Применение Switch-технологии при разработке прикладного программного обеспечения для микроконтроллеров. – Ч. 1 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://kit-e.ru/articles/circuit/2006_11_164.php, свободный (дата обращения: 28.04.2015).
6. Козаченко В.Ф. Эффективный метод программной реализации дискретных управляющих автоматов во встроенных системах управления [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://motorcontrol.ru/publications/state_mashine.pdf, свободный (дата обращения: 28.04.2015).
7. UML [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.omg.org/spec/UML/>, свободный (дата обращения: 28.04.2015).

8. Герр Р. Новый поворот // PC MAGAZIN/RUSSIAN EDUTION. – 1998. – №10. – С. 88–90.
9. Лашманкин А. Возрождение автоматов // Компьютер дома и на работе. – 2001. – №23. – С. 50.
10. Кафедра «Технологии программирования»: О нас: Шалыто Анатолий Абрамович [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://is.ifmo.ru/aboutus/shalyto/>, свободный (дата обращения: 28.04.2015).
11. Вавилов К.В. Что плохого в неавтоматном подходе к программированию контроллеров? / К.В. Вавилов, А.А. Шалыто // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2007. – №1. – С. 49–51.
12. Кафедра «Технологии программирования»: курсовые проекты: Интеграция механизма обмена сообщениями в Switch-технологии [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://is.ifmo.ru/projects/memech/>, свободный (дата обращения: 28.04.2015).
13. Применение SWITCH-технологии при разработке прикладного программного обеспечения для микроконтроллеров. – Ч. 3: Обмен сообщениями и таймеры [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://kit-e.ru/articles/circuit/2007_1_146.php, свободный (дата обращения: 28.04.2015).
14. Винтоняк Н.П. Источник питания устройства тепловых экспресс-испытаний радиоэлементов с микропроцессорной системой управления / Н.П. Винтоняк, В.А. Федотов, В.Д. Семенов // Итоги научно-исследовательских работ курсового проектирования студентов 1–6 курсов кафедры промышленной электроники: матер. ежегод. науч.-практ. конф. / под ред. В.Д. Семенова. – Вып. 6. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – С. 6–22.
15. Разработка программного обеспечения моточного станка Roller DX7 / Н.П. Винтоняк, Р.Г. Калинин, В.А. Федотов, В.Д. Семенов // Научная сессия ТУСУР–2014. – Т. 2. – С. 195–199.
16. Винтоняк Н.П. Устройство для тепловых испытаний радиоэлементов на основе элементов Пельтье / Н.П. Винтоняк, В.А. Федотов, В.Д. Семенов // Научная сессия ТУСУР–2013. – Т. 2. – С. 180–182.
17. Калинин Р.Г. Выбор корректирующего звена резонансного преобразователя на основе экспериментальной АЧХ по управляющему воздействию / Р.Г. Калинин, А.В. Кобзев, В.Д. Семенов, В.А. Федотов // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 1. – 143 с.
18. Калинин Р.Г. Эффективность нагрева медного провода в зазоре индуктора поперечного магнитного поля для зачистки от лаковой изоляции / Р.Г. Калинин, В.Д. Семенов, В.А. Федотов // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 1(31). – С. 74–77.

Винтоняк Никита Павлович

Аспирант каф. промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: +7-953-922-24-77
Эл. почта: nic-nic91@yandex.ru

Федотов Владимир Александрович

Зав. лаб. ГПО каф. промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: +7-952-888-46-13
Эл. почта: fva@vipelec.com

Семенов Валерий Дмитриевич

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

Vintonyak N.P., Fedotov V.A., Semenov V.D.

Methods of software design microcontrollers for high-speed control systems

The article describes the design methodology of the software microcontrollers. The technique allows to implement complex software control algorithms with maximum performance further with their full description and documentation.

Keywords: microcontroller, complex control algorithms, software design, structural diagram software, state diagram.

СООБЩЕНИЯ

УДК 004.074

Б.В. Илюхин, А.В. Лепустин, Ю.Я. Кацман

Математическое моделирование влияния контекстных факторов на уровень подготовленности абитуриентов учреждений высшего профессионального образования Российской Федерации

Анализ результатов ЕГЭ выпускников является важной задачей для формирования единой системы обученности школьников. Предлагается статистический анализ результатов ЕГЭ для формирования дополнительных занятий по различным направлениям.

Ключевые слова: моделирование, тестирование, ЕГЭ, регрессия, вуз.

Существующий в Российской Федерации конкурсный отбор в вузы предполагает, что все поставлены в равные условия, но существуют территориальные, институциональные и информационные барьеры для получения высшего профессионального образования. Авторы не подвергают сомнению необходимость использования результатов объективных процедур оценки уровня обученности школьников для приема в вузы и оценки эффективности управления в сфере образования (в том числе и оценки результатов приема в вузы – средний проходной балл ЕГЭ и пр.). Тем не менее хотелось бы обратить внимание на некорректность прямой интерпретации результатов упомянутой процедуры оценки.

Показано, что образование не является замкнутой и закрытой системой, и на его результаты (индивидуальные достижения школьников) оказывают значительное влияние так называемые «контекстные факторы» [1, 2] – уровень социально-экономического развития территории, образовательный ценз родителей и прочие исследования [3, 4, 7] показали существенную зависимость результатов школьников от отношения к ЕГЭ администрации школ и учителей, а также от образовательного ценза родителей школьников. В работе [5] показано влияние на качество образования экономических факторов, а результаты исследования, доказывающего, что отдельные школы могут быть эффективны даже в сложных социальных контекстах, представлены в работе [6]. Подобные выводы содержатся и в работах, описывающих российский и международный опыт [6, 8–10].

Методика, описанная в [6], была взята как основа для проведения исследования результатов ЕГЭ выпускников школ Томской области в 2011–2012 гг. Целью исследования было выявление отдельных факторов, наиболее существенно влияющих на образовательные результаты, а также совершенствование методов корректного сопоставления различных школ [3].

Ресурсные, финансовые, социальные и иные показатели школ и контингента обучающихся были собраны в мае 2012 г. в рамках формирования социальных паспортов образовательных организаций как элемента построения региональной системы оценки качества образования.

В работе предполагалась проверка следующих гипотез:

- несопоставимость образовательных результатов отдельных школ, расположенных в различных типах населенных пунктов (крупных городов, сел, малых сел и пр.);
- влияние групп факторов [1–3] на образовательные результаты школьников;
- эффективность методики [6] оценки влияния различных факторов на образовательные результаты школьников;
- значимость различий отдельных параметров образовательных результатов в зависимости от исследуемых групп факторов;
- оценка качества линейной регрессионной модели, описывающей образовательные результаты, в зависимости от ее размерности.

Все исходные данные были сведены в единую таблицу, содержащую 229 строк (школы) и 183 столбца (переменные). Обработка данных проводилась в пакете STATISTICA.

В исследовании предполагалось, что для выпускников различных образовательных организаций (ОО) – сельских, городских, малокомплектных и пр. могут наблюдаться значимые различия в оценках эффективности.

Проведенный анализ результатов свидетельствует, что оценки эффективности для школ различных местностей значимо различны, о чем свидетельствуют не только средние значения, но и не перекрывающиеся (частично перекрывающиеся) доверительные интервалы.

Для проверки вида распределения (непараметрическая гипотеза) были использованы критерий Пирсона и критерий Колмогорова–Смирнова. Полученные исследования [11] показали, что при уровне значимости $\alpha = 0,05$ верна нулевая гипотеза – оценки ЕГЭ по двум предметам и для школ различных местностей имеют гауссово распределение.

Далее в работе исследовался вопрос, является ли различие эффективных оценок для разных ОО значимым или его можно объяснить случайными флуктуациями выборочных значений. Для ответа на этот вопрос использовался критерий Стьюдента, при этом исходная выборка была разбита на 4 непересекающиеся группы:

- 1 – школы города с населением более 500 000 человек;
- 2 – школы городов с населением не более 50 000 человек;
- 3 – малокомплектные школы;
- 4 – сельские и поселковые школы за исключением малокомплектных.

Сравнение оценок ЕГЭ по русскому языку (Р) и математике (М) городских выпускников и выпускников малокомплектных школ подтвердило значимость различия всех оценок (табл. 1).

Таблица 1

Сравнение результатов ЕГЭ для городских и малокомплектных школ (критерий Стьюдента)

Переменные	Т-тест; Группы: 1 – школы г. Томска, 2 – школы городов с населением менее 50 000 жителей, 3 – малокомплектные школы, 4 – сельские и поселковые школы (кроме малокомплектных) Группа 1: 1 Группа 2: 3										
	Среднее 1	Среднее 3	t-статистика	df – число степен. свободы	p	N 1	N 3	Стандарт. отклон. 1	Стандарт. отклон. 3	F-статистика	p
Баз_Р	74,64	67,47	4,37	96	0,000	58	40	7,783	8,272	1,13	0,67
Средн_Р	64,22	58,28	4,20	96	0,000	58	40	6,936	6,812	1,04	0,92
Баз_М	64,59	58,64	2,55	96	0,012	58	40	11,31	11,43	1,02	0,93
Средн_М	42,98	38,50	2,46	95	0,016	57	40	9,424	7,884	1,43	0,24

Описание переменных в табл. 1: Баз_Р – средний процент выполнения заданий базового уровня сложности по русскому языку ЕГЭ в ОО, Средн_Р – средний тестовый балл по русскому языку ЕГЭ в ОО, Баз_М – средний процент выполнения заданий базового уровня сложности по математике ЕГЭ в ОО, Средн_М – средний тестовый балл по математике ЕГЭ в ОО.

Полученные результаты свидетельствуют, что только на уровне менее 1,6% можно считать, что результаты ЕГЭ равны. Следовательно, верна альтернативная гипотеза – результаты ЕГЭ значимо различны. Так как применение критерия Стьюдента корректно только при нормальном распределении сравниваемых данных и равенстве соответствующих дисперсий, то в последнем и предпоследнем столбце (см. табл. 1) приведены результаты проверки равенства дисперсий двух выборок. Критерий Фишера на уровне значимости подтвердил справедливость нулевой гипотезы, а именно – применение *t*-критерия корректно. Особенно наглядно различие эффективности работы школ видно на диаграммах размаха рис. 1.

Действительно, при проецировании отклонения значения оценок средних баллов по русскому языку на величину одного среднеквадратического отклонения (т.н. «ящичков с усами») на ось ординат видно, что не только средние баллы по русскому языку у данных групп различны, но и соответствующие им 95% доверительные интервалы не перекрываются.

Проведенный анализ результатов исследований показал:

- оценки выпускников малокомплектных школ значимо отличаются от соответствующих оценок выпускников обычных школ;
- результаты ЕГЭ по русскому языку для выпускников различных групп различны, в то же время оценки по математике можно считать равными на заданном уровне значимости.

На следующем этапе было оценено влияние контекстных факторов (переменных) на оценку эффективности работы школ (оценки ЕГЭ по русскому языку и математике). Контекстные факторы, сгруппированные по различным основаниям (социально-экономические характеристики семей

школьников, материально-техническое обеспечение школ, характеристики педагогических кадров, общая информация об образовательной организации и пр.) Для оценки тесноты связи между случайными переменными X и Y в рамках линейного корреляционного анализа рассчитывался эмпирический коэффициент парных корреляций ρ_{xy} . Кроме того, были построены одномерная и многомерная регрессионные модели. Очевидно, что многомерная модель значительно корректнее описывает оценки ЕГЭ по русскому языку и математике, чем одномерная. Исключая последовательно менее значимые факторы, авторы получили модели, зависящие от трех-пяти переменных (для образовательных организаций различных типов населенных пунктов).

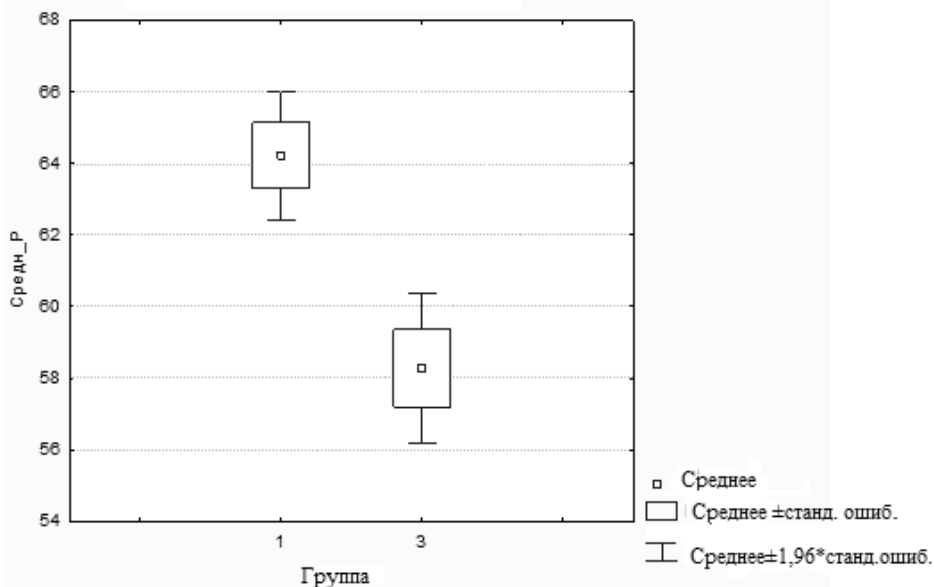


Рис. 1. Результаты ЕГЭ по русскому языку для городских и малокомплектных школ

Пример модели для школ города приведен в табл. 2.

Таблица 2

Характеристики многомерной регрессионной модели (школы города Томска области) для трех наиболее значимых переменных

Номер в таблице данных	N = 57	Результаты регрессионного анализа для зависимой переменной: Средн_Р $R = ,75859231$ $R^2 = ,57546229$ Adjusted $R^2 = ,55143185$ $F(3,53)=23,947$ $p < ,00000$ Std. Error of estimate: 4,6776					
		Beta	Std.Err. of Beta	B	Std.Err. of B	t(52)	p-level
	Intercept			59,712	2,22056	26,89041	0,000000
134	Доля детей, у которых оба родителя имеют высшее образование	0,485586	0,10447	15,068	3,24186	4,64788	0,000023
136	Доля детей, у которых один из родителей имеет высшее образование	0,183827	0,09097	8,622	4,26724	2,02055	0,048392
145	Доля школьников, состоящих на учете в КДН	-0,330754	0,10594	-111,27	35,6453	-3,1218	0,002909

Обозначения в табл. 2: N – объем выборки; R – коэффициент множественной корреляции; R^2 – коэффициент детерминации; adjusted R^2 – скорректированный коэффициент детерминации; F – критерий Фишера; p – вероятность нулевой гипотезы для F -критерия; *Standard error of estimate* – стандартная ошибка оценки (уравнения); *Intercept* – оценка свободного члена полученного уравнения регрессии; *Std. Err. of B* – стандартная ошибка оценки коэффициента; *Beta* – коэффициенты уравне-

ния регрессии; $t(52)$ – t -критерий для оценки коэффициента уравнения, где 52 – число степеней свободы в распределении Стьюдента; p -level – вероятность нулевой гипотезы для критерия Стьюдента.

Данные, приведенные в табл. 2, свидетельствуют не только о возможности описания связи образовательных результатов (баллов ЕГЭ) с приведенными в таблице факторами при помощи многомерной регрессионной модели, но и позволяют оценить качество этой модели. Кроме того, в таблице приведены полученные впервые для данной модели значения оценки качества коэффициентов уравнения регрессии. Таким образом, данные табл. 2 свидетельствуют о существовании линейной зависимости между результатами ЕГЭ и приведенными в таблице переменными, а также позволяют оценить: степень зависимости, качество модели в целом, качество каждого отдельного коэффициента уравнения регрессии в отдельности.

Промежуточные выводы:

1. Статистические исследования показали, что результаты городских и сельских школьников значимо различны и не подлежат прямому сопоставлению. Результаты ЕГЭ школьников из малых (до 70 тыс. населения) городов и крупных (более 500 тыс. населения) городов отличаются незначительно.

2. Исследования исходных данных в рамках линейного корреляционного анализа показали [11], что значимо отличны от нуля только 15–20 факторов (из ~ 180). Наиболее существенное влияние на образовательные результаты оказывают следующие факторы:

- Процент полных семей выпускников, обучающихся в данной ОО.
- Процент родителей, имеющих высшее образование среди обучающихся в данной ОО.
- Процент обучающихся, состоящих на различных формах учета (инспекции КДН и пр.).
- Процент участия обучающихся в олимпиадах (конкурсах) различного уровня.

3. Методами математической статистики подтверждена эффективность методики [3] по оценке влияния различных факторов на образовательные результаты школьников.

4. Проведенные исследования для четырех оценок качества обучения (по двум предметам базовые и средние оценки) показали несущественные различия между отдельными параметрами образовательных результатов. Это позволяет ограничиться исследованием только одних, например средних.

5. Для оценки качества регрессионной модели используется коэффициент детерминации. Линейная многомерная регрессионная модель оказалась более качественной, на что указывает более высокий коэффициент детерминации (около 58%), нежели одномерная (43, 5%). Но, тем не менее, очевидна необходимость дальнейшего исследования степени влияния отдельных факторов внутри различных групп школ (городских, сельских и пр.).

6. Неудовлетворенность качеством многомерной регрессионной модели (желательно, чтобы коэффициент детерминации был более 75%) требует дальнейших исследований. Одним из возможных путей исследований представляется применение методов многомерного факторного и кластерного анализа, построение нелинейных регрессионных моделей для повышения качества стохастической модели.

Для совершенствования образовательного процесса и повышения эффективности работы учреждений высшего профессионального образования (особенно реализующих программы бакалавриата, магистратуры и специалитета технической направленности) целесообразно учитывать результаты настоящего исследования.

При приеме абитуриентов на первый курс учреждений высшего профессионального образования необходимо учитывать территорию расположения образовательной организации, которую окончил абитуриент. Несмотря на то, что действующее законодательство не предполагает предпочтений выпускникам малокомплектных сельских школ при поступлении в вузы, представляется целесообразным внедрение моделей как дистанционной подготовки таких абитуриентов, так и разработка и внедрение системы помощи им в течение первых лет обучения.

В качестве таких мер целесообразно рекомендовать следующие:

– проведение дополнительных занятий с абитуриентами, выпускниками городских школ, набравшими по сумме трех вступительных испытаний (русский язык, математика, физика или информатика) не более 170 баллов, и зачисленными по конкурсу на первый курс направлений и специальностей технической направленности. Возможным и необходимым является проведение подобного рода занятий в период с 10 августа по 1 сентября. Данные занятия необходимы (на примере изучения авторами учебных планов технических специальностей радиотехнического факультета ТУСУРа) по следующим разделам математики – логарифмы, производные, тригонометрические уравнения и неравенства, геометрия (стереометрия), теория вероятностей; физики – динамика, кинематика,

электростатика, электричество и магнетизм; информатики – формирование алгоритмического мышления, представление данных в памяти ЭВМ. Для выпускников школ сельской местности, зачисленных на первый курс, подобные занятия необходимы при условии набора ими при поступлении не более 150 баллов.

Таким образом, с целью выравнивания знаний студентов первого курса, независимо от типа ОО предлагается следующее:

– смещение курса «Введение в специальность» на первые четыре-шесть недель первого семестра, выделение для данного курса в расписании отдельных дней занятий и проведение в такие дни не только лекционных занятий, но и экскурсий на действующие предприятия отрасли;

– формирование для студентов первого курса индивидуального плана выравнивания знаний и умений, используя результаты сдачи единого государственного экзамена. Использование детализированных результатов абитуриента (разложенных в разрезе кодификаторов элементов содержания и требований – сайт www.fipi.ru) позволит предельно точно сформулировать элементы содержания дисциплин, проблемных для каждого отдельного студента;

– прикрепление к каждому студенту-первокурснику куратора (отлично успевающего студента старшего курса, магистранта), в обязанности которого будет входить знакомство данного студента со студенческими конструкторскими бюро, группами проектного обучения, различными объединениями студентов, будет способствовать формированию представления об инженерной деятельности, будущей специальности и формировать положительную мотивацию на обучение и восходящую мобильность данного студента.

Литература

1. Болотов В.А. Информирование различных целевых групп как условие эффективного использования результатов оценки учебных достижения школьников [Электронный ресурс] / В.А. Болотов, И.А. Вальдман // Проблемы современного образования. – 2012. – № 6. – С. 187–202. – Режим доступа: http://www.pmedu.ru/res/2012_6_13.pdf

2. Болотов В.А. Условия эффективного использования результатов оценки образовательных достижений школьников / В.А. Болотов, И.А. Вальдман // Педагогика. – 2012. – №6. – С. 67–73.

3. Илюхин Б.В., Фоновые факторы, влияющие на результаты ЕГЭ / Б.В. Илюхин, В.В. Кашпур, М.В. Рачилина. – Томск: Дельтаплан, 2008. – 100 с.

4. Илюхин Б.В., Общественное участие в процедурах оценки качества образования как элемент открытости системы образования в целом // Открытость образования: разные взгляды – общие ценности: сб. материалов / Обществ. палата Рос. Федерации, Комиссия по развитию образования; Нац. исслед. ун-т «Высшая школа экономики», Ин-т образования. – М.: Изд. дом Высшей школы экономики, 2013. – С. 193–200.

5. Индикаторы оценки качества образования / М.Л. Агранович, П. Кондрашов // Директор школы. – 2007. – № 5. – С. 5–16. – (Образовательная политика).

6. Школы, эффективно работающие в сложных социальных контекстах / М.А. Пинская, С.Г. Косарецкий, И.Д. Фрумин // Вопросы образования. – 2011. – № 4. – С. 148–177.

7. Давыдова Е.А. Проектное обучение – парадигма элитного инженерного образования в России в условиях стратегии инновационного развития / Е.А. Давыдова, Р.В. Мещеряков, А.А. Шелупанов // Высшее образование сегодня. – 2006. – №8. – С. 9–15.

8. Илюхин Б.В. Оценка качества образования и принцип разумной достаточности // Народное образование. – 2012. – № 6. – С. 118–126.

9. Илюхин Б.В. Как построить систему оценки качества образования? / Б.В. Илюхин, П.И. Горлов // Журнал руководителя управления образованием. – 2012. – № 6. – С. 41–46.

10. Илюхин Б.В. Возможность использования ресурсов Центра оценки качества образования Томской области для создания элементов региональной системы оценки качества образования / Б.В. Илюхин, П.И. Горлов // Качество образования в Евразии. – 2013. – №1. – С. 123–135.

11. Илюхин Б.В. Влияние контекстных факторов на оценку эффективности работы школ Томской области / Б.В. Илюхин, Ю.Я. Кацман, А.В. Лепустин // Современные проблемы науки и образования. – 2014. – № 6. – URL: <http://www.science-education.ru/120-16117>.

Илюхин Борис Валентинович

Доцент каф. радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 42-63-27

Эл. почта: bvi@tusur.ru

Лепустин Алексей Владимирович

Ст. преподаватель каф. вычислительной техники (ВТ)

Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИТПУ)

Тел.: 8 (382-2) 42-63-27

Эл. почта: kim@ege.tomsk.ru

Кацман Юлий Янович

Доцент каф. ВТ НИТПУ

Тел.: 8 (382-2) 42-63-27

Эл. почта: katsman@tpu.ru

Iluchin B.V., Lepustin A.V., Kazman Yu.Ya.

The mathematical modeling of the impact of context factors on the educational level of high school graduates in the Russian Federation

The analysis of the unified state exam results of school graduates is an important issue in the view of the creation of the uniform educational system. The statistical analysis of the unified state exam results is proposed to form the additional studies in different education ways.

Keywords: modeling, testing, unified state exam, regression, institute of higher education.

**Требования к подготовке рукописей статей,
представляемых для публикации в журнале
«Доклады Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники»**

1. Оригинал на бумажном носителе должен полностью соответствовать электронному варианту.

2. Электронный вариант должен быть представлен в виде файла, названного по-русски фамилией первого автора, в формате **Word 2003**, предпочтительнее по электронной почте.

3. Текст статьи должен быть отпечатан без принудительных переносов через один интервал (множитель 1,05) шрифтом Times New Roman 10,5 кегля на одной стороне листа белой писчей бумаги формата А4 с полями шириной 25 мм, без помарок и вставок. Шаблон статьи размещен на сайте: http://tusur.ru/ru/science/tusur_reports_magazine/shablon-2012.dot. Размер статьи со всеми атрибутами должен быть, как правило, не более пяти страниц.

4. Одни и те же символы в тексте, формулах, таблицах и рисунках должны быть единообразными по написанию шрифтом Times New Roman. Русские, греческие символы и цифры всегда набираются прямым шрифтом, а переменные, обозначенные латинскими буквами, – курсивом, кроме слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул (const, input; $\sin x(t_1)$; U_{in} ; I_{BX} ; T_z ; β_1 ; H_2O , Adobe Acrobat, Cisco и т.д.); векторные величины – жирным, прямо (не курсив) – **A**, **M**, **β** .

5. Все употребляемые обозначения и сокращения должны быть пояснены.

6. Единицы измерения физических величин должны соответствовать Международной системе единиц (СИ).

7. Таблицы и рисунки должны иметь тематические заголовки (не повторяющие фразы-ссылки на них в тексте). (Рис. 1. Название рисунка; Таблица 1. Название таблицы). Большие блоки расшифровки условных обозначений лучше приводить в тексте. Подписи и надписи – Times New Roman, 10 пт. На все рисунки и таблицы должны быть ссылки в тексте (... на рис. 3, ... в табл. 2).

8. Рисунки и фотографии должны быть **черно-белыми**, четкими, контрастными, аккуратными, сгруппированными. Надписи на графиках и рисунках – так же как в тексте (не жирным), сетка – четко. Единицы измерения – на русском, через пробел (x , ГГц; 20 ГГц; U , град; 7 °C). Десятичные числа пишутся через запятую (не точку).

Рисунки могут быть выполнены в программах CorelDraw, Illustrator, Word, Visio и должны давать возможность внесения исправлений.

9. Иллюстрации, разрешением не менее 300 dpi, дублируются отдельными файлами. Если это невозможно, должны быть предоставлены оригиналы иллюстраций, пригодные для полиграфического исполнения. Масштаб изображения – наиболее мелкий (при условии читаемости).

10. Формулы должны быть набраны в формульном редакторе (Equation, MathType) программы Word.

11. На все источники, указанные в списке литературы, должны быть ссылки по тексту (нумерация в порядке упоминания, например, [1, 2], [5–7]). Описание источников должно соответствовать ГОСТ 7.1–2003 и ГОСТ Р 7.0.5–2008 и содержать всю необходимую для идентификации источника информацию, а именно: для *непериодических изданий* – фамилию и инициалы автора, полное название работы, место издания, название издательства, год издания, количество страниц; для *периодических изданий* – фамилию, инициалы автора, полное название работы, название журнала, год выпуска, том, номер, номера страниц.

12. Статья должна иметь (в порядке следования): УДК; И.О. Фамилии авторов; заглавие; аннотация (не реферат); ключевые слова; основной текст статьи; список библиографий под подзаголовком «Литература»; сведения об авторах; далее на английском языке: Фамилии авторов И.О., заглавие статьи, аннотацию, ключевые слова. Сведения об авторах включают в себя фамилию, имя, отчество, ученую степень, ученое звание, должность, место работы, телефон, электронный адрес (см. шаблон статьи на сайте).

Бумажный вариант рукописи статьи должен быть подписан авторами и иметь сопроводительное письмо на бланке организации (для сторонних авторов).

Плата за публикацию статей не взимается.

Материальные претензии авторов, связанные с распространением материалов их статей после опубликования, не принимаются.

Авторы несут полную ответственность за содержание статей и за последствия, связанные с их публикацией.

Примечание. Адрес для переписки: vnmas@main.tusur.ru. Тел.: +7-(382-2) 51-21-21.