

---

---

# ДОКЛАДЫ БГУИР

---

---

**Выходит два раза в квартал**

Научный журнал издается с января 2003 года

**Главный редактор М.П. Батура**

**Редакционная коллегия:**

**А.П. Кузнецов** (зам. главного редактора),  
**Л.М. Лыньков** (зам. главного редактора),

**Т.В. Борботько** (ответственный секретарь),  
**В.Е. Борисенко, С.Е. Карпович, Н.Т. Квасов, В.К. Конопелько,**  
**А.А. Кураев, В.А. Лабунов, В.В. Муравьев, Р.Х. Садыхов**

**Редакционный совет:**

**И.И. Абрамов, В.Е. Агабеков, В.В. Баранов, А.И. Белоус, И.В. Боднар, С.В. Бордусов,**  
**С.В. Гапоненко, В.В. Голенков, В.Ф. Голиков, А.Л. Гурский, Л.И. Гурский, А.П. Достанко,**  
**В.А. Емельянов, И.Е. Зуйков, В.М. Колешко, Ф.Ф. Комаров, Ф.П. Коршунов, С.П. Кундас,**  
**В.А. Куренев, В.И. Курмашев, Н.И. Листопад, С.В. Лукьянец, В.Е. Матюшков, Л.И. Минченко,**  
**Ф.И. Пантелеенко, А.А. Петровский, В.А. Пилипенко, С.Л. Прищепа, А.М. Русецкий, В.А. Сокол,**  
**Н.К. Толочко, А.А. Хмыль, В.В. Цегельник, В.А. Чердынцев, Г.П. Яблонский, В.Н. Ярмолик**

*АДРЕС РЕДАКЦИИ:*

220013, Минск, ул. П. Бровки, б, к. 326

293-88-41

doklady@bsuir.by

www.doklady.bsuir.by

## СОДЕРЖАНИЕ

### *ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА*

<b>Журавлёв А.А., Цветков В.Ю.</b> Кадровая компенсация движения видеокамеры на основе фотоплана .....	5
<b>Малевич И.Ю., Каленкович Е.Н., Крючков М.И.</b> Усилительный модуль активной антенны для приема сигналов спутниковых навигационных систем NAVSTAR и ГЛОНАСС .....	11
<b>Listopad N.I., Hayder A.A.</b> Optimal routing: quality of service .....	17
<b>Гурский Л.И., Мацуткевич Я., Сарасеко М.Н., Поддубская О.Г., Петров А.В., Каланда Н.А., Климза А.А., Игнатенко О.В., Киреев П.Н.</b> Оптимизация условий синтеза композитов цирконата-титаната свинца бария, содержащих атомы металлов, и их диэлектрические свойства.....	22
<b>Гулаков И.Р., Зеневич А.О., Тимофеев А.М.</b> Пропускная способность оптического волокна квантовой системы связи .....	28
<b>Давыдов И.Г., Мигалевич С.А., Васюкевич С.Ю., Цурко А.В.</b> Оценка применимости датчиков виброускорения, встроенных в современные мобильные платформы, для задач вибрационной диагностики промышленного оборудования .....	34

<b>Рыбак В.А., Сулайман Х.М.</b> Обучение нейронной сети для поддержки принятия решений на валютном рынке.....	39
<b>Рудикова Л.В.</b> Разработка программного визуализатора спектров для поддержки лазерной экспрессной экспертизы.....	46
<b>Киселев М.Г., Осипов А.Н., Лабунь Е.И.</b> Влияние направления сообщаемых электроду колебаний на характер модуляции электростимуляционных токов.....	53
<b>Жабинский А.В.</b> Метод распознавания эмоций на основе модели распределения ключевых расстояний.....	59
<b>Шведова О.А., Шмарловский А.С., Марков А.В., Тарасевич Т.В.</b> Алгоритмы подавления колебаний грузов подъемно-транспортных механизмов с использованием нечеткой логики функционирования.....	65
<b>Петровский Н.А.</b> Оптимальное распределение бит в параунитарном субполосном кодере изображений на основе алгебры кватернионов.....	72
<b>Горшков С.А., Буйлов Е.Н.</b> Математическая модель мешающих отражений для моноимпульсного амплитудного пеленгатора.....	78
<i>КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ</i>	
<b>Кураев А.А.</b> Коррекция уравнений возбуждения полых волноводов.....	85
<b>Махмуд М.Ш., Белоусова Е.С., Казека А.А., Прудник А.М.</b> Отделочный материал на основе шунгита для защиты биологических объектов от электромагнитных полей.....	89
<b>Кириллов В.И., Коврига Е.А.</b> Оптимальные направления развития цифровых сетей кабельного телевидения.....	93

Учредитель: учреждение образования  
"Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники"

Редактор Т. В. МИРОНЕНКО  
Компьютерный дизайн и верстка О. В. БОЙПРАВ

---

Подписано в печать 11.02.2014. Формат 60×84 1/8. Гарнитура "Таймс". Бумага офсетная.  
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 11,39. Уч.-изд. л. 9,4. Тираж 100 экз. Заказ 37.  
Индекс для индивидуальной подписки 00787.  
Индекс для ведомственной подписки 007872.

---

Отпечатано в БГУИР. ЛП № 02330/0494175 от 03.04.2009. 220013, г. Минск, ул. П. Бровки, 6.

Издатель: учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».  
Свидетельство о государственной регистрации средства массовой информации № 1087 от 23.01.2010.

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2014

---

---

# DOKLADY BGUIR

---

---

**Published twice quarterly**

The journal has been published since January, 2003

**Editor-In-Chief M.P. Batura**

*ADDRESS OF EDITORIAL OFFICE*

220013, Minsk, P. Brovka Str., 6, Room 326

293-88-41

doklady@bsuir.by

www.doklady.bsuir.by

## CONTENTS

### *ELECTRONICS, RADIOPHYSICS, RADIOENGINEERING, INFORMATICS*

<b>Zhuravlyov A.A., Tsviatkou V. Yu.</b> Frame compensation of camera motion based on photoplan .....	5
<b>Malevich I.Yu., Kalenkovich E.N., Kruchkov M.I.</b> The amplifier module of active antenna for receiving signals satellite navigation systems NAVSTAR and GLONASS .....	11
<b>Listopad N.I., Hayder A.A.</b> Optimal routing: quality of service .....	17
<b>Gurskii L.I., Macutkevic J., Saraseko M.N., Poddubskaya A.G., Petrov A.V., Kalanda N.A., Klimsa A.A., Ignatenko O.V., Kireev P.N.</b> Optimization of synthesis conditions of lead-barium titanate-zirconate composites containing metal atoms and their dielectric properties .....	22
<b>Gulakov I.R., Zenevich A.O., Timofeev A.M.</b> Data throughput of optic fiberin quantum communications system .....	28
<b>Davydov I.G., Migalevich S.A., Vasiukevich S.U., Tsurko A.V.</b> Modern mobile accelerometers application abilities and limitations for the sake of vibration processing in machinery .....	34
<b>Rybak V.A., Sulaiman H.M.</b> Neural network training to support decision making on forex market .....	39
<b>Rudikova L.V.</b> Software spectra visualizer to supportan express laser expertise .....	46
<b>Kiselev M.G., Osipov A.N., Labun E.I.</b> Effect of auxiliary vibration influence on electro stimulation procedure efficiency .....	53
<b>Zhabinski A.V.</b> Method of emotion recognition using model of key distance distribution .....	59
<b>Shvedova O.A., Shmarlouski A.S., Markov A.V., Tarasevich T.V.</b> Anti-sway control of hoisting-and-transport mechanism using fuzzy algorithm .....	65
<b>Petrovsky N.A.</b> Optimal bit allocation in the paraunitary subband image coder based on the quaternion algebra .....	72

<b>Gorshkov S.A., Builov E.N.</b> Mathematical model of stirring reflections for the monopulse peak direction finder.....	78
---	----

*SHORT NOTES*

<b>Kurayev A.A.</b> Correction of the excitation equations for hollow waveguides .....	85
<b>Mahmood M.Sh., Belousova E.S., Kazeka A.A., Prudnik A.M.</b> Shielding properties of schungite-based finishing agents for providing of electromagnetic protection .....	89
<b>Kirillov V.I., Kauryha K.A.</b> Optimal directions of the cable television digital networks development..	93

УДК 621.391

## КАДРОВАЯ КОМПЕНСАЦИЯ ДВИЖЕНИЯ ВИДЕОКАМЕРЫ НА ОСНОВЕ ФОТОПЛАНА

А.А. ЖУРАВЛЕВ, В.Ю. ЦВЕТКОВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 16 июля 2013

Предложен метод кадровой компенсации движения видеокамеры по фотоплану для сжатия аэрокосмических изображений в системах циклического видеомониторинга наземных объектов с использованием летательных аппаратов, основанный на замещении аэрокосмических изображений фрагментами фотоплана, и позволяющий за счет этого повысить коэффициент их сжатия.

*Ключевые слова:* кадровая компенсация движения, сжатие аэрокосмических изображений.

### Введение

Видеомониторинг наземных объектов с применением летательных аппаратов различного типа является эффективным средством обеспечения безопасности. При патрулировании транспортных магистралей (нефти и газопроводов, автомобильных и железных дорог), периметров объектов и государственных границ видеомониторинг с применением летательных аппаратов носит циклический характер – траектория летательного аппарата постоянна и получаемые с его борта аэрокосмические изображения в большей части повторяют полученные ранее. В таких условиях известные методы сжатия видеоданных, основанные на независимом кодировании кадров (MJPEG, MJPEG 2000) [1], кодировании кадровой разности (Сinерак, H.263) [2] и блочной компенсации движения (MPEG-2, MPEG-4, H.264) [3], не эффективны. Они не учитывают априорную видеоинформацию о зоне наблюдения, накапливаемую за предыдущие циклы мониторинга, и не позволяют достичь высоких коэффициентов сжатия без существенного ухудшения качества изображений. Возможность повышения эффективности сжатия аэрокосмических изображений в условиях циклического видеомониторинга заключается в использовании компенсации движения видеокамеры по фотоплану – изображению зоны видеомониторинга, сформированному вдоль траектории полета летательного аппарата за предыдущие циклы видеомониторинга.

Целью работы является разработка метода компенсации движения видеокамеры по фотоплану для сжатия аэрокосмических изображений в системах циклического видеомониторинга.

### Метод кадровой компенсации движения видеокамеры по фотоплану

Для сжатия аэрокосмических изображений в условиях циклического видеомониторинга с использованием летательных аппаратов, осуществляющих патрулирование наземных объектов по постоянной траектории, предлагается метод кадровой компенсации движения видеокамеры на основе фотоплана. Сущность метода состоит в поиске фрагмента фотоплана, соответствующего прогнозируемому кадру, и использовании координат этого фрагмента и коэффициентов гомографии для формирования прогнозного кадра, замещающего прогнозируемый кадр.

Алгоритм кадровой компенсации движения видеокамеры состоит из следующих шагов.

1. Формирование библиотеки фотопланов. Библиотека  $\{P(s, w, t)\}_{(s=0, S-1, w=0, W-1, t=0, T-1)}$  фотопланов формируется на основе кадров видеопоследовательностей, полученных ранее с борта летательного аппарата, при положении оптической оси видеокамеры, примерно перпендикулярном вектору ее перемещения (рис. 1), где  $P(s, w, t) = \|p(y, x, s, w, t)\|_{(y=0, Y_p-1, x=0, X_p-1)}$  – фотоплан;  $Y_p, X_p$  – размеры фотоплана по вертикали и горизонтали;  $S, W, T$  – индексы, учитывающие сезонность фотоплана (по месяцам), погодные условия (ясно, облачно, осадки) и время суток (утро, день, вечер, ночь) соответственно. Библиотека фотопланов загружается в память кодера и декодера. Если траектория перемещения летательного аппарата нелинейная, библиотека фотопланов может быть сегментирована так, чтобы каждый сегмент соответствовал линейному участку траектории, включая точки ее изменения. Каждому сегменту могут быть поставлены в соответствие координаты местоположения летательного аппарата. Для формирования фотоплана могут использоваться известные методы поиска соответствия изображений, например RANSAC [4]. Для построения качественных панорам кадры видеопоследовательностей подвергаются нормализации по яркости и геометрической коррекции с учетом аберраций оптической системы видеокамеры.

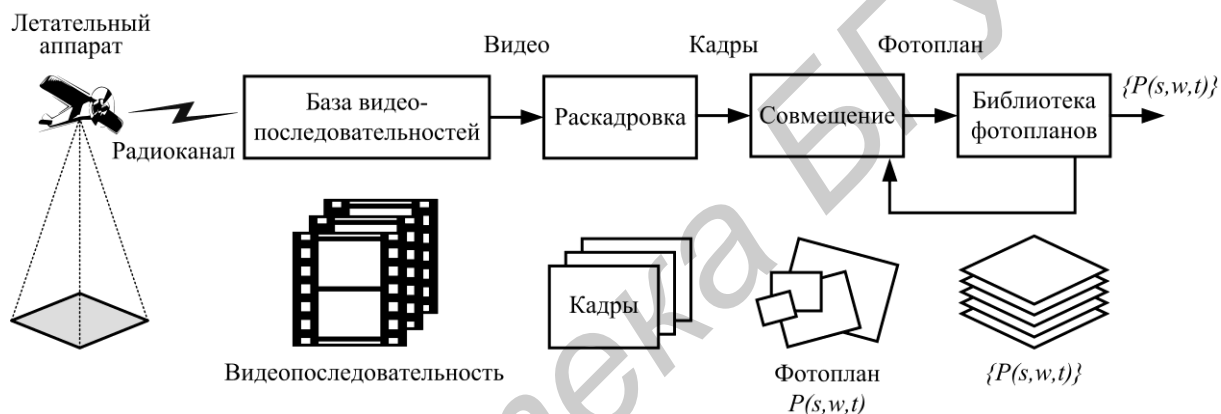


Рис. 1. Формирование библиотеки фотопланов

2. Формирование библиотеки реперных образов фотопланов. Библиотека  $\{R_p(s, w, t)\}_{(s=0, S-1, w=0, W-1, t=0, T-1)}$  реперных образов формируется на основе библиотеки  $\{P(s, w, t)\}_{(s=0, S-1, w=0, W-1, t=0, T-1)}$  фотопланов в результате выделения, локализации и параметризации реперов (рис. 2), где  $R_p(s, w, t) = \|r_p(n, s, w, t)\|_{(n=0, N(s, w, t)-1)}$  – реперный образ, полученный из фотоплана  $P(s, w, t)$ ;  $N(s, w, t)$  – число реперов в образе  $R_p(s, w, t)$ ;  $r_p(n, s, w, t) = \{y_p(n, s, w, t), x_p(n, s, w, t), D_p(n, s, w, t)\}$  – репер, состоящий из трех элементов:  $y_p(n, s, w, t), x_p(n, s, w, t)$  – координат местоположения репера на фотоплане  $P(s, w, t)$  и  $D_p(n, s, w, t) = \|d_p(l, n, s, w, t)\|_{(l=0, L_D-1)}$  – идентификатора;  $L_D$  – число параметров в идентификаторе (длина идентификатора). Библиотека реперных образов фотопланов загружается в память кодера и декодера. Она может быть сегментирована в случае нелинейной траектории перемещения летательного аппарата. Для выделения, локализации и параметризации реперов могут использоваться такие известные методы, как SIFT [5] и SURF [6].



Рис. 2. Формирование библиотеки реперных образов фотопланов

3. Начало цикла кадровой компенсации движения видеокамеры.

Формирование реперного образа прогнозируемого кадра. Реперный образ  $R_F(k) = \|r_F(n, k)\|_{(n=0, N_F(k)-1)}$  прогнозируемого кадра  $F(k) = \|f(y, x, k)\|_{(y=0, Y-1, x=0, X-1)}$  формируется в результате выделения, локализации и параметризации реперов на прогнозируемом кадре  $F(k)$  (рис. 3), где  $Y, X$  – размеры прогнозируемого кадра по вертикали и горизонтали;  $k$  – номер реперного образа и соответствующего прогнозируемого кадра;  $N_F(k)$  – число реперов, выделенных на прогнозируемом кадре;  $r_F(n, k) = \{y_F(n, k), x_F(n, k), D_F(n, k)\}$  – репер, состоящий из трех элементов:  $y_F(n, k), x_F(n, k)$  – координат местоположения репера на прогнозируемом кадре  $F(k)$  и  $D_F(n, k) = \|d_F(l, n, k)\|_{(l=0, L_D-1)}$  – идентификатора. На данном шаге должен использоваться такой же метод выделения, локализации и параметризации реперов, как при формировании библиотеки  $\{R_P(s, w, t)\}_{(s=0, S-1, w=0, W-1, t=0, T-1)}$  реперных образов фотопланов. Для формирования качественных реперных образов прогнозируемые кадры подвергаются геометрической коррекции с учетом aberrаций оптической системы видеокамеры.

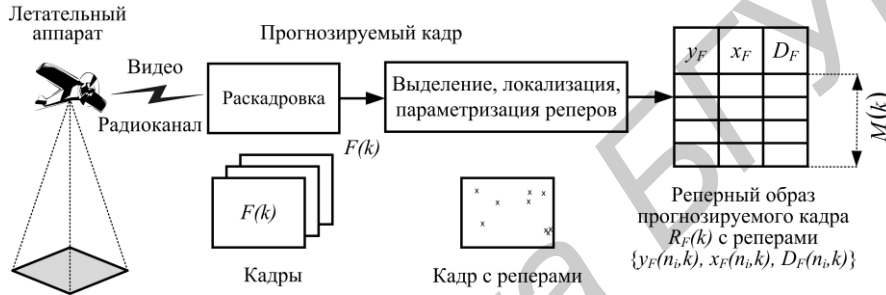


Рис. 3. Формирование реперного образа прогнозируемого кадра

4. Поиск фрагмента фотоплана, соответствующего прогнозируемому кадру. Осуществляется сопоставление реперного образа  $R_F(k)$  прогнозируемого кадра с библиотекой  $\{R_P(s, w, t)\}_{(s=0, S-1, w=0, W-1, t=0, T-1)}$  реперных образов фотопланов. Для сопоставления могут использоваться любые известные методы поиска соответствия изображений, например RANSAC [4]. Для сужения области поиска и повышения за счет этого быстродействия и уменьшения вероятности ошибки сопоставления необходимо предварительное примерное позиционирование прогнозируемого кадра относительно фотоплана на основе координат местоположения летательного аппарата, а также учет сезонности ( $s$ ), погодных условий ( $w$ ) и времени суток ( $t$ ). Вероятность ошибки позиционирования прогнозируемого кадра относительно фотоплана может быть уменьшена за счет учета положения видеокамеры и соответствующих геометрических предсказаний прогнозируемого кадра. В результате выполнения данного шага выделяются 4 репера  $\{r_F(n_i, k)\}_{(i=0,3)}$  на прогнозируемом кадре  $F_i(k)$  и 4 соответствующих им репера  $\{r_P(n_i, s, w, t)\}_{(i=0,3)}$  на фотоплане  $P(s, w, t)$ . Для идентификаторов соответствующих реперов выполняется условие

$$d_F(l, n_i, k) \approx d_P(l, n_i, s, w, t) \quad (1)$$

при  $i = 0, 3, l = 0, L_D - 1$ .

5. Формирование прогнозного кадра. На фотоплане  $P(s, w, t)$  выделяется фрагмент  $P_F(s, w, t)$ , соответствующий четверке реперов  $\{r_P(n_i, s, w, t)\}_{(i=0,3)}$ . На основе выделенного фрагмента  $P_F(s, w, t)$  формируется прогнозный кадр  $F'(k) = \|f'(y, x, k)\|_{(y=0, Y-1, x=0, X-1)}$  в соответствии с выражением

$$F'(k) = \Phi_H(P_F(s, w, t)), \quad (2)$$

где  $\Phi_H$  – геометрическое преобразование на основе матрицы гомографии [7];

$$H = \begin{vmatrix} h_1 & h_2 & h_3 \\ h_4 & h_5 & h_6 \\ h_7 & h_8 & h_9 \end{vmatrix},$$

коэффициенты которой вычисляются на основе координат реперов

$$\{y_F(n_i, k), x_F(n_i, k)\}_{(i=\overline{0,3})} \text{ и } \{y_P(n_i, s, w, t), x_P(n_i, s, w, t)\}_{(i=\overline{0,3})}.$$

6. Яркостная коррекция прогнозного кадра. Вычисляются значения средней яркости  $f_M(k)$  и  $f'_M(k)$  прогнозируемого  $F(k)$  и прогнозного  $F'(k)$  кадров соответственно с помощью выражений

$$f_M(k) = \sum_{y=0}^{Y-1} \sum_{x=0}^{X-1} f(y, x, k) / (Y X), \quad (3)$$

$$f'_M(k) = \sum_{y=0}^{Y-1} \sum_{x=0}^{X-1} f'(y, x, k) / (Y X). \quad (4)$$

На основе соотношения значений средней яркости  $f_M(k)$  и  $f'_M(k)$  вычисляется корректирующий коэффициент  $\delta_f(k)$  с помощью выражения

$$\delta_f(k) = f_M(k) / f'_M(k). \quad (5)$$

На основе прогнозного кадра  $F'(k)$  и корректирующего коэффициента  $\delta_f(k)$  формируется скорректированный по яркости прогнозный кадр  $\hat{F}(k) = \|\hat{f}(y, x, k)\|_{(y=\overline{0, Y-1}, x=\overline{0, X-1})}$ , значения пикселей которого вычисляются с помощью выражения

$$\hat{f}(y, x, k) = [\delta_f f'(y, x, k)], \text{ при } y = \overline{0, Y-1}, x = \overline{0, X-1}, \quad (6)$$

где  $[\cdot]$  – операция округления до ближайшего целого значения.

### Оценка эффективности кадровой компенсации движения видеокамеры по фотоплану

Оценка эффективности кадровой компенсации движения видеокамеры произведена на основе среднеквадратической ошибки предсказания прогнозируемого кадра и времени формирования прогнозного кадра, характеризующего вычислительную сложность предсказания, в сравнении с блочной компенсацией движения. На рис. 4 представлены прогнозируемый кадр и соответствующие ему опорный кадр, используемый для блочной компенсации движения, и фрагмент фотоплана, используемый для кадровой компенсации движения. Прогнозируемый кадр отличается от опорного сдвигом примерно на 20 % с поворотом на 15 градусов и незначительным изменением масштаба.

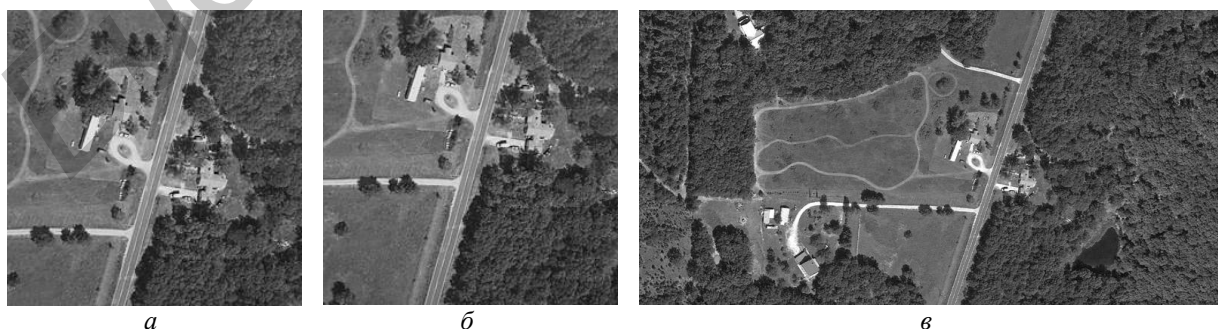


Рис. 4. Тестовые изображения: *a* – прогнозируемый кадр; *б* – опорный кадр; *в* – фрагмент фотоплана

На рис. 5 представлены прогнозные кадры, сформированные с помощью кадровой и блочной компенсации движения. Для ускорения поиска фрагмента фотоплана, соответствующего прогнозируемому кадру, при кадровой компенсации движения



использованы данные телеметрии летательного аппарата, позволяющие предварительно позиционировать, ориентировать и масштабировать фотоплан относительно прогнозируемого кадра. Для окончательного сопоставления фотоплана с прогнозируемым кадром и выделения соответствующего фрагмента фотоплана использованы методы SURF [6] и RANSAC [4]. Для блочной компенсации движения использован трехшаговый алгоритм поиска.

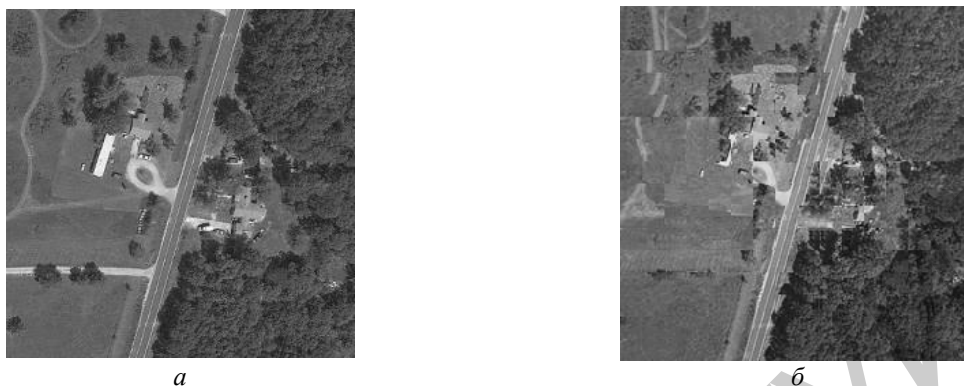


Рис. 5. Прогнозные кадры, полученные с помощью компенсации движения: *a* – кадровой; *б* – блочной

Из рис. 5 следует, что прогнозный кадр, полученный с помощью блочной компенсации движения, имеет существенные искажения. Среднеквадратическая ошибка предсказания для прогнозных кадров, представленных на рис. 5 и полученных с помощью кадровой и блочной компенсации движения, составляет 361 и 1936 соответственно. Уменьшение ошибки предсказания положительно сказывается на характеристиках сжатия видеоданных, так как приводит к уменьшению разности прогнозируемого и прогнозного кадров и позволяет более компактно ее представить в результате квантования и кодирования. Повышение качества предсказания на основе кадровой компенсации движения в 5,3 раза по отношению к блочной достигается за счет роста вычислительной сложности. Экспериментально установлено, что кадровая компенсация движения требует в 3,4 раза больше времени, чем блочная. При этом, однако, проигрыш в быстродействии кадровой компенсации движения по сравнению с блочной меньше выигрыша в качестве, что говорит, в целом, об эффективности предложенного метода.

### Заключение

Предложен метод кадровой компенсации движения видеокамеры на основе фотоплана для сжатия аэрокосмических изображений в системе циклического видеомониторинга наземных объектов. Сущность метода состоит в поиске фрагмента фотоплана, соответствующего прогнозируемому кадру, и использовании координат этого фрагмента и коэффициентов гомографии для формирования прогнозного кадра, замещающего прогнозируемый кадр. Показано, что предложенный метод кадровой компенсации движения обеспечивает по сравнению с блочной компенсацией движения повышение качества предсказания прогнозируемого изображения за счет увеличения вычислительной сложности. Установлено, что проигрыш в быстродействии кадровой компенсации движения по сравнению с блочной меньше выигрыша в качестве.

## FRAME COMPENSATION OF CAMERA MOTION BASED ON PHOTOPLAN

A.A. ZHURAVLYOV, V. Yu. TSVIATKOU

### Abstract

A method for the frame compensation of camera motion using a photoplan is proposed. The method is based on replacing the aerospace image of photoplan fragment and will thereby increase the compression rate. This method is used for compressing aerospace images in cyclic video monitoring systems terrestrial objects using aircraft.

### Список литературы

1. *Ghanbari M, Faraday M.* Standard codecs-image compression to advanced video coding. United Kingdom, 2003.
2. *Cote G.* // IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology. 1998. Vol. 8, № 7. P. 849–866.
3. *Iain R.* H.264 and MPEG-4 Video Compression and Video Coding for Next-generation Multimedia. United Kingdom, 2003.
4. *Hartley R., Zisserman A.* Multiple view geometry in computer vision. Cambridge, 2003.
5. *Lowe D.G.* // International Journal of Computer Vision. 2004. Vol. 60, № 2. P. 91–110.
6. *Bay H.* // Computer Vision and Image Understanding. 2008. Vol. 110, № 3. P. 346–359.
7. *Cyganek B., Siebert J.P.* An introduction to 3D computer vision techniques and algorithms New York, 2009.

УДК 621.375.029

## УСИЛИТЕЛЬНЫЙ МОДУЛЬ АКТИВНОЙ АНТЕННЫ ДЛЯ ПРИЕМА СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ NAVSTAR И ГЛОНАСС

И.Ю. МАЛЕВИЧ, Е.Н. КАЛЕНКОВИЧ, М.И. КРЮЧКОВ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь*

*Поступила в редакцию 9 сентября 2013*

Приведены результаты разработки и лабораторных испытаний технологичного маломощного транзисторного усилительного модуля с питанием по радиочастотному кабелю для активной приемной антенны спутниковых систем навигации NAVSTAR и ГЛОНАСС.

*Ключевые слова:* маломощный усилитель, активная антенна, прием сигналов спутниковых навигационных систем NAVSTAR и ГЛОНАСС.

### Введение

Актуальность задачи разработки новых конструкций и оборудования для приема NAVSTAR и ГЛОНАСС сигналов определяется высокой востребованностью таких систем. Активная антенна, представляющая комбинацию антенного элемента и усилительного модуля, является первым элементом в радиочастотном тракте приема NAVSTAR и ГЛОНАСС сигналов, поэтому ее характеристики в значительной мере определяют надежность работы аппаратуры потребителей. Высокая чувствительность, большой динамический диапазон, низковольтное питание по радиочастотному кабелю формируют особые подходы к построению маломощных усилительных модулей (МУМ) активных антенн для приема сигналов спутниковых систем навигации.

В подавляющем большинстве конструкций вопрос практической реализации усилительного модуля активной антенны для приема NAVSTAR и ГЛОНАСС сигналов решается посредством использования интегральных усилителей [1–3]. Однако такой подход формирует исключительную зависимость проектных решений от производителей и поставщиков соответствующих комплектующих изделий. Сложно также планировать долгосрочную перспективу выпуска изделия. Изменение корпусного исполнения интегрального модуля тоже создает серьезные трудности, поскольку требуется переработка топологии изделия. Кроме этого, тенденции микроминиатюризации интегральных усилителей для масштабирования сигналов спутниковых систем навигации (например, 6-выводной корпус ВГУ7007 имеет размеры 1,45×1,0×0,5 мм [4], а корпус МАХ2687 – 0,86×0,86×0,65 мм [5]), препятствуют возможностям лабораторного макетирования, оптимизации режимов работы модулей и отработки новых технических решений устройства.

Одним из подходов, решающих задачу разработки новых конструкций усилительных модулей активных антенн для приема NAVSTAR и ГЛОНАСС сигналов, является схемотехнический синтез в базисе транзисторных структур.

## Особенности функционирования усилительного модуля в составе активной антенны для приема сигналов спутниковых систем навигации

Структура активной антенны для приема NAVSTAR и ГЛОНАСС сигналов представляет цепочечное соединение принимающего спирального либо микрополоскового на керамической подложке антенного элемента, ПАВ-фильтра (либо фильтров), осуществляющего предварительную селекцию сигналов навигационных спутников, и широкополосного малошумящего усилительного модуля. Питание МУМ и активных цепей управления режимами работы антенны производится по радиочастотному кабелю от унифицированного источника напряжением 2,5...3,3 В, расположенного в приемнике сигналов спутниковых радионавигационных систем (рис. 1).

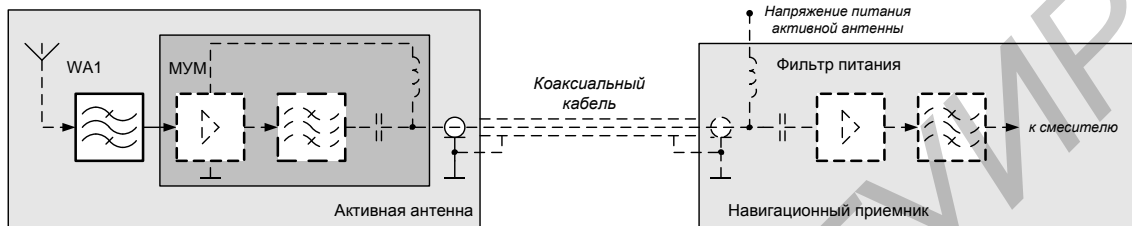


Рис. 1. Система усилительного модуля активной антенны

Усилительные модули современных активных антенн обычно работают в тракте с волновым сопротивлением 50 Ом и обеспечивают в рабочем диапазоне частот 1570...1625 МГц коэффициент усиления порядка 20...30 дБ и коэффициент шума не более 2,5 дБ [6].

В дополнение к этому, производители малошумящих усилителей заявляют о дополнительных функциях. Так, например, NXP Semiconductors выпускает на базе технологии SiGe:C малошумящие усилители семейства NXP BGU700x с возможностью адаптивного смещения, позволяющего за счет увеличения тока улучшать параметр  $IP3$  на 10 дБ для помех с уровнями от -40 дБм до -20 дБм, и компенсировать таким образом влияние мощных сигналов передатчиков сотовой связи, интерфейса Bluetooth и беспроводных сетей гарантируя при этом наилучший прием слабых сигналов спутниковой навигации (коэффициент шума остается ниже 1 дБ) [4]. Отмечается также, что для создания конечного изделия каждому устройству серии BGU700x/BGU8007 требуется только одна индуктивность для согласования входного сигнала и один конденсатор для развязки питания. Малошумящие усилители фирмы MAXIM, спроектированные по улучшенному MAXIM SiGe процессу, обладают функцией отключения модуля, что позволяет уменьшить ток потребления устройства до величин, менее 10 мкА [5].

Однако такие функции интегральных усилителей в полной мере реализуются только при комплексировании с патч-антеннами. При разработке выносных активных антенн система питания по радиочастотному кабелю значительно усложняет конструкцию. Также затрудняется либо становится вовсе невозможным управление режимами работы интегральной структуры.

### Схемотехнический синтез усилительного модуля в базе транзисторных структур

Проблема синтеза технического решения МУМ для активной антенны, принимающей сигналы спутниковых систем навигации, заключается в поиске компромиссного решения с точки зрения выполнения требований по назначению и возможностью современной элементной базы обеспечить заданные технические характеристики устройства. Немаловажное значение имеют стоимость и технологичность изделия.

Ключевой характеристикой усилительного модуля является динамический диапазон в рабочем диапазоне частот, оцениваемый точкой компрессии ( $P_{-1дБ}$ ) не ниже -20 дБм и коэффициентом шума ( $NF$ ) не выше 2,5 дБ.

На рис. 2 приведены возможные схемотехнические решения усилительного модуля с фидерным питанием, которые могут быть применимы в качестве базовых. Каждая из них выполнена на биполярных транзисторах с граничной частотой 8...14 ГГц, что обеспечивает упрощенное схемно-топологическое исполнение модулей, гарантирует значение коэффициента шума не выше 2,5 дБ и высокую воспроизводимость характеристик усилителей.

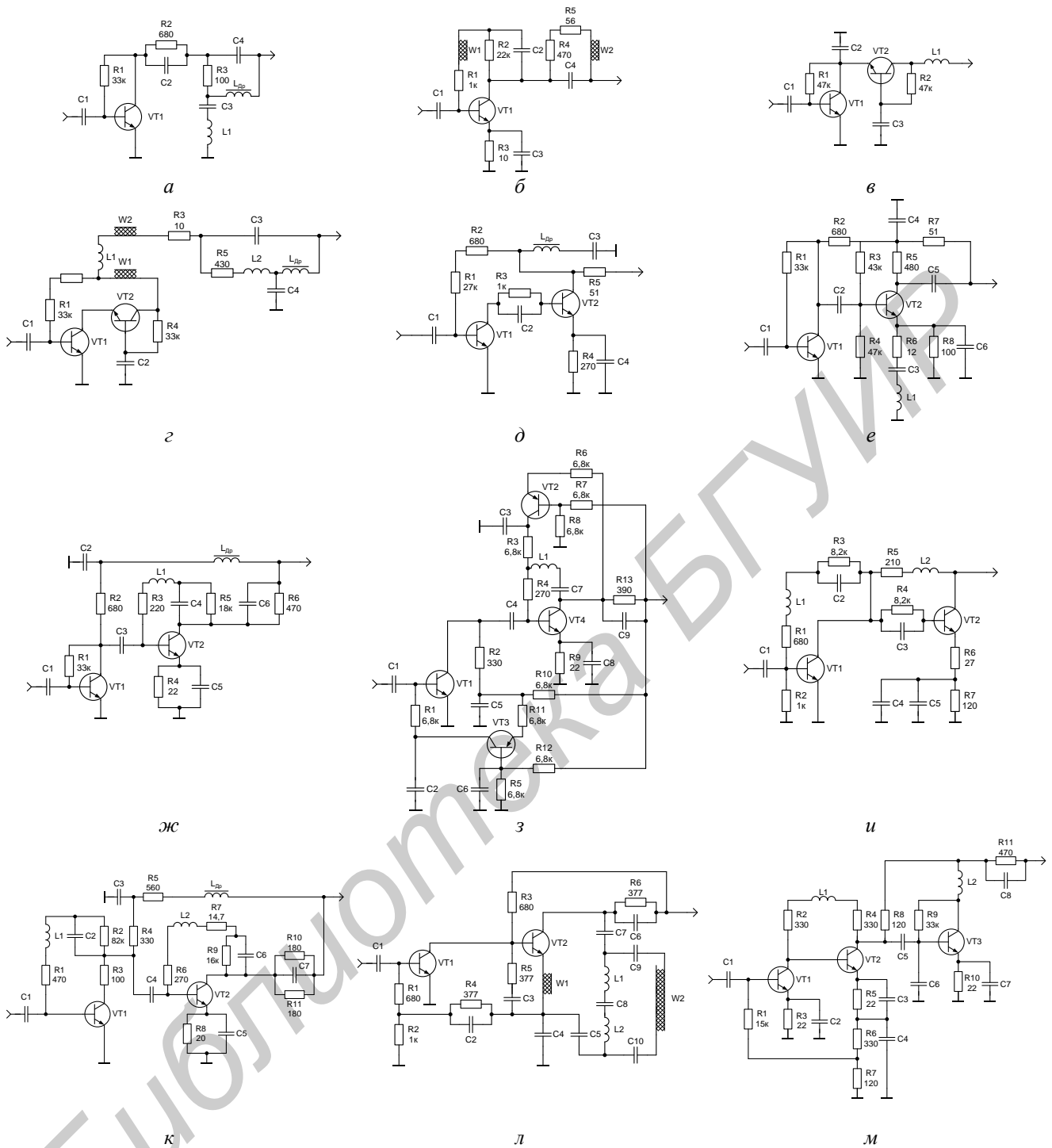


Рис. 2. Схмотехнические решения усилительных модулей с фидерным питанием

Схемы с одиночным транзистором VT1 (рис. 2, а, б) способны обеспечить коэффициент усиления 8...12 дБ. При этом согласование с трактом в полосе рабочих частот во входном сечении производится посредством оптимизации режима по постоянному току, а в выходном – посредством корректирующих цепочек. Каскадное соединение транзисторов VT1 и VT2 (рис. 2, в, з) обеспечивает высокую однонаправленность активной ячейки и позволяет получить большую широкополосность модуля вследствие уменьшения влияния эффекта Миллера. Здесь коэффициент передачи (15...22 дБ) и присоединительные параметры схемы задаются режимно фиксированным током базы. Передаточная характеристика модуля в области высоких частот регулируется индуктивностью L1. Коэффициент шума не превышает 1,7 дБ, точка компрессии –25...–22 дБм.

В схемах с последовательным соединением аperiodических каскадов на транзисторах VT1 и VT2, включенных с общим эмиттером (рис. 2, *д, е*), активная ячейка позволяет реализовать коэффициент усиления до 25 дБ, коэффициент шума на уровне 1,5...1,8 дБ и  $P_{-1дБ} = -27...-20$  дБм. Структура модуля с двумя ступенями усиления дает возможность обеспечить раздельную покаскадную оптимизацию передаточных характеристик, режимов согласования и параметров динамического диапазона звеньев активной ячейки.

В схемах рис. 2, *ж, з* использование в качестве выходного каскада структуры с последовательно-параллельной комплексной обратной связью позволяет стабилизировать коэффициент передачи усилительного модуля в широком частотном диапазоне на уровне 20...30 дБ. Каскады развязаны по постоянному току за счет системы раздельного питания VT1 и VT2.

Активная ячейка с цепочечным соединением согласованных каскадов (рис. 2, *и, к*), выполненных на транзисторах VT1 и VT2, охваченных местными комплексными комбинированными обратными связями, обеспечивает широкополосную стабилизацию функционально-энергетических характеристик усилительного модуля в диапазоне 1,5...2 декады, коэффициент шума на уровне 1,8...2,5 дБ и  $P_{-1дБ}$  не ниже  $-17...-12$  дБм.

Использование общей параллельной обратной связи по току, охватывающей два каскада (рис. 2, *л, м*), позволяет существенно улучшить стабильность режимов работы VT1 и VT2 по постоянному току, понизив при этом коэффициент шума структуры до 1,5...1,8 дБ и сохранив высокое значение  $P_{-1дБ}$  на уровне  $-17...-10$  дБм.

Сравнительный анализ технических решений усилителей с фидерным питанием показывает, что в качестве базовой структуры при проектировании усилительного модуля активной антенны для приема NAVSTAR и ГЛОНАСС сигналов целесообразно выбрать двухкаскадную схему с общей параллельной обратной связью по току. При этом тип транзистора и режим работы входной усилительной секции выбираются исходя из требуемого значения коэффициента шума устройства. Выходная ступень определяет нагрузочную способность модуля и баланс порогов перегрузки в структуре. Для создания в звеньях модуля дополнительного запаса по усилению целесообразно использовать местные реактивные параллельные положительные обратные связи по току и корректирующую индуктивность в коллекторной цепи VT1.

С учетом изложенного схема усилительного модуля с питанием по радиочастотному кабелю для активной приемной антенны спутниковых систем навигации имеет вид, представленный на рис. 3.

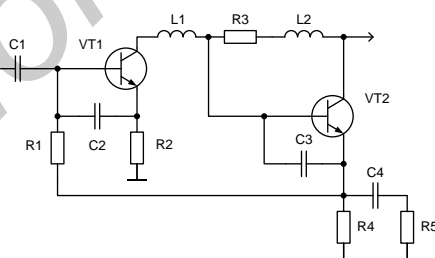


Рис. 3. Схема усилительного модуля с фидерным питанием для активной приемной антенны спутниковых систем навигации

Принятые антенным элементом NAVSTAR и ГЛОНАСС сигналы через разделительную емкость C1 подводятся к базе транзистора VT1, режим работы которого по постоянному току подбирается эмиттерным резистором R2 из условия обеспечения заданных параметров динамического диапазона усилительного модуля. Индуктивность L1 номиналом 10...15 нГн позволяет оптимизировать передаточную характеристику каскада для используемого типа транзистора. Выходной каскад модуля выполнен по схеме с местными последовательно-параллельными комплексными обратными связями (R3, R4, R5, C4, L2). Режим работы VT2 задается резистором R4 с учетом необходимого порога перегрузки. Стабилизация функционально-энергетических характеристик модуля обеспечивается общей параллельной обратной связью по току (R1). Местные реактивные положительные обратные связи (C2 и C3) позволяют повысить петлевой коэффициент усиления и скорректировать передаточную

характеристику модуля в области высоких частот при смене типа активного элемента. Усиленный групповой сигнал с выхода модуля посредством радиочастотного кабеля подводится к входу приемника спутниковых радионавигационных систем, от которого, в свою очередь, в кабель через фильтр питания подается напряжение положительной полярности номиналом 2,5...3,3 В.

### Моделирование и экспериментальные исследования усилительного модуля

Оптимизация параметров обратных связей и цепей коррекции разработанного усилительного модуля выполнена с использованием пакета моделирования электронных схем Microcap 10. Результаты моделирования амплитудно-частотной характеристики усилительного модуля, выполненного на СВЧ транзисторах различных типов при условии, что  $R1 = 1 \text{ кОм}$ ,  $R2 = 5 \text{ Ом}$ ,  $R3 = 320 \text{ Ом}$ ,  $R4 = 24 \text{ Ом}$ ,  $R5 = 8 \text{ Ом}$ ,  $L2 = 30 \text{ нГн}$ ,  $C2 = C3 = 1 \text{ пФ}$ , показаны на рис. 4.

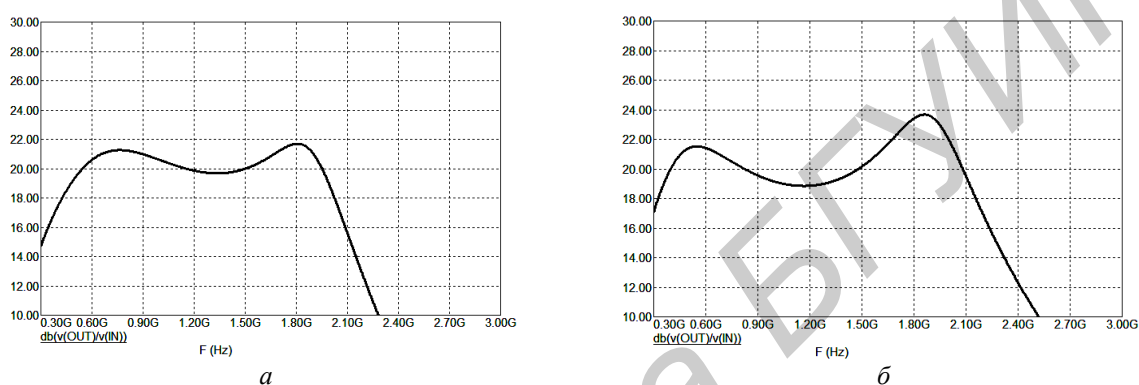


Рис. 4. Результаты моделирования амплитудно-частотной характеристики разработанного усилительного модуля, выполненного на транзисторах АТ-41586, АТ-42086 (а) и ВFG-310, АТ-42086 (б)

Видно, что амплитудно-частотная характеристика усилительного модуля устойчива к изменению типа СВЧ транзистора, при этом отличие реализуемых коэффициентов передачи в диапазоне NAVSTAR и ГЛОНАСС сигналов не превышает 1 дБ.

Лабораторный макет усилительного модуля, выполненный поверхностным монтажом на транзисторах АТ-41586 ( $f_T = 8 \text{ ГГц}$ ,  $NF_T = 1,7 \text{ дБ}$ ) и АТ-42086 ( $f_T = 8 \text{ ГГц}$ ,  $NF_T = 2,2 \text{ дБ}$ ) с использованием SMD-компонентов, с подключенным радиочастотным кабелем RG-174 (погонное затухание 1,19 дБ/м) длиной 2,5 м и оконечным разъемом типа SMA-male, обеспечивает в 50 Ом тракте коэффициент передачи 20 дБ в диапазоне частот NAVSTAR и ГЛОНАСС сигналов, коэффициент шума 1,8 дБ, точку компрессии минус 15 дБм при токе потребления 40 мА от источника +3,2 В.

Результаты экспериментальных исследований разработанного усилительного модуля для исполнения на двух однотипных транзисторах (АТ-41586) не выявили существенных отличий в передаточной характеристике устройства.

### Заключение

Таким образом, разработанный транзисторный модуль соответствует современным требованиям, предъявляемым к маломощным усилителям, функционирующим в составе выносных активных антенн для приема NAVSTAR и ГЛОНАСС сигналов. Увеличенный, сравнительно с известными конструкциями, динамический диапазон разработанного усилительного модуля, низкая стоимость, инвариантность к типу СВЧ транзистора и технологичность позволяют позиционировать его как перспективное конкурентоспособное импортозамещающее изделие.

# THE AMPLIFIER MODULE OF ACTIVE ANTENNA FOR RECEIVING SIGNALS SATELLITE NAVIGATION SYSTEMS NAVSTAR AND GLONASS

I.Yu. MALEVICH, E.N. KALENKOVICH, M.I. KRUCHKOV

## Abstract

The result of development and laboratory testing low noise amplifier module for the receiving antenna of satellite navigation systems NAVSTAR / GLONASS with powered from the RF cable is described.

## Список литературы

1. *Kaplan E.D., Hegarty C.J.* Understanding GPS Principles and Applications. Boston, 2006.
2. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М., 2010.
3. Global Positioning System directorate systems engineering & integration. Interface specification IS-GPS-200G. Navstar GPS Space Segment / Navigation User Segment Interfaces. 2012.
4. RF Manual 16<sup>th</sup> edition. Application and design manual for High Performance RF products. Document order number 9397 750 17272. June 2012.
5. Maxim Integrated Products: GPS/GNSS Low-Noise Amplifiers 19-6040; Rev 1; 5/12. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX2687-MAX2694.pdf>. – Дата доступа: 15.08.2013.
6. Глобальная спутниковая радионавигационная система ГЛОНАСС/ Под ред. В.Н. Харисова, А.Ф. Перова, В.А. Болдина. М., 1998.



UDC 621.391

## OPTIMAL ROUTING: QUALITY OF SERVICE

N.I. LISTOPAD, A.A. HAYDER

*Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics  
P. Brovki 6, Minsk, Belarus*

*Поступила в редакцию 17 сентября 2013*

The article analyses a new approach of optimal routing of information flows in telecommunication networks using of QoS parameters. The state of art of QoS is presented. The general principals of optimal routing are formulated. The average packet delay in the network is analyzed more detail. In conclusion general problem for investigation has been formulated as problem based on Service-Oriented Architecture.

*Key words:* information flows, optimal routing, Service-Oriented Architecture.

### Introduction

The optimal routing problem in a computer network consists of the determination of the optimal routing policy, i.e., the set of routes on which packets have to be transmitted in order to optimize a well-defined objective function (e.g., delay, cost, throughput etc.). Under appropriate assumptions, the optimal routing problem can be formulated as a nonlinear multi commodity flow problem [1].

General techniques for solving multi commodity problems can be found in the mathematical programming methods; however, the straightforward application of these techniques to the routing problem in computer networks proves to be computationally cumbersome. In fact, the algorithms for the determination of optimal topology and channel capacities in a computer network require hundreds of optimal routing computations; therefore, an extremely fast routing technique has to be used. For that reason, considerable effort has been spent in developing heuristic techniques [1], [2]. Quite satisfactory results have been obtained and computational efficiency has been greatly improved; however, all of these techniques are affected by various limitations.

### The Optimality Principle and shortest Path Routing

The optimality principle states that if router  $J$  is on the optimal path from router  $I$  to router  $K$ , then the optimal path from  $J$  to  $K$  also falls along the same route. As a consequence of that principle, we can see that the set of optimal routes from all sources to a given destination form a tree rooted at the destination. Such tree is called a sink tree [3].

The following technique is widely used in many forms, because it is simple and easy to understand. The idea is to build a graph of the subnet, with each node of the graph representing a router and each arc representing a communication line (link). To choose a route between a given pair of routers, the algorithm just finds the shortest path between them on the graph. The shortest path concept includes definition of the way of measuring path length. Different metrics like number of hops, geographical distance, the mean queuing and transmission delay of router can be used. In the most general case, the labels on the arcs could be computed as a function of the distance, bandwidth, average traffic, communication cost, mean queue length, measured delay, and other factors [3].

## Quality of Service

Simply we can say that the Quality of Service (QoS) related to different aspects of telephony and computer networks that allow it to work under specific requirements, and working under the existing resources efficiently, so we can have a stable work and result.

In other words we can define QoS as:

- quality of service is the ability to provide different priority to different applications, users, or data flows, or to guarantee a certain level of performance;
- QoS criteria are numerous and are highly depend of the application. There are throughput, delay, jitter, loss rate or of the end-user: image resolution, sound quality, appropriate language [4].

In a lot of causes QoS-routing should be provided by including constrain for the average packet delay [5]. The queuing plus transmission delay have frequently been approximated using M/M/1 model. As the results by the Kleinrock-formula [6]. For average packet delay in the network the following constraints should be noted:

$$\frac{1}{\gamma} \sum_{e \in E} f_e(s, t, e) \left[ \frac{1}{y_e(s, t, e) - f_e(s, t, e)} + \mu(P_e + K_e) \right] \leq T_{\max}(s, t) \text{ for all } (s, t) \in D, \quad (1)$$

where  $T_{\max}(s, t)$  – maximum possible delay;  $1/\mu$  – the average packet length (bits/packet);  $\lambda_e$  – the average packet arrival rate to link  $e$  (packets/second);  $P_e$  – propagation delay on link  $e$ ;  $K_e$  – node processing delay entering link  $e$ ;  $\gamma$  – total traffic in the network (packets/second).

Delay is the amount of time between when a packet enters the network and leaves the network is most common factor considered in QoS metrics. Packet delays can be split into four components [7].

Processing delay is the time needed by network elements such as routers or end systems to process a packet. It depends on the processing speed of the network element hardware and the complexity of the functions to perform. These range from simple packet classification for forwarding and fire-walling, to complex payload modifications for encryption and content adaptation.

Network components normally have input and/or output queues. The time a packet resides in these queues is called queuing delay. Queues become larger when the network becomes congested, which results in a longer queuing delay.

Transmission delay is the time needed to transmit a packet at a specific bit rate. It can be calculated as

$$\text{transmission delay} = (\text{number of bits to transmit}) / (\text{transmission ratio}). \quad (2)$$

The propagation delay describes the time needed by the signals to travel (propagate) through the medium. It can be calculated as

$$\text{propagation delay} = (\text{physical distance}) / (\text{propagation velocity}). \quad (3)$$

Propagation and queuing delay are the key contributors to delay as long as no heavy processing like encryption or packetisation by applications is needed. In real-world networks, packets experience a delay on their path from the sender to the receiver, which is not constant but rather varying over time, because conditions on a route and the involved systems change. This is a result of the fluctuation of Internet traffic and resulting queue sizes. The delay is bounded by a minimum and maximum delay. The difference between these bounds is called delay variation (jitter). The delay variation can be compensated by buffering packets, either within the network elements (routers) or the receiving end systems. Since end-system memory is much cheaper than router memory, buffering in the end system is usually preferred.

There are some ways to determine maximum possible delay and bandwidth. First of all, you should allocate  $T_{\max}(s, t)$  и  $y_{\max}$  empirically, for example, from performance required by any application.

Actually  $y_{\max}$  is due to technical possibilities of the telecommunication links.

In [5] it proposed the algorithms to allocate maximum delay for each route any links and the network at the whole. An objective function could be more complicated and include other requirements of QoS not only delay, but, for example, cost of delay for each link  $e$  [6]:

$$T(s,t,e) = \beta \frac{f_e(s,t,e)}{y_e(s,t,e) - f_e(s,t,e)}, \quad (4)$$

where  $T(s,t,e)$  is cost delay for link of the demand  $(s,t)$ ;  $\beta$  is cost factor.

*QoS Concepts.* Fundamentally, QoS enables you to provide better service to certain flows. This is done by either raising the priority of a flow or limiting the priority of another flow. When using congestion-management tools, you try to raise the priority of a flow by queuing and servicing queues in different ways. The queue management tool used for congestion avoidance raises priority by dropping lower-priority flows before higher-priority flows. Policing and shaping provide priority to a flow by limiting the throughput of other flows. Link efficiency tools limit large flows to show a preference for small flows.

Cisco IOS QoS is a tool box, and many tools can accomplish the same result. A simple analogy comes from the need to tighten a bolt: You can tighten a bolt with pliers or with a wrench. Both are equally effective, but these are different tools. This is the same with QoS tools. You will find that results can be accomplished using different QoS tools. Which one to use depends on the traffic.

QoS tools can help alleviate most congestion problems. However, many times there is just too much traffic for the bandwidth supplied [8].

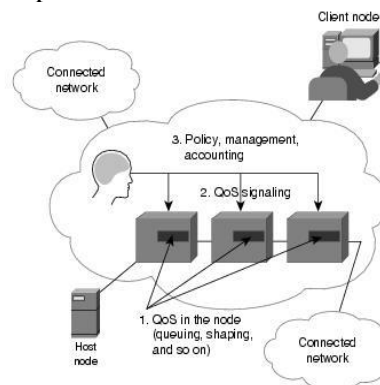
*Basic QoS Architecture.* The basic architecture introduces the three fundamental pieces for QoS implementation:

- QoS identification and marking techniques for coordinating QoS from end to end between network elements;
- QoS within a single network element (for example, queuing, scheduling, and traffic-shaping tools);
- QoS policy, management, and accounting functions to control and administer end-to-end traffic across a network [8].

*QoS Policy Control.* The QoS policy control architecture is being developed as a key initial piece of the CiscoAssure policy networking initiative. This initiative leverages standards-based QoS policy control protocols and mechanisms to implement QoS policy from a single console interface.

At the infrastructure level, packet classification is a key capability for each policy technique that allows the appropriate packets traversing a network element or particular interface to be selected for QoS. These packets can then be marked for the appropriate IP precedence in some cases, or can be identified as a Resource Reservation Protocol (RSVP) [9]. It is a Transport Layer protocol designed to reserve resources across a network for an integrated services Internet. RSVP operates over an IPv4 or IPv6 Internet Layer and provides receiver-initiated setup of resource reservations for Multicast or Unicast data flows with scaling and robustness. It does not transport application data but is similar to a control protocol, like Internet Control Message Protocol (ICMP) or Internet Group Management Protocol (IGMP). RSVP is described in RFC 2205.

RSVP can be used by either hosts or routers to request or deliver specific levels of quality of service (QoS) for application data streams or flows. RSVP defines how applications place reservations and how they can relinquish the reserved resources once the need for them has ended. RSVP operation will generally result in resources being reserved in each node along a path. RSVP is not a routing protocol and was designed to inter-operate with current and future routing protocols [8].



Basic QoS implementation has three main components

## Uses and Benefits of QoS

Network administrators can use QoS to guarantee throughput for mission-critical applications so that their transactions can be processed in an acceptable amount of time. Network administrators can also use QoS to manage User Data Protocol (UDP) traffic. Unlike Transmission Control Protocol (TCP), UDP is an inherently unreliable protocol that does not receive feedback from the network and, therefore, cannot detect network congestion. Network administrators can use QoS to manage the priority of applications that rely on UDP, such as multimedia applications, so that they have the required bandwidth even in times of network congestion, but do not overwhelm the network.

QoS provides the following benefits:

- gives administrators control over network resources and allows them to manage the network from a business, rather than a technical, perspective;
- ensures that time-sensitive and mission-critical applications have the resources they require, while allowing other applications access to the network;
- improves user experience;
- reduces costs by using existing resources efficiently, thereby delaying or reducing the need for expansion or upgrades [9].

## Conclusions and further extensions

The main features of the presented models of the optimal routing are taking in account the QoS requirements, in particular, delay and bandwidth metrics as very important requirements for a lot of applications. Especially the results of this work should be relevant for network clouds as a main part of the new network architecture for Future Internet.

In majority of the works as mentioned in [2,3] the traffic on the link is presented by M/M/1 model. But more realistic model, that could be described the traffic at the networks is model, based on BMAP-flows. This is allowed for network design procedures to utilize more realistic models and characterizations of traffic behavior both in the calculation of network delay and in the sizing of network links.

Network design problems with QoS consideration are typically difficult solve combinatorial problems. Success in these directions of research will enable network designers to any practical problems for optimal routing information flows with QoS requirements.

General Problem for investigation should be formulated as problem based on Service-Oriented Architecture approach [10]. Using the approach presented in [10]. We define the objective function as the follows:

$$F(x) = w_i \sum_{i=1}^{m_1} \frac{L_{i\max} - L(x)}{L_{i\max} - L_{i\min}} + w_j \sum_{j=1}^{m_2} \frac{L(x) - L_{j\min}}{L_{j\max} + L_{j\min}}, \quad (5)$$

where  $m = m_1 + m_2$ .

It's necessary to solve the following optimization problems LP:

$$\max F(x) \quad (6)$$

subject to the constrains.

In other words the General problems (5)-(6) for QoS requirements of telecommunication networks could be formulated as the following: it's necessary to provide maximum of bandwidth and minimums of delay, jitter and packet loss ratio; for this requirements  $m_1=1$  and  $m_2=3$ .

In a continued evolution toward end-to-end services, Cisco is expanding QoS interworking to operate more seamlessly across heterogeneous link layer technologies, and working closely with host platform partners to ensure interoperation between networks and end systems. QoS is on the forefront of networking technology. The future brings us the notion of user-based QoS in which QoS policies are based on a user as well as application.

## References

1. *Frank H., Chou W.* // Networks. 1977. Vol. 1. P. 99–122.
2. *Fultz G.L.* Adaptive routing techniques for message switching computer communication networks. California, 1972.
3. cs.bgu: Computer Communication and Distributed Algorithms Laboratory. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.cs.bgu.ac.il/research/atm\\_lab/ROUTING\\_.doc](http://www.cs.bgu.ac.il/research/atm_lab/ROUTING_.doc). – Дата доступа: 16.09.2013.
4. web.univ-pau: QoSCloud. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://web.univ-pau.fr/~cpham/PROJETS/PIREGRID/QoSCloud.pdf>. – Дата доступа: 16.09.2013.
5. *Girlich E., Kovalev M.M., Listopad N.I.* // Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg. 209. № 21.
6. *Resende M., Pardalos P.* Handbook of Optimization in Telecommunications. Germany, 2006.
7. *Braun T., Statub T.* End-to-end Quality of Service Over Heterogeneous Networks. Germany, 2008.
8. Cisco DocWiki: Quality of Service Networking. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://docwiki.cisco.com/wiki/Quality\\_of\\_Service\\_Networking#QoS\\_Concepts](http://docwiki.cisco.com/wiki/Quality_of_Service_Networking#QoS_Concepts). – Дата доступа: 16.09.2013.
9. Technet: What Is QoS?. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://technet.microsoft.com/en-us/library/cc757120\(v=ws.10\).aspx](http://technet.microsoft.com/en-us/library/cc757120(v=ws.10).aspx). – Дата доступа: 16.09.2013.
10. *Cardellini V., Casalicchio E., Grassi V. et. al.* / Proceedings of the 6th International ICST conference on heterogeneous networking for quality, reliability, security and robustness and 3rd International Workshop on advanced architectures and algorithms for internet delivery and applications, Las Palmas, Gran Canaria, November 23–25, 2009. P. 431–447.

Библиотека БГУИР

УДК 538.956:538.935:539.1.04

## ОПТИМИЗАЦИЯ УСЛОВИЙ СИНТЕЗА КОМПОЗИТОВ ЦИРКОНАТА-ТИТАНАТА СВИНЦА БАРИЯ, СОДЕРЖАЩИХ АТОМЫ МЕТАЛЛОВ, И ИХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА

Л.И. ГУРСКИЙ<sup>1</sup>, Я. МАЦУТКЕВИЧ<sup>2</sup>, М.Н. САРАСЕКО<sup>3</sup>, О.Г. ПОДДУБСКАЯ<sup>4</sup>,  
А.В. ПЕТРОВ<sup>5</sup>, Н.А. КАЛАНДА<sup>5</sup>, А.А. КЛИМЗА<sup>5</sup>, О.В. ИГНАТЕНКО<sup>5</sup>, П.Н. КИРЕЕВ<sup>6</sup>

<sup>1</sup>Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь

<sup>2</sup>Вильнюсский университет, ул. Университето, 3, Вильнюс, 01513, Литва

<sup>3</sup>Институт технической акустики НАН Беларуси, пр. Людникова, 13, Витебск, 210023, Беларусь

<sup>4</sup>Институт ядерных проблем БГУ, Бобруйская, 11, Минск, 220030, Беларусь

<sup>5</sup>Научно-практический центр НАН Беларуси по материаловедению,  
П. Бровки, 19, Минск, 220072, Беларусь

<sup>6</sup>Институт порошковой металлургии Национальной академии наук Беларуси,  
Платонова, 41, Минск, 220005, Беларусь

Поступила в редакцию 3 октября 2013

С помощью комплексной керамической технологии, включающей процедуры металлизации методом химического осаждения из стандартных растворов никеля и меди, подготовлены композиционные материалы на основе соединения  $Pb_{0,75}Ba_{0,15}Zr_{0,53}Ti_{0,47}O_3$  (ЦТБС) с микро-включениями Cu и Ni. При установлении корреляций между структурой композитов ЦТБС и их диэлектрическими характеристиками показано, что при низких частотах диэлектрические потери возрастают с увеличением температуры, что обусловлено доминированием действительной части комплексной диэлектрической проницаемости.

*Ключевые слова:* титанат-цирконат свинца бария, комплексная керамическая технология, композиционные материалы, диэлектрическая проницаемость, сегнетоэлектрические домены.

### Введение

Среди пьезокерамических материалов наиболее хорошо известна керамика на основе системы  $PbZrO_3-PbTiO_3$ , составы которой близки к составу морфотропной границы, разделяющей области твердых растворов с ромбоэдрической и тетрагональной структурой [1–4]. Помимо высокой технологичности данной керамики, ее отличают высокие значения поляризуемости  $P = \chi_e \varepsilon_0 E$ , ( $\chi_e$  – диэлектрическая восприимчивость,  $\varepsilon_0$  – электрическая постоянная) до  $50 \text{ мкКл/см}^2$  и температуры Кюри ( $T_K = 573\text{--}773 \text{ К}$ ). Пьезокерамика находит широкое применение при производстве электромеханических и электроакустических преобразователей, полосовых фильтров, трансформаторов, резонаторов стабилизации частоты, различных датчиков и других изделий электронной техники [5–8]. В последнее время, используя вместо однородной керамики композиционные материалы, удалось существенно расширить область применения пьезокерамики [9–10]. В частности, в десятки раз была

повышена чувствительность пьезоэлектрических устройств и созданы эффективные системы слежения за движущимися объектами [2].

Основной операцией технологического процесса производства керамических образцов является синтез, протекающий при высоких температурах  $T > 1273$  К [3]. Для интенсификации процесса спекания керамических материалов и улучшения свойств готовых изделий используются различные технологические приемы, в числе которых введение в шихту модифицирующих добавок и последующий длительный помол в шаровых мельницах [4, 10]. Но и это не всегда позволяет достичь высокой однородности образцов. Неравномерное распределение компонентов шихты по объему смеси приводит к неравномерной усадке и, как следствие, к ухудшению электрофизических параметров керамики. В связи с этим, более перспективным является химический способ введения добавок, значительно улучшающий однородность шихты. При этом исключается операция длительного помола. Тем не менее, несмотря на большое количество проведенных экспериментов, и в настоящее время не полностью оптимизированы условия синтеза композитов цирконата-титаната свинца бария, содержащих атомы металлов, и не установлены корреляции типа структура – электрофизические свойства.

### Методика эксперимента

Для приготовления твердого раствора состава  $\text{Pb}_{0,85}\text{Ba}_{0,15}\text{Zr}_{0,53}\text{Ti}_{0,47}\text{O}_3$  (ЦТБС) использовались оксиды металлов  $\text{PbO}$ ,  $\text{ZrO}_2$ ,  $\text{TiO}$  и карбонат бария  $\text{BaCO}_3$  марки «ОСЧ». Для удаления кристаллизационной влаги исходные реагенты выдерживались в течение 10 ч при температуре 800–1100 К в резистивной термоустановке. Перемешивание в шаровой вибромельнице смеси исходных компонентов, при их стехиометрическом соотношении, проводилось в течение 1 ч в спирту. Полученная смесь сушилась при температуре 400 К и прессовалась в таблетки. При этом, с учетом высокой агрессивности свинца, входящего в состав керамики, подъем температуры осуществлялся поэтапно. На первом этапе, в температурном диапазоне 500–1100 К, скорость нагрева составляла 120–140 град/ч, а на втором этапе, при 1100–1500 К, скорость нагрева находилась в диапазоне 40–60 град/ч.

Далее, таблетки ЦТБС перемалывались в шаровой вибромельнице, до получения порошков с размерами частиц от 1 до 10 мкм. Для осаждения меди и никеля на поверхность частиц ЦТБС был выбран метод химического осаждения из раствора (Chemical Solution Deposition – CSD) [11]. Основным требованием химического осаждения  $\text{Cu}$  и  $\text{Ni}$  является хорошая смачиваемость поверхности, за которой следуют процессы сенсбилизации и активации, т.е. формирование соответствующих центров зародышеобразования на поверхности частицы ЦТБС [11, 12]. При этом сплошной слой осажденного металла на поверхности частицы ЦТБС формируется при достаточной плотности центров зародышеобразования. Наиболее распространенными активаторами являются атомы  $\text{Sn}$  или  $\text{Pd}$  [11]. Для случая палладиевого активатора нами использовался сенсбилизующий комплекс  $[\text{Pd}(\text{NH}_3)_4]^{2+}$  (с противоионом  $\text{Cl}^-$ ), который, будучи ограничен соответствующим агентом, может «привязать» атом  $\text{Pd}$  к поверхности частицы. Затем сенсбилизированная пленка активировалась ионами  $\text{Sn}^{2+}$ , или  $\text{Pd}^+$  [12, 13], в результате чего на поверхности частицы ЦТБС формировались индивидуальные частицы металла. Далее, порошок ЦТБС погружался в ванну, содержащую ионы  $\text{Cu}$  или  $\text{Ni}$ , что в результате давало возможность их осаждения по всей поверхности частицы ЦТБС. Детальные методики процедур сенсбилизации, активирования и металлизации приведены в таблице. Следует отметить, что указанные процедуры сочетались с фильтрованием и просушкой порошка ЦТБС. После окончания процесса нанесения металлического слоя никеля или меди на частицы порошка ЦТБС, он тщательно промывался в дистиллированной воде, фильтровался и сушился на воздухе.

Полученные порошки составов  $\text{Pb}_{0,85}\text{Ba}_{0,25}\text{Zr}_{0,53}\text{Ti}_{0,47}\text{O}_3$  (ЦТБС–1),  $\text{Pb}_{0,85}\text{Ba}_{0,25}\text{Zr}_{0,53}\text{Ti}_{0,47}\text{O}_3(\text{Cu})$  (ЦТБС–2) и  $\text{Pb}_{0,85}\text{Ba}_{0,25}\text{Zr}_{0,53}\text{Ti}_{0,47}\text{O}_3(\text{Ni})$  (ЦТБС–3) прессовались под давлением  $29,4 \times 10^6$  Па в таблетки с размерами: диаметр – 10 мм, высота – 3–5 мм, которые затем отжигались при температуре 1473 К в течение 2 ч.

### Условия осаждения металлов на частицы ЦТБС

Осаждаемое вещество	Состав	Величина pH	Температура, К	Время осаждения, с
Сенсибилизация +	0,2 % SnCl <sub>2</sub> в 0,02 М HCl	7	295±1	180
активация	0,025 моль/л SnCl <sub>2</sub> в 0,07 моль/л трифлюороацетатной кислоты SnCl <sub>2</sub> + 1,3 дигидроксibenзин + HCl + [Pd (NH <sub>4</sub> ) <sub>4</sub> ]Cl <sub>2</sub>	5,5	316±1	480
Cu	Cu <sub>2</sub> SO <sub>4</sub> + формальдегид + NaOH	7	295±1	1800
Ni	Ni <sub>2</sub> SO <sub>4</sub> + ацетат Na	6	348±1	1200

Исследование микроструктуры образцов ЦТБС проводилось при помощи растрового электронного микроскопа «JEOL JSM 6360». Плотность образцов определялась гидростатическим методом.

Комплексная диэлектрическая проницаемость  $\varepsilon^* = \varepsilon' - \varepsilon''$  исследуемой керамики определялась с помощью емкостного моста HP 4284A в частотном диапазоне 20 Гц–1 МГц. Для этого на верхнюю и нижнюю поверхности таблеток ионно-лучевым методом напылялись никелевые контакты. Все измерения производились в политермическом режиме.

### Результаты и их обсуждение

В процессе исследований было установлено, что спекание керамики ЦТБС, поверхности зерен основной фазы которой были покрыты металлической пленкой меди или никеля, при температуре 1473 К в течение 2-х часов приводит к образованию конгломератов, размерами в 2–3 раза больше размера зерен керамики ЦТБС. При этом медь или никель, распределяясь вокруг зерен основной фазы, заполняет межзеренные прослойки и «залечивает» при этом поры. Можно сделать вывод, что нанесение тонкой пленки меди или никеля на микрочастицы керамики ЦТБС химическим методом улучшают процесс спекания и повышают плотность керамики, содержащей добавки меди или никеля.

Результаты исследований влияния добавок никеля и меди на плотность образцов ЦТБС показывают, что плотность керамики с добавкой меди уже при температуре 1473 К достигает значения 7,3 г/см<sup>3</sup>, превышающего значение плотности керамики без добавок при температуре 1563 К. Достижение необходимого значения плотности образцов ЦТБС при более низкой температуре отжига у образцов с добавками меди происходит, по-видимому, за счет сравнительно низкой температуры плавления меди и образования при этом жидкой фазы с исходными компонентами керамики. При этом, наличие жидкой фазы на границах зерен в процессе синтеза керамики способствует залечиванию пор, вследствие ускорения транспортировки компонентов системы вдоль границ зерен в места, где располагаются поры. Образовавшаяся жидкая фаза не только снижает температуру реакции, но и значительно ускоряет взаимодействие реагирующих компонентов керамики и, следовательно, ускоряет процесс образования твердого агрегатного состояния вещества.

При установлении корреляций между структурой композита ЦТБС-1 и его электрофизическими характеристиками установлено, что при низких частотах диэлектрические потери возрастают с увеличением температуры, что обуславливает увеличение действительной части диэлектрической проницаемости в соответствии с соотношением Крамерса-Кронинга. Данный эффект связан с большой электропроводностью материала. Из рис. 1 видно, что действительная часть диэлектрической проницаемости соответствует величине, обусловленной мягкой сегнетоэлектрической модой, имеющей место на частотах выше 1 МГц, так как на этой частоте величина  $\varepsilon''$  становится намного меньше величины  $\varepsilon'$ . Наблюдаемый максимум действительной части диэлектрической проницаемости  $\varepsilon'$  связан с фазовым переходом. Подобный характер диэлектрических свойств наблюдается и для других составов образцов ЦТБС.



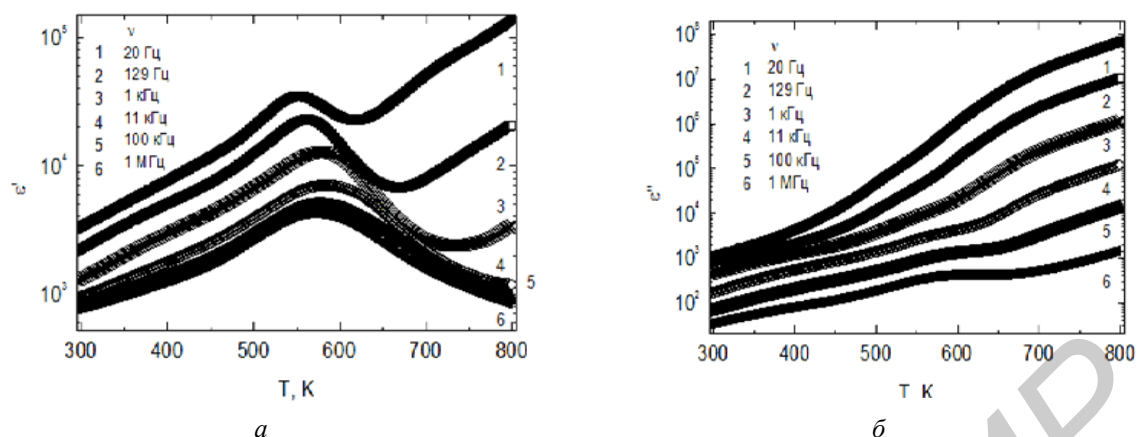


Рис. 1. Температурные зависимости действительной части комплексной диэлектрической проницаемости (а) и ее мнимой части (б) для образца ЦТБС-1

Температурные зависимости действительной части комплексной диэлектрической проницаемости  $\epsilon'$  при частоте 1 МГц для исследуемых композиционных образцов ЦТБС представлены на рис. 2. Температурная зависимость диэлектрической проницаемости, обусловленной мягкой сегнетоэлектрической модой, имеет единственный максимум вблизи температуры Кюри: для образца ЦТБС  $T_K = 573$  К, для образца ЦТБС – Cu  $T_K = 556$  К, для образца ЦТБС – Ni  $T_K = 621$  К. Температурная зависимость диэлектрической проницаемости, обусловленной мягкой сегнетоэлектрической модой, была аппроксимирована законом Кюри – Вейса:

$$\epsilon' = C_{p,F} / (|T - T_C|), \quad (1)$$

где  $C_p$  и  $C_F$  – константы Кюри-Вейса, для параэлектрической и сегнетоэлектрической фаз, соответственно. В результате аппроксимации были получены следующие значения указанных параметров: для образца ЦТБС  $C_p = 195000$  К,  $C_F = 229000$  К и  $C_p/C_F = 0,85$ ; для образца ЦТБС – Cu  $C_p = 271000$  К,  $C_F = 244000$  К, и  $C_p/C_F = 1,11$ ; для образца ЦТБС – Ni  $C_p = 126000$  К,  $C_F = 244000$  К, и  $C_p/C_F = 1,11$ .

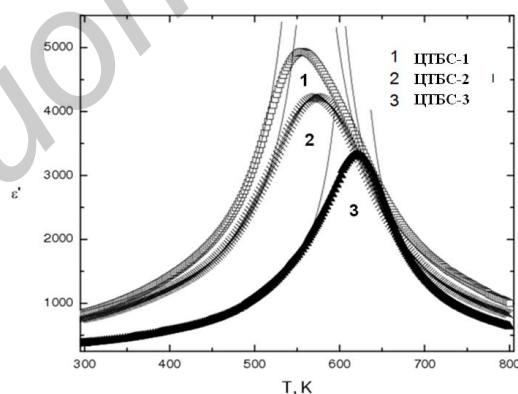


Рис. 2. Температурная зависимость действительной части комплексной диэлектрической проницаемости образцов ЦТБС (измерения при частоте 1 МГц) с аппроксимацией по закону Кюри-Вейса

Вклад динамики сегнетоэлектрических доменов приводит к существенному увеличению значения  $\epsilon'$  в диэлектрической фазе и параметра  $C_F$ . Значение соотношения  $C_{p,F}/T_K$  составляет величину порядка  $10^{-3}$  для всех образцов, и, таким образом фазовый переход соответствует ионному сегнетоэлектрику и инициируется резонансной мягкой сегнетоэлектрической модой, как это уже наблюдалось для кристаллов ЦТС [14].

Как действительная, так и мнимая части комплексной диэлектрической проницаемости  $\epsilon^*$  образца ЦТБС сильно уменьшаются с увеличением частоты (рис. 3, а, б). Величина мнимой части комплексной диэлектрической проницаемости  $\epsilon''$  превышает величину действительной

части комплексной диэлектрической проницаемости  $\varepsilon''$  при температурах выше 500 К и при ее увеличении это различие возрастает. При более высоких температурах частотная зависимость  $\varepsilon^*$  обусловлена закономерностями электропроводности. При более низких температурах ( $T < 500$  К) величина  $\varepsilon'$  выше, чем величина  $\varepsilon''$ , а на частотной зависимости наблюдается перегиб в области 1 кГц (рис. 3, б). При низких температурах ( $T < 500$  К) наблюдаемая дисперсия диэлектрических свойств, очевидно, обусловлена динамикой сегнетоэлектрических доменов.

Электропроводность исследуемых образцов рассчитывалась согласно уравнению

$$\sigma = \omega \varepsilon_0 \varepsilon'' \quad (2)$$

Полученные результаты представлены на рис. 3, в. При низких частотах случайное распределение носителей электрического заряда в зависимости от активированного прыжкового механизма не зависит от частоты (для проводимости при постоянном токе). При более высоких частотах проводимость проявляет дисперсию, изменяющуюся примерно по степенному закону. При еще более высоких частотах зависимость электропроводности от частоты становится линейной. Частотная зависимость  $\sigma$  анализировалась согласно степенному закону Арнольда – Уэста [15]:

$$\sigma = \sigma_{DC} + Av^s \quad (3)$$

где  $\sigma_{DC}$  – электропроводность при постоянном токе,  $Av^s$  – электропроводность при переменном токе. Электропроводность при постоянном токе проявляется в основном при низкой частоте, а также ниже температуры фазового перехода  $T_K$ . Следовательно, в этом случае можно применить аппроксимацию по закону Арнольда–Уэста.

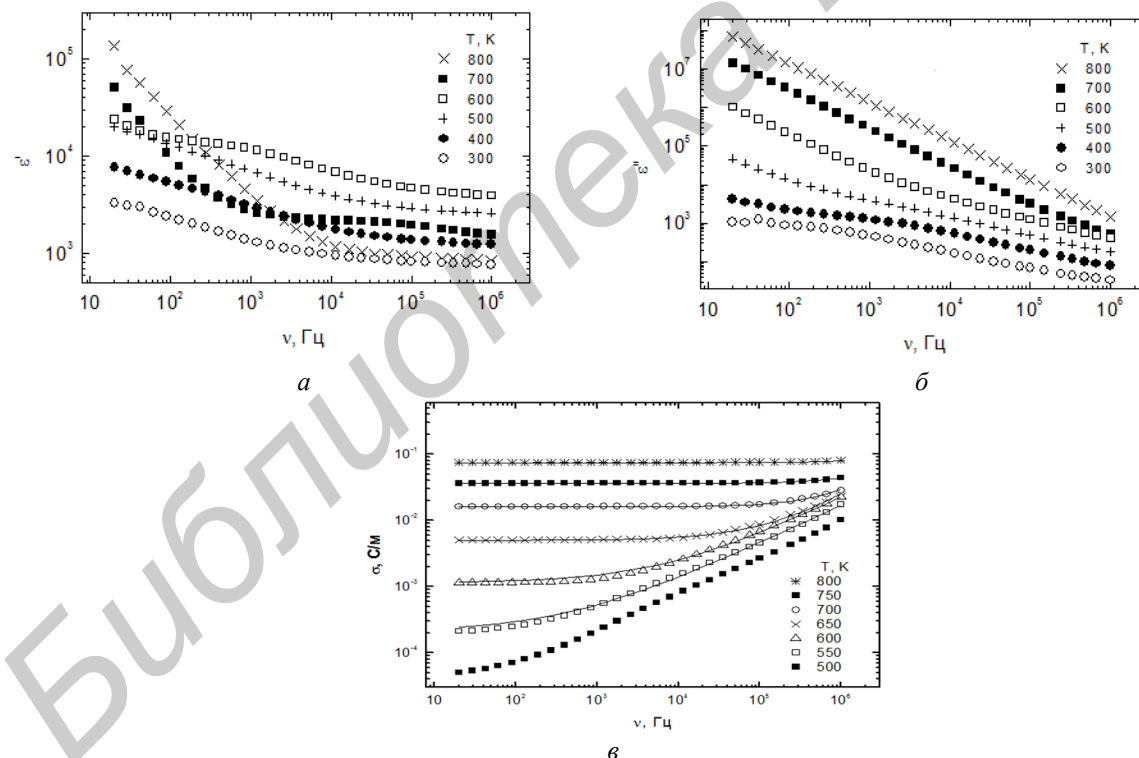


Рис. 3. Частотная зависимость комплексной диэлектрической проницаемости (а, б) и электропроводности (в) образца ЦТБС-1

### Заключение

В результате проведенной работы с помощью комплексной керамической технологии, включающей процедуры металлизации методом химического осаждения из стандартных растворов никеля и меди, подготовлены композиционные материалы на основе соединения  $Pb_{0,75}Ba_{0,15}Zr_{0,53}Ti_{0,47}O_3$  (ЦТБС) с микро-включениями Cu и Ni. На основании проведенных

исследований указанных композиционных материалов установлено, что действительная часть  $\epsilon'$  комплексной диэлектрической проницаемости  $\epsilon^*$  ЦТБС соответствует величине, обусловленной резонансной мягкой сегнетоэлектрической модой, имеющей место на частотах выше 1 МГц, так как на этой частоте величина мнимой части диэлектрической проницаемости  $\epsilon''$  становится намного меньше величины  $\epsilon'$ . Показано, что вклад динамики сегнетоэлектрических доменов приводит к существенному увеличению значения  $\epsilon'$  и увеличению константы Кюри-Вейса в сегнетоэлектрической фазе. При установлении корреляций между структурой композитов ЦТБС и их диэлектрическими характеристиками показано, что температура сегнетоэлектрического перехода уменьшается для образцов ЦТБС – Cu и увеличивается для образцов ЦТБС – Ni, по сравнению с чистым ЦТБС.

## OPTIMIZATION OF SYNTHESIS CONDITIONS OF LEAD-BARIUM TITANATE-ZIRCONATE COMPOSITES CONTAINING METAL ATOMS AND THEIR DIELECTRIC PROPERTIES

L.I. GURSKII, J. MACUTKEVIC, M. N. SARASEKO, A.G. PODDUBSKAYA, A.V. PETROV, N.A. KALANDA, A.A. KLIMSА, O.V. IGNATENKO, P.N. KIRĖEV

### Abstract

Composition materials on the base of  $\text{Pb}_{0,75}\text{Ba}_{0,15}\text{Zr}_{0,53}\text{Ti}_{0,47}\text{O}_3$  (PBZT) with micro-inclusions of Cu and Ni are prepared by a complex ceramic technology. This technology includes metallization procedures by means of the chemical deposition method from standard solutions of nickel and copper. At determination of correlation of the structure of PBZT composites and their dielectric properties it was shown that dielectric losses increase with decreasing temperature. This is caused by the domination of the real part of the complex dielectric permittivity.

### Список литературы

1. Смажевская Е.Г., Фельдман Н.Б. Пьезокерамическая керамика. М., 1971.
2. Окадзаки К. Технология керамических диэлектриков. М., 1976.
3. Ma W., Cross L.E. // Applied Physics Letters. 2003. Vol. 82, № 19. P. 32934–32942.
4. Гурский Л.И., Каланда Н.А., Демьянов С.Е. и др. // Докл. БГУИР. 2011. № 3 (57). С. 44–49.
5. Petrov A., Klimsa A.A., Gurskii L.I. et. al. // Сб. матер. междунар. Конф. «Nanomeeting-2011». Минск, 2011. С. 226–229.
6. Whatmore R.W. // Ferroelectrics. 1999. Vol. 225. P. 179–195.
7. Suchaneck G., Gerlach G. // Ferroelectrics. 2006. Vol. 335. P. 701–710.
8. Damjanovic D. // Reports on Progress in Physics. 1998. Vol. 61. P. 1267–1293.
9. Ledermann N., Murali P., Babowski J. et al. // Sensors and Actuators. 2003. Vol. A105. P. 162–171.
10. Петров А.В., Гурский Л.И., Каланда Н.А. и др. // Докл. БГУИР. 2010. № 3 (49). С. 62–67.
11. Ibidunni A.O., Brunner R.J. Metallized plastics. New York, 1998. P. 281–290.
12. Fink D., Petrov A.V., Demyanov S. et. al. Radiation Measurements. 2003. Vol. 36. P. 751–755.
13. Hulteen J.C., Martin C.R. // J. Mater. Chem. 1997. Vol. 7. P. 1075–1081.
14. Perline R., Kornbluh R., Pei Q. et. al // Science. 2000. Vol. 287. P. 836–843.
15. Sivasubramanian V., Murthy V.R.K., Viswanathan B. et. al. // J. Phys.: Condens. Matter. 1996. Vol. 8. P. 2444–2453.

УДК 621.383.92

## ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ ОПТИЧЕСКОГО ВОЛОКНА КВАНТОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

И.Р. ГУЛАКОВ, А.О. ЗЕНЕВИЧ, А.М. ТИМОФЕЕВ

*Высший государственный колледж связи  
Ф. Скорины, 8/2, Минск, 220114, Республика Беларусь*

*Поступила в редакцию 8 октября 2013*

Построена математическая модель канала связи, в котором данные передаются с помощью отдельных фотонов с различной поляризацией, и получено выражение для расчета пропускной способности оптического волокна, учитывающее вероятности деполяризации и поглощения излучения. По результатам выполненного моделирования получены зависимости пропускной способности оптического волокна от его длины. Установлено, что поглощение фотона, по сравнению с его деполяризацией, оказывает наибольшее влияние на пропускную способность оптического волокна.

*Ключевые слова:* пропускная способность, деполяризация, поглощение, счетчик фотонов.

### Введение

Широкое развитие в последние годы получили квантово-криптографические системы связи, которые обеспечивают абсолютную скрытность передаваемой информации за счет ее кодирования фотонами с различной поляризацией. Для создания таких систем используют источники одиночных фотонов и высокочувствительные приемные модули, такие, как счетчики фотонов [1]. Необходимо отметить, что при оценке пропускной способности квантово-криптографических систем следует, кроме параметров источника и приемника излучения, учитывать и характеристики физической среды передачи информации, в качестве которой наиболее часто используют оптическое волокно. Объясняется это тем, что оптическое волокно, в сравнении с другими типами передающих сред, обладает наибольшей пропускной способностью. Поскольку до настоящего времени исследования влияния на пропускную способность оптического волокна вероятностей деполяризации и поглощения передаваемых фотонов отсутствуют, это являлось целью данной работы.

В качестве объекта исследований использовалось промышленно изготавливаемое оптическое волокно PANDA, сохраняющее оптическую поляризацию.

Предметом исследований являлось установление влияния, которое оказывают деполяризация и поглощение передаваемых фотонов излучения на пропускную способность оптического волокна.

### Математическая модель канала связи

Вначале получим выражение для расчета пропускной способности оптического волокна. Для этого необходимо построить математическую модель рассматриваемого канала связи.

Дальнейшие рассуждения будут основаны на том, что передача информации осуществляется двоичными символами («0» и «1»). Обозначим вероятности появления символов «0» и «1» на входе канала связи как  $P_s(0)$  и  $P_s(1)$ , а вероятности появления символов «0» и «1» на его выходе – как  $P'_s(0)$  и  $P'_s(1)$  соответственно.

Оптическое волокно поглощает часть фотонов излучения, проходящих через него, поэтому при передаче символа («0» или «1») на выходе канала связи передаваемый символ может отсутствовать. Обозначим вероятность такого события  $P'_s(-)$ .

Таким образом, алфавит кодовых слов на входе не совпадает с алфавитом кодовых слов на выходе оптического волокна, вероятности приема символов «0», «1» либо отсутствия символов не зависят ни от того, какой символ был на входе канала связи, ни от ранее принятых символов. Учитывая указанные особенности, рассматриваемый канал связи является дискретным двоичным однородным без памяти и со стиранием [2].

Так как оптическое волокно обладает деполяризацией [3], часть передаваемых фотонов деполяризуются. В результате на выходе оптического волокна (на выходе канала связи) могут наблюдаться символы «0» и «1» в то время, как на его входе передавались символы «1» и «0» соответственно. Вероятности появления таких событий обозначим как  $P(0/1)$  и  $P(1/0)$  соответственно.

Согласно [4,5], скорость передачи информации (СПИ) оптического волокна  $C$  определяется как количество информации  $I$ , приходящееся на среднее время передачи одного бита (одного символа)  $\tau_b$ :

$$C = I / \tau_b = [H(B) - H(B/A)] / \tau_b, \quad (1)$$

где  $H(B)$  – энтропия на выходе канала связи,  $H(B/A)$  – условная энтропия, определяющая «ненадежность» канала связи или потери информации при воздействии помех.

Энтропия на выходе канала связи запишется в виде [5]:

$$H(B) = -P'_s(0) \log_2 P'_s(0) - P'_s(1) \log_2 P'_s(1) - P'_s(-) \log_2 P'_s(-). \quad (2)$$

Входящие в формулу (2) вероятности  $P'_s(0)$ ,  $P'_s(1)$  и  $P'_s(-)$  равны соответственно:

$$\begin{aligned} P'_s(0) &= P_s(0)P(0/0) + P_s(1)P(0/1), \\ P'_s(1) &= P_s(0)P(1/0) + P_s(1)P(1/1), \\ P'_s(-) &= P_s(0)P(-/0) + P_s(1)P(-/1), \end{aligned} \quad (3)$$

где  $P(0/0)$  и  $P(1/1)$  – вероятности появления на выходе канала связи символов «0» и «1» при наличии на его входе символов «0» и «1» соответственно,  $P(-/0)$  и  $P(-/1)$  – вероятности того, что на выходе канала связи передаваемый символ отсутствует, в то время как на его входе передан символ «0» и символ «1» соответственно.

Подставляя в формулу (2) соответствующие выражения (3), получим:

$$\begin{aligned} H(B) &= -[P_s(0)P(0/0) + P_s(1)P(0/1)] \log_2 [P_s(0)P(0/0) + P_s(1)P(0/1)] - \\ &\quad - [P_s(0)P(1/0) + P_s(1)P(1/1)] \log_2 [P_s(0)P(1/0) + P_s(1)P(1/1)] - \\ &\quad - [P_s(0)P(-/0) + P_s(1)P(-/1)] \log_2 [P_s(0)P(-/0) + P_s(1)P(-/1)]. \end{aligned} \quad (4)$$

Условная энтропия  $H(B/A)$  [2]:

$$\begin{aligned} H(B/A) &= -P_s(0)[P(0/0) \log_2 P(0/0) + P(1/0) \log_2 P(1/0) + P(-/0) \log_2 P(-/0)] - \\ &\quad - P_s(1)[P(0/1) \log_2 P(0/1) + P(1/1) \log_2 P(1/1) + P(-/1) \log_2 P(-/1)]. \end{aligned} \quad (5)$$

Подстановкой (4) и (5) в выражение (1) определим СПИ:

$$\begin{aligned} C &= \left\{ -[P_s(0)P(0/0) + P_s(1)P(0/1)] \log_2 [P_s(0)P(0/0) + P_s(1)P(0/1)] - \right. \\ &\quad - [P_s(0)P(1/0) + P_s(1)P(1/1)] \log_2 [P_s(0)P(1/0) + P_s(1)P(1/1)] - \\ &\quad - [P_s(0)P(-/0) + P_s(1)P(-/1)] \log_2 [P_s(0)P(-/0) + P_s(1)P(-/1)] + \\ &\quad + P_s(0)[P(0/0) \log_2 P(0/0) + P(1/0) \log_2 P(1/0) + P(-/0) \log_2 P(-/0)] + \\ &\quad \left. + P_s(1)[P(0/1) \log_2 P(0/1) + P(1/1) \log_2 P(1/1) + P(-/1) \log_2 P(-/1)] \right\} / \tau_b. \end{aligned} \quad (6)$$

СПИ достигает своего максимального значения (пропускной способности)  $C_{\max}$ , когда энтропия  $H(B)$  максимальна. Согласно свойств энтропии она равна максимуму, когда  $P_s(0) = P_s(1) = 0,5$  [2, 5]. Тогда формула пропускной способности рассматриваемого канала связи запишется в следующем виде:

$$C_{\max} = \{-[0,5[P(0/0) + P(0/1)]]\log_2[0,5(P(0/0) + P(0/1))] - [0,5[P(1/0) + P(1/1)]]\log_2[0,5(P(1/0) + P(1/1))] - [0,5[P(-/0) + P(-/1)]]\log_2[0,5(P(-/0) + P(-/1))] + 0,5[P(0/0)\log_2 P(0/0) + P(1/0)\log_2 P(1/0) + P(-/0)\log_2 P(-/0)] + 0,5[P(0/1)\log_2 P(0/1) + P(1/1)\log_2 P(1/1) + P(-/1)\log_2 P(-/1)]\} / \tau_b. \quad (7)$$

Вероятности  $P(0/0)$ ,  $P(1/0)$ ,  $P(-/0)$  и  $P(0/1)$ ,  $P(1/1)$ ,  $P(-/1)$  равны соответственно:

$$P(0/0) = (1 - P_{\text{деп.}})(1 - P_{\text{пот.}}), P(1/0) = P_{\text{деп.}}(1 - P_{\text{пот.}}), P(-/0) = P_{\text{пот.}}, \quad (8)$$

$$P(0/1) = P_{\text{деп.}}(1 - P_{\text{пот.}}), P(1/1) = (1 - P_{\text{деп.}})(1 - P_{\text{пот.}}), P(-/1) = P_{\text{пот.}},$$

где  $P_{\text{деп.}}$  и  $P_{\text{пот.}}$  – вероятности деполяризации и поглощения фотона оптического излучения в оптическом волокне соответственно.

Согласно работе [3], вероятность деполяризации передаваемых фотонов излучения в оптическом волокне определяется по формуле:

$$P_{\text{деп.}} = (1 - e^{-2hl}) / 2, \quad (9)$$

где  $h$  – коэффициент перекрестной поляризационной связи оптического волокна,  $l$  – длина оптического волокна.

Как следует из закона Бугера [6], вероятность поглощения фотонов оптического излучения в оптическом волокне равна:

$$P_{\text{пот.}} = 1 - e^{-\alpha l}, \quad (10)$$

где  $\alpha$  – коэффициент поглощения, зависящий от длины волны оптического излучения.

Из формул (9), (10) видно, что  $P_{\text{деп.}}$  и  $P_{\text{пот.}}$  могут изменяться в диапазонах соответственно  $0,0 \div 0,5$  и  $0,0 \div 1,0$ .

После подстановки соответствующих выражений (9) и (10) в (7) формула пропускной способности рассматриваемого канала связи окончательно примет вид:

$$C_{\max} = \{-e^{-\alpha l} \log_2(0,5e^{-\alpha l}) + 0,5(1 + e^{-2hl})e^{-\alpha l} \log_2[0,5(1 + e^{-2hl})e^{-\alpha l}] + 0,5(1 - e^{-2hl})e^{-\alpha l} \log_2[0,5(1 - e^{-2hl})e^{-\alpha l}]\} / \tau_b. \quad (11)$$

### Результаты моделирования и их обсуждение

Выполненные согласно формулам (9) и (10) расчеты показали, что вероятность деполяризации передаваемых фотонов оптического излучения в диапазоне  $l$  от 0 до  $2,8 \cdot 10^5$  м увеличивается, а при  $l > 2,8 \cdot 10^5$  м – переходит в насыщение, принимая свое максимальное (теоретический предел) значение 0,5. Аналогичные тенденции изменения имеют зависимости вероятности поглощения передаваемых фотонов оптического излучения от длины оптического волокна. Причем насыщение зависимости  $P_{\text{пот.}}(l)$  до значения 1,0 для длины волны 0,83 мкм наблюдается на более короткой длине оптического волокна (от  $8,4 \cdot 10^3$  м), чем для длины волны 1,55 мкм (от  $10^4$  м). Это связано с тем, что затухание на длине волны 0,83 мкм больше, чем на длине волны 1,55 мкм, и составляет 3 дБ/км и 2 дБ/км для длин волн 0,83 мкм и 1,55 мкм соответственно.

Получены зависимости пропускной способности оптического волокна от его длины для двух длин волн – 0,83 мкм и 1,55 мкм (см. рис. 1).

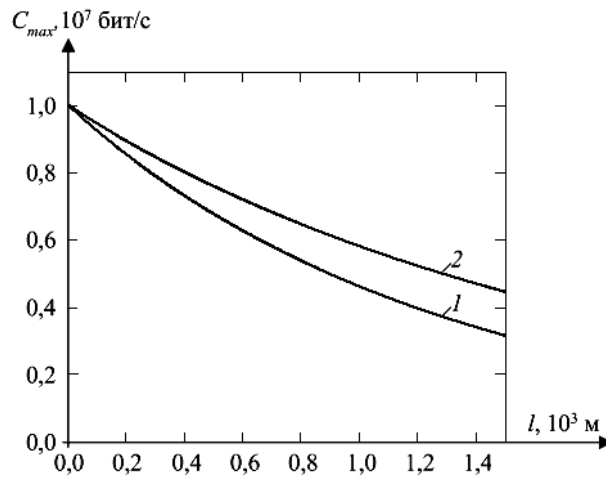


Рис. 1. Зависимость пропускной способности оптического волокна от его длины (коэффициент перекрестной поляризационной связи  $h = 10^{-5} \text{ м}^{-1}$ ): 1 – длина волны оптического излучения 0,83 мкм; 2 – длина волны оптического излучения 1,55 мкм

Для расчета пропускной способности оптического волокна  $C_{\max}$  использовалось выражение (11). Поскольку применять участки оптического волокна, на которых сумма вероятностей  $P_{\text{пот.}}$  и  $P_{\text{деп.}}$  превышает 0,5, нецелесообразно, поэтому для проведения математического моделирования исследовался участок оптического волокна в диапазоне  $l$  от 0 до  $1,5 \cdot 10^3$  м, где сумма  $P_{\text{пот.}}$  и  $P_{\text{деп.}}$  не превышает 0,5. В [7–9] показано, что пропускная способность современных квантово-криптографических систем в основном ограничивается возможностями приемных модулей. В работе [10] получено минимальное значение мертвого времени таких приемных модулей 100 нс при использовании счетчиков фотонов на основе лавинных фотодиодов, включенных по схеме активного гашения лавины, поэтому длительность  $\tau_b$  при моделировании рассматриваемого канала связи также выбиралась равной 100 нс. При такой длительности  $\tau_b$  максимальное значение пропускной способности может достигать  $10^7$  бит/с.

Из рис. 1 следует, что с увеличением длины оптического волокна его пропускная способность уменьшается для двух исследуемых длин волн оптического излучения. Это обусловлено тем, что с ростом длины оптического волокна вероятность того, что фотон оптического излучения либо деполяризуется, либо поглотится в оптическом волокне, увеличивается. В результате с увеличением длины оптического волокна возрастают вероятности ошибки при передаче информации  $P(1/0)$ ,  $P(-/0)$ ,  $P(0/1)$ ,  $P(-/1)$ , условная энтропия  $H(B/A)$ , и уменьшается пропускная способность, что видно из соответствующих выражений (5), (7) и (8).

Вероятность деполяризации фотонов оптического излучения в волокне не зависит от длины волны передаваемого фотона, а вероятность поглощения – зависит, как было отмечено ранее, поэтому в случае передачи излучения с длиной волны 0,83 мкм условная энтропия  $H(B/A)$  больше, а пропускная способность – меньше, чем в случае передачи излучения с длиной волны 1,55 мкм.

Также установлено, что отношение  $C_{\max}$  для длины волны оптического излучения 0,83 мкм к  $C_{\max}$  для длины волны оптического излучения 1,55 мкм с увеличением протяженности оптического волокна уменьшается. Так при  $l$ , равной  $0,1 \cdot 10^3$  м и  $1,5 \cdot 10^3$  м, это отношение составило 0,98 и 0,71 соответственно. Причем полученные отношения не зависели от величины  $\tau_b$ . Применение длины волны оптического излучения 0,83 мкм на коротких (до 100 м) участках оптического волокна позволяет достичь практически тех же значений пропускной способности, что и для длины волны оптического излучения 1,55 мкм (отклонение не более 2,3 %), а также – использовать в качестве приемников излучения рассматриваемого канала связи счетчиков фотонов на кремниевых лавинных фотодиодах. Такие фотодиоды работают при комнатных температурах, в отличие от, например, лавинных фотодиодов на основе германия и соединений галлия, квантовых точек и др., применяемых для регистрации оптического излучения с длиной волны 1,55 мкм и требующих в режиме счета фотонов охлаждения до низких температур.

Получены зависимости пропускной способности оптического волокна от его длины для двух случаев: без учета вероятности деполяризации передаваемых фотонов и с учетом как вероятности деполяризации, так и вероятности поглощения передаваемых фотонов оптического излучения в волокне (см. рис. 2). Такие зависимости были идентичными как для длины волны 0,83 мкм, так и для длины волны 1,55 мкм, поэтому на рис. 2 приведены зависимости  $C_{\max}(l)$  только для длины волны оптического излучения 0,83 мкм. Диапазон исследуемых значений  $l$  и величина  $\tau_b$  устанавливались такими же, как при построении кривых, представленных на рис. 1.

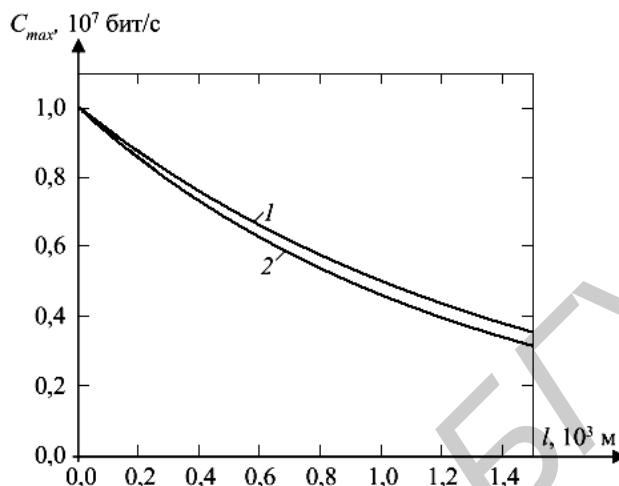


Рис. 2. Зависимость пропускной способности оптического волокна от его длины (коэффициент перекрестной поляризационной связи  $h = 10^{-5} \text{ м}^{-1}$ , длина волны оптического излучения 0,83 мкм):  
1 – без учета вероятности деполяризации передаваемых фотонов; 2 – с учетом вероятности деполяризации и вероятности поглощения передаваемых фотонов

Тенденции изменения зависимостей 1 и 2 на рис. 2 были аналогичны представленным на рис. 1 кривым 1 и 2: с увеличением длины оптического волокна пропускная способность уменьшается, что, как отмечалось выше, объясняется различным затуханием передаваемого оптического излучения исследуемых длин волн. Отклонение пропускной способности оптического волокна, полученной без учета вероятности деполяризации передаваемых фотонов, от  $C_{\max}$  с учетом вероятности деполяризации и вероятности поглощения передаваемых фотонов, также увеличивается. Отношение  $C_{\max}$  без учета вероятности деполяризации передаваемых фотонов к  $C_{\max}$  с учетом вероятности деполяризации и вероятности поглощения передаваемых фотонов с увеличением  $l$  уменьшалось и составило 0,99 и 0,89 при длине оптического волокна, равной  $0,1 \cdot 10^3$  м и  $1,5 \cdot 10^3$  м соответственно. Эти соотношения не зависели от длительности  $\tau_b$ , поэтому на коротких участках кабеля (до  $0,1 \cdot 10^3$  м) вероятностью деполяризации передаваемых фотонов при оценке пропускной способности оптического волокна можно пренебрегать. В этом случае погрешность определения  $C_{\max}$  не превышает 1,1 %.

### Заключение

Построена математическая модель канала связи, в котором данные передаются с помощью отдельных фотонов с различной поляризацией, и получено выражение для расчета пропускной способности оптического волокна  $C_{\max}$ , учитывающее вероятности деполяризации и поглощения передаваемых фотонов оптического излучения.

Установлено, что пропускная способность оптического волокна при передаче данных с помощью отдельных фотонов с различной поляризацией в большей мере зависит от вероятности поглощения фотона, чем от вероятности деполяризации. Получено, что при  $l = 0,1 \cdot 10^3$  м расчет пропускной способности оптического волокна можно выполнять без учета вероятности деполяризации передаваемых фотонов оптического излучения.

*Работа выполнена при поддержке Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований (договор № Т13-018).*



# DATA THROUGHPUT OF OPTIC FIBERIN QUANTUM COMMUNICATIONS SYSTEM

I.R. GULAKOV, A.O. ZENEVICH, A.M. TIMOFEEV

## Abstract

A mathematical model of communications channel that transfers data by means of separate photons having different polarization has been developed. The expression for calculating of optic fiber throughput has been obtained that takes into account probabilities of depolarization and absorption of radiation photon. As a result of implemented simulation it has been found that data throughput depends on the length of optic fiber. It has been established that photon absorption as compared with its depolarization contributes greatly to the size of optic fiber throughput.

## Список литературы

1. *Килин С.Я.* Квантовая криптография: идеи и практика. Минск, 2007.
2. *Клюев Л.Л.* Теория электрической связи: учебник. Минск, 2008.
3. *Дмитриев А.Л.* Оптические системы передачи информации: учебное пособие. СПб, 2007.
4. *Панфилов И.П.* Теория электрической связи: учебник для вузов. М., 1991.
5. *Алексеева Т.В.* Учебное пособие по курсу «Теория электрической связи». М., 1991.
6. *Трофимова Т.И.* Курс физики: учебник. М., 2003.
7. *Зеневич А.О., Тимофеев А.М.* // Докл. БГУИР. 2011. № 7 (61). С. 5–9.
8. *Гулаков И.Р., Зеневич А.О., Тимофеев А.М.* // Приборы и методы измерений. 2012. № 1 (4). С. 104–109.
9. *Зеневич А.О., Комаров С.К., Тимофеев А.М.* // Электросвязь. 2010. № 10. С. 14–16.
10. *Гулаков И.Р., Зеневич А.О.* // Докл. БГУИР. 2006. № 1 (13). С. 27–31.

УДК 539.216:546.824-31

## ОЦЕНКА ПРИМЕНИМОСТИ ДАТЧИКОВ ВИБРОУСКОРЕНИЯ, ВСТРОЕННЫХ В СОВРЕМЕННЫЕ МОБИЛЬНЫЕ ПЛАТФОРМЫ, ДЛЯ ЗАДАЧ ВИБРАЦИОННОЙ ДИАГНОСТИКИ ПРОМЫШЛЕННОГО ОБОРУДОВАНИЯ

И.Г. ДАВЫДОВ, С.А. МИГАЛЕВИЧ, С.Ю. ВАСЮКЕВИЧ, А.В. ЦУРКО

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 20 ноября 2013*

Проведена оценка технических характеристик датчиков виброускорения, встроенных в современные мобильные платформы. Сделаны выводы о возможных задачах и границах применимости современных мобильных платформ в качестве элементов распределенной диагностической системы.

*Ключевые слова:* вибродиагностика, датчики виброускорения.

### Введение

Современное промышленное оборудование содержит большое количество вращающихся узлов, таких как подшипники и зубчатые передачи, которые работают на больших скоростях и под сильной нагрузкой, вследствие чего быстро изнашиваются и выходят из строя. Для предотвращения аварийных ситуаций необходимо своевременно выявлять, производить ремонт и замену неисправных узлов, что в большинстве случаев требует специального диагностического оборудования и обученных специалистов.

Перспективным средством проведения экспресс-анализа промышленного оборудования являются распределенные диагностические системы, имеющие в своем составе мобильные платформы. Концепция мобильной диагностики заключается в пространственном разделении диагностической системы на устройства съема данных и устройства их обработки, хранения, анализа. Типовая схема распределенной диагностической системы представлена на рис. 1 и выглядит следующим образом. Мобильная платформа фиксирует данные и передает их на сервер по радиоканалу. Сервер объединяет новую информацию с имеющейся базой данных и проводит анализ. Результаты анализа могут быть переданы обратно на мобильную платформу, а также становятся доступны через веб-ресурс в сети интернет, который является инструментом управления сервером и представления отчетных данных.

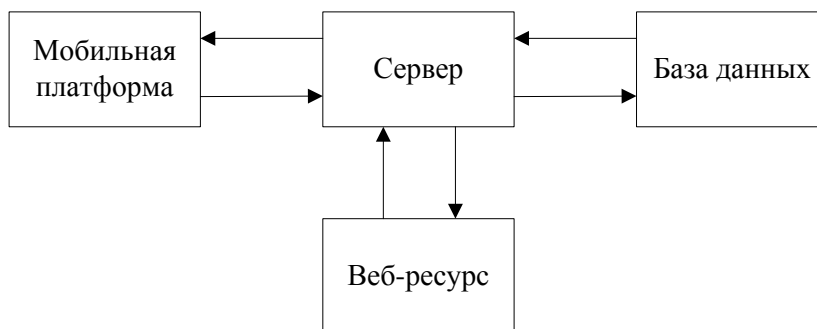


Рис. 1. Схема распределенной диагностической системы

Достоинства предложенной системы заключаются в следующем:

- отчет о состоянии оборудования можно получить мгновенно, а новые измерения занимают не более нескольких минут;
- в режиме экспресс-анализа из системы исключается эксперт по диагностике, что снижает затраты на обучение и содержание специального персонала;
- объединение нескольких источников и базы данных дает необходимое количество информации для диагностики с высокой чувствительностью и точностью;
- независимый диагностический сервер дает необходимый вычислительный ресурс для реализации сложных алгоритмов и минимизации времени анализа;
- серверный анализ позволяет внедрять новые методы и алгоритмы программно, не требуется замена оборудования;
- веб-ресурс предоставляет возможность гибкого доступа к данным, статистического анализа, сокращает затраты времени на подготовку отчетности;
- независимость от мобильной платформы позволяет выбирать измерительное оборудование в зависимости от сложности задачи.

### **Оценка технических характеристик датчиков виброускорения, встроенных в современные мобильные платформы**

Датчики виброускорения, встроенные в современные мобильные платформы, представляют собой микроэлектромеханические системы (технология MEMS), и зачастую являются емкостными датчиками ускорения, собранными в корпусах микросхем [1]. Принцип действия емкостного сенсора основан на перемещении внутри чувствительного элемента инерционного тела, являющегося электродом, что вызывает изменение расстояния между обкладками, и, таким образом, емкости конденсатора.

Основные характеристики акселерометров [2]: пределы измерения – диапазон изменения ускорения; чувствительность – минимальное фиксируемое ускорение; нестабильность чувствительности – отклонение под действием различных факторов; смещение нуля – показание при нулевом кажущемся ускорении; нестабильность смещения нуля – отклонение под действием различных факторов; рабочий диапазон – полоса частот, в которой возможно измерение ускорения; нелинейность – отклонение масштабного коэффициента в рабочем диапазоне; шум – пределы случайных искажений электрического сигнала. Рассмотрим основные характеристики MEMS-акселерометров, встроенных в современные мобильные телефоны (табл. 1), в сравнении с характеристиками акселерометров для промышленной диагностики (табл. 2).

Таблица 1. Основные характеристики акселерометров, встроенных в смартфоны

Наименование	LIS302DL	LSM330DLC	BMA150	KXTF9
Производитель	STMicroelectronics	STMicroelectronics	Bosch	Kionix
Применение	Apple iPhone 4	Samsung Galaxy S 3	HTC Inspire 4	LG-P999
Пределы измерения	±2g/±8g	±2g/±4g/±8g/±16g	±2g/±4g/±8g	±2g/±4g/±8g
Чувствительность	16,2/64,8 mg/digit	1/2/4/12 mg/digit	256/128/64 LBS/g	1024/512/256 counts/g
Нестабильность чувствительности	0,01 %/°C	0,05 %/°C	–	0,01/0,03 % /°C
Смещение нуля	±40/±60 mg	±60 mg	±60 mg	±125 mg
Нестабильность смещения нуля	±0,5 mg /°C	±0,5 mg /°Cs	1 mg/K	0,4/0,7 mg/°C
Рабочий диапазон	50 Гц / 200 Гц	150 Гц / 2,69 кГц	1,5 кГц	400 Гц / 1,59 кГц
Нелинейность	–	–	±0,05	1 % of FS
Шум	–	220 µg /√Hz	0,5 mg /√Hz	–
Габариты, мм	3×5×0,9	4×5×1,1	3×3×0,9	3×3×0,9
Цена, долл. США	2	4	5	5

Таблица 2. Основные характеристики акселерометров для промышленной диагностики

Наименование	CMCP770	ACC786A	A-15	ADXL001
Производитель	STI Vibration Monitoring	Omega Engineering	Раменский приборостроительный завод	Analog Devices
Применение	Промышленность	Промышленность	Авиация	Медицина
Пределы измерений	$\pm 80 \text{ g}$	$\pm 80 \text{ g}$	$\pm 25 \text{ g}$	$\pm 70 \text{ g}/\pm 250 \text{ g}/\pm 500 \text{ g}$
Чувствительность	100 мВ/г	100 мВ/г	1,5 мА/г	16/4,4/2,2 мВ/г
Нестабильность чувствительности	$\pm 10 \%$ (range)	$\pm 5 \%$ (range)	$\pm 0,02 \%$ /°C	–
Смещение нуля	–	–	$\pm 8 \times 10^{-3} \text{ g}$	1,65 В
Нестабильность смещения нуля	–	–	$\pm 2,5 \times 10^{-3} \text{ g}$	–
Рабочий диапазон	0,5 Гц–14 кГц	0,5 Гц–14 кГц	–	0,5 Гц–32 кГц
Нелинейность	1 %	1 %	–	0,2 %
Шум	4 $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$	5 $\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$	–	4 $\text{mg}/\sqrt{\text{Hz}}$
Габариты, мм	18×18×46	22×22×53	24×24×20	5,3×4,6×2,4
Цена, долл. США	129	185	6500	33

На основе анализа данных табл. 1 и 2 можно сделать следующие заключения. Рабочий диапазон «мобильных» акселерометров на порядок уже, чем промышленных акселерометров среднего уровня, но покрывает значительную часть диапазона измеряемых колебаний до 1 кГц [3]. Аналогично, диапазон измерений и чувствительность также ниже на один-три порядка. Параметры неустойчивости, такие как изменение чувствительности и смещения нуля под действием температуры, нелинейность амплитудных характеристик и уровень шума в большинстве случаев равны, либо меньше у промышленных моделей. Обратим особое внимание на то, что данным, снятым с помощью мобильных устройств, соответствует значительная неустойчивость частоты дискретизации, обусловленная частотой опроса датчика [4].

### Экспериментальное исследование статистических характеристик сигналов с датчиков виброускорения, встроенных в современные мобильные платформы

Определим статистические характеристики сигнала, полученного с акселерометра, встроенного в мобильный телефон Samsung Galaxy S3. Снятые данные соответствуют трем перпендикулярным осям датчика, каждый набор данных также содержит метки времени для каждого отсчета. Графики снятых сигналов во временной области представлены на рис. 2 – 4.

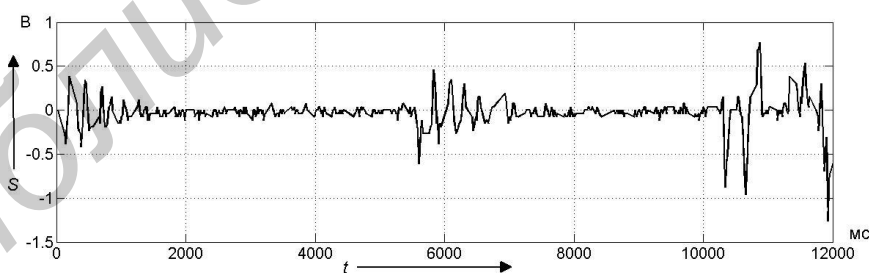


Рис. 2. Данные по оси X акселерометра

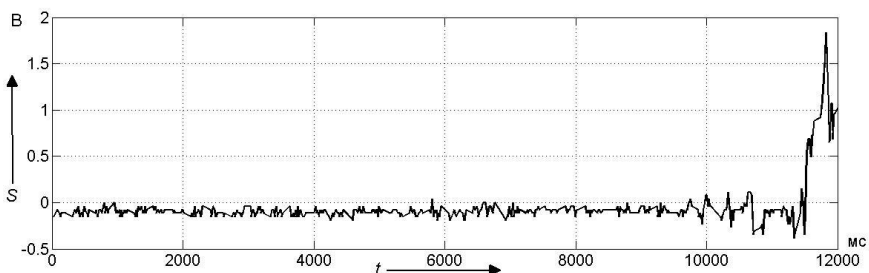


Рис. 3. Данные по оси Y акселерометра

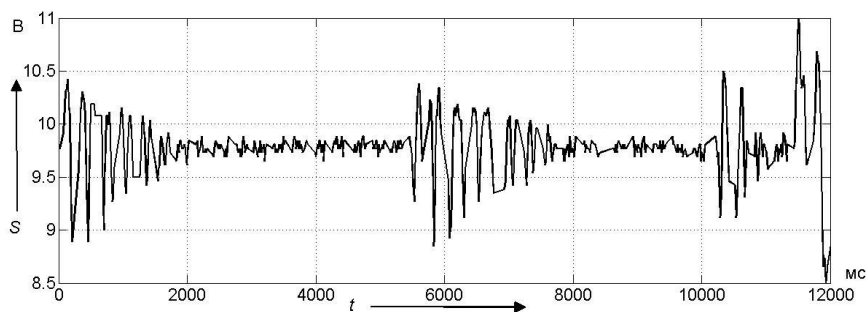


Рис. 4. Данные по оси Z акселерометра

Для оценки пригодности полученных данных для дальнейшего использования проводится оценка статистических характеристик данных с оси Z.

Среднее арифметическое значение отсчетов времени вычисляется по формуле (1):

$$\bar{Z} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n z_j, \quad (1)$$

где  $n$  – количество отсчетов,  $z$  – значение отсчетов времени.

$$\bar{Z} = 3,4107 \cdot 10^{-14} \text{ В.}$$

Дисперсия для набора отсчетов определяется по формуле (2):

$$S^2 = \frac{\sum_{j=1}^n (z_j - \bar{z})^2}{n-1}, \quad (2)$$

$$S^2 = 0,1257 \text{ В.}$$

Среднеквадратичное отклонение равно  $S = \sqrt{S^2} = \sqrt{0,1257} = 0,3545$ .

Для оценки стабильности частоты вычислим разницу между соседними отсчетами времени. Результат покажет, с какой частотой была приведена выборка отдельного значения. Данная характеристика вычисляется по формуле (3):

$$\Delta\tau_i = \tau_i - \tau_{i-1} = (0, N). \quad (3)$$

Полученные значения разности представлены на рис. 5. Математическое ожидание данной величины составляет 21,33 единиц дискретного времени, дисперсия 570,7; среднеквадратическое отклонение 23,89.

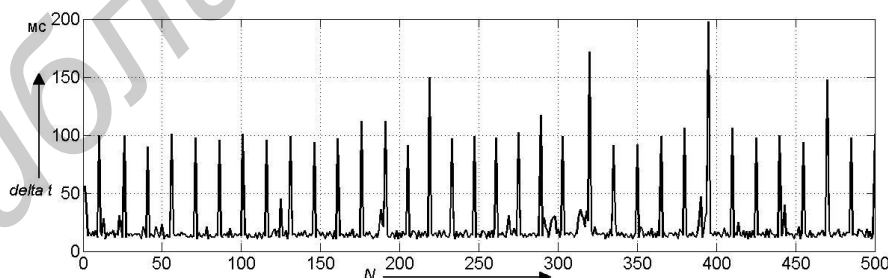


Рис. 5. Разность между соседними временными отсчетами

### Заключение

Анализ характеристик позволяет заключить, что акселерометры мобильных телефонов пригодны для предварительной диагностики выраженных дефектов на низких и средних частотах. Однако, особенности аппаратной и программной реализации обуславливают значительную нестабильность частоты опроса датчиков таких устройств, в силу чего, как показал анализ статистических характеристик, снятый сигнал обладает недостаточной

стабильностью частоты дискретизации и не может считаться квазистационарным, а следовательно не пригоден для решения диагностических задач в чистом виде. В качестве решения данной проблемы предлагается провести накопление данных, статистическую обработку, интерполяцию и передискретизацию.

## **MODERN MOBILE ACCELEROMETERS APPLICATION ABILITIES AND LIMITATIONS FOR THE SAKE OF VIBRATION PROCESSING IN MACHINERY**

I.G. DAVYDOV, S.A. MIGALEVICH, S.U. VASIUKEVICH, A.V. TSURKO

### **Abstract**

Technical characteristics of modern mobile accelerometers are evaluated in this paper. Application abilities for these accelerometers and its applicability limitations in distributed diagnostic system application are taken into consideration during the research.

### **Список литературы**

1. Дрожин А. MEMS: микроэлектромеханические системы, часть 1 // 3Dnews. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.3dnews.ru/editorial/MEMS-microelectromechanical-systems-Part-1/print>. – Дата доступа: 26.09.2013.
2. Характеристики акселерометров / Справочник метролога // РСТ, Главный форум метрологов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://metrologu.ru/info/izmerenia/vibroizmerenia/6-harakteristiki-akselerometrov.html>. – Дата доступа: 26.09.2013.
3. Измерение и анализ механических колебаний. Справочное руководство. Дания, 1984.
4. *Woodman O.* Pedestrian Localisation for Indoor Environments: PhD thesis. Cambridge, 2010.

УДК 519.711: 004.85

## ОБУЧЕНИЕ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ДЛЯ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ НА ВАЛЮТНОМ РЫНКЕ

В.А. РЫБАК, Х.М. СУЛАЙМАН

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 9 декабря 2013

Выполнен анализ существующих научных подходов и средств для поддержки принятия решений на фондовом и валютном рынках. Обосновано применение элементов искусственного интеллекта – нейронных сетей.

*Ключевые слова:* валютный рынок, нейронные сети, системы поддержки принятия решений.

### Введение

Стабильность роста доходности ценных бумаг фондового рынка за период 2000–2007 гг. позволяла инвесторам получать прибыль, используя традиционный инструментальный технический анализ статистических данных, адекватный закономерностям изменений финансовых показателей в условиях растущей экономики. При нестабильности финансовых рынков в период кризиса данный инструментальный анализ оказался недостаточно эффективным, что вызвало необходимость модификации торговых стратегий, обеспечивающих приемлемый уровень прибыли для участников фондового рынка при увеличении волатильности и рисков вложений в активы. Необходимость учета этих сценариев в ходе работы на фондовом рынке требует дальнейшего совершенствования методов и инструментальных средств поддержки принятия инвестиционных решений, что и определяет актуальность темы диссертационного исследования [1].

Большинство авторов рассматривали финансовые рынки в период их стабильного развития. Вопросы принятия решений на фондовых рынках в условиях значительной волатильности доходностей и рисков ценных бумаг, свойственных периодам нестабильности, не получили должного освещения в научных трудах. Вместе с тем, в условиях нестабильности финансового рынка инструментальные средства поддержки принятия решений могут давать ложные сигналы о покупке или продаже актива, а ранее прибыльные алгоритмы торговли приводить к значительным убыткам. Недостаточная разработанность проблематики построения универсальных формализованных торговых стратегий и соответствующих им торговых систем, применимых в условиях стабильного и нестабильного поведения фондового рынка, определила тематику данных исследований [1].

### Теоретический анализ

В рамках проведенных исследований [1] автором описана общая блок-схема алгоритма разработки торговых систем (ТС). В соответствии с ней после сбора данных и построения торговой системы происходит ее внедрение в программу технического анализа и тестирование ТС. Далее производится анализ эффективности, и в случае положительного результата ТС вводится в эксплуатацию.

В качестве основных инструментальных средств технического анализа в работе применяются технические индикаторы и японские свечи. В настоящее время известны сотни

технических индикаторов (ТИ), которые общепринято делить на две основные группы: «трендовые» и осцилляторы. К первой группе относят ТИ, которые сигнализируют о зарождении, продолжении или угасании трендовой направленности движения рынка.

Вторая группа индикаторов выявляет небольшие краткосрочные колебания цены. Кроме технических индикаторов для анализа тенденций фондового рынка применяются комбинации японских свечей, называемые свечными моделями. Большинство из применявшихся ранее ТИ и моделей японских свечей использовались для разработки торговых стратегий, ориентированных на стабильные условия фондового (валютного) рынка, без учета специфики скачкообразных колебаний цены во время кризиса.

В дополнение к имеющимся инструментальным средствам технического анализа в работе [1] предложены новые ТИ, позволяющие на их основе разрабатывать универсальные торговые системы, которые эффективно работают в условиях неопределенного поведения рынка, характерного для послекризисного периода. Одним из них является индикатор *POnew*, разработанный на основе модификации классического индикатора *Price Oscillators (PO)*, представляющего собой выраженную в процентах разницу между короткой и более длинной скользящими средними. С помощью *PO* можно отсеять хаотичные краткосрочные флуктуации цен, которые могут служить ошибочными сигналами при принятии решений. Технический индикатор *PO* может проявлять эффект проскальзывания цены (заключение сделки по цене худшей, чем цена, рекомендованная ТС из-за задержки обработки заявки пользователем). С целью устранения этого недостатка индикатор *POnew* строится не по цене закрытия, а по усредненной цене. Технический индикатор *POnew* определяется следующим выражением:

$$POnew = \left( \frac{\frac{1}{n_1} \sum_{i_1=k_1-n_1+1}^{k_1} \frac{(h_{i_1} + l_{i_1} + c_{i_1})}{3}}{\frac{1}{n_2} \sum_{i_2=k_2-n_2+1}^{k_2} \frac{(h_{i_2} + l_{i_2} + c_{i_2})}{3}} - 1 \right) \cdot 100,$$

где  $h_{i_1}$ ,  $h_{i_2}$  – максимальная цена периода  $i_1$  и  $i_2$  для первой и второй скользящих средних соответственно,  $l_{i_1}$ ,  $l_{i_2}$  – минимальная цена периода  $i_1$  и  $i_2$  для первой и второй скользящих средних соответственно,  $c_{i_1}$ ,  $c_{i_2}$  – цена закрытия периода  $i_1$  и  $i_2$  для первой и второй скользящих средних соответственно,  $n_1$ ,  $n_2$  – полное число периодов, используемое для вычисления первой и второй скользящей средней,  $k_1$  – номер позиции периода, для которого вычисляется первая скользящая средняя длиной  $n_1$ , в полной базе данных всех периодов,  $k_2$  – номер позиции периода, для которого вычисляется вторая скользящая средняя длиной  $n_2$ , в полной базе данных всех периодов. Также автором предложена новая расчетные формула для вычисления стохастического осциллятора *RSI<sub>p</sub>*.

Анализ доходности разработанных ТС как во внекризисном, так и в кризисном периодах показывает, что наилучшие результаты достигаются торговыми системами: «Stochastic of RSI», «RSI & Bollinger», «2LRI&POnew», «Moving & Stochastic» [1]. Необходимо отметить, что хотя автор в целом решил поставленные в указанном исследовании задачи, предложенные ТС базируются на простых, зачастую линейных, индикаторах, применение которых, на наш взгляд, не может обеспечить достаточную стабильность и доходность на высоко волатильных рынках.

Схожую цель ставит перед собой и Ю.Н. Журавлева, которая предлагает модели и алгоритмы поддержки принятия решений по управлению краткосрочным инвестиционным портфелем [2].

Самыми распространенными и известными на сегодняшний день моделями управления портфелем ценных бумаг, по мнению автора, являются: модель Марковица, модель Шарпа (Capital asset pricing model, CAMP), модель Росса (Arbitrage Pricing Theory, APT). Установлено, что построение структуры оптимального портфеля с помощью рассматриваемых моделей не позволяет построить краткосрочный инвестиционный портфель.



Наиболее эффективной моделью оценки рыночного риска в финансовых задачах является модель VAR (Value – at-Risk стоимость под риском).

Проведенные автором исследования позволили выделить и ранжировать ряд независимых переменных, которые оказывают непосредственное влияние на доходность финансового инструмента и поэтому должны учитываться при оценке риска инвестирования. Указанные переменные сгруппированы в четыре блока: валютный, фондовый, процентный и товарный, влияние которых составляет соответственно 30,29, 26,18, 25,68 и 25,12 %.

Вторая модель прогнозирования доходности финансового инструмента строится на основе многослойной нейронной сети. В задачах прогнозирования финансовых рядов с помощью нейронных сетей выделяют следующие подзадачи: погружение, выделение признаков, обучение нейронных сетей, построение моделей, реализующих решение задачи.

Очевидно, что целью задач прогнозирования является поиск нейронной сети, которая бы наилучшим образом строила отображение  $F: X \rightarrow Y$ , обобщающее сформированный на основе ценовой динамики набор примеров  $\{x_k, y_k\}$ . В качестве входной информации использовали параметры  $x_1, \dots, x_k$ , полученные методом пошагового отбора зависимых переменных для регрессионной модели и доходности финансовых переменных  $Y$ .

Для построения прогнозов доходности финансовых инструментов выбрана многослойная сеть обратного распространения, обученная с помощью алгоритма обратного распространения, для которого требуется выполнить следующее:

- выбрать очередную обучающую пару из обучающего множества  $\{x_k, y_k\}$ ; подать входной вектор на вход сети;
- вычислить выход сети OUT;
- вычислить разность между выходом сети и требуемым выходом (целевым вектором обучающей пары Target);
- подкорректировать веса сети так, чтобы минимизировать ошибку;
- повторить шаги с 1 по 4 для каждого вектора обучающего множества до тех пор, пока ошибка на всем множестве не достигнет приемлемого уровня.

В результате обучения многослойной сети для десяти финансовых инструментов были получены прогнозные значения доходности. При этом качество краткосрочного прогноза доходности, зависящего от множества показателей финансовой системы на основе нейронной сети, оказалось выше прогноза доходности на основе линейной многофакторной регрессии.

Заслуживающей особого внимания представляется изложенная автором идея идентификации характера движения на финансовом рынке при помощи фрактального анализа. На основании индекса фрактальности движение может быть четко отнесено к: тренду, флэту, или к случайному блужданию. Использование коэффициента наклона линии линейной регрессии, рассчитываемый по 16-ти предыдущим точкам, позволило автору выделить условия «устойчивого растущего и падающего тренда».

В целом, на наш взгляд, представленные в [2] модели и алгоритмы поддержки принятия решений по управлению краткосрочным инвестиционным портфелем могут быть улучшены применением элементов искусственного интеллекта для всей цепочки процесса, а не только в качестве инструмента для прогнозирования доходности.

Очевидно, что наличие исследований в области поддержки принимаемых решений по управлению инвестициями отражает реальный интерес к данной проблеме, а также ее неразработанность. Продолжая тему управления портфелем ценных бумаг необходимо рассмотреть работу А.В. Яремчука. По мнению автора, на протяжении двух последних десятилетий широкое распространение получили подходы, модели и методы, позволяющие в той или иной степени учитывать влияние сопутствующих рисков через их количественную оценку и прогнозировать изменение цен активов. Такие возможности предоставляют: методы стохастической финансовой математики, нейронные сети, регрессионный анализ, технический анализ, методы сценарного прогнозирования и другие.

Методы стохастической финансовой математики позволяют решать задачи, связанные с оценкой и вычислением рисков инвестиционного портфеля. Стохастический подход предполагает построение модели, описывающей динамику изменения рыночных цен активов, дает набор инструментов для оценки параметров и позволяет описывать цены и риски срочных контрактов. Основные недостатки методов, разрабатываемых в рамках данного подхода – в их

математической сложности и недостаточной адекватности описания инструментов инвестирования, относящихся к разным сегментам рынка, совместного поведения цен инструментов.

К основным достоинствам подхода, основанного на нейронных сетях, следует отнести возможность самообучения, позволяющую учитывать нелинейные зависимости между переменными, давать на выходе конкретный прогноз при неизвестных базовых закономерностях между входными и выходными данными. Основным недостатком методов, основанных на нейронных сетях, является невозможность учитывать ситуации, не предусмотренные разработчиком.

Методы, основанные на регрессионном анализе, дают возможность получить прогноз и оценить его качество. Кроме этого можно установить форму и характер зависимости между входными данными и результатом. Основными недостатками данных методов прогноза цен на активы следует считать недостаточную устойчивость к изменениям входной информации, сложности, связанные с построением регрессионной модели, а также высокую чувствительность к модели распределения шума.

Основным достоинством методов технического анализа является простота интерпретации полученных результатов. К основным недостаткам можно отнести их эвристический характер и отсутствие возможности количественной оценки рисков. Предполагается, что эти методы работают хорошо потому, что их использует большое количество участников торгов.

Наиболее предпочтительным, по мнению автора, является метод сценарного прогнозирования (сценарный анализ) – метод мониторинга и управления рисками, основанный на моделировании возможных ситуаций и построении вероятностного прогноза при помощи определенного математического аппарата с последующей количественной оценкой рисков [3].

Данные исследования еще раз подтвердили актуальность выбранной нами темы и эффективность применения нейронных сетей для создания системы поддержки принятия решений на фондовом (валютном) рынке.

Исходя из проведенного анализа, авторы сформулировали следующую цель исследования: разработать и реализовать методы и средства интеллектуальной поддержки принятия решений на валютном рынке.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие основные задачи:

1. Осуществить анализ существующих параметров и индикаторов валютного рынка, выделить наиболее репрезентативные.
2. Разработать процедуру формирования обучающей выборки с учетом выбранных параметров и индикаторов.
3. Выбрать оптимальную модель нейронной сети для осуществления ее обучения и использования в качестве инструмента поддержки принятия решений на валютном рынке.
4. Сравнить эффективность разработанной системы с существующими аналогами.

### **Результаты и их обсуждение**

Далее описывается программа исследований для формирования обучающей выборки для нейронной сети, которая будет использоваться в качестве инструмента поддержки принятия решений на валютном рынке.

Формирование обучающей выборки может быть выполнено, в общем случае, двумя путями – либо экспертом, либо автоматически. Первый путь, очевидно, не смотря на возможную предпочтительность с точки зрения простоты, обладает высоким уровнем субъективизма. Поэтому был выбран второй вариант.

Для получения реальных хронологических данных об уровне цен на валютном рынке была использована наиболее распространенная торговая платформа MetaTrader версии 4. В качестве валютной пары на основании наибольшего объема осуществляемых сделок была выбрана пара доллар США / Евро. Временной интервал графиков торговли может быть выбран различным, но с учетом волатильности предпочтительнее выглядит среднесрочная стратегия на четырехчасовых графиках.

Используя встроенные функции программы MetaTrader сформируем историю котировок за прошедший год в виде отдельного файла (меню «Сервис – Архив котировок – Экспорт», рис. 1). Записями в нем будут строки, состоящие из даты и времени котировки, значений открытия, максимума, минимума и закрытия интервала, а также объема торгов.

Время	Открытие	Максимум	Минимум	Закрытие	Объем
2013.07.29 16:00	1.32585	1.32637	1.32424	1.32433	2850
2013.07.29 12:00	1.32851	1.32948	1.32490	1.32584	10891
2013.07.29 08:00	1.32785	1.32917	1.32609	1.32850	9448
2013.07.29 04:00	1.32889	1.32925	1.32748	1.32790	3690
2013.07.29 00:00	1.32856	1.32934	1.32753	1.32888	3167
2013.07.26 20:00	1.32798	1.32895	1.32726	1.32768	4892
2013.07.26 16:00	1.32613	1.32940	1.32548	1.32797	12854
2013.07.26 12:00	1.32869	1.32937	1.32524	1.32613	10612
2013.07.26 08:00	1.32791	1.32966	1.32723	1.32868	9170
2013.07.26 04:00	1.32746	1.32883	1.32702	1.32790	4474
2013.07.26 00:00	1.32767	1.32819	1.32684	1.32743	3284
2013.07.25 20:00	1.32283	1.32953	1.32262	1.32765	8720
2013.07.25 16:00	1.32246	1.32396	1.32098	1.32280	12435
2013.07.25 12:00	1.31854	1.32384	1.31656	1.32241	12880
2013.07.25 08:00	1.32109	1.32364	1.31802	1.31854	10079
2013.07.25 04:00	1.31937	1.32109	1.31936	1.32109	2787
2013.07.25 00:00	1.32002	1.32008	1.31876	1.31938	3006
2013.07.24 20:00	1.32054	1.32093	1.31774	1.32003	6562

Рис. 1. Окно архива котировок программы MetaTrader 4

Для обработки полученной информации необходимо разработать алгоритм, который позволит выделить точки входа в рынок – сигналы на покупку либо продажу.

К основным параметрам алгоритма относятся: временной шаг обработки  $t$ , максимальная продолжительность сделки  $T_{\max}$ , величина приемлемого убытка  $Z$ , величина желаемой прибыли  $P$ . При этом для каждого шага алгоритм после обработки архива котировок должен предложить одно из трех действий: покупать, продавать либо находиться вне рынка.

Блок-схема разработанного алгоритма представлена на рис. 2. После обработки котировок получается массив  $V$ , элементы которого являются торговыми сигналами.

Очевидно, что сигналы получены в ситуации, когда известны котировки валютной пары на перспективу. Однако в реальной жизни необходимо принимать решения, не имея подобной информации. Поэтому представляет научный интерес выделить ряд индикаторов, изменения значений которых были бы тесно связаны с сигналами.

В настоящее время имеется более сотни различных индикаторов, которые могут применяться на валютном рынке, и процесс их разработки пользователями продолжается. Использование встроенных в программу MetaTrader индикаторов показало, что корреляционная связь между ними и числовым рядом торговых сигналов практически отсутствует. Так для часто используемого для анализа ситуации на рынке индикатора двух средних (АРО) с периодами 90 и 13 коэффициент корреляции составил 0,04.

Для повышения зависимости между исследуемыми числовыми рядами было принято решение модифицировать первоначальный алгоритм, в результате работы которого торговые сигналы представляют собой наибольшее положительное число в пунктах, на которое можно открыть покупку валюты, либо отрицательное число, на которое можно открыть продажу валюты, либо ноль – если за расчетный промежуток времени  $T_{\max}$  величина риска превысила  $Z$ . В результате коэффициент корреляции между указанными выше величинами увеличился до 0,3. Важно отметить, что при отказе от ограничения риска коэффициент корреляции увеличивается до 0,4.

Для выделения наиболее репрезентативных индикаторов авторами был проведен регрессионный анализ, в результате которого из представленных в таблице индикаторов были выбраны пять с наибольшими коэффициентами корреляции.

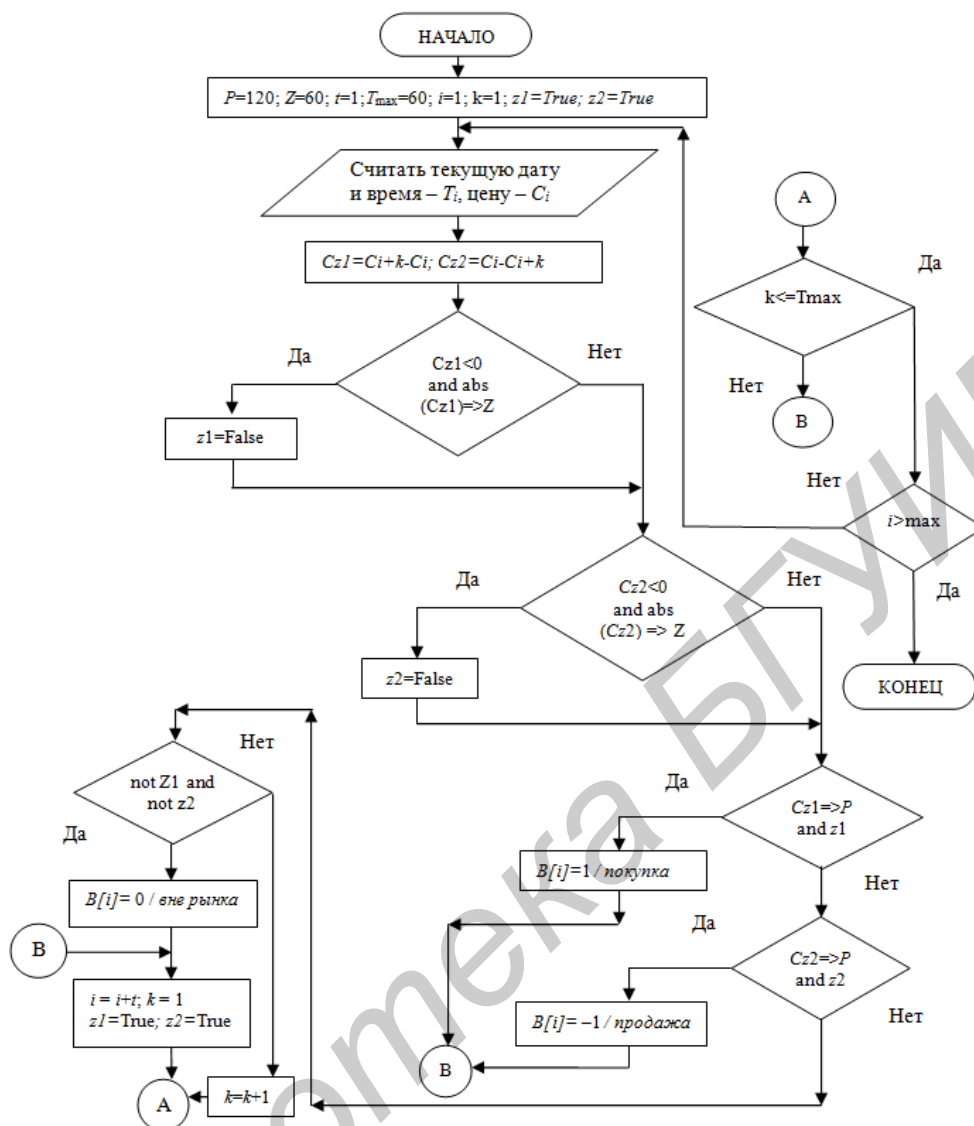


Рис. 2. Блок-схема алгоритма формирования торговых сигналов

**Перечень исследованных индикаторов**

Имя индикатора	Описание	Коэффициент корреляции
APO (absolute price oscillator)	Разность между значениями средней цены, например, за 90 и 13 предыдущих интервалов	0,4
Stochastic Oscillator	Стохастический осциллятор	0,014
Relative Strength Index (RSI)	Индекс относительной силы	
Standard Deviation	Среднеквадратическое отклонение	-0,07
Moving Average Convergence-Divergence (MACD)	Схождение-расхождение скользящих средних	0,38
MADiff (OsMA)	Разность между сглаженным и не сглаженным осцилляторами	0,27
Accumulation / Distribution	Индикатор изменения объемов	0,14
Parabolic	Трендовый индикатор	0,21
Ichimoku (индикатор Ишимоку Кинко Хайо)	Позволяет определить рыночный тренд, а также уровни поддержки/сопротивления	0,31

Таким образом, обучающую выборку будут составлять значения выбранных индикаторов (в роли входных параметров) и значения торговых сигналов, полученные в результате обработки модифицированным алгоритмом реальных котировок (выходной параметр).

## **Заключение**

В результате проведенного анализа подтвердилась актуальность применения нейронных сетей для поддержки принятия решений на валютном рынке. Разработанный алгоритм создания торговых сигналов и выделенные индикаторы позволили определить методику формирования обучающей выборки. Этап выбора структуры нейронной сети и ее обучение будет описано в последующих публикациях.

## **NEURAL NETWORK TRAINING TO SUPPORT DECISION MAKING ON FOREX MARKET**

V.A. RYBAK, H.M. SULAIMAN

### **Abstract**

The analysis confirmed the relevance of the application of neural networks for decision support in the Forex. Designed algorithm for creating trading signals and selected indicators will determine how the formation of the training sample. The step of selecting the neural network structure and its training will be described in subsequent publications.

### **Список литературы**

1. *Емельянова Э.С.* Методы и инструментальные средства поддержки принятия решений на фондовом рынке: Автореф. дис. ... канд. экон. наук. Москва, 2005.
2. *Журавлева Ю.Н.* Модели и алгоритмы поддержки принятия решений по управлению краткосрочным инвестиционным портфелем: Автореф. дис. ... канд. техн. наук. Сургут, 2012.
3. *Яремчук А.В.* Информационно-аналитические методы и алгоритмы поддержки принятия решений при управлении портфелем ценных бумаг на основе сценарного подхода к прогнозированию: Автореф. дис. ... канд. экон. наук : Санкт-Петербург, 2011.

УДК 004.91+347.78.031

## РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ВИЗУАЛИЗАТОРА СПЕКТРОВ ДЛЯ ПОДДЕРЖКИ ЛАЗЕРНОЙ ЭКСПРЕССНОЙ ЭКСПЕРТИЗЫ

Л.В. РУДИКОВА

Гродненский государственный университет им. Я. Купалы,  
Ожешко, 22, Гродно, 230023, Беларусь

Поступила в редакцию 12 августа 2013

Излагаются общие подходы к разработке программного обеспечения, предназначенного для визуализации спектров, полученных в результате лазерной экспрессной экспертизы. Приводятся требования к созданию специализированного программного обеспечения. Разработанное программное обеспечение позволяет получать быстрые и точные результаты экспертизы, собирать требуемые результаты в базу данных для их дальнейшей обработки, а также визуализировать и масштабировать полученные спектры.

*Ключевые слова:* лазерная экспрессная экспертиза, архитектура реализации, модель данных, модель функций, визуализатор спектров.

### Введение

К настоящему времени накоплен достаточно обширный материал по спектрам, о чем свидетельствуют соответствующие таблицы и атласы спектральных линий химических элементов [1, 2]. Однако непосредственная автоматизация процесса обработки результатов спектрограмм, получаемых с использованием мобильного лазерного спектрометра, применяемого при проведении материаловедческой экспертизы и исследованиях технологических изделий, историко-художественных ценностей, объектов окружающей среды, биоструктур, отсутствует. Это, естественно, замедляет получение итоговых результатов экспертизы и не позволяет осуществлять быстрый, направленный и расширенный поиск в базе накопленных экспертиз. В силу этого разработка соответствующих требований к программному обеспечению для поддержки лазерной экспрессной экспертизы, а также его разработка, апробация и оптимизация является актуальным направлением и будет несомненно востребованной разработкой.

### Особенности лазерного метода спектрального анализа

Важнейшими особенностями лазерного метода спектрального анализа являются: (а) экспрессный анализ в режимах практически неразрушающего контроля, только оптического контакта, реального времени, *in situ*; (б) высокая локальность и возможность определения элементного состава микроколичеств вещества (микроанализ); (в) стехиометрическое (практически беззбирательное) испарение образца; (г) исключение изменения первоначального элементного состава пробы; (д) проведение одновременного многоэлементного анализа, а также определение макро-, микро- и следовых содержаний элементов. С помощью лазерных источников возбуждения можно решать задачи локального, поверхностного, послойного, динамического анализа, изучать однородность материалов и распределение элементов.

Эмиссионный атомный спектральный анализ состоит из следующих основных процессов: (1) отбор представительной пробы, отражающей средний состав анализируемого материала или местное распределение определяемых элементов в материале; (2) введение

пробы в источник излучения, в котором происходят испарение твердых и жидких материалов, диссоциация соединений и возбуждение атомов и ионов; (3) регистрация спектра (либо визуальное наблюдение) с помощью спектрального прибора; (4) расшифровка полученных спектров с помощью таблиц и атласов спектральных линий химических элементов. Обычно испарение пробы и возбуждение спектра ее паров происходит в одном и том же источнике света для спектрального анализа, например, в пламени, в электрических дуге или искре.

В основе количественного эмиссионного анализа лежит прямая зависимость, выраженная формулой (1) и связывающая концентрацию (плотность атомов) определяемого химического элемента ( $N_z$ ) с интенсивностью регистрируемой атомной спектральной линии этого же элемента:

$$I = F_1 \Delta t (Lld) \omega \frac{hc}{4\pi\lambda_0} A_{ij} g_i \frac{N_z}{U_z} \exp\left(-\frac{E_i}{kT}\right) \int_{-\infty}^{\infty} P(\lambda), \quad (1)$$

где  $F_1$  – безразмерный коэффициент, учитывающий эффективность системы регистрации,  $\Delta t$  – временной интервал регистрации,  $Lld$  – объем зоны свечения плазмы, проецируемый на фотодетектор ( $L$  – толщина объема плазмы,  $d$  – ширина входной щели спектрографа,  $l$  – высота пикселя ПЗС-детектора),  $\omega$  – телесный угол сбора излучения плазмы,  $h$  – постоянная Планка,  $c$  – скорость света,  $\lambda_0$  – длина волны максимума эмиссионной линии,  $A_{ij}$  – вероятность перехода с верхнего уровня  $i$  на нижний  $j$ ,  $g_i$  – статистический вес уровня  $i$ ,  $U_z$  – сумма по состояниям атомов химического элемента  $z$ ,  $E_i$  – энергия верхнего уровня  $i$ ,  $k$  – постоянная Больцмана,  $T$  – температура плазмы,  $\int_{-\infty}^{\infty} P(\lambda) = 1$ , поскольку  $P(\lambda)$  – нормализованный профиль спектральной линии.

Эмиссионный спектр регистрируется оптическим многоканальным анализатором на основе ПЗС линейки (Toshiba TCD 1304AP), имеющей 3648 светочувствительных пикселей с размерами  $8 \times 200$  мкм. Область спектральной чувствительности (по уровню 0,1) составляет 200–1060 нм. Отработана механическая и оптическая схмотехника наведения и фокусировки лазерного излучения на выбранный участок анализируемого образца и отбора полезного сигнала (XYZ-позиционер).

### Формулировка основных требований к созданию программного визуализатора спектров

При элементном анализе материалов отождествление и фотометрирование спектральных линий элементов занимает достаточно много времени. Несмотря на то, что сами методы спектрального анализа хорошо разработаны, а также имеются некоторые библиотеки для визуализации спектральных линий [3, 4], на сегодняшний момент отсутствует программное обеспечение, которое самостоятельно, без участия человека, отождествляет спектральные линии. Это связано, прежде всего, с тем, что различные линии по-разному проявляются в различных источниках излучения.

Перечислим основные возможности, которые должны поддерживаться визуализатором спектров при обработке входного файла, полученного при проведении лазерной экспрессной экспертизы: считывание файлов, содержащих зарегистрированные спектры, их группировка и сохранение в истории; поиск пиков с возможностью отсека пиков по высоте и ширине; возможность настройки параметров шумоподавления для более точного определения границ пиков; возможность выбора различных баз данных (на данный момент NIST и тах форматы) и поиск спектральных линий с возможностью настройки поиска; сохранение проделанной работы в виде графического изображения с подписанными линиями.

Визуализатор спектров должен обеспечивать автоматический поиск пиков с возможностью изменения настроек поиска (например, отсека пики с малой интенсивностью, или с большой шириной), а также – возможность указывать пики на спектре вручную, корректировать или удалять уже имеющиеся найденные пики путем добавления или

перетаскивания мышкой на спектре границ, между которыми находится пик. Для этого под списком найденных пиков желательно иметь кнопки «Добавить пик» и «Удалить пик». Кроме того, желательно для пиков подсчитывать площадь и высоту пика (площадь и высоту подсчитывать от уровня фона, а не от нуля). При возможности необходимо осуществлять декомпозицию пиков. Далее, в визуализаторе спектров должна поддерживаться возможность выбора вручную тех элементов, которые могут присутствовать в спектре, т. к. большинство элементов встречается достаточно редко. В окне выбора элементов желательно также иметь выбор баз данных и две кнопки – «Выбрать все элементы» и «Отменить все элементы», а также поле, в котором можно задать погрешность установления длины волны – т. е. в каких пределах от найденной длины волны вершины пика необходимо вести поиск длин волн возможных элементов в базах данных.

Дополнительные возможности визуализатора спектров поддерживают поля, которые будут уменьшать количество возможных линий для найденного пика путем установки ограничения на отбираемые линии в базах данных, например, поле «Интенсивность не менее» для базы данных NIST и Зейдель, или в базе данных тах поля «Вероятность перехода не менее» (второй столбец, умноженный на удвоенный последний плюс единица в файле базы данных), и «Энергия верхнего уровня не более» (предпоследний столбец).

В выходной файл необходимо записать список длин волн пиков (вершина и границы), их интенсивностей и соответствующих им линий из баз данных. Данные в файле должны выводиться в строку: длина волны вершины пика, через несколько пробелов – левая граница, правая граница, интенсивность, затем – линии из баз данных (со всеми параметрами, которые имеются), помещенные в третий список. В новой строке выходного файла помещается информация о следующем пике. Отметим также, что в визуализатор спектра необходимо добавить экспорт картинки спектра с подписанными длинами волн, которая сохраняется в виде графического файла, и возможность загрузки выходного файла на новый полученный спектр, что может помочь идентификации линий при похожих спектрах. Таким образом, интенсивности в новом спектре будут новые, однако сами границы линий и элементы могут оставаться одинаковыми.

### **Модель функций программного визуализатора спектров**

Учитывая изложенное выше и специфику предметной области, построена функциональная модель для программного визуализатора спектров, которая приведена на рис. 1. На предлагаемой диаграмме вариантов использования представлены два класса актеров: пользователь, который будет работать с программным визуализатором спектров, и база данных, предполагающая наличие необходимых спектральных линий химических элементов и спектральных образцов. Для осуществления взаимодействия с программным анализатором предполагается обязательное наличие пользовательского интерфейса, с помощью которого возможны следующие действия, связанные с обработкой данных спектра: визуализация данных, отождествление данных со спектрами из базы данных, сохранение обработки для исследуемого образца и некоторые другие действия. Особо следует заметить, что программный визуализатор предполагает широкие возможности пользовательской настройки и обработки данных.

Следует также отметить, что разработка соответствующего программного обеспечения, поддерживающего визуализацию регистрируемых спектральных линий, характеризуется следующим. Во-первых, выходной файл, в котором содержатся данные регистрации эмиссионных спектров, должен подвергаться как аналитической обработке, так и последующей визуализации с учетом имеющихся опытных данных о спектральных линиях химических элементов. Во-вторых, как сам выходной файл, так и соответствующие аналитические расчетные данные предполагается хранить в базе данных, которая будет составлять основную информационную часть разрабатываемого программного обеспечения. Кроме того, отдельная часть программного обеспечения предполагает наличие экспертных оценок, связанных с опытными образцами, что позволит в дальнейшем проследить некоторые тенденции и выявить характерные зависимости для различных технологических изделий, историко-художественных ценностей, объектов окружающей среды и биоструктур.



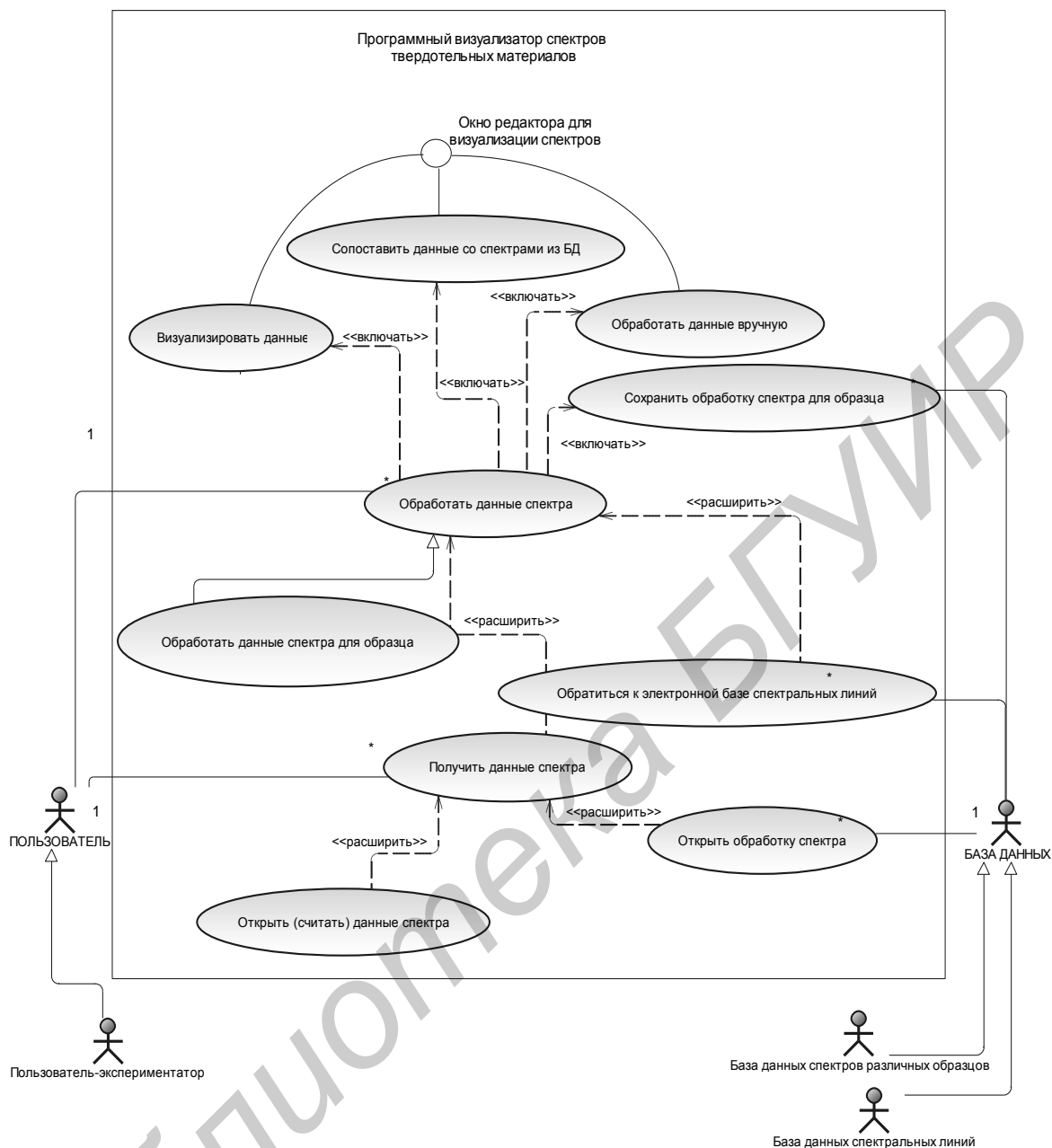


Рис. 1. Диаграмма вариантов использования для программного визуализатора спектров

Отметим также, что визуализатор спектров использует различные базы спектральных линий для отождествления снятых спектрограмм. Поддержка соответствующей библиотеки спектральных линий является обязательной частью предлагаемого программного обеспечения, модель данных для которой разработана с учетом необходимых требований и приведена на рис. 2. Таким образом, модель данных учитывает информацию следующего плана: об элементе, длинах волн, источнике возбуждения, интенсивности линии в зависимости от источника возбуждения, потенциале ионизации, наличии самообращения линий, принадлежности спектру нейтрального атома или иона. Кроме этого, в базу вносится информация о физических и химических свойствах элементов и др.

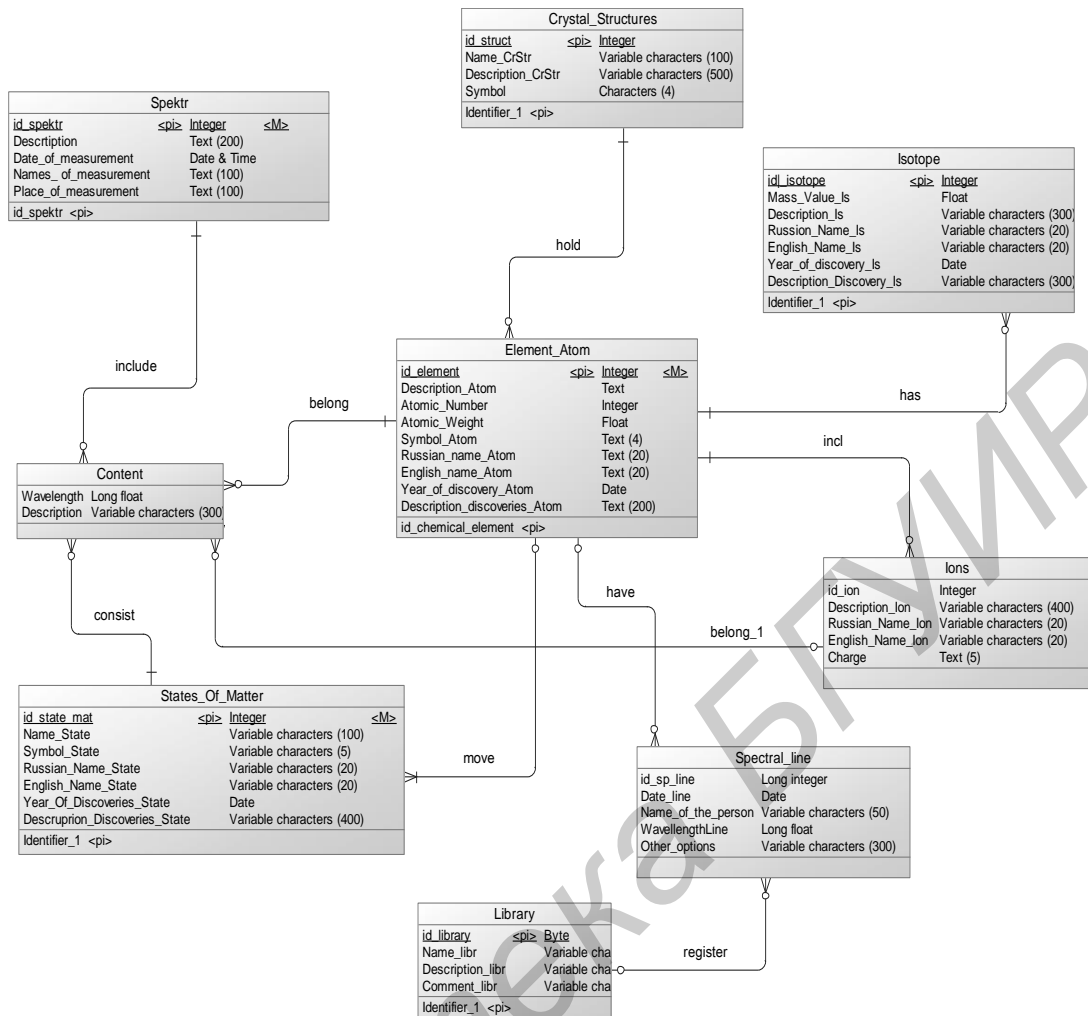


Рис. 2. Модель данных для обобщенной библиотеки спектральных линий

### Алгоритм передискретизации сигнала

При сглаживании шумов в визуализаторе спектров применяется алгоритм передискретизации сигнала. Указанный алгоритм предназначен для масштабирования сигнала, суть которого в изменении шага дискретизации с соответствующим усреднением значения сигнала. Результирующий сигнал отличается от исходного размером и тем, что его значения представлены не вещественными, а целыми числами.

Целью передискретизации исходного сигнала  $A$  размером  $|A|$  является получение сигнала  $\tilde{A}$  размером  $|\tilde{A}| \neq |A|$  по закону (2):

$$\tilde{a}_j = \frac{\sum_{i=0}^{|\tilde{A}|-1} a_{k_{i,j}}}{|\tilde{A}|}, \quad (2)$$

где  $k_{i,j} = \left\lfloor \frac{|\tilde{A}| \cdot j + i}{|\tilde{A}|} \right\rfloor$  – индекс элемента в исходном сигнале, участвующего в вычислении  $j$ -го

элемента результирующего сигнала;  $A = \{a_i\}$ ,  $i \in [0, |A|-1]$  – исходный сигнал;  $\tilde{A} = \{\tilde{a}_j\}$ ,  $j \in [0, |\tilde{A}|-1]$  – передискретизированный сигнал;  $|\cdot|$  – модуль (длина) вектора;  $\lfloor \cdot \rfloor$  – взятие целой части.

Задавая шаг передискретизации, становится возможным сглаживать шумы на исходном спектре. Пример сглаживания приведен на рис. 3 и рис. 4.

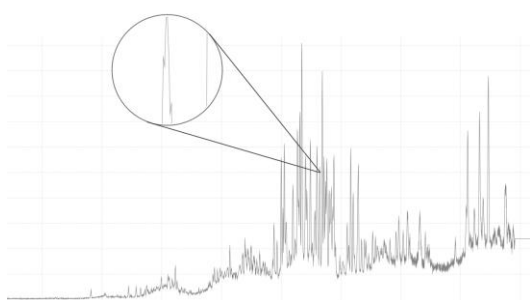


Рис. 3. Спектр до передискретизации

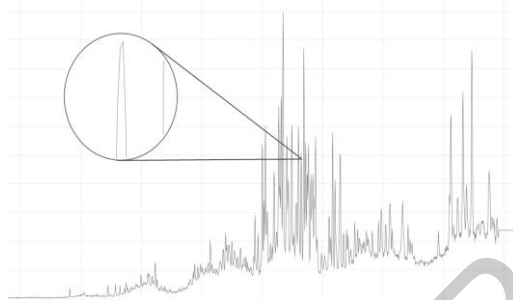


Рис. 4. Спектр после передискретизации

Алгоритм поиска пиков на исходном сигнале включает следующие шаги: передискретизация сигнала, в результате которой получаем вейвлет; поиск всех локальных максимумов на вейвлете; сопоставление найденных максимумов с исходным сигналом, в результате чего получаем пики на исходном сигнале; фильтрация пиков по заданной минимальной высоте. Для поиска пиков также может применяться такой критерий, как минимальная ширина пика.

### Реализация приложения, связанного с визуализацией зарегистрированных спектров

Архитектура клиентского приложения визуализатора спектров выбрана таким образом, чтобы данное приложение могло легко взаимодействовать с различными форматами файлов зарегистрированных спектров, базами данных спектральных линий и сохранять результат работы в различные форматы. Возможности работы приложения легко расширяются написанием дополнительных модулей для соответствующей части приложения.

Общая архитектура визуализатора спектров представлена на рис. 5. Клиентское десктоп-приложение разработано для работы в среде Microsoft Windows XP или выше. Для работы приложения на машине клиента необходимо наличие .Net Framework версии v4.0 или выше. Приложение предназначено для анализа спектров и поиска спектральных линий по имеющимся базам данных спектральных линий.

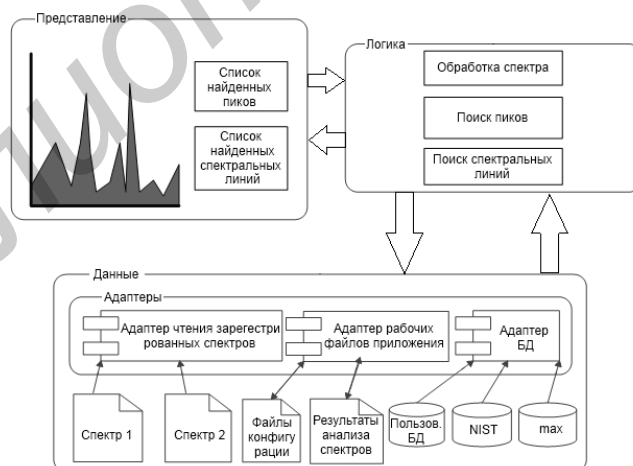


Рис. 5. Общая архитектура визуализатора спектров

Рабочая область приложения приведена на рис. 6 и включает необходимые элементы интерфейса для подключения требуемой базы данных спектральных линий, исследуемого входного файла, а также для обработки конкретной спектрограммы и группы спектрограмм для исследуемого образца. Основные возможности клиентского приложения: работа с файлами, содержащими результаты измерений; расширенный поиск пиков на спектре; расширенный поиск спектральных линий; работа с группами спектров исследуемого образца; сохранение результатов обработки по требуемому формату.

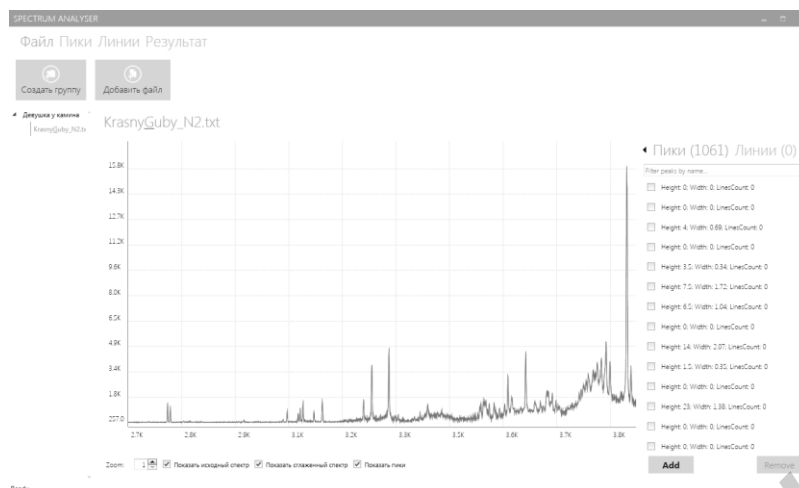


Рис. 6. Рабочая область приложения

### Заключение

Предлагаемый визуализатор спектров поддерживает обобщенную информацию, связанную с различными имеющимися библиотеками спектральных линий, модель данных для хранения данных об элементах и спектральных линиях, а также клиентское приложение, связанное с визуализацией зарегистрированных спектров. Таким образом, разработанное программное обеспечение позволяет получать быстрые и точные результаты экспертизы, собирать требуемые результаты в базу данных для их дальнейшей обработки, а также визуализировать и масштабировать полученные спектры.

*Результаты работы получены в процессе выполнения ГПНИ «Разработать мобильный лазерный спектрометр, развить экспрессные методы элементного анализа, ИК-спектроскопии, люминесцентного зондирования для материаловедческой экспертизы и исследования технологических изделий, историко-художественных ценностей, объектов окружающей среды, биоструктур».*

## SOFTWARE SPECTRA VISUALIZER TO SUPPORT AN EXPRESS LASER EXPERTISE

L.V. RUDIKOVA

### Abstract

General approach to the development of software designed for visualization of the spectra obtained by laser express examination is described. Requirements for the creation of specialized software are presented. A model of programmatic spectrum visualizer and model for a generalized data library of spectral lines were designed with use of structural methodologies. The general architecture of the client application that is associated with the visualization of registered spectra was described. Software allows to obtain fast and accurate examination, collect the required results in a database for further processing, and visualize and scale the spectra obtained.

### Список литературы

1. Петух М.Л., Янковский А.А. Атлас спектральных линий для призмного стилоскопа. Минск, 1988.
2. Петух М.Л., Янковский А.А. Атлас спектральных линий для дифракционного стилоскопа. Минск, 1991.
3. Burakov V.S., Raikov S.N. // Spectrochimica Acta. Part B. 2007. Vol. 62. P. 217–223.
4. Physical Measurement Laboratory [Electronic resource] – Mode of access: <http://www.nist.gov/pml/>. – Date of access: 22.01.2013.
5. Plasma Laboratory – Weizmann Institute of Science [Electronic resource] – Mode of access: <http://plasma-gate.weizmann.ac.il/>. – Date of access: 22.01.2013.

УДК 612.424.4/615.82

## ВЛИЯНИЕ НАПРАВЛЕНИЯ СООБЩАЕМЫХ ЭЛЕКТРОДУ КОЛЕБАНИЙ НА ХАРАКТЕР МОДУЛЯЦИИ ЭЛЕКТРОСТИМУЛЯЦИОННЫХ ТОКОВ

М.Г. КИСЕЛЕВ, А.Н. ОСИПОВ\*, Е.И. ЛАБУНЬ

*Белорусский национальный технический университет  
Независимости, 65, Минск, 220013, Беларусь**\* Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 5 ноября 2013*

Разработан экспериментальный приборный комплекс, включающий массажер ударно-фрикционного действия с функцией электростимуляции и аппаратных средств, обеспечивающих осуществление данного вида комплексного воздействия при различных механических и электрических параметрах. Рассмотрено влияние направления сообщаемых электроду колебаний на форму импульсного тока, а также на его спектральные характеристики.

*Ключевые слова:* электростимуляция, физиотерапия, анальгезия.

### Введение

По результатам проведенных экспериментальных исследований [1] установлено, что по сравнению с традиционными условиями выполнения процедуры электростимуляции, применение вибрации активного электрода позволяет при одинаковых электрических параметрах осуществления процедуры до 50 % снизить уровень болевых ощущений у пациентов. Это, в свою очередь, дает возможность повысить эффективность выполнения этой процедуры за счет увеличения токов электростимуляции, значение которых как раз и ограничивается возникновением у пациента острых болевых ощущений. При этом установлено, что существует диапазон частот вращения насадки  $N$ , при котором анальгетический эффект проявляется в наибольшей степени. В частности, для условий проводимых экспериментов [1] оптимальное значение  $N$  составило  $150\text{--}200\text{ мин}^{-1}$ , что при восьми лопастях в насадке соответствует частоте прерывания электрической цепи равной  $20\text{--}30\text{ Гц}$ . Это свидетельствует о том, что в основе механизма анальгетического эффекта лежат явления, связанные с особенностями контактного взаимодействия лопасти массажера с поверхностью тела человека, что может быть объяснено фазовым сдвигом стимуляционного импульсного тока при механической модуляции в период контактного взаимодействия лопасти массажера и тела человека [2], возникающего вследствие наличия в данной электробиологической цепи реактивного элемента, а именно нервно-мышечного комплекса тела человека. При одинаковых условиях электрические сигналы различной частоты обладают различным сдвигом фазы. По величине данного запаздывания сигнала можно судить о том, на какие именно ткани приходится наибольшее воздействие данным импульсным током. Так, на воздействии на нервные ткани основана электроанальгезия, применяемая в стоматологии и акушерстве [3, 4].

На основании результатов проведенных экспериментов [5] было установлено наличие трех характерных стадий взаимодействия вращающейся лопасти массажера с поверхностью тела человека, а именно: ударной, фрикционной и релаксационной стадий. Также были

определены временные параметры их протекания с учетом частоты вращения насадки и величины натяга лопастей относительно поверхности тела.

Очевидно, что для раскрытия механизма проявления анальгетического эффекта и целенаправленного управления им, необходимо располагать данными, отражающими влияние на него отдельно ударной и фрикционной фазами взаимодействия вращающейся лопасти с телом человека. Принципиально эти фазы отличаются условиями контактного взаимодействия поверхностей и, в частности, направлением их относительного перемещения. Так, ударную фазу можно характеризовать периодическим относительным движением, направленным перпендикулярно взаимодействующим поверхностям, а фрикционную – их безотрывным движением в тангенциальном направлении. Такое разделение позволит оценить влияние направления и частоты сообщаемых электроду колебаний на процесс амплитудной модуляции электростимуляционных токов и связанный с ним анальгетический эффект. Исследованию этих вопросов посвящена данная работа.

### Методика эксперимента

С целью повышения эффективности выполнения процедуры электростимуляции авторами [6] предложено осуществлять ее с использованием массажера ударно – фрикционного действия. В этом случае (рис. 1) массажер 1 подключается к персональному компьютеру 2 с программным обеспечением для генерации и регистрации импульсных токов SpectraPro и блоку питания 3; для усиления импульсных токов применяется усилитель 4. На вращающемся валу массажера неподвижно посажена насадка, в которой консольно закреплены кожаные лопасти. На их свободных концах предусмотрены электроды, выполненные в виде легких металлических заклепок, питание которых обеспечивается с помощью токосъемного устройства. Второй электрод 5 неподвижно закрепляется на теле пациента. При вращении лопасти прерывисто механически воздействуют на поверхность тела пациента, обеспечивая, с одной стороны, их массажное влияние, а с другой – изменяют режим протекания процесса электростимуляции за счет периодического прерывания электрической цепи между электродами.

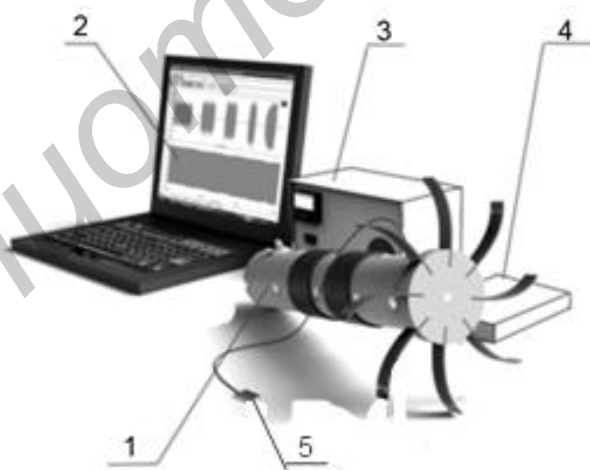


Рис. 1. Фотография общего вида аппаратного комплекса для выполнения процедуры электростимуляции с использованием массажера ударно-фрикционного действия

На рис. 2 показан экспериментальный комплекс, также примененный в исследованиях. На станине 8 располагаются регулируемые подставки 9, на которые волонтер помещает руку 1 с зафиксированным на ней в области головки мышцы первым электродом 10. К мышце с помощью магнитной стойки 3 подводится электромагнит со вторым электродом 2. Частота колебаний электромагнита регулируется при помощи генератора 5. Генерация электростимуляционных импульсных токов на электродах и их регистрация обеспечивается при помощи ПК 7 и специализированного ПО, а также звуковой карты 4 и усилителя 6. Благодаря оригинальной конструкции электромагнита, обеспечивается возможность сообщать

электроду колебательные смещения как в вертикальной, так и горизонтальной плоскостях, что, соответственно, воспроизводит ударное и фрикционное виды взаимодействия с поверхностью кожи человека.

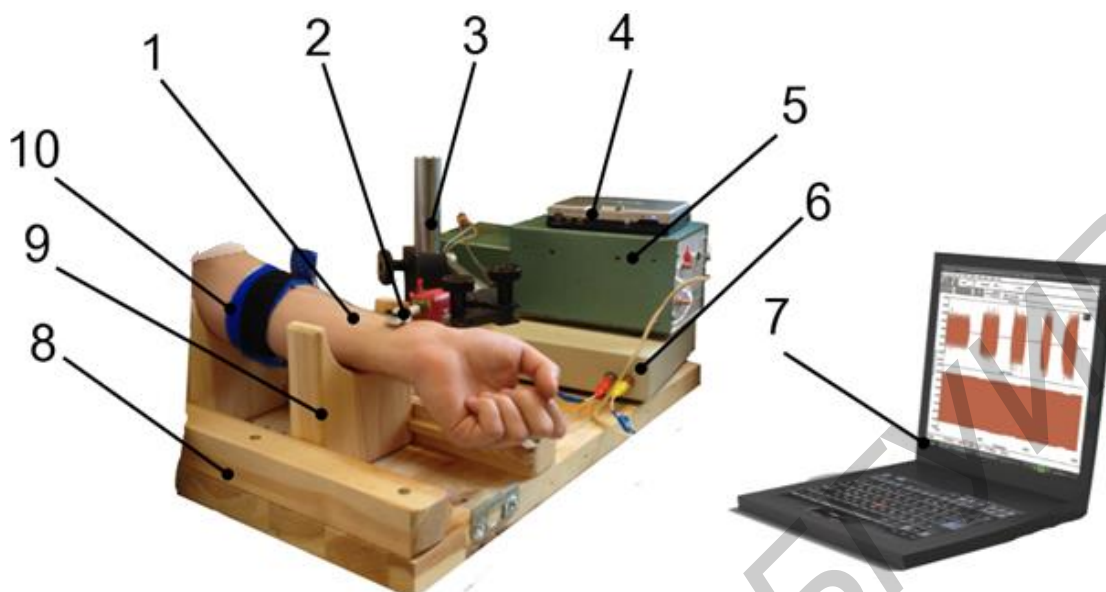


Рис. 2. Блок-схема примененного в исследованиях экспериментального комплекса

Для удобства последующего описания и анализа данных, отражающих влияние направления сообщаемых электроду колебаний на процесс амплитудной модуляции электростимуляционных токов, примем следующие схемы (рис. 3), условно обозначенные буквами А, Б и В. При реализации схемы А электроду 1 сообщаются колебания  $A_v$ , направленные перпендикулярно поверхности 2 тела человека, т. е. реализуются условия их периодического ударного взаимодействия. Схема Б характеризуется тем, что колебания  $A_r$  электроду сообщаются параллельно поверхности тела, а их контактирование протекает в условиях безотрывного фрикционного взаимодействия. Схема В отличается от предыдущих наличием последовательно протекающих стадий ударного  $A_v$  и фрикционного  $A_r$  взаимодействия электрода с поверхностью тела человека.

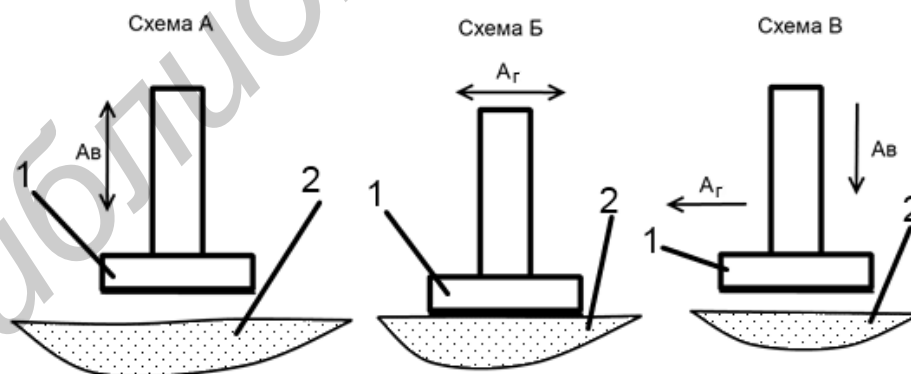


Рис. 3. Принципиальные схемы сообщения вынужденных колебаний электроду в процессе выполнения процедуры электростимуляции

Методика проведения экспериментов включала в себя последовательное выполнение следующих действий. Рука волонтера располагалась на регулируемых подставках в определенном положении, удобном для осуществлении процедуры, при этом тыльная сторона руки была направлена вверх, кисть расслаблена. В области головки мышцы локтевого сгибателя кисти (рис. 4) фиксировался первый электрод. Второй электрод, смонтированный на электромагните, с помощью магнитной стойки подводился к зоне иннервации локтевого нерва таким образом, чтобы обеспечивался электрический контакт через тело волонтера между

электродами в свободном положении электромагнита. Далее на электроды подавался импульсный ток синусоидальной формы с частотой 1 кГц. Согласно [7] электроды смачивались 10 % раствором хлорида натрия для обеспечения наилучшего режима электроконтакта. Напряжение доводилось до уровня, соответствующего пороговому уровню мышечного сокращения (15–30 В в зависимости от субъективных параметров волонтеров). После этого включался генератор колебаний электромагнита, генерирующий колебания с частотой 22–30 Гц для режима фрикционного воздействия, а затем и для ударного соответственно.



Рис. 4. Расположение мышцы локтевой сгибатель кисти и зоны иннервации локтевого нерва

### Результаты экспериментов и их обсуждение

В качестве примера на рис. 5 приведены импульсы, формы которых были получены при различных видах воздействия (при ударно-фрикционном воздействии частота вращения насадки –  $N = 200 \text{ мин}^{-1}$ , расстояние от поверхности тела до оси вращения насадки – 65 мм).

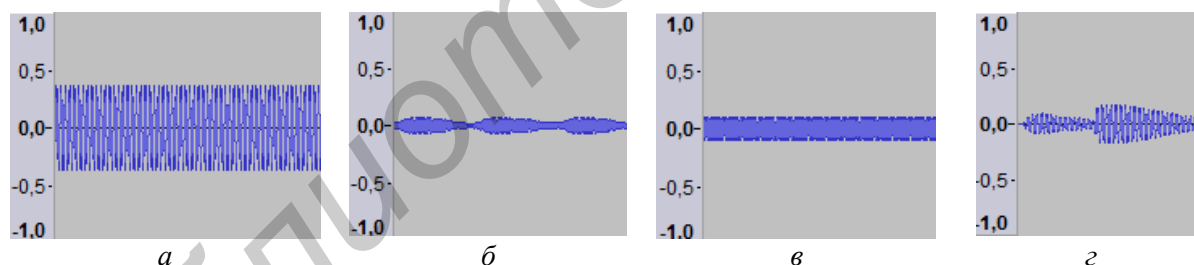


Рис. 5. Форма импульсов при различных условиях механической модуляции:  
*a* – исходный сигнал; *б* – ударное воздействие; *в* – фрикционное воздействие;  
*г* – ударно-фрикционное воздействие

В результате обработки полученных экспериментальных данных и их последующего анализа установлено, что фрикционное воздействие вносит незначительный вклад в модуляцию импульса, изменение амплитуды в отдельных случаях составляет не более 10 %, что может быть вызвано изменением расстояния от области наилучшего контакта электрода до места расположения. В целом, фрикционное воздействие, с точки зрения эффективности проведения процедуры электростимуляции и субъективных ощущений волонтеров, не отличается от традиционной процедуры со статичными электродами. Ударное воздействие имеет значительно более сложную форму модулируемого импульса, имеются области нарастания амплитуды, области стабильного максимального значения и ее угасания. Таким образом имеются области переходных процессов. Субъективные ощущения волонтеров значительно отличаются от статического режима: чувствуются прерывания в подаче импульсного тока. Однако выраженный анальгетический эффект отсутствует. Применение массажера ударно-фрикционного действия позволяет получить импульсы более сложной (по



сравнению с ударным воздействием) формы: не выражена продолжительная область с постоянным значением амплитуды импульсного тока, на всей продолжительности импульса имеются области переходных процессов.

Спектральные характеристики импульсных токов, которые показаны на рис. 6, также значительно отличаются. Спектр частот при ударно-фрикционном воздействии имеет равномерное заполнение в области частот свыше 1кГц. Это свидетельствует о наличии более широких возможностей по модуляции импульсных токов данным видом механического воздействия, относительно ударного или фрикционного [8].

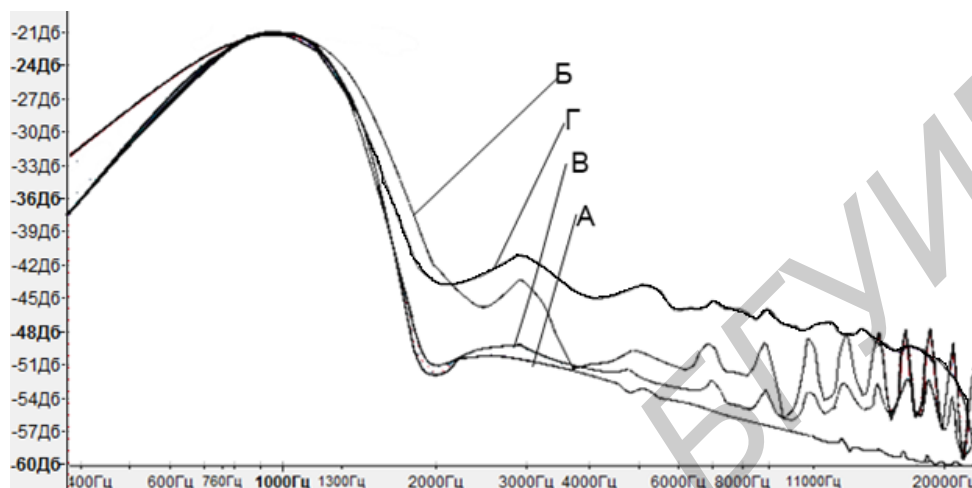


Рис. 6. Спектральные характеристики импульсных токов:  
А – исходный сигнал, Б – ударное воздействие, В – фрикционное воздействие,  
Г – ударно-фрикционное воздействие

Таким образом, применение массажера ударно-фрикционного действия при проведении процедуры электростимуляции, помимо механического воздействия на тело человека, создает сложную по виду модуляции форму импульсного электростимуляционного тока, что вызывает ее периодическое деформирование, при котором поверхностный слой находится в напряженном состоянии. Кроме того, для процесса электростимуляции характерны постоянные переходные процессы. При этом формой модулированного тока можно целенаправленно управлять за счет изменения частоты вращения лопастей, их количества и натяга. Полученные в работе результаты могут служить основой для раскрытия и описания выявленного ранее анальгетического эффекта, связанного с применением при выполнении процедуры электростимуляции массажера ударно-фрикционного действия.

### Заключение

Разработана методика и создана экспериментальная установка, позволяющая осуществлять процедуру электростимуляции на волонтерах при сообщении электроду вынужденных колебаний различного направления, частоты и амплитуды. Получены экспериментальные данные, отражающие влияние направления сообщаемых электроду колебаний (при частоте 22–30 Гц) на форму импульсного тока, а также на его спектральные характеристики. На основании их сравнительного анализа установлено, что наибольшее влияние на процесс механической модуляции импульсных токов и изменение их спектральных характеристик оказывает ударно-фрикционное воздействие. При этом на спектрограмме наблюдается равномерное заполнение области частот свыше 1 кГц, что позволяет сделать вывод о наличии наиболее широких возможностей по модуляции формы импульсного электростимуляционного тока. В меньшей степени на формирование импульсов и изменение характера спектрограммы оказывает влияние ударное воздействие. При фрикционном (безотрывном) колебании электрода форма импульсных токов и их спектрограммы практически не отличаются от вида исходящего сигнала.

## EFFECT OF AUXILIARY VIBRATION INFLUENCE ON ELECTROSTIMULATION PROCEDURE EFFICIENCY

M.G. KISELEV, A.N. OSIPOV, E.I. LABUN

### Abstract

The experimental complex of apparatus of electrical stimulation with combination of active electrode vibration of original design is developed. It has a possibility to use various mechanical and electrical parameters of vibration influence and electrical stimulation. It's possible to apply various directions of vibrations to an active electrical stimulation electrode. It's shown that use of vibration-combined electrical stimulation procedure has an advantage in efficiency over traditional non-vibrating regime of procedure. Moreover, percussive-frictional mode is superior due to opportunities it has to change the modes of action.

### Список литературы

1. *Лабунь Е.И., Киселев М.Г., Давыдова Н.С.* // Сб. науч. статей VI Межд. науч.-тех. конференции «Медэлектроника-2010. Средства медицинской электроники и новые медицинские технологии», Минск, 2010. С. 316–319.
2. *Беркутов А.М., Жулев В.И., Кураев Г.А.* Системы комплексной электромагнитотерапии. М., 2000.
3. *Персианинов Л.С., Каструбин Э.М., Расстригин Н.Н.* Электроанальгезия в акушерстве и гинекологии. М., 1978.
4. *Литвинов В.В.* Электротранквилизация у амбулаторных стоматологических больных как метод профилактики осложнений со стороны сердечно-сосудистой системы. Дис. ... канд. мед. наук. Москва, 1994.
5. *Киселев М.Г., Лабунь Е.И.* // Приборы и методы измерений. 2012. № 2 (5). С. 95–99.
6. *Осипов А.Н., Киселев М.Г., Лабунь Е.И.* // Докл. БГУИР. 2012. № 5. С. 5–8.
7. *Бабаянц Р.С., Бажанов Н.Н., Бунин К.В. и др.* Справочник фельдшера. М., 1983.
8. *Сергиенко А.Б.* Цифровая обработка сигналов. СПб, 2002.

УДК 519.254

## МЕТОД РАСПОЗНАВАНИЯ ЭМОЦИЙ НА ОСНОВЕ МОДЕЛИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧЕВЫХ РАССТОЯНИЙ

А.В. ЖАБИНСКИЙ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 12 ноября 2013

Предложен метод распознавания эмоций человека по изображению его лица. В основе метода лежит разработанная статистическая модель эмоций, а также вероятностный алгоритм, основанный на наивном байесовском классификаторе. В качестве математической модели задачи применяется модель активного образа, которая основана на оценке расстояний между наборами ключевых точек.

*Ключевые слова:* распознавание эмоций, модели активного образа, модель распределения ключевых расстояний.

### Введение

Выражение эмоций и понимание психологического состояния человека является одним из ключевых факторов взаимодействия между людьми. Подсчитано, что семантическая составляющая общения несет лишь 7 % общей информации, передаваемой между людьми при разговоре, в то время как интонация и выражение лица – 38 % и 55 % соответственно [1]. За последние несколько десятилетий получили развитие методы компьютерного распознавания эмоций, позволяющие повысить уровень взаимодействия между человеком и компьютером, а также в автоматическом режиме получить информацию об отношении человека к предметам или событиям.

### Обзор методов распознавания эмоций

Большинство методов компьютерного распознавания эмоций основано на обучении с учителем. В качестве исходных данных в них используются либо отдельные изображения лица, либо последовательность кадров из видеопотока, в связи с чем методы можно условно разделить на статические и динамические. Динамические методы, как правило, используют информацию о движении лицевых мышц во времени. Так, например, один из самых первых методов автоматического распознавания эмоций использовал оптические потоки для определения направления и скорости движения отдельных частей лица, которые затем сопоставлялись с образцами для каждой из рассматриваемых эмоций [2]. Аналогичный подход встречается и в более поздних работах, однако вместо оптического потока чаще используется модель соединенных вибраций [3], позволяющая более точно определить деформации частей лица. Следует отметить, что существуют также наработки по автоматическому выделению паттернов. Например, авторы работы [4] используют скрытые марковские модели для автоматической сегментации аудио- и видеопоследовательностей с последующей разметкой полученных сегментов.

Одним из главных преимуществ динамических методов является то, что они позволяют уловить кратковременные изменения на человеческом лице – так называемые микроэмоции [5]. Однако во многих практических задачах (например, распознавание по одному изображению)

временная информация отсутствует. Поэтому также часто используются статические методы, основанные исключительно на визуальной оценке. Хотя существует множество способов представления лица (например, кривые Безье, используемые в работе [6]), наибольшее распространение при анализе эмоций получили модели активного образа [7–9]. Данный класс моделей позволяет эффективно вычислить положение ключевых точек, таких как центр зрачка глаза, уголки губ, контур носа и т. д., а затем уже на их основе построить распознавание. Наиболее подробный обзор методов, основанных на моделях активного образа, приведен в [9], где авторы сравнивают сразу 3 метода распознавания – евклидово расстояние, модели гауссовых смесей и метод опорных векторов.

Метод, описанный в данной работе, также является статическим и основан на анализе положения ключевых точек, полученных посредством модели активного образа, и наиболее близок к методу гауссовых смесей из [9], однако имеет несколько важных отличий. Во-первых, в приведенном в [9] методе в качестве признаков используется смещение ключевых точек, в то время как в данной работе используются расстояния между ними. Во-вторых, вместо гауссовой смеси для всего набора признаков используется набор функций распределения для каждого признака по отдельности, т. е. каждому признаку ставится в соответствие своя функция распределения. В-третьих, для определения вероятности появления признака используется куммулятивная функция вероятности.

В следующем разделе будет приведено общее описание метода, после чего кратко рассмотрены модели активного образа, а затем подробно описана разработанная статистическая модель распределения значений признаков и построенный на ней алгоритм распознавания.

### **Метод распознавания эмоций**

Разработанный метод относится к классу методов обучения с учителем и состоит из двух этапов.

1. Этап обучения, на котором по исходным данным строится (обучается) модель распределения ключевых признаков.

2. Этап применения, на котором обученная модель применяется к реальным данным, в результате чего входные образцы относят к одному из заданных классов.

В качестве исходных данных для метода выступают размеченные вручную изображения человеческого лица: вместе с каждым изображением на вход алгоритма на этапе обучения поступает массив ключевых точек, описывающий наиболее характерные черты человеческого лица, а именно, брови, глаза, нос, губы, контур лица.

Первые 4 группы элементов, согласно [10], являются основными визуальными признаками, отражающими эмоциональное состояние человека, в то время как последний пункт является скорее техническим требованием для метода. Следует отметить, что контур лица не обязательно должен совпадать с контуром головы: как правило, для ограничения формы снизу добавляются точки на подбородке, сверху используются точки на бровях, а слева и справа контур просто замыкается (например, крайняя точка правой брови соединяется прямой линией с крайней правой точкой на подбородке).

Кроме этого, исходными данными являются также метки эмоций для каждого изображения. В данной работе используется ставший стандартом де факто набор из 6 базовых меток эмоций, описанный в [5] (удивление, радость, гнев, отвращение, печаль, презрение), а также специальная метка, обозначающая нейтральное выражение лица. Эта метка не присваивается входным изображениям, а вместо этого вычисляется на основе последнего компонента входных данных – порога вероятности «не нейтрального» выражения лица (процесс вычисления описан ниже).

В качестве признаков в разработанном методе используются расстояния между некоторыми парами ключевых точек, такими как центр глаза и центральная точка на брови, между точками в середине верхней и нижней губ и т. д. Все эти исходные данные используются для построения составной модели эмоций, состоящей из двух частей – модели активного образа, необходимой для получения ключевых точек, и статистической модели распределения значения признаков, используемой непосредственно для распознавания.

После того, как построены обе составляющие модели, они применяются к входным, неразмеченным изображениям. Вначале, с помощью модели активного образа на изображении ищутся ключевые точки. Затем, на основании положения этих точек автоматически вычисляются признаки – ключевые расстояния. Наконец, к вектору этих признаков применяется построенная модель распределения, в результате чего вычисляется вероятность принадлежности изображения к каждой из эмоций. Изображению присваивается метка той эмоции, которая получила наибольшую вероятность, либо метка нейтрального выражения лица, если ни одна вероятность не превысила входной порог.

Более подробно обе составляющие модели будут описаны в следующих разделах.

### Модели активного образа

Прежде, чем начать разговор о моделях активного образа (active appearance models, ААМ [7, 8]), необходимо ввести два понятия.

1. Форма – набор точек на изображении, составляющих контуры изучаемого объекта. Например, форма кисти руки человека может быть задана через точки на контурах ладони и пальцев, а форма лица – через точки на бровях, носу, губах и внешнем контуре (рис. 1).

2. Текстура – интенсивность пикселей на изображении внутри внешнего контура формы.

Модели активного образа – это общее название нескольких алгоритмов для сопоставления статистических моделей формы и текстуры некоторого объекта с новым изображением. Следует отметить, что само название ААМ может относиться как ко всему алгоритму, так и к обученным моделям формы и текстуры (точное определение последних см. ниже). В контексте анализа эмоций ААМ служат для максимально точного поиска ключевых точек из статистической модели формы на изображении человеческого лица. Модель текстуры при этом используется как вспомогательный элемент при оптимизации («подгонке»).

Обучение модели активного образа происходит следующим образом [7]. Вначале все формы из обучающей выборки приводятся к единому размеру и углу наклона с помощью прокрустового анализа, что позволяет исключить ошибки масштабирования. Затем каждая форма рассматривается в новом пространстве признаков, где все точки формы образуют одну точку в многомерном пространстве. Поскольку положение многих точек на лице изменяется синхронно, возникает некоторая избыточность информации. Эту избыточность разрешают через анализ главных компонент: с помощью сингулярного разложения вычисляется матрица трансформации  $S$ , а вектора форм транслируются в пространство меньшей размерности.

Любая допустимая в рамках обучающей выборки форма в этом случае может быть выражена как

$$s = s_0 + s_p, \quad (1)$$

где  $s_0$  – усредненная форма, а  $p$  – вектор параметров.

Уравнение (1) и выражает модель формы (shape model). Забегая вперед, можно сказать, что цель ААМ как раз и заключается в поиске значений вектора  $p$ .

Модель текстуры (appearance model) формулируется схожим образом: вначале каждая текстура переводится в один вектор в многомерном пространстве, а затем ко всему набору применяется МГК. После этого выводится соответствующая модель текстуры:

$$A(x) = A_0(x) + \sum_i \lambda_i \cdot A_i(x), \quad (2)$$

где  $A_0$  – усредненная текстура,  $A_i$  –  $i$ -ый компонент (вектор-столбец) матрицы преобразования, а  $\lambda_i$  – соответствующий элемент вектора параметров модели.

Как уже было сказано выше, конечной целью моделей активного образа является поиск максимально точного соответствия между моделью и реальным изображением. Эта задача является задачей оптимизации и решается методом наименьших квадратов.



Рис. 1. Форма лица, заданная набором ключевых точек на изображении

### Статистическая модель эмоций

По своей сути разработанная статистическая модель эмоций является вариацией наивного байесовского классификатора, где в качестве признаков используются расстояния между определенными ключевыми точками, например, между центральными точками верхней и нижней губ. Особенностью разработанного алгоритма также является то, что распределение вероятностей появления значений каждого признака по отдельности аппроксимируется графиком нормального распределения. Как и модели активного образа, модель эмоций имеет этап обучения и этап применения. Рассмотрим каждый из них по отдельности.

В качестве исходных данных при обучении модели используется набор форм, полученных при применении модели активного образа, а также соответствующие каждой форме метки класса. Если это не было сделано ранее, формы выравниваются к некоторой базовой (например, к усредненной), а также масштабируются до условного размера реального человеческого лица (в данной работе за высоту лица, т. е. расстояние между линией бровей и линией подбородка, была взята величина в 14 см).

При обучении модели для каждой пары признака и эмоции строится гистограмма, описывающая распределение значений этого признака. Например, на рис. 2 изображена гистограмма распределения расстояний между центром глаза и центральной точкой на брови при эмоции удивления. Высота каждого столбца на данной гистограмме отражает количество изображений людей, демонстрирующих удивление, для которых указанное расстояние попало в соответствующий промежуток значений. Данную гистограмму можно аппроксимировать графиком нормального распределения с центром в точке 2,1 см и стандартным отклонением 0,4 см. Следует отметить, что для обычного положения брови (без проявления каких либо эмоций) график выглядит примерно так же, но среднее значение сдвинуто в точку 1,2 см, а стандартное отклонение равно всего 0,25 см.

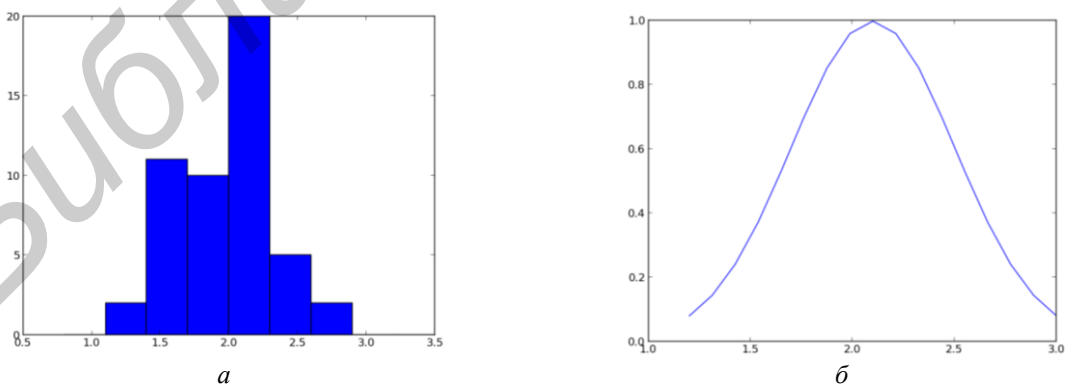


Рис. 2. Расстояния между центром глаза и центральной точкой на брови (в см):

$a$  – гистограмма расстояний;  $b$  – график распределения, аппроксимирующего данную гистограмму

Современные математические и статистические пакеты, такие как R, позволяют не только аппроксимировать гистограмму графиком распределения вероятностей, но и вычислить параметры этого распределения. Зная параметры распределения, можно подсчитать вероятность появления данного признака при каждой из шести изучаемых эмоций. С

математической точки зрения, данная вероятность будет равна значению функции распределения (cumulative distribution function) в соответствующей точке графика. Так, например, на рис. 3 изображена функция плотности вероятности для рассматриваемого признака. Черная вертикальная линия соответствует значению признака в 1,7 см. Вероятность появления такого признака при эмоции удивления будет равна площади под графиком от его левой границы до черной линии, а именно, 0,159.

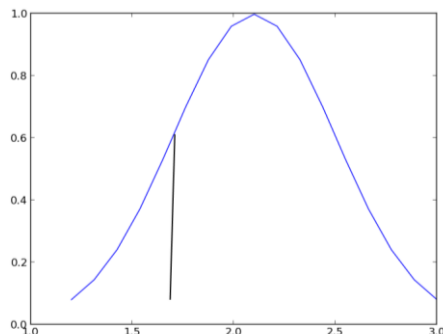


Рис. 3. Вычисление вероятности появления заданного значения признака

Строго говоря, между некоторыми признаками существует зависимость. Например, увеличение расстояния от центра глаза до брови всегда сопровождается увеличением расстояния между верхней и нижней веками. Однако точное моделирование всех внутренних зависимостей является сложной, если вообще реализуемой задачей, поэтому в данной работе используется «наивное» предположение о независимости признаков друг от друга. В этом случае можно рассчитать вероятность появления наблюдаемого набора признаков при каждой эмоции как произведение всех частных вероятностей:

$$P(x_1, x_2, \dots, x_n | E) = P(x_1 | E) \cdot P(x_2 | E) \cdot \dots \cdot P(x_n | E), \quad (3)$$

где  $x_1, x_2, \dots, x_n$  – признаки,  $E$  – наблюдаемая эмоция.

На выходе классификатора будет та эмоция, при которой вероятность наблюдения данного набора признаков максимальна, либо отсутствие эмоций, если полученное значение не превышает заданного порога:

$$e' = \arg \max_i \prod_i P(x_i | E), \quad (4)$$

$$e = \begin{cases} e' & \text{if } P(e') > t, \\ N & \text{otherwise,} \end{cases} \quad (5)$$

где  $e$  – итоговая эмоция,  $e'$  – предполагаемая эмоция,  $t$  – пороговое значение, а  $N$  – условный символ нейтрального выражения лица.

Следует обратить внимание, что в данном методе рассчитывается именно вероятность появления признаков при каждой из изучаемых эмоций, а не вероятность эмоции при наблюдаемых признаках. Для точного вычисления вероятности появления эмоции необходимо знать ее априорную вероятность, что на синтетических данных невозможно. Если же сделать предположение о равной априорной вероятности появления всех эмоций, то из теоремы Байеса очевидно, что значения  $P(x_1, x_2, \dots, x_n | E)$  и  $P(E | x_1, x_2, \dots, x_n)$  будут прямо пропорциональны.

### Результаты и их обсуждение

Для проверки метода была использована библиотека FaceTracker [11]. Данная библиотека позволяет достаточно точно (хотя и не идеально) определять ключевые точки на лице человека, тем самым решая вопрос получения ключевых точек. В качестве признаков для составления статистической модели эмоций были использованы расстояния между определенными ключевыми точками, такими как расстояние между губами, крайними точками бровей, центром глаза и средней точкой на брови и др. Для обучения были использованы

фотоснимки из коллекции Пола Экмана [5] – хотя эта коллекция и не является наибольшей по размеру, она обладает тем преимуществом, что все изображения были отобраны Экманом как наиболее показательные для каждой из эмоций. Наилучшие результаты были получены при определении радости (87 %), наихудшие – для гнева (всего 62 %). Это можно объяснить слабой выраженностью этой эмоции в терминах ключевых точек, а также большой вариативностью ее выражения (главным признаком гнева являются сдвинутые брови, однако дисперсия расстояния между бровями очень велика; другие признаки могут выражаться несколькими способами, например, губы могут быть плотно сжаты или же, наоборот, раздвинуты, оголяя зубы). Точность классификатора на других примерах колебалась между значениями 69 и 81 %.

По мнению автора, низкая точность классификатора для многих примеров была вызвана тем, что многие эмоции имеют по несколько характерных «масок». Как уже было указано выше, гнев может быть выражен как плотно сжатыми, так и широко раскрытыми губами; то же самое можно сказать про отвращение, а для удивления Экман выделяет целых 4 возможных варианта. Данную проблему можно решить двумя способами: 1) создание отдельных статистических моделей для каждой «подэмоции»; 2) использование более сложных моделей распределения. Второй способ связан с вопросами вычисления функции распределения для нестандартного распределения, поэтому в будущем планируется в первую очередь апробировать первый подход. Другим направлением развития классификатора является улучшение модели активного образа для более точного определения ключевых точек, а также для включения дополнительных ориентиров, таких как морщины у глаз и губ (например, при улыбке).

### Заключение

Разработан метод распознавания эмоций по изображению человеческого лица. В основе метода лежит статистическая модель распределения расстояний между ключевыми точками, описывающая возможные вариации элементов лица, а также позволяющая вычислить вероятность принадлежности текущего набора ключевых точек к тестируемой эмоции.

## METHOD OF EMOTION RECOGNITION USING MODEL OF KEY DISTANCE DISTRIBUTION

A.V. ZHABINSKI

### Abstract

A new method for emotion recognition from an image of person's face is presented. The method is based on our developed statistical model and probabilistic algorithm similar to naïve Bayes classifier. Training sets of key points are obtained using active appearance models.

### Список литературы

1. Mehrabian A. // Psychology Today. 1968. Vol. 2 (11). P. 52.
2. Mase K. // IAPR Workshop on Machine Vision and Applications. Tokyo, 1990. P. 195–198.
3. Tao H., Huang T. S. // IEEE Computer Society Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, Santa Barbara, 23–25 June, 1998.
4. Cohen I., Huang T.S., Garg A. // Neural Information Processing Systems. 2000. Vol. 2.
5. Экман П. Психология лжи. СПб, 2009.
6. Khan M.I., Bhuiyan A. // International Journal of Computer Science and Network Security. 2009. № 9. P. 300–306.
7. Cootes T.F., Edwards G.J., Taylor C.J. // In Proc. European Conf. on Computer Vision. 1998. Vol. 2. P. 484–498.
8. Matthews I., Baker S. // International journal of computer vision. 2004. Vol. 60 (2). P. 135–164.
9. Ratliff M. S. Active appearance models for affect recognition using facial expressions: thesis by MD in CS. Wilmington, 2010.
10. Экман П., Дарвин Ч. О выражении эмоций у человека и животных. СПб, 2013.
11. Saragih: Главная страница. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://jsaragih.org>. – Дата доступа: 16.04.2013.



УДК 681.518

## АЛГОРИТМЫ ПОДАВЛЕНИЯ КОЛЕБАНИЙ ГРУЗОВ ПОДЪЕМНО-ТРАНСПОРТНЫХ МЕХАНИЗМОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЧЕТКОЙ ЛОГИКИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

О.А. ШВЕДОВА, А.С. ШМАРЛОВСКИЙ, А.В. МАРКОВ, Т.В. ТАРАСЕВИЧ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь*

*Поступила в редакцию 14 января 2014*

Приведены результаты разработки и исследования алгоритмов подавления колебаний с нечеткой логикой функционирования для перемещения грузов с помощью подъемно-транспортных механизмов. Произведен анализ эффективности управления с нечеткой логикой функционирования, исследовалась чувствительность системы управления к изменениям длины подвеса.

*Ключевые слова:* подъемно-транспортные механизмы, подавление колебаний, управление с нечеткой логикой функционирования.

### Введение

Перемещение подвешенного полезного груза приводит к его раскачиванию. Возникающие колебания передаются на конструкцию подъемно-транспортного механизма (ПТМ) и в случае нежесткой конструкции могут приводить к раскачиванию всего механизма. Многие технологические процессы накладывают ограничения на амплитуду возникающих колебаний, что вынуждает снижать скорость транспортировки грузов. Длительность процесса позиционирования также значительно увеличивается из-за необходимости успокоения груза. Все это приводит к снижению производительности. В настоящее время управление процессом перемещения грузов с подавлением возникающих колебаний во многих ПТМ не автоматизировано, а для качественного выполнения некоторых технологических операций оператор должен обучаться не менее двух лет.

Как показывает анализ публикаций по данному вопросу, в настоящее время для управления процессом перемещения грузов в условиях отсутствия информации обратной связи о характере колебаний наибольшее распространение получили input-shaping-алгоритмы. Однако эти алгоритмы имеют хорошие показатели только при использовании линейных объектов управления. Учет существующих ограничений по управляющим воздействиям, создаваемым приводами ПТМ, приводит к необходимости использования специальных мер, значительно ухудшающих быстродействие выполнения технологических операций при использовании данных алгоритмов управления. Для управления ПТМ с использованием сигнала обратной связи наиболее часто применяются системы управления с нечеткой логикой функционирования. Однако качество управления в таких системах определяется используемой базой знаний (обучением) и точностью настройки функций принадлежности. Это приводит к необходимости трудоемкой ручной настройки параметров системы управления, как на этапе ее проектирования, так и во время пуско-наладочных работ. В итоге такие системы могут быть реализованы только для применения в рамках конкретного технологического процесса.

Разработка эффективных алгоритмов управления, обладающих гибкостью и характеризующихся простотой практического применения и реализации, является актуальной задачей.

## Теоретический анализ

Предложены различные способы использования регуляторов с нечеткой логикой функционирования (НЛФ) в структуре системы управления. В [1] применили аппарат нечеткой логики как к устройству позиционного управления, так и к устройству демпфирования колебаний. В [2] предложили управление с обратной связью на основе нечеткой логики, в [3] была разработана система управления мостовым краном на базе нечеткой логики с реализацией концепции плавного управления. В [4] была предложена интеллектуальная система управления порталным краном, в которой на базе нечеткой логики (нечетких контроллеров) реализованы два регулятора: регулятор положения и регулятор подавления колебаний. Работа предложенной системы управления порталного крана была оценена экспериментально на порталном кране масштаба лаборатории. Было показано, что предложенная система характеризуется как хорошим позиционированием, так и хорошей способностью подавлять колебания по сравнению с подъемным краном, которым управляют ПИД-регуляторы. Предложены также схемы, в которых нечеткие контроллеры объединяются со стандартными. Например, в работе [5] используется схема, в которой регулятор с НЛФ объединяется с ПИ-регулятором. При этом нечеткий контроллер, обеспечивающий демпфирование колебаний, включается только на этапе позиционирования. Такая схема не позволяет подавлять колебания, возникающие во время передвижения. Как отмечается в [5], реализовать схему с совместной работой стандартных и нечетких контроллеров сложно ввиду того, что алгоритм подавления колебаний входит в противоречие с алгоритмом позиционирования.

Разделение задачи управления на подавление колебаний и управление положением позволяет производить раздельную настройку регуляторов в соответствии с предъявляемыми к ним требованиями. Для обеспечения возможности работы ПТМ с различными длинами подвеса в структуре регулятора подавления колебаний обычно используется параметр, характеризующий длину. При синтезе регулятора положения чаще всего отказываются от учета изменения массы груза (считают, что массы перемещаемых грузов одинаковые или их вариацией можно пренебречь).

## Методика эксперимента

Структурная схема системы управления с НЛФ [6] представлена на рис. 1. Процедура формирования алгоритма управления выполняется в три этапа. На первом этапе блок фаззификации (*Ff*) преобразует входные физические переменные ( $x_1, x_2, \dots, x_n$ ) в термы  $A_i$  лингвистических переменных и выделяет для каждого временного такта значения функций принадлежности  $\mu_i(x)$  для активизированных правил [7]. Блок логического заключения (*Inf*) в соответствии с правилами, заложенными в блок базы правил (*RAM*), определяет термы  $B_j$  выходной лингвистической переменной и присваивает им значения функций принадлежности  $\mu_j(y)$ . Процедура преобразования нечеткого множества (термы  $B_j$ ) в четкое значение физической переменной  $y$  (управляющий сигнал) выполняется блоком дефаззификации (*Dff*).

Большинство реализованных на практике способов управления на базе нечетких контроллеров осуществляют подавление колебаний с использованием сигналов угла отклонения груза и его производной. При этом эти сигналы для сохранения показателей качества управления на приемлемом уровне должны быть незашумленными. В основу синтеза СУ положено управление на фазовой плоскости в координатах угла отклонения груза и его производной. При этом по сути реализуется ПД-управление с нелинейными характеристиками. В основу базы правил (логический закон, по которому синтезируется демпфирующий нечеткий контроллер) закладываются правила, основанные на реализации следующих принципов [5,6]:

- если знаки угла отклонения груза и скорости отклонения угла одинаковы, то груз удаляется от положения равновесия, и требуется дать управляющее воздействие того же знака (т. е. переместить механизм в направлении отклонения груза);

- если знаки угла отклонения груза и его скорости противоположны, то требуется дать нулевое или небольшое управляющее воздействие, уменьшающее отклонение;

- если угол отклонения груза и его скорость равны нулю, то груз находится в положении равновесия, и управляющего воздействия не требуется.

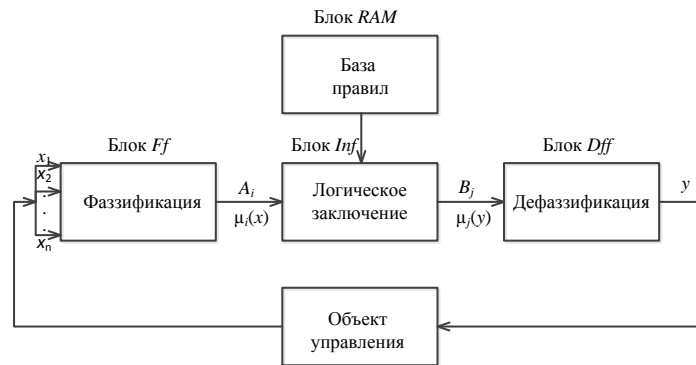


Рис.1. Структурная схема системы управления с нечеткой логикой функционирования

Для реализации управления с нечеткой логикой ПТМ оказывается достаточным использование 3-х или 5-ти нечетких множеств для входных и выходных переменных [4, 8]. В некоторых случаях для выходных переменных используют 7 нечетких множеств [5, 6]. Проведенные исследования [9] позволяют сделать вывод, что при использовании треугольных или трапециевидных функций принадлежности требуется вводить большее количество нечетких множеств (5 или 7), а при использовании гауссовых функций принадлежности достаточно 3-х нечетких множеств для каждой переменной. Применение гауссовых функций принадлежности иногда невозможно из-за ограничений аппаратной части (многие промышленные контроллеры их не поддерживают), поэтому в некоторых случаях на практике приходится использовать функции принадлежности треугольной формы и вводить большее количество нечетких множеств.

В большинстве реализаций системы с НЛФ для управления ПТМ [5, 6, 8] для составления базы правил используют таблицу правил, которая для случая 5-ти нечетких множеств для входных переменных ( $A_i = \{NB \ NM \ Z \ PM \ PB\}$ ) и 7-ми нечетких множеств для выходных ( $B_j = \{NB \ NM \ NS \ Z \ PS \ PM \ PB\}$ ), где все термы расположены в порядке увеличения амплитуды управляющего сигнала с учетом знака (терм NB соответствует максимально допустимому отрицательному управляющему воздействию, а терм PB – максимально допустимому положительному управляющему воздействию), имеет вид, представленный на рис. 2. Данная таблица используется для составления правил, применяемых на этапе логического заключения (блок *Inf*). Для рассматриваемого случая (рис. 2) база правил будет состоять из 25 правил, записанных в форме «ЕСЛИ  $\phi$  есть  $A_{1,i1}$  И  $\phi$  есть  $A_{2,i2}$ , ТО  $u$  есть  $B_j$ » (первый индекс терма A означает номер входной переменной, а второй – номер терма). Например, для ситуации, когда значение входной переменной  $\phi$  принадлежит нечеткому множеству  $A_{1,2} = NM$  (второй столбец в таблице правил на рис. 2), а значение входной переменной  $\phi$  принадлежит нечеткому множеству  $A_{2,4} = PM$  (четвертая строка в таблице правил), значение выходной переменной  $u$  будет принадлежать нечеткому множеству  $B_4 = Z$  (определяется термом, расположенным на пересечении второго столбца и четвертой строки таблицы правил). При этом термы  $B_j$  могут быть расположены в таблице правил в обратном порядке – расположение определяется способом подключения нечеткого контроллера [5, 6, 8].

Наибольшее распространение для организации нечеткого логического вывода при реализации управления с нечеткой логикой получили алгоритмы Мамдани и Такаги-Сугено [10]. Для управления ПТМ обычно применяют логический вывод с помощью метода, определяющего центр тяжести, с использованием  $\min/\max$ -регулятора Мамдани [4, 5, 6].

### Экспериментальная часть

Для исследования системы управления с НЛФ в соответствии со структурной схемой, представленной на рис. 1, был разработан нечеткий контроллер [9, 11] с двумя входными переменными  $x_1 = \phi$  и  $x_2 = \dot{\phi}$  и одной выходной –  $u = i$ , где  $i$  – задающее воздействие электропривода (управление скоростью тележки или моста). Для определения входных переменных в блоке фаззификации (*Ff*) используется по три фаззи-множества для каждой переменной  $A_1 = \{N_\phi \ Z_\phi \ P_\phi\}$ ,  $A_2 = \{N_{\dot{\phi}} \ Z_{\dot{\phi}} \ P_{\dot{\phi}}\}$ . В блоке дефаззификации (*Dff*) также используется

три нечетких множества  $B = \{N_u, Z_u, P_u\}$ . Для фаззификации и дефаззификации в разработанном нечетком контроллере используются гауссовы функции принадлежности:

$$\mu_k(z) = e^{-\frac{(z-c_k)^2}{2\sigma_k^2}}, \quad (1)$$

где  $z$  – входная или выходная переменная;  $c_k$  – координата максимума  $k$ -й функции принадлежности по оси  $z$ ;  $\sigma_k$  – коэффициент концентрации  $k$ -й функции принадлежности.

Координаты  $c_k$  располагаются равномерно в диапазоне значений физической переменной  $z$ . Для случая  $k = \overline{1,3}$ :  $c_1 = z_{\min}$ ,  $c_2 = 0$ ,  $c_3 = z_{\max}$ , где  $z_{\min} = -z_{\max}$ . Коэффициенты концентрации  $\sigma_k$  выбраны таким образом, чтобы

$$\mu_k\left(\frac{c_k + c_{k+1}}{2}\right) = \frac{1}{2}. \quad (2)$$

Из выражения (2) с учетом (1) и выбранного расположения координат  $c_k$  получаем

$$\sigma_k = \sqrt{\frac{c_{k+1} - c_k}{8 \ln 2}}. \quad (3)$$

Конкретные значения  $\varphi_{\min}$  и  $\varphi_{\max}$  определяются требованиями к максимально допустимой величине отклонения груза. Значения  $\dot{\varphi}_{\min}$  и  $\dot{\varphi}_{\max}$  выбраны в несколько раз большими по отношению к  $\varphi_{\min}$  и  $\varphi_{\max}$ . Значения  $u_{\min}$  и  $u_{\max}$  выбираются в соответствии с существующими ограничениями по задающему воздействию электропривода тележки (моста). Правила составляются в соответствии с таблицей, представленной на рис. 2 (с учетом выбранного количества нечетких множеств).

	NB	NM	Z	PM	PB	$\rightarrow \varphi$
NB	NB	NB	NM	NS	Z	
NM	NB	NM	NS	Z	PS	
Z	NM	NS	Z	PS	PM	
PM	NS	Z	PS	PM	PB	
PB	Z	PS	PM	PB	PB	

Рис. 2. Таблица правил, где  $\varphi$  – угол отклонения груза;  $\dot{\varphi}$  – скорость изменения угла отклонения груза

Графическое представление нечеткого логического вывода с учетом настроенных в соответствии с описанными выше соображениями блоков фаззификации, базы правил и дефаззификации для состояния  $\varphi = -0,2$  о.е.,  $\dot{\varphi} = 0,6$  о.е. приведено на рис. 3. За одну относительную единицу (1 о.е.) принято максимальное значение  $\varphi_{\max}$ ,  $\dot{\varphi}_{\max}$  или  $u_{\max}$  соответственно. Поскольку в рассматриваемом случае для фаззификации используется по три фаззи-множества для каждой входной переменной, блок RAM будет иметь 9 правил (каждому правилу соответствует строка от 1 до 9 на рис. 3). Первые два столбца на рис. 3 отображают функции принадлежности термов посылки правил (ЕСЛИ – часть правила), а последний столбец отображает функции принадлежности термов следствия выходной переменной (ТО – часть правила). Закрашенная часть функций принадлежности соответствует значениям  $\mu_i(x)$  или  $\mu(y)$  для текущих значений переменных  $\varphi$ ,  $\dot{\varphi}$  и  $u$ . Результат выполнения нечеткого логического вывода (получение заключения в виде нечеткого множества, соответствующего текущим значениям входов, с использованием базы правил и нечетких операций) представлен в последнем столбце: выходным термам присваиваются значения функций принадлежности входных переменных с общим условием  $\mu(y) \leq \mu_i(x)$ , т.е. согласно принципу минимума (оператор конъюнкции) [6]  $\mu(y) = \min(\mu_{k1}(\varphi), \mu_{k2}(\dot{\varphi}))$ , где  $k1$  и  $k2$  – номера соответствующих функций принадлежности. Результирующее нечеткое множество, соответствующее логическому выводу по всем правилам показано в нижнем прямоугольнике последнего столбца – объединение происходит по принципу максимума (оператор дизъюнкции). В этом

прямоугольнике вертикальная линия соответствует четкому значению логического вывода, полученному в результате дефаззификации (значение переменной  $u$  определяется как абсцисса центра тяжести плоской фигуры, ограниченной выбранным диапазоном изменения значений переменной  $u$  и графиком функции принадлежности нечеткого множества).

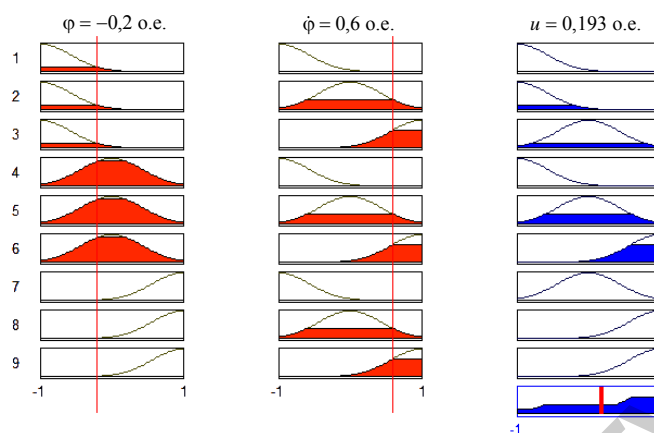


Рис. 3. Графическое представление нечеткого логического вывода

Характеристика разработанного нечеткого контроллера, описывающая изменение управляющего воздействия в зависимости от текущего угла отклонения груза и его производной, приобретает вид, представленный на рис. 4. Для анализа эффективности системы управления с НЛФ исследовалась чувствительность системы управления к изменениям длины подвеса (в большинстве случаев невозможно точно определить реальную длину подвеса – проблема информационной неопределенности). Для этого была проведена серия экспериментов, в каждом из которых изменялась длина подвеса груза в большую или меньшую сторону относительно значения, используемого при настройке нечеткого контроллера.

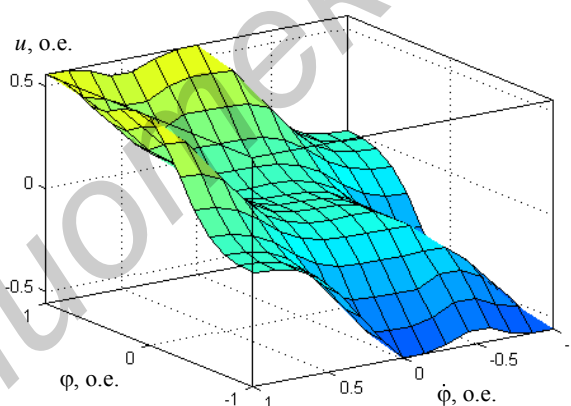


Рис. 4. Поверхности нечеткого вывода с тремя нечеткими множествами для каждой переменной

### Результаты и их обсуждение

Результаты исследования представлены на рис. 5 (в относительных единицах – о.е.), где  $l$  – реальное значение длины подвеса груза,  $l = 1$  о.е. соответствует длине подвеса, используемой при настройке нечеткого контроллера;  $V$  – относительная амплитуда остаточных колебаний груза (отношение амплитуды остаточных колебаний груза при использовании нечеткого контроллера к амплитуде остаточных колебаний груза при отключенном нечетком контроллере),  $V = 100\%$  показывает, что амплитуда остаточных колебаний в обоих случаях одинакова;  $t_{\text{ин}}$  – длительность переходного процесса,  $t_{\text{ин}} = 1$  о.е. соответствует периоду недемпфированных колебаний груза  $T_0 = 2\pi\sqrt{l_0/g}$ , где  $l_0$  – длина подвеса груза, используемая при настройке нечеткого контроллера;  $g$  – ускорение свободного падения.

Из приведенных характеристик видно, что нечеткий контроллер значительно уменьшает амплитуду остаточных колебаний (более чем на два порядка) в широком диапазоне

изменения длины подвеса груза. Резкое увеличение амплитуды остаточных колебаний наблюдается лишь при уменьшении длины подвеса в три и более раз (рис. 5, а). Длительность переходного процесса остается стабильной при изменении  $l$  от 0,3 до 3,4 о.е. (в этом диапазоне  $t_{\text{пн}}$  уменьшается от 1,57 до 1,52 о.е.) и резко увеличивается при  $l > 3,4$  о.е., что объясняется более поздним наступлением момента времени, после которого имеет место неравенство  $|y(t) - y(\infty)| \leq \Delta y(\infty)$ , где  $y$  – выходная переменная,  $t$  – время,  $y(\infty)$  – установившееся значение,  $\Delta y(\infty)$  – допустимая ошибка (в данном случае 10 %). На выходе системы управления возникает затухающий колебательный переходной процесс. При этом с увеличением длины подвеса груза увеличивается колебательность системы, что приводит к тому, что с некоторого значения  $l$  выходная переменная  $y$  входит в пределы зоны  $y(\infty) \pm \Delta y(\infty)$  только при изменении знака  $\dot{y}$  (например, если до этого длительность переходного процесса фиксировалась по вхождению в обозначенную зону снизу ( $y(t) = y(\infty) - \Delta y(\infty)$ , момент времени  $t_1$ ), то с некоторого значения  $l$  переменная  $y$  (после момента времени  $t_1$ ) начинает превышать значение  $y(\infty) + \Delta y(\infty)$ , и, следовательно, длительность переходного процесса уже фиксируется по вхождению в зону  $y(\infty) \pm \Delta y(\infty)$  сверху ( $y(t) = y(\infty) + \Delta y(\infty)$  момент времени  $t_2$ ,  $t_2 > t_1$ ), что и приводит (рис. 5, б) к скачкообразному увеличению длительности переходного процесса).

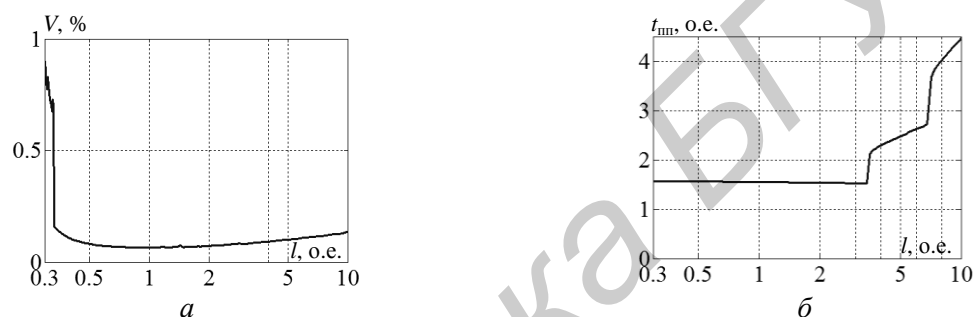


Рис. 5. Результаты исследования чувствительности системы управления к изменениям длины подвеса груза: а – зависимость амплитуды остаточных колебаний от длины подвеса груза; б – зависимость длительности переходного процесса от длины подвеса груза

В целом можно отметить, что длительность переходного процесса при управлении нечетким контроллером составляет примерно 1,5 периода недемпфированных колебаний груза. Анализ работы системы управления с НЛФ позволяет также сделать вывод, что характер переходного процесса сильно зависит от начальных условий, а система управления с нечетким контроллером характеризуется различной степенью подавления колебаний (под степенью подавления колебаний подразумевается характеристика, обратная  $V$ ), определяемой начальной скоростью тележки (моста).

Системы управления ПТМ с НЛФ позволяют достаточно просто учесть все ограничения применяемого оборудования, однако качество их функционирования во многом определяется качеством используемой базы правил (базы знаний, экспертной системы) и настройкой функций принадлежности. Системы с НЛФ рекомендуется [6, 10] использовать для управления сложными процессами, когда не существует строгого математического описания и простой математической модели, для нелинейных систем высокого порядка и в тех случаях, когда должна производиться обработка лингвистически сформулированных экспертных знаний. Применение нечеткого управления не рекомендуется, если приемлемый результат может быть получен с использованием классической теории автоматического управления и если существует формализованная и адекватная математическая модель рассматриваемой системы [12]. По этим причинам применение НЛФ для управления ПТМ усложняет процесс управления и требует проектирования новой системы управления для каждого конкретного применения [5, 13]. При этом получившаяся система управления не может быть оптимальной. Попытки приблизиться к оптимальным показателям, например путем использования генетических алгоритмов, приводят к необходимости выделения значительных вычислительных ресурсов [12, 13].

## Заклучение

Системы управления ПТМ на основе стандартных регуляторов не являются гибкими, имеют жесткие характеристики, которые закладываются еще на этапе проектирования. При реализации таких систем управления на практике необходимо учитывать изменение параметров объекта управления, пересчитывать характеристики регуляторов и систем учета ограничений электроприводов. Все это усложняет итоговую систему и приводит к ее удорожанию. Преимуществами системы с НЛФ являются относительная простота процесса синтеза регулятора, простота практического применения, возможность учета реально существующих ограничений электроприводов, простота реализации. Полученные в данной работе результаты показывают, что такие системы управления не позволяют приблизиться к оптимальным показателям качества [9, 11], однако способны обеспечить стабильность характеристик в широком диапазоне. Важным показателем применимости алгоритмов управления на практике является слабая чувствительность системы управления к изменениям приведенной длины подвеса груза. По результатам проведенных исследований (рис. 5) можно сделать вывод, что управление с НЛФ позволяет достичь высоких показателей качества в условиях параметрической неопределенности объекта управления.

## ANTI-SWAY CONTROL OF HOISTING-AND-TRANSPORT MECHANISM USING FUZZY ALGORITHM

O.A. SHVEDOVA, A.S. SHMARLOUSKI, A.V. MARKOV, T.V. TARASEVICH

### Abstract

The algorithms to suppress oscillations that occur during the movement of payload by hoisting-and-transport mechanism are presented. The use of fuzzy logic provides quite simple to implement a control unit and take into account actual constraints of drives. Anti-sway control based on fuzzy logic has a good performance, even in the case of changing length of the payload cable in a wide range, as it's shown by simulation.

### Список литературы

1. *Nalley M.J.* // Journal of Intelligent Fuzzy System. 2000. Vol. 8. P. 1–18.
2. *Lee H.H.* // Proceedings of IEEE International Conference on Robotics & Automation. 2001. P. 56–61.
3. *Liu D.* Adaptive sliding mode fuzzy control for two-dimensional overhead crane. *Mechatronics.*, 2005.
4. *Wahyudi.* // Proceedings of The 2nd International Conference on Mechatronics. 2005. P. 345–351.
5. *Постников В.Г.* Оптимизация позиционных электроприводов автоматизированных систем на основе фаззи-контроллера : Автореф. дис. ... канд. техн. наук. М., 2007.
6. *Терехов В.М.* Системы управления электроприводов М., 2005.
7. *Заде Л.А.* Понятие лингвистической переменной и его применение к принятию приближенных решений М., 1976.
8. *Szpytko J.* Adaptation control technique of overhead crane mechanisms [Electronic resource]. – Mode of access : <http://med.ee.nd.edu/MED11/pdf/papers/iv11-01.pdf>. – Date of access : 24.04.2013.
9. *Кузнецов А.П., Марков А.В., Шмарловский А.С.* // Тез. докл. Междунар. науч.-техн. конф. БГУИР, Минск, 19 марта 2009 г. С. 102–103.
10. *Штовба С.Д.* Проектирование нечетких систем средствами MATLAB. М., 2007.
11. *Марков, А.В., Шмарловский А.С.* // Наука – образованию, производству, экономике : материалы Седьмой междунар. науч.-техн. конф., Минск, май 2009 г. В 3 т Т. 1. С. 167.
12. *Народицкий А.Г.* Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов. СПб., 2004.
13. *Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления / Под ред. Н.Д. Егупова. М., 2001.*

УДК 004.383.5

## ОПТИМАЛЬНОЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ БИТ В ПАРАУНИТАРНОМ СУБПОЛОСНОМ КОДЕРЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ АЛГЕБРЫ КВАТЕРНИОНОВ

Н.А. ПЕТРОВСКИЙ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь*

*Поступила в редакцию 12 ноября 2013*

Рассматривается проблема распределения бит в контексте древовидной структуры 2D параунитарного банка фильтров на основе алгебры кватернионов – пакета 4-полосного вейвлет преобразования. Показано, что оптимальное распределение бит будет в случае, если дисперсии ошибок квантователей в каналах кодера равны.

*Ключевые слова:* параунитарный банк фильтров, многополосное вейвлет-преобразование, кватернион, изображение, дисперсия реконструкции сигнала.

### Постановка задачи

В последние несколько десятилетий банки фильтров рассматриваются как наиболее эффективная техника компрессии данных мультимедиа [1]. Банки фильтров применяются в кодировании аудиосигналов, изображений и видеопотока в таких стандартах как JPEG, JPEG2000, JPEG XR, MPEG и H.264/AVC.

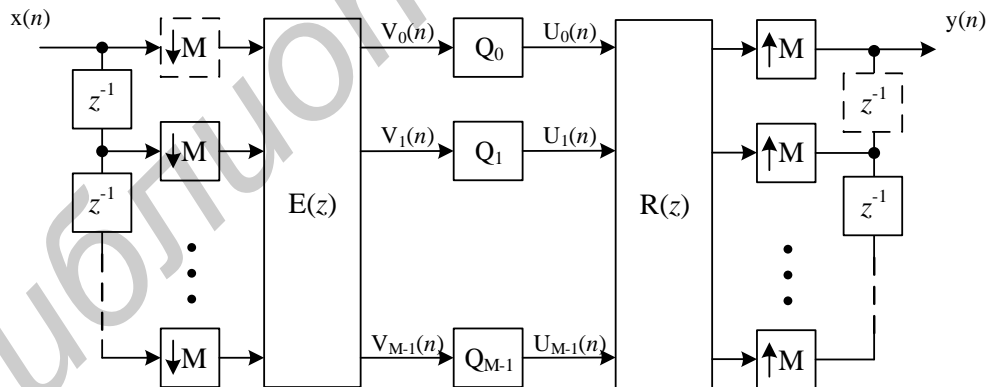


Рис. 1. Схема субполосного кодирования на основе полифазных матриц

На рис.1 показана схема субполосного кодирования на основе максимально децимированного  $M$ -канального банка фильтров, состоящего из систем анализа и синтеза, полифазных матриц  $\mathbf{E}(z)$  и  $\mathbf{R}(z)$  соответственно. Полифазная структура банка фильтров формулируется следующим образом [1]:

$$[\mathbf{H}_0(z) \ \mathbf{H}_1(z) \ \dots \ \mathbf{H}_{M-1}(z)]^T = \mathbf{E}(z^M)\mathbf{e}(z)^T,$$

$$[\mathbf{F}_0(z) \ \mathbf{F}_1(z) \ \dots \ \mathbf{F}_{M-1}(z)]^T = \mathbf{R}(z)\mathbf{R}(z^M),$$



где  $\mathbf{e}(z) = [1 \ z^{-1} \ \dots \ z^{-(M-1)}]$ ,  $\mathbf{H}_k(z)$  и  $\mathbf{F}_k(z)$  – передаточные функции  $k$ -го канала банка фильтров анализа и синтеза соответственно. Если матрица  $\mathbf{E}(z)$  обратима, то полифазная матрица синтеза  $\mathbf{R}(z)$  может быть выбрана как обратная матрица  $\mathbf{E}(z)$ , тогда совершенная реконструкция достигается. Такой банк фильтров называется совершенно реконструированным банком фильтров или биортогональный банк фильтров. Если  $\mathbf{E}^T(z^{-1})\mathbf{E}(z) = \mathbf{I}$  и  $\mathbf{R}(z) = \mathbf{E}^T(z^{-1})$ , то это специальный класс банка фильтров – параунитарный банк фильтров (ПУБФ). Структура ПУБФ получается путем факторизации его полифазной матрицы  $\mathbf{E}(z)$  на элементарные математические преобразования, как правило, это планарные обороты Гивенса. Для ПУБФ анализа с линейной ФЧХ и четного числа каналов  $M$  хорошо известна факторизация передаточной полифазной матрицы  $\mathbf{E}(z)$  [2]:

$$\mathbf{E}(z) = \mathbf{G}_{N-1}(z)\mathbf{G}_{N-2}(z)\dots\mathbf{G}_1(z)\mathbf{E}_0, \quad \text{где} \quad \mathbf{E}_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}\mathbf{\Phi}_0\mathbf{W}\text{diag}(\mathbf{I}_{M/2}, \mathbf{J}_{M/2}), \quad \mathbf{G}_i(z) = \frac{1}{2}\mathbf{\Phi}_i\mathbf{W}\Lambda(z)\mathbf{W},$$

$$i = 1, \dots, N-1, \quad \mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{M/2} & \mathbf{I}_{M/2} \\ \mathbf{I}_{M/2} & -\mathbf{I}_{M/2} \end{bmatrix}, \quad \Lambda(z) = \text{diag}(\mathbf{I}_{M/2}, z^{-1}\mathbf{I}_{M/2}), \quad \mathbf{\Phi}_i = \text{diag}(\mathbf{U}_i, \mathbf{V}_i), \quad \mathbf{U}_i \text{ и } \mathbf{V}_i$$

произвольные ортогональные матрицы размера  $M/2 \times M/2$ . Кроме того, для упрощения обозначенной выше факторизации для  $i > 0$  матрица  $\mathbf{U}_i$  может быть представлена единичной матрицей, тогда  $\mathbf{\Phi}_i = \text{diag}(\mathbf{I}, \mathbf{V}_i)$ . Как видно, ПУБФ может реализовываться на основе решетчатых и лестничных структур, которые, как известно, сохраняют совершенную реконструкцию и при реализации на арифметике с фиксированной запятой.

Положим, что входной сигнал  $x(n)$  стационарный, спектральная мощность которого  $S_{xx}(e^{j\omega})$ ,  $b_k$  количество бит представления сигнала  $V_k(n)$  на выходе  $k$ -го канала системы анализа, а  $\sigma_{V_k}^2$  есть дисперсия сигнала  $V_k(n)$ :

$$\sigma_{V_k}^2 = \int_{-\pi}^{\pi} S_{xx}(e^{j\omega}) |H_k(e^{j\omega})|^2 \frac{d\omega}{2\pi}.$$

Динамический диапазон отсчета сигнала  $V_k(n)$  на входе  $k$ -го квантователя делится на  $2^{b_k}$  интервалов. Вес старшего значащего бита выбирается пропорционально дисперсии  $\sigma_{V_k}^2$  таким образом, чтобы вероятность переполнения была одинаковой во всех каналах. Дисперсия ошибки  $k$ -го квантователя при условии, что шум квантования аддитивный ко входному сигналу  $V_k(n)$  определяется следующим образом [3]:

$$\sigma_{q_k}^2 = \varepsilon_k 2^{-2b_k} \sigma_{V_k}^2,$$

где  $\varepsilon_k$  – константа, которая зависит от функции плотности вероятности сигнала  $V_k(n)$ . Для параунитарной системы, где сохраняется баланс энергий, шум квантования рассматривается на входе системы синтеза  $\mathbf{R}(z)$ , который усредняется в каналах синтеза и равен средней дисперсии ошибки реконструкции сигнала:

$$\sigma_r^2 = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \sigma_{q_k}^2 = \sum_{k=0}^{M-1} \varepsilon_k 2^{-2b_k} \sigma_{V_k}^2 / M.$$

Итак, положим, что общее количество бит для квантователей всех  $M$  канальных сигналов  $V_k(n)$ ,  $k = 0, \dots, M-1$  фиксировано и равно  $b$ . Проблема оптимального распределения бит квантователей может быть сформулирована следующим образом: найти  $b_0, \dots, b_{M-1}$  при условии, что общий ресурс битов  $b = \sum_{k=0}^{M-1} b_k / M = \text{const}$  и минимизации  $\min \sum_{k=0}^{M-1} \varepsilon_k 2^{-2b_k} \sigma_{V_k}^2 / M$ .

Таким образом, целью оптимизации является минимизация дисперсии ошибки реконструкции сигнала  $\sigma_r^2$  при ограничении на общий ресурс битов.

В случае схемы кодирования на основе линейного преобразования, как показано в [3, 4], оптимальное распределение бит для каждого квантователя в каналах будет, когда дисперсии шума квантования канальных сигналов равны. Для параунитарного субполосного кодера важно как распределить общий ресурс бит между канальными квантователями и как выбрать/факторизовать параунитарную матрицу  $\mathbf{E}(z)$ , чтобы максимизировать коэффициент субполосного кодирования. Решение второй задачи показано в [5]. В данной работе определяется схема оптимального распределения бит в параунитарном субполосном кодере изображений, который реализован на основе алгебры кватернионов.

### Параунитарный субполосный кодер

Матрицы  $\mathbf{E}_0$  и  $\mathbf{R}_i$  в факторизации решетчатой структуры параунитарного банка фильтров анализа, как показано в [5], можно выразить через матрицы умножения кватернионов (левого и правого умножения) следующим образом:  $\mathbf{E}_0 = \mathbf{M}^+(Q_0)\mathbf{M}^-(P_0)$ ,  $\mathbf{R}_i = \mathbf{M}^+(Q_i)$ ,  $i=1, \dots, N-1$ , где  $P_0$  и все  $Q_i$  – некоторые единичные кватернионы, тогда передаточная функция решетчатой структуры общего ПУБФ анализа будет равна:  $\mathbf{E}(z) = \mathbf{M}^+(Q_{N-1})\Lambda(z)\mathbf{M}^+(Q_{N-2})\Lambda(z)\dots\mathbf{M}^+(Q_1)\Lambda(z)\mathbf{M}^+(Q_0)\mathbf{M}^-(P_0)$ . В работе [5] утверждается, что для каждой ортогональной матрицы размерностью  $4 \times 4$  существует уникальная (с точностью до знака) пара единичных кватернионов  $P$  и  $Q$  таких, что:  $\mathbf{M}^+(P) \cdot \mathbf{M}^-(Q) = \mathbf{M}^-(Q) \cdot \mathbf{M}^+(P)$ . Данная факторизация всегда соответствуют ортогональному преобразованию сигналов, даже если ее компоненты квантованы. Это происходит потому, что столбцы каждой матрицы умножения кватернионов составлены из одних и тех же элементов с точностью до знака. Реализация параунитарного банка фильтров анализа с линейной ФЧХ на основе умножителей кватернионов предполагает определение  $\Phi_0$  и  $\Phi_i$  как [6]:  $\Phi_0 = \mathbf{M}^-(P_0)\mathbf{M}^+(Q_0)$ ,  $\Phi_i = \mathbf{M}^-(P_i)$ ,  $i=1, \dots, N-1$ , где все  $P_i$  и  $Q_0$  – некоторые единичные кватернионы.

Для схемы компрессии изображений 1D ПУБФ на кватернионах ( $N = 3$ ) [6] используется для построения 2D разделяемого ПУБФ (см. рис. 2). Соотношение децимации/интерполяции в 2D схеме ПУБФ, эквивалентной рис. 1, задается двумерной матрицей [1]  $\begin{bmatrix} 4 & 0 \\ 0 & 4 \end{bmatrix}$  и коэффициент децимации определяется как ее определитель, т. е.  $M = 16$ .

На рис. 3 показаны результаты работы схемы (рис. 2): исходное изображение Lena ( $512 \times 512$ ) (а), декомпозиция изображения полифазной матрицей  $\mathbf{E}(z)$  (б); реконструированное изображение полифазной матрицей  $\mathbf{R}(z)$  (в). Эксперимент проводился для ПУБФ с линейной ФЧХ ( $q_0 = -231/512 + i459/1024 + j0 + k0$ ;  $p_0 = -7/8 - i3/8 + j0 + k0$ ;  $p_1 = -3/16 + i15/16 + j0 + k0$ ;  $p_2 = -9/16 - i13/16 + j0 + k0$ ), которому соответствует 4-х полосное вейвлет-преобразование. Вейвлет-фильтры имеют хорошую частотную избирательность: уровень АЧХ в полосе пропускания для низкочастотных и высокочастотных фильтров составляет около  $-35$  дБ, а для полосовых – около  $-20$  дБ. При этом показатель эффективности кодирования равен  $8,1845$  дБ. Пиковое значение отношения сигнал-шум здесь составило  $53,24$  дБ.

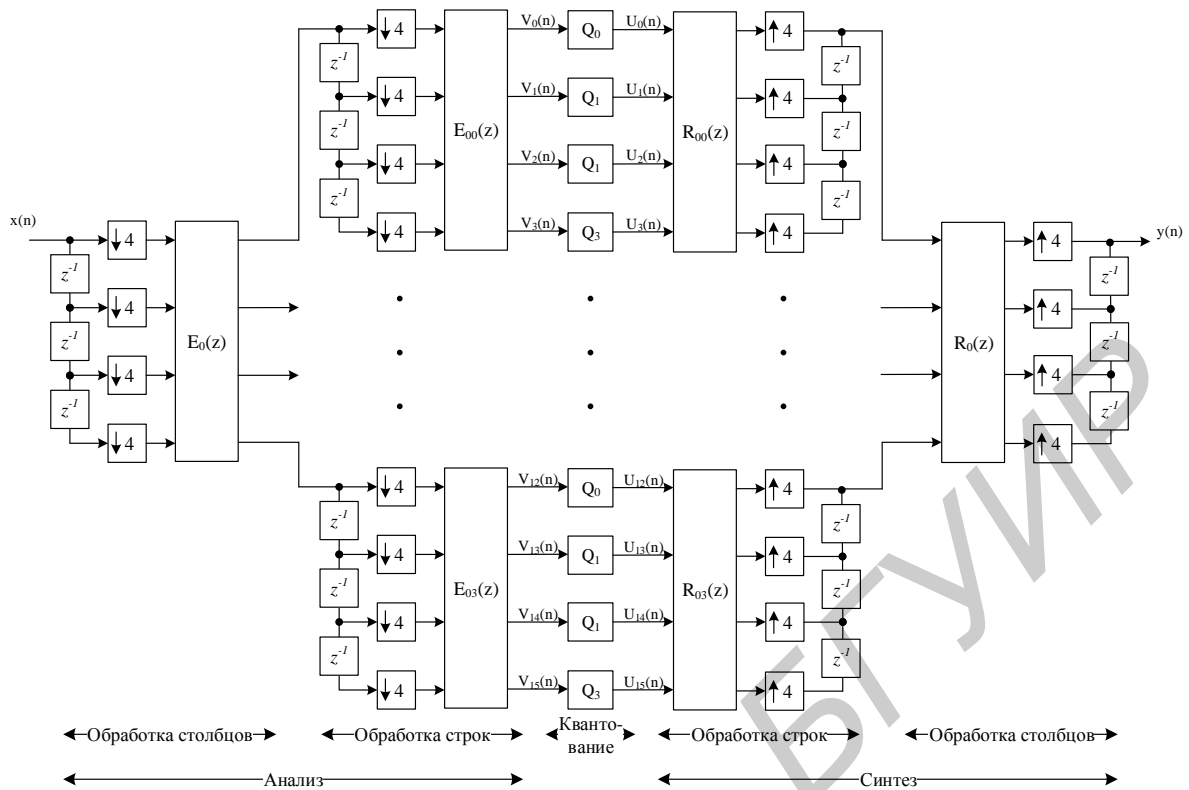


Рис. 2. Схема 2D параунитарного субполосного кодирования

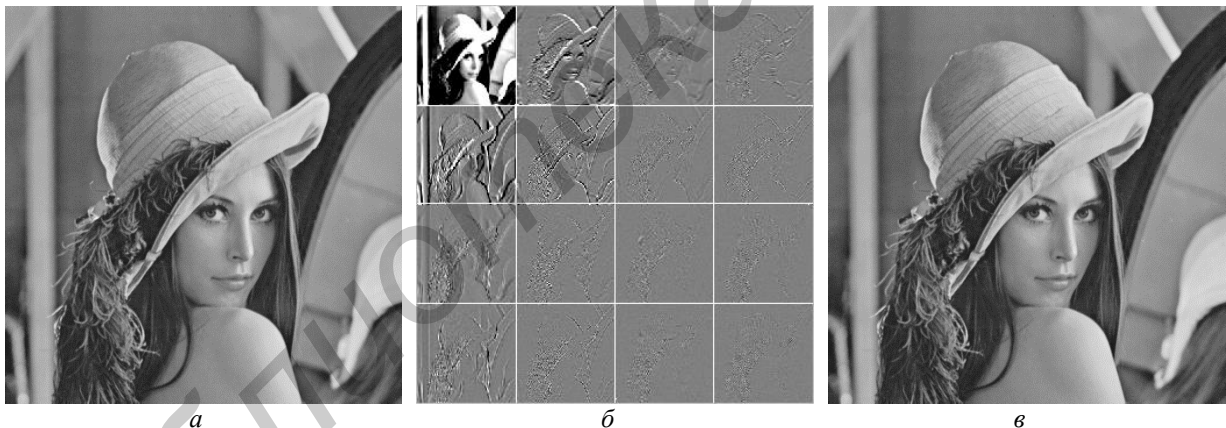


Рис. 3. Исходное изображение Lena (512×512) (а); декомпозиция изображения полифазной матрицей  $\mathbf{E}(z)$  (б); реконструированное изображение полифазной матрицей  $\mathbf{R}(z)$  (в)

Задача оптимального распределения бит по каналам в схеме на рис.2 формируется следующим образом:

найти  $b_0, b_1, \dots, b_{15}$  при условии, что  $b = (b_0 + b_1 + \dots + b_{15}) / 16 = \text{const}$  и минимизации ошибки реконструкции сигнала  $\min \sum_{k=0}^{15} \varepsilon_k 2^{-2b_k} \sigma_{V_k}^2 / 16$ .

С другой стороны, задачу оптимизации можно определить как поиск дисперсии сигнала на выходе квантователей при минимизации общей дисперсии ошибки реконструкции сигнала на выходе системы синтеза. Известно, что

$$2^{-2b} = \prod_{k=0}^{15} \left( 2^{-2b_k} \right)^{\frac{1}{16}}.$$

После умножений левой и правой части данного выражения на  $\prod_{k=0}^{15} (2^{-2b_k})^{\frac{1}{16}}$  получается,

$$\text{что } 2^{-2b} \prod_{k=0}^{15} (\varepsilon_k \sigma_{V_k}^2)^{\frac{1}{16}} = \prod_{k=0}^{15} (2^{-2b_k} \varepsilon_k \sigma_{V_k}^2)^{\frac{1}{16}}.$$

Здесь левая часть не зависит от числа битов квантователя  $b_k$ , т.е. это константа. Пусть  $D_k = \varepsilon_k 2^{-2b_k} \sigma_{V_k}^2$  дисперсия сигнала на выходе  $k$ -го квантователя, тогда равенство представляется следующим образом:  $\text{const} = \prod_{k=0}^{15} D_k^{\frac{1}{16}}$ . После возведения левой и правой части в степень 16 получается, что  $\text{const} = \prod_{k=0}^{15} D_k$ .

Таким образом, задача оптимального распределения бит квантователей в каналах схемы параунитарного субполосного кодирования формулируется следующим образом:

найти  $D_0, \dots, D_{15}$  при условии, что  $\text{const} = \prod_{k=0}^{15} D_k^{\frac{1}{16}}$  и минимизации  $\min \sum_{k=0}^{15} D_k / 16$ .

Так как  $D_k = \varepsilon_k 2^{-2b_k} \sigma_{V_k}^2 \geq 0$ , то значения  $D_k$  являются неотрицательными величинами. Известно, что сумма неотрицательных значений минимальна, когда их произведение будет постоянной величиной при условии, если все они равны:  $D_0 = D_1 = \dots = D_{15} = D$ , где  $D$  некая наперед заданная величина. Физическая интерпретация данного результата следующая: дисперсия сигналов  $D_k = \varepsilon_k 2^{-2b_k} \sigma_{V_k}^2$  на выходах квантователей всех каналов равна, или другими словами, дисперсия ошибки реконструкции изображения минимальна, когда дисперсии ошибок, внесенные каждым квантователем, равны.

Величина  $D$  определяется в процессе задания степени сжатия изображения. Пусть  $D_k = D$ , тогда

$$2^{-2b_k} = \frac{D}{\varepsilon_k \sigma_{V_k}^2}.$$

Далее следует, что

$$2^{-2b} = \prod_{k=0}^{15} \left( \frac{D}{\varepsilon_k \sigma_{V_k}^2} \right)^{\frac{1}{16}} = \frac{D^{\frac{1}{16} + \dots + \frac{1}{16}}}{\prod_{k=0}^{15} (\varepsilon_k \sigma_{V_k}^2)^{\frac{1}{16}}}, \text{ тогда}$$

$$D = 2^{-2b} \prod_{k=0}^{15} (\varepsilon_k \sigma_{V_k}^2)^{\frac{1}{16}}.$$

Таким образом, оптимальное распределение бит квантователей по каналам параунитарного субполосного кодера будет следующим:

$$b_k = b + \frac{1}{2} \log_2 \frac{\varepsilon_k \sigma_{V_k}^2}{\prod_{k=0}^{15} (\varepsilon_k \sigma_{V_k}^2)^{\frac{1}{16}}}.$$

Как следует из приведенных рассуждений, оптимальное распределение бит для каждого квантователя в каналах 2D параунитарного субполосного кодера будет, когда дисперсии шума квантования канальных сигналов равны.

## Заклучение

Обосновано оптимальное распределение бит в схеме 2D параунитарного субполосного кодера на основе алгебры кватернионов. Так, если число бит представления субполосного сигнала фиксировано, то дисперсии ошибок квантователей в каналах кодера должны быть равны для оптимального распределения бит в параунитарном субполосном кодере. В приложениях кодирования изображений важнее использовать критерий минимизации ошибки реконструкции, чем минимизировать ее дисперсию. Например, можно добавить различные неотрицательные веса для каждого канала и затем пытаться минимизировать взвешенную сумму дисперсий ошибок квантователей. В задаче оптимизации еще можно использовать факт, что среднее арифметическое неотрицательных величин больше или равно их среднему геометрическому. Легко доказать: чтобы минимизировать сумму взвешенных слагаемых, они должны быть равны. Другими словами, дисперсии ошибок квантования в каналах кодера обратно пропорциональны соответствующим весам.

## OPTIMAL BIT ALLOCATION IN THE PARAUNITARY SUBBAND IMAGE CODER BASED ON THE QUATERNION ALGEBRA

N.A. PETROVSKY

### Abstract

The problem of bit allocation in the context of the tree structure 2D paraunitary filter bank based on the quaternion algebra, i.e. 4-band packet wavelet transform, is considered. It was shown that the bit allocation is optimal if the quantizers error variances in the encoder channels are equaled.

### Список литературы

1. *Vaidyanathan P.P.* Prentice-Hall. NJ. 1993.
2. *Chen Y.-J., Amaratunga K.S.* IEEE Trans. CAS - II. 2003. Vol. 50, № 12. P. 963–976.
3. *Jayant N.S., Noll P.* Prentice-Hall. NJ. 1993.
4. *Soman A.R., Vaidyanathan P.P.* IEEE Trans. Signal processing. 1993. Vol. 41, № 5. P. 1824–1835.
5. *Parfieniuk M., Petrovsky A.* Signal Processing. 2010. Vol. 90. P. 1755–1767.
6. *Петровский Н.А., Парфенюк М.* // Докл. БГУИР. 2011. № 1 (55). С. 70–74.

УДК 621.396.96

## МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ ДЛЯ МОНОИМПУЛЬСНОГО АМПЛИТУДНОГО ПЕЛЕНГАТОРА

С.А. ГОРШКОВ, Е.Н. БУЙЛОВ

Военная академия Республики Беларусь  
Минск-57, 220057, Беларусь

Поступила в редакцию 24 сентября 2013

Рассмотрена математическая модель формирования мешающих отражений от подстилающей поверхности и гидрометеоров применительно к амплитудному моноимпульсному пеленгатору, учитывающая пространственную корреляцию помех в каналах приема.

*Ключевые слова:* мешающие отражения, амплитудный моноимпульсный пеленгатор, подстилающая поверхность, гидрометеоры.

### Введение

В ряде работ [1–7], посвященных изучению моноимпульсных систем, работающих в условиях наличия интенсивных пассивных помех, не рассматриваются вопросы взаимной корреляции помех в каналах приема. Анализ особенностей такой корреляции позволит приблизить характеристики моделируемых реализаций мешающих отражений (МО) к реально существующим процессам, а также исследовать вопросы автокомпенсации помех в таких системах. Кроме того, учет взаимной корреляции помех обеспечит увеличение точности угловых измерений моноимпульсных радиолокационных станций (РЛС) при рассмотрении вопросов углового сопровождения маловысотных объектов, что, в свою очередь, облегчит решение задач сопровождения целей.

Целью данной статьи является учет в математической модели поверхностно и объемно распределенных мешающих отражений (МО) межканальной корреляции помех применительно к амплитудному моноимпульсному пеленгатору.

В качестве моноимпульсной системы рассматривается амплитудный пеленгатор с суммарно-разностной обработкой для случая короткоимпульсного излучения [2], который формирует одну передающую и четыре приемных диаграммы направленности антенн (ДНА).

### 1. Математическая модель мешающих отражений для амплитудного моноимпульсного пеленгатора

В общем случае принятый сигнал представляет собой аддитивную смесь отраженного сигнала, шумовой помехи, а также объемно (поверхностно) распределенных МО. Объемно распределенными МО являются отражения от гидрометеоров (дождь, туман, снег, град), а поверхностно распределенными МО – отражения от поверхностей суши и моря [2].

Временная структура МО находится в определенной взаимосвязи с законом модуляции зондирующего сигнала [2]. В качестве математической модели помех, как правило, рассматривается сумма отражений от частиц, распределенных в области, ограниченной шириной ДНА по угловым координатам  $\Delta\beta_a$ ,  $\Delta\varepsilon_a$  и радиальной протяженностью  $\delta r$ , зависящей от длительности одиночного сигнала  $T_0$ . Обобщенная модель формирования МО изложена в [2]. Для использования данной математической модели в системах амплитудной

пеленгации, возникает необходимость учета пространственной корреляции МО и особенностей обеспечения требуемого отношения помеха-шум (ОПШ).

В ходе математического моделирования МО необходимо учесть ряд факторов:

– отношение помеха/шум на выходе устройства внутрипериодной обработки в каналах приема;

– коэффициенты взаимной межканальной корреляции МО;

– временную корреляцию отсчетов МО в каждом канале приема АМП;

– частоту Доплера помехи гидрометеоров.

Применительно к системам амплитудной пеленгации необходимо, более детально, рассмотреть первые две составляющие процесса математического моделирования МО.

### 1.1. Отношение помеха-шум на выходе устройства внутрипериодной обработки в каналах приема

Значение ОПШ объемно (поверхностно) распределенных МО  $\gamma_{v(s)k}$  в АМП определяется: взаимным положением ДНА и отражателей облака (участка); размерами облака (участка); удельной эффективно отражающей поверхностью (ЭОП) отражателей  $\alpha_{v(s)}$ .

Предположим, что угловое направление передающей ДНА совпадает с равносигнальным направлением и характеризуется координатами  $\beta_{РСН}$ ,  $\varepsilon_{РСН}$ . Приемные ДНА смещаются относительно передающей на заданные углы  $\theta_\beta$ ,  $\theta_\varepsilon$  и их пространственное положение определяется угловыми координатами  $\beta_{РПРy_k}$ ,  $\varepsilon_{РПРy_k}$  (рис. 1).

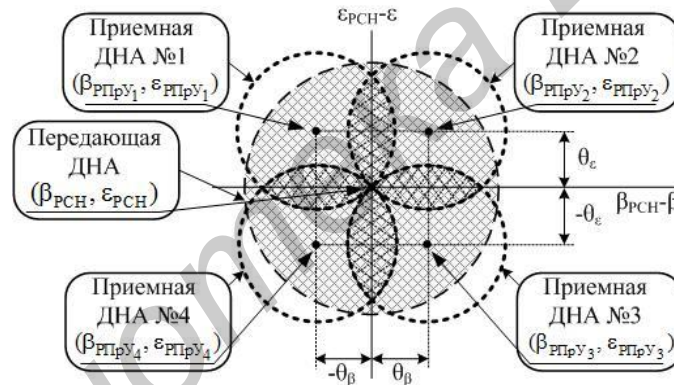


Рис. 1. Схема расположения передающей и приемных ДНА в картинной плоскости

Пространственное положение элементарных участков отражателей определяется их угловыми координатами  $\varepsilon_{v(s)}$ ,  $\beta_{v(s)}$ , которые подсвечиваются и наблюдаются различными участками ДНА, с разными комплексными коэффициентами передачи.

При моделировании область гидрометеоров разбивается на множество малых угловых секторов  $\delta\beta_v$ ,  $\delta\varepsilon_v$  и проинтегрируем отражения от них. Предполагается, что выбор пределов интегрирования ограничен шириной азимутального и угломестного участков подсвечиваемой области с учетом первых боковых лепестков  $2\delta\beta$ ,  $2\delta\varepsilon$ , а удельные ЭОП  $\alpha_v$  всех отражающих участков в пределах  $\delta r$  одинаковы. В дальнейшем поляризационные эффекты пренебрегаются. Соотношение для расчета суммарной ЭОП объемно распределенных МО  $\sigma_{пvk}$  в  $k$ -й приемной ДНА запишется в следующем виде:

$$\sigma_{пvk} = \alpha_v \delta r r^2 \Delta\beta_{v_k} \Delta\varepsilon_{v_k}, \quad (1)$$

где  $\Delta\beta_{v_k} \approx \int_{\beta_{РСН}-\delta\beta}^{\beta_{РСН}+\delta\beta} |f_{РПУ}(\beta_{РСН} - \beta_v) f_{РПРy}(\beta_{РПРy_k} - \beta_v)|^2 d\beta_v$  – ширина азимутального сектора,

подсвечиваемого передающей и наблюдаемого в  $k$ -й приемной ДНА;

$$\Delta\varepsilon_{v_k} \approx \int_{\varepsilon_{\text{рчн}} - \delta\varepsilon}^{\varepsilon_{\text{рчн}} + \delta\varepsilon} \left| f_{\text{РПУ}}(\varepsilon_{\text{РЧН}} - \varepsilon_v) f_{\text{РПРУ}}(\varepsilon_{\text{РПРУ}_k} - \varepsilon_v) \right|^2 d\varepsilon_v \quad - \text{ ширина угломестного сектора,}$$

подсвечиваемого передающей и наблюдаемого в  $k$ -й приемной ДНА;  $r$  – дальность до участка МО;

$f_{\text{РПУ}}(\beta_{\text{РЧН}} - \beta_{s(v)}, \varepsilon_{\text{РЧН}} - \varepsilon_{s(v)})$ ,  $f_{\text{РПРУ}}(\beta_{\text{РПРУ}_k} - \beta_{s(v)}, \varepsilon_{\text{РПРУ}_k} - \varepsilon_{s(v)})$  – комплексные амплитудно-фазовые множители передающей и приемных ДНА, соответственно [1–3].

При одновременном подсвечивании передающей ДНА поверхностно и объемно распределенными МО, нижний предел интегрирования угломестного сектора будет определяться углом места отражающего участка подстилающей поверхности  $\varepsilon_s$ .

Суммарная ЭОП поверхностно распределенных МО  $\sigma_{\text{пс}_k}$  в  $k$ -й приемной ДНА с учетом ослабления мощности помех, вызванного отклонением отражающего участка от направления главного лепестка ДНА, определяется в соответствии с методикой расчета суммарной ЭОП объемно распределенных МО. Предполагается, что углы места элементарных отражателей  $\varepsilon_s$  и их удельные ЭОП  $\alpha_s$ , относительно фазового центра РЛС в пределах элемента разрешения по дальности, одинаковы. Выражение суммарной ЭОП подстилающей поверхности определяется соотношением:

$$\sigma_{\text{пс}_k} = \alpha_s \delta r r \Delta\beta_{s_k} \cdot \left| f_{\text{РПУ}}(\varepsilon_{\text{РЧН}} - \varepsilon_s) f_{\text{РПРУ}}(\varepsilon_{\text{РПРУ}_k} - \varepsilon_s) \right|^2, \quad (2)$$

где  $\Delta\beta_{s_k} \approx \int_{\beta_{\text{рчн}} - \delta\beta}^{\beta_{\text{рчн}} + \delta\beta} \left| f_{\text{РПУ}}(\beta_{\text{РЧН}} - \beta_s) f_{\text{РПРУ}}(\beta_{\text{РПРУ}_k} - \beta_s) \right|^2 d\beta_s$  – ширина азимутального сектора,

подсвечиваемого передающей и наблюдаемого в  $k$ -й приемной ДНА.

Для расчета  $\alpha_s$  и  $\alpha_v$  возможно использовать приближенные эмпирические формулы представленные в [3, 8–11].

В соответствии с полученными выражениями (1) и (2), ОПШ ограниченной области рассеивающих частиц в  $k$ -м канале приема  $\gamma_{v(s)k}$  моноимпульсной РЛС имеет вид:

– для поверхностно распределенных МО:

$$\gamma_{sk} = \frac{\sigma_{s_k}^2}{\sigma_{\text{ш}}^2} = \frac{P_0 G_{\text{РПУ}} G_{\text{РПРУ}} \lambda^2 \sigma_{\text{пс}_k}}{(4\pi)^3 r^4 N_0 \Delta f_{\text{ш}}}, \quad (3)$$

– для объемно распределенных МО:

$$\gamma_{v_k} = \frac{\sigma_{v_k}^2}{\sigma_{\text{ш}}^2} = \frac{P_0 G_{\text{РПУ}} G_{\text{РПРУ}} \lambda^2 \sigma_{\text{пв}_k}}{(4\pi)^3 r^4 N_0 \Delta f_{\text{ш}}}, \quad (4)$$

где  $P_0$  – импульсная мощность зондирующего сигнала;  $G_{\text{РПУ}}(G_{\text{РПРУ}})$  – коэффициент направленного действия передающей (приемной) антенны;  $\lambda$  – длина волны;  $N_0$  – спектральная плотность внутренних шумов приемника;  $\Delta f_{\text{ш}}$  – ширина спектра шума;  $\sigma_{v(s)k}^2$  – мощность поверхностно (объемно) распределенных МО;  $\sigma_{\text{ш}}^2$  – мощность внутренних шумов.

Полученные выражения (3), (4) позволят учитывать особенности требуемого расчета ОПШ при моделировании МО для АМП.

## 1.2. Коэффициенты взаимной межканальной корреляции МО в каналах приема

Коэффициенты взаимной корреляции МО определяются: заданными условиями наблюдения и взаимным положением ДНА и облака (участка).

Выражение для коэффициентов взаимной корреляции МО между  $k$ -м и  $l$ -м каналами



приема  $r_{v(s)k,l}$  ( $k, l = 1, \dots, K$ , где  $K$  – число каналов приема) имеет следующий вид:

– для поверхностно распределенных МО:

$$r_{s,k,l} = \left[ \int_{\beta_{\text{рчн}} - \delta\beta}^{\beta_{\text{рчн}} + \delta\beta} f_{\text{РПУ}}^2(\beta_{\text{рчн}} - \beta_s) f_{\text{РПУ}}(\beta_{\text{РПУ}k} - \beta_s) f_{\text{РПУ}}(\beta_{\text{РПУ}l} - \beta_s) d\beta_s \right] \cdot \frac{1}{\sqrt{\Delta\beta_{s_k} \cdot \Delta\beta_{s_l}}}, \quad (5)$$

– для объемно распределенных МО:

$$r_{s,k,l} = \left[ \int_{\beta_{\text{рчн}} - \delta\beta}^{\beta_{\text{рчн}} + \delta\beta} f_{\text{РПУ}}^2(\beta_{\text{рчн}} - \beta_v) f_{\text{РПУ}}(\beta_{\text{РПУ}k} - \beta_v) f_{\text{РПУ}}(\beta_{\text{РПУ}l} - \beta_v) d\beta_v \right] \cdot \frac{1}{\sqrt{\Delta\beta_{v_k} \cdot \Delta\beta_{v_l}}} \times \\ \times \left[ \int_{\varepsilon_{\text{рчн}} - \delta\varepsilon}^{\varepsilon_{\text{рчн}} + \delta\varepsilon} f_{\text{РПУ}}^2(\varepsilon_{\text{рчн}} - \varepsilon_v) f_{\text{РПУ}}(\varepsilon_{\text{РПУ}k} - \varepsilon_v) f_{\text{РПУ}}(\varepsilon_{\text{РПУ}l} - \varepsilon_v) d\varepsilon_v \right] \cdot \frac{1}{\sqrt{\Delta\varepsilon_{v_k} \cdot \Delta\varepsilon_{v_l}}} \quad (6)$$

Полученные коэффициенты (выражения (5) и (6)) определяют элементы нормированной матрицы взаимной корреляции МО в каналах приема:  $\Phi_{v(s)} = \|r_{v(s)k,l}\|$ .

При одновременном подсвечивании передающей ДНА поверхностно и объемно распределенных МО, нижний предел интегрирования угломестного сектора будет определяться углом места отражающего участка подстилающей поверхности  $\varepsilon_s$ .

Для обеспечения заданной межканальной корреляции МО при моделировании необходимо использовать межканальный формирующий фильтр (ФФ), выходной сигнал которого  $n_{v(s)k,i}$  определяется выражением:

$$n_{v(s)k,i} = \mathbf{L}_{v(s)} \mathbf{x}_{v(s)}^T, \quad (7)$$

$$\text{где } \mathbf{x}_{v(s)} = \begin{pmatrix} x_{v(s) 0,0} & \cdots & x_{v(s) 0,k} & \cdots & x_{v(s) 0,(K-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{v(s) i,0} & \cdots & x_{v(s) i,k} & \cdots & x_{v(s) i,(K-1)} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{v(s) (N-1),0} & \cdots & x_{v(s) (N-1),k} & \cdots & x_{v(s) (N-1),(K-1)} \end{pmatrix} \quad - \text{ матрица } N \times K \quad (K = 4)$$

входных случайных процессов;  $i = 0, \dots, N-1$ , где  $N$  – число моделируемых отсчетов;

$$\mathbf{L}_{v(s)} = h(r_{v(s)}) = \begin{pmatrix} L_{v(s) 11} & 0 & 0 & 0 \\ L_{v(s) 21} & L_{v(s) 22} & 0 & 0 \\ L_{v(s) 31} & L_{v(s) 32} & L_{v(s) 33} & 0 \\ L_{v(s) 41} & L_{v(s) 42} & L_{v(s) 43} & L_{v(s) 44} \end{pmatrix} \quad - \text{ матричная импульсная характеристика}$$

межканального ФФ МО.

Матрица  $\mathbf{L}_{v(s)}$  определяется в результате факторизации нормированной матрицы взаимной корреляции МО в каналах приема моноимпульсного пеленгатора  $\Phi_{v(s)} = \mathbf{L}_{v(s)} \mathbf{L}_{v(s)}^{*T}$ .

## 2. Обобщенный алгоритм формирования МО

В соответствии с особенностями требуемого расчета ОПШ и оценки коэффициентов взаимной корреляции пассивных помех (подраздел 1.1 и 1.2), обобщенная структурная схема формирования поверхностно и объемно распределенных МО для АМП имеет вид, представленный на рис. 2.

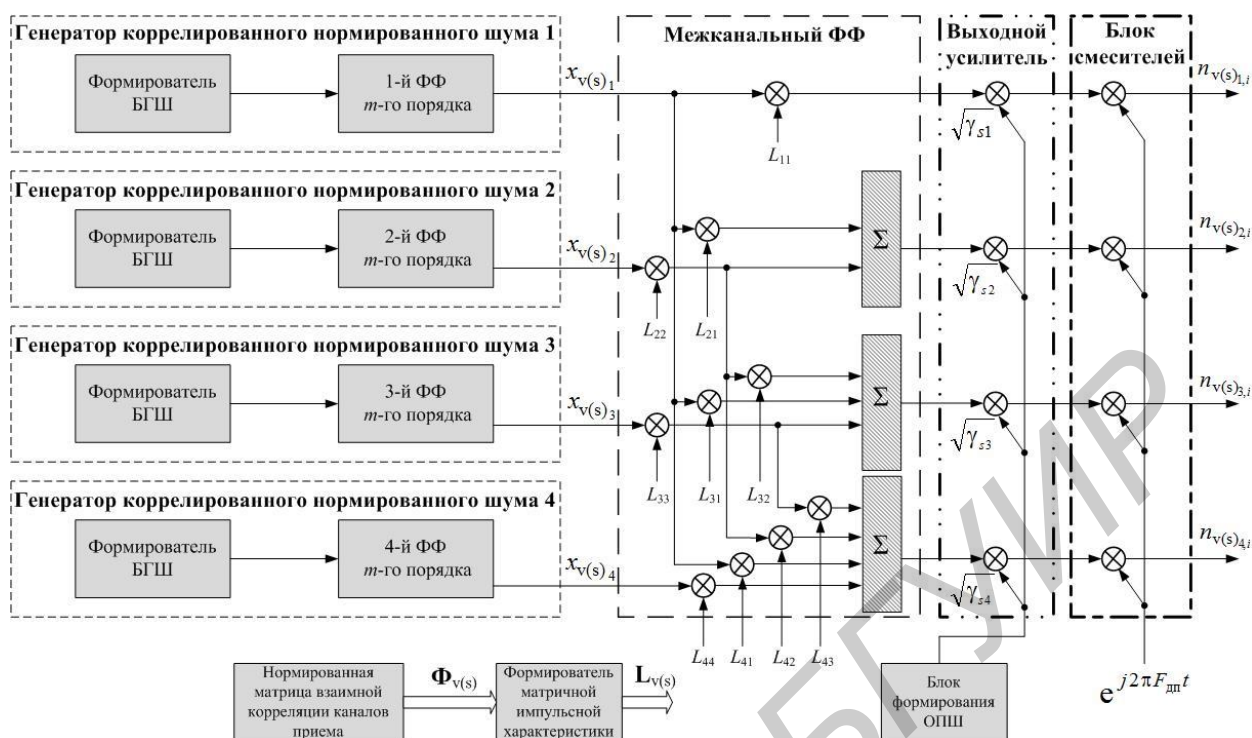


Рис. 2. Обобщенная структурная схема формирования МО

Выходные сигналы формирователей комплексных выборок белого гауссовского шума (БГШ) поступают на ФФ  $m$ -го порядка с заданной амплитудно-частотной характеристикой. Коэффициент  $m$  характеризует форму временной корреляционной функции. В фильтрах случайные процессы приобретают заданные корреляционные свойства по времени и требуемые дисперсии.

Для экспоненциально-параболической аппроксимации корреляционной функции нормированный энергетический спектр коррелированного случайного процесса соответствует выражению [12]:

$$S_n(\omega) = \frac{2\tau_{Lп}}{\left[1 + \left(\frac{\omega\tau_{Lп}}{2}\right)^2\right]^2},$$

$\tau_{Lп}$  – время корреляции случайного процесса.

На выходах ФФ квадратурные составляющие случайных процессов приобретают заданные временные корреляционные свойства. При этом на выходе ФФ необходимо обеспечить требуемую среднюю мощность случайного процесса.

На основании заданной (расчетной) корреляционной матрицы, учитывающей взаимную корреляцию МО между каналами приема, производится расчет матричной импульсной характеристики  $\mathbf{L}_{v(s)}$ . В межканальном ФФ выходные сигналы генератора коррелированного нормированного шума (ГКНШ)  $\dot{x}_{v(s)_k}$  домножаются на весовые коэффициенты матрицы  $\mathbf{L}_{v(s)}$  (выражение (7)), что обеспечивает требуемую взаимную корреляцию по пространству. В выходном усилителе МО приобретают заданные значения среднего квадратического отклонения  $\sqrt{\gamma_{v(s)_k}}$ , полученные в блоке формирования ОПШ и рассчитанные в соответствии с выражениями (3), (4). Блок смесителей обеспечивает требуемое доплеровское смещение частоты  $F_{дп}$  (для объемно распределенных МО), обусловленного перемещением всех отражателей с радиальной скоростью  $V_{rп}$  [2]. При этом полагается, что в пределах разрешаемого объема ДНА одинаковое направление и радиальная скорость ветра. В этом

случае при моделировании объемно распределенных МО значение  $F_{\text{дп}} = \frac{2V_{\text{рп}}}{\lambda}$ , а поверхностно распределенных –  $F_{\text{дп}} = 0$ .

Таким образом, математическая модель МО  $k$ -го канала приема, полученная для обобщенной структурной схемы формирования помех в АМП (рис. 2), определяется следующим выражением:

$$n(t)_{\text{v(s)}_k} = x(t)_{\text{v(s)}_k} \cdot \mathbf{L}_{\text{v(s)}} \cdot \sqrt{\gamma_{\text{v(s)}_k}} \cdot e^{j2\pi F_{\text{дп}} t}, \quad (8)$$

где  $x(t)_{\text{v(s)}_k} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} v(n\Delta t)u(t-n\Delta t)_{\text{вх}_k}$  – коррелированный случайный процесс по времени для  $k$ -го канала приема;  $u(t-n\Delta t)_{\text{вх}_k}$  – временная выборка БГШ для  $k$ -го канала приема;  $v(n\Delta t)$  – импульсная характеристика ФФ  $m$ -го порядка;  $\Delta t$  – шаг дискретизации по времени.

### 3. Результаты расчета коэффициентов взаимной корреляции и матричной импульсной характеристики межканального формирующего фильтра

В ходе математического моделирования проводился расчет коэффициентов взаимной корреляции каналов приема АМП и матричной импульсной характеристики межканального ФФ. При этом использовались следующие исходные данные: число приемных каналов –  $K = 4$ ; ширина передающей ДНА –  $\Delta\varepsilon_{\text{рпУ}} = \Delta\beta_{\text{рпУ}} = 3$  град; ширина приемных ДНА –  $\Delta\varepsilon_{\text{рпУ1}} = \Delta\beta_{\text{рпУ1}} = 2$  град;  $\beta_{\text{рпУ1}} = \beta_{\text{рпУ4}} = -0,7^\circ$ ;  $\beta_{\text{рпУ2}} = \beta_{\text{рпУ3}} = 0,7^\circ$ ;  $\varepsilon_{\text{рпУ1}} = \varepsilon_{\text{рпУ2}} = 0,7^\circ$ ;  $\varepsilon_{\text{рпУ3}} = \varepsilon_{\text{рпУ4}} = -0,7^\circ$ ; длина волны  $\lambda = 3$  мм. Двумерная комплексная амплитудно-фазовая ДНА на прием или передачу представляла собой функцию вида

$$F(\varepsilon, \beta) = \left| \frac{\sin\left[\frac{\pi d_a}{\lambda} \sin(\varepsilon_a - \varepsilon)\right]}{\frac{\pi d_a}{\lambda} \sin(\varepsilon_a - \varepsilon)} \cdot \frac{\sin\left[\frac{\pi d_a}{\lambda} \sin(\beta_a - \beta)\right]}{\frac{\pi d_a}{\lambda} \sin(\beta_a - \beta)} \right| \cdot e^{j[\phi(\varepsilon) + \phi(\beta)]}, \text{ где } d_a \text{ – радиус раскрыва}$$

антенны, а  $\phi(\varepsilon)$ ,  $\phi(\beta)$  – фазовые распределения по угловым координатам, которые изменяются по равномерному закону с чередованием фазы в боковых лепестках на  $\pi$  и 0.

Результат расчета нормированной матрицы межканальной корреляции  $\Phi_{\text{s(v)}}$  в соответствии с выражениями (5), (6) имеет вид:

$$\Phi_{\text{s}} = \begin{vmatrix} 1 & 0,7 & 0,7 & 1 \\ 0,7 & 1 & 1 & 0,7 \\ 0,7 & 1 & 1 & 0,7 \\ 1 & 0,7 & 0,7 & 1 \end{vmatrix}, \quad \Phi_{\text{v}} = \begin{vmatrix} 1 & 0,7 & 0,541 & 0,774 \\ 0,7 & 1 & 0,774 & 0,541 \\ 0,541 & 0,774 & 1 & 0,7 \\ 0,774 & 0,541 & 0,7 & 1 \end{vmatrix}.$$

Матричная импульсная характеристика межканального ФФ  $\mathbf{L}_{\text{s(v)}}$ , полученная в результате факторизации  $\Phi_{\text{s(v)}}$ , имеет вид:

$$\mathbf{L}_{\text{s}} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0,7 & 0,715 & 0 & 0 \\ 0,7 & 0,715 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}, \quad \mathbf{L}_{\text{v}} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0,7 & 0,715 & 0 & 0 \\ 0,541 & 0,533 & 0,633 & 0 \\ 0,774 & 0 & 0,443 & 0,453 \end{vmatrix}. \quad (9)$$

Полученные коэффициенты матрицы  $\mathbf{L}_{\text{s(v)}}$  (9) могут использоваться, в дальнейшем, для

формирования коррелированных по пространству временных последовательностей МО в приемных каналах моноимпульсного амплитудного пеленгатора (рис. 2).

### **Заключение**

Получена математическая модель формирования МО (выражение (8)) для поверхностно и объемно распределенных отражателей в АМП при короткоимпульсном излучении. Данная модель позволяет учитывать временную (ГКНШ) и межканальную корреляцию (межканальный ФФ) случайных отсчетов; требуемую дисперсию в каналах приема (выходной усилитель); частоту Доплера помехи гидрометеоров (блок смесителей). Использование предлагаемой математической модели формирования МО позволит повысить точность угловых измерений и способствует улучшению возможностей сопровождения целей в АМП на фоне интенсивных пассивных помех.

## **MATHEMATICAL MODEL OF STIRRING REFLECTIONS FOR THE MONOPULSE PEAK DIRECTION FINDER**

S.A. GORSHKOV, E.N. BUILOV

### **Abstract**

The mathematical model of formation of stirring reflexions from a spreading surface and hydrometeors with reference to the peak monopulse direction finder, considering spatial correlation of hindrances in reception channels is considered.

### **Список литературы**

1. *Леонов А.И., Фомичев К.И.* Моноимпульсная радиолокация. М., 1984.
2. *Охрименко А.Е.* Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Ч.1 Основы радиолокации. М., 1983.
3. *Шурман Я.Д.* Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория. М., 2007.
4. *Monakov A.* // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2012. Vol. 48, № 3. P. 2653–2655.
5. *Ostravtayanov R.V., Basalov F.A.* Statistical Theory of Extended Radar Targets. Norwood, 1985.
6. *Kirkpatrick G.M.* // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2009. Vol. 45, № 2. P. 807–818.
7. *Willett P., Blair W., Bar-Shalom Y.* // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2003. Vol. 39, № 2. P. 533–549.
8. Справочник по радиолокации. / Под. ред. М. Скольника. Нью-Йорк, 1970.
9. *Красюк Н.П., Розенберг В.И.* Корабельная радиолокация и метеорология. Л., 1970.
10. *Красюк Н.П., Коблов В.Л., Красюк В.Н.* Влияние тропосферы и подстилающей поверхности на работу РЛС. М., 1988.
11. *David K. Barton.* Radar system analysis and modeling. Boston, 2005.
12. *Ярмолик С.Н., Солонар А.С.* // Сб. науч. статей ВА РБ. 2008. № 15. С. 87–91.

## КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

УДК 621.385

## КОРРЕКЦИЯ УРАВНЕНИЙ ВОЗБУЖДЕНИЯ ПОЛЫХ ВОЛНОВОДОВ

А.А. КУРАЕВ

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 12 октября 2013

Традиционные уравнения возбуждения основаны на представлении возбуждаемого сторонними источниками поля в виде суммы собственных волн  $TE$  и  $TM$  полого волновода, поперечные составляющие которых образуют полную систему в классе поперечных векторов сечения указанного волновода. Однако в области источников (продольный штырь, электронный поток) волновод оказывается не полым и в этой области существует потенциальное поперечное электрическое поле. Поперечное электрическое поле дополняет базис  $TE$  и  $TM$  волн, что не учитывается в традиционных уравнениях возбуждения. В статье проведена необходимая коррекция уравнений возбуждения в области источников.

*Ключевые слова:* уравнения возбуждения, область источников, поперечное электрическое поле, коррекция уравнений.

## Введение

Широко используемые в задачах электроники СВЧ традиционные уравнения возбуждения регулярных волноводов [1–4] в области источников нуждаются в определенной коррекции. Указанные уравнения основаны на представлении возбуждаемого поля в виде сумм  $TE$  и  $TM$  волн полого волновода, поперечные составляющие которых образуют полную систему в классе поперечных векторов сечения полого волновода. Однако в области источников (продольный штырь, электронный поток) волновод имеет не односвязную область поперечного сечения, а двусвязную или многосвязную, что предполагает существование потенциального поперечного  $T$ -поля. Таким образом, базис  $TE$  и  $TM$  полей оказывается неполным, необходим учет  $T$ -волны. Поскольку ее постоянная распространения  $\Gamma_T = k = \omega/c$  не равна любой  $\Gamma_v^E$  или  $\Gamma_v^H$   $TM$  и  $TE$  волн ( $\Gamma_v^{E,H} = \sqrt{k^2 - (\chi_v^{E,H})^2}$ ), она ортогональна всем  $TE$  и  $TM$  полям полого волновода [1–4]. Иначе говоря, она не может быть представлена в базисе  $TM$  и  $TE$  волн полого волновода и требует отдельного расчета. Причем, при выделении квазистатического поля ( $\omega=0$ ) она определяет главную часть электрического поля источников – двумерное поперечное поле ( $\Gamma_T = \omega/c = 0$ ). Последнее особенно важно в теории СВЧ-приборов  $O$ - и  $M$ - типов, гирорезонансных приборов и других устройств.

В настоящей статье проведена необходимая коррекция уравнений возбуждения полых волноводов, в которых учтено поперечное электрическое поле источников в области их действия в волноводе.

## Регулярный волновод

Поставим задачу возбуждения регулярного волновода сторонними электрическими источниками следующим образом. Необходимо решить систему уравнений Максвелла

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{H} &= \varepsilon_a \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \vec{\delta}_{\bar{n}0}, \\ \operatorname{rot} \vec{E} &= -\mu_a \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}, \\ \operatorname{div} \varepsilon_a \vec{E} &= \rho_{\bar{n}0}, \operatorname{div} \mu_a \vec{H} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

при граничном условии на стенке волновода

$$\left[ \vec{n} \vec{E} \right]_S = 0. \quad (2)$$

Здесь  $\vec{E}, \vec{H}$  – соответственно электрическая и магнитная напряженности электромагнитного поля в волноводе;  $\varepsilon_a, \mu_a$  – диэлектрическая и магнитная проницаемость заполнения волновода;  $\vec{\delta}_{cm}$  и  $\rho_{cm}$  – соответственно вектор плотности тока и объемный заряд электрических сторонних источников в волноводе;  $\vec{n}$  – нормаль к стенке волновода.

Условие (2) соответствует идеально проводящим стенкам; обобщение на случай потерь не представляет трудностей [4]. Для решения поставленной задачи (1), (2) представим искомое поле  $\vec{E}$  в виде двух составляющих:

$$\vec{E} = \vec{E}' + \vec{E}'', \quad (3)$$

причем,  $\operatorname{rot} \vec{E}'' = 0$ . Тогда задача (1) разделяется на две:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} \vec{H} &= \varepsilon_a \frac{\partial \vec{E}'}{\partial t} + \vec{\delta}'_{cm}, \\ \operatorname{rot} \vec{E}' &= -\mu_a \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}, \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

$$\operatorname{div} \varepsilon_a \vec{E}'' = \rho_{cm} / \varepsilon_a - \operatorname{div} \vec{E}', \text{ или } \nabla^2 \Phi = -\rho' / \varepsilon_a, \quad \vec{E}'' = -\operatorname{grad} \Phi, \quad (5)$$

здесь  $\vec{\delta}'_{cm} = \vec{\delta}_{cm} + \varepsilon_a \frac{\partial \vec{E}''}{\partial t} = \vec{\delta}_{cm} - \varepsilon_a \frac{\partial}{\partial t} \operatorname{grad} \Phi$ ,  $\rho' / \varepsilon_a = \rho / \varepsilon_a - \operatorname{div} \vec{E}'$ .

Положим далее, что процесс возбуждения волновода – стационарный, т.е. источники поля являются периодическими во времени. Тогда искомые поля  $\vec{E}, \vec{H}$  можно представить в виде ряда Фурье по гармоническим составляющим

$$\vec{E}' = \operatorname{Re} \sum_{n=0}^{\infty} \vec{E}^n e^{jn\omega t}, \vec{H} = \operatorname{Re} \sum_{n=0}^{\infty} \vec{H}^n e^{jn\omega t}. \quad (6)$$

Решения для  $\vec{E}^n$  и  $\vec{H}^n$  запишем, используя результаты [4], заменяя в решении, полученном в [4],  $\vec{\delta}_{cm}$  на  $\vec{\delta}'_{cm}$

$$\left. \begin{aligned} \vec{E}^n &= (\dot{C}_S^n \dot{E}_S^n + \dot{C}_{-S}^n \dot{E}_{-S}^n) - \frac{(\vec{\delta}'_z)^n}{jn\omega \varepsilon_a}, \\ \vec{H}^n &= (\dot{C}_S^n \dot{H}_S^n + \dot{C}_{-S}^n \dot{H}_{-S}^n) \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Здесь  $\dot{E}_{\pm S}^n, \dot{H}_{\pm S}^n$  – поля попутных (+S) и встречных (-S) собственных волн волновода (вне источников) на частоте  $n\omega$ ,  $(\vec{\delta}'_z)^n$  – гармоника z-составляющей плотности тока  $\vec{\delta}'_z$  на частоте  $n\omega$ :

$$\frac{d\dot{C}_{\pm S}^n}{dz} = \frac{1}{\pi N_S^n} \int_0^{2\pi} \int_{S_{\perp}} \vec{\delta}' \vec{E}_{\mp S}^n dS_{\perp} e^{-jn\omega t} d\omega t, \quad (8)$$

где  $N_S^n = \int_{S_\perp} \left( [\vec{E}_{\mp S}^n, \vec{H}_{-S}^n] - [\vec{E}_{-S}^n, \vec{H}_{\mp S}^n] \right) dS_\perp$  – норма  $S$ -й волны на  $n\omega$ ;  $(\vec{\delta}'_z)^n = \vec{\delta}_z^n - jn\omega\epsilon_a \frac{\partial \Phi^n}{\partial z}$ .

Теперь обратимся к решению (5). Представим соответственно (6) в виде:

$$\Phi = \text{Re} \sum \Phi^n e^{jn\omega t}. \quad (9)$$

Тогда получаем для  $\Phi^n$ ; используя (7), (8):

$$\nabla^2 \Phi^n = -(\rho')^n / \epsilon_a = -\rho^n / \epsilon_a + \text{div} \vec{E}^n = -\rho^n / \epsilon_a + \sum_S \left( \frac{d\dot{C}_S^n}{dz} \dot{E}_{zS}^n + \frac{d\dot{C}_{-S}^n}{dz} \dot{E}_{z-S}^n \right) - \frac{\partial \delta_z^n}{\partial z} / jn\omega\epsilon_a + \frac{\partial^2 \Phi}{\partial z^2},$$

или

$$\nabla_\perp^2 \Phi^n = -\rho^n / \epsilon_a + \sum_S \left( \frac{d\dot{C}_S^n}{dz} \dot{E}_{zS}^n + \frac{d\dot{C}_{-S}^n}{dz} \dot{E}_{z-S}^n \right) - \frac{\partial \delta_z^n}{\partial z} / jn\omega\epsilon_a. \quad (10)$$

Из (10) вытекает, что  $(\vec{E}^n)^n = -\text{grad} \Phi^n$ , т.е. – это составляющая электрического поля, которая отсутствует в уравнениях возбуждения [1–4].

Заметим также, что в соответствии с теорией главы 6 из [5] компоненты собственных полей регулярного волновода  $\vec{E}_S^n$  и  $\vec{E}_{-S}^n$ ,  $\vec{H}_S^n$  и  $\vec{H}_{-S}^n$  имеют вид:  $\vec{E}_S^n = \vec{E}_{S_t}^n(\vec{r}_\perp) e^{-jh_S^n z}$ ,

$\vec{H}_S^n = \vec{H}_{S_0}^n(\vec{r}_\perp) e^{-jh_S^n z}$ ,  $\vec{E}_{-S}^n = \vec{E}_{-S_0}^n(\vec{r}_\perp) e^{jh_S^n z}$ ,  $\vec{H}_{-S}^n = \vec{H}_{-S_0}^n(\vec{r}_\perp) e^{jh_S^n z}$ , где  $h_S^n = \sqrt{\left(\frac{n\omega}{c}\right)^2 - \chi_S^2}$  – постоянная

распространения  $S$ -го типа волн на частоте  $n\omega$ ,  $\vec{r}_\perp$  – поперечные к  $z$  координаты,  $c$  – скорость света в пустоте,  $\chi_S$  – собственное значение для  $S$ -го типа волны. Причем, для  $E$ -типов волн имеет место соотношение:

$$\vec{E}_{-S_0t}^n(\vec{r}_\perp) = -\vec{E}_{S_0t}^n(\vec{r}_\perp), \vec{E}_{-S_0z}^n(\vec{r}_\perp) = \vec{E}_{S_0z}^n(\vec{r}_\perp), \vec{H}_{-S_0t}^n(\vec{r}_\perp) = \vec{H}_{S_0t}^n(\vec{r}_\perp), \quad (11)$$

а для  $H$ -типов волн выполняется:

$$\vec{H}_{-S_0t}^n(\vec{r}_\perp) = -\vec{H}_{S_0t}^n(\vec{r}_\perp), \vec{H}_{-S_0z}^n(\vec{r}_\perp) = \vec{H}_{S_0z}^n(\vec{r}_\perp), \vec{E}_{-S_0t}^n(\vec{r}_\perp) = -\vec{E}_{S_0t}^n(\vec{r}_\perp). \quad (12)$$

Здесь индекс  $t$  означает поперечную составляющую вектора. С учетом (8), (11), (12) нетрудно установить, что

$$\frac{d\dot{C}_S^n}{dz} \dot{E}_{zS}^n + \frac{d\dot{C}_{-S}^n}{dz} \dot{E}_{z-S}^n = \frac{1}{N_S^n} \frac{2}{\pi} \int_0^{2\pi} \int_{S_\perp} \vec{\delta}' \vec{E}_{S_0t}^n dS_\perp e^{-jn\omega t} d\omega t \cdot \vec{E}_{S_0z}^n(\vec{r}_\perp),$$

$$\text{div} \left( \dot{C}_S^n \vec{H}_S^n + \dot{C}_{-S}^n \vec{H}_{-S}^n \right) = \frac{d\dot{C}_S^n}{dz} H_{zS}^n + \frac{d\dot{C}_{-S}^n}{dz} H_{z-S}^n = 0.$$

### Нерегулярный волновод

Теория возбуждения нерегулярных волноводов электрическими сторонними источниками развита в корректной форме (в указанном выше смысле, т.е. с учетом дополнительной  $T$ -волны) в статье [6] и монографии [7]. Однако  $\rho'$  в уравнениях (6) из [6] и (5), (6) из [7] требует расшифровки. Под  $\rho'$ , как это записано выше в пояснении к уравнению (5), следует понимать следующее:  $\rho' = \rho - \epsilon_a \text{div} \vec{E}'_1$ .

### Заключение

Проведена необходимая коррекция традиционных уравнений возбуждения полых волноводов сторонним электрическим током: учтено потенциальное электрическое поле в области источников, возникающее за счет изменения структуры волновода в этой области. Соответствующая коррекция уравнений возбуждения по предложенной схеме может быть

выполнена и в случае двойственной «магнитной задачи», когда возбуждение осуществляется сторонним магнитным током.

## **CORRECTION OF THE EXCITATION EQUATIONS FOR HOLLOW WAVEGUIDES**

A.A. KURAYEV

### **Abstract**

The traditional excitation equations are based at the representation of exciting by extraneous sources field in form the sum of own waves  $TE (H)$  and  $TM (E)$  of the hollow waveguide, which transverses components form the complete basis in class of transverses vectors of section this waveguide. However in the sources area (longitudinal sonde, electron beam) the waveguide is not hollow and in this area exist potential transverse electric field. The transverse electric field expand the bases of  $E$  and  $H$  waves. This is not taken into account in the traditional excitation equations. In this paper the necessary correction of the excitation equations in sources area is performed.

### **Список литературы**

1. *Вайнштейн Л.А.* Электромагнитные волны. М., 1957.
2. *Вайнштейн Л.А., Солнцев В.А.* Лекции по сверхвысокочастотной электронике. М., 1973.
3. *Вайнштейн Л.А.* Электромагнитные волны. М., 1988.
4. *Кураев А.А.* Сверхвысокочастотные приборы с периодическими электронными потоками. Минск, 1971.
5. *Кураев А.А., Попкова Т.Л., Сеницын А.К.* Электродинамика и распространение радиоволн. Минск, 2004.
6. *Кураев А.А.* // Изв. АН БССР, сер. ФТН. 1979. № 1. С. 121–127
7. *Кураев А.А.* Мощные приборы СВЧ. Методы анализа и оптимизации параметров. М., 1986.



УДК 621.315.5

## ОТДЕЛОЧНЫЙ МАТЕРИАЛ НА ОСНОВЕ ШУНГИТА ДЛЯ ЗАЩИТЫ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ ОТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

М.Ш. МАХМУД, Е.С. БЕЛОУСОВА, А.А. КАЗЕКА, А.М. ПРУДНИК

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 11 октября 2014*

Приведены результаты исследования электромагнитных характеристик отделочного материала на основе шунгита, который может быть применен для экранирования электромагнитного излучения радиоэлектронной аппаратуры промышленного назначения для создания благоприятной электромагнитной обстановки в селитебных зонах, защиты от излучений аппаратуры медицинского назначения. Показано, что отделочные материалы на основе шунгита характеризуются значениями коэффициентов передачи от  $-10$  дБ до  $-30$  дБ в частотном диапазоне  $0,5-18$  ГГц.

*Ключевые слова:* электромагнитное излучение, электромагнитная экология, защитные материалы, эффективность экранирования.

### Введение

В настоящее время экранирующие материалы, а также конструкции на их основе, широко применяются для создания средств защиты биологических объектов от воздействия электромагнитного излучения (ЭМИ), для облицовки безэховых камер при проведении сертификационных и других видов измерений [1]. Кроме того, они могут быть применены для обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), защиты информации от утечки по каналам побочных электромагнитных излучений и наводок, для снижения радиолокационной заметности объектов военной техники, защиты РЭА от поражающего воздействия электромагнитного оружия.

ЭМИ радиочастотного диапазона обладает выраженным биологическим действием. При хроническом характере воздействия на организм человека уровнями излучения, превышающих предельно допустимые значения, в организме человека возникают необратимые изменения в нервной, сердечно-сосудистой и эндокринной системах [2–4].

Радиопоглощающие материалы используются как при строительстве и отделке помещений, так и для создания разборных модульных конструкций [5]. Основными принципами экранирования электромагнитных сигналов являются перенаправление энергии колебаний за счет отражения от поверхностей с геометрическими неоднородностями, а также поглощение волн внутри материалов [6, 7].

Экранирование высокочастотных радиоизлучений может осуществляться токопроводящими красками, фольгой, металлизированными тканями, которые обеспечивают эффективность экранирования по электрическому полю от  $40$  до  $90$  дБ и по магнитному полю от  $2$  до  $55$  дБ в диапазоне частот от  $100$  кГц до  $10$  ГГц [8].

Для обеспечения электромагнитной безопасности на селитебных территориях, на рабочих местах, располагающихся вблизи источников ЭМИ, а также для защиты от излучений аппаратуры медицинского назначения, предлагается использовать отделочные материалы с добавлением углеродсодержащих материалов.

Целью работы являются разработка отделочных экранирующих материалов на основе шунгита и исследование их экранирующих свойств (коэффициентов отражения и передачи).

## Экспериментальная часть

Экспериментальные образцы экранирующих отделочных материалов подготавливались в виде сухой смеси 40 % шунгита и 25 % цемента марки ПЦ 500 Д20, которая затем разбавлялась 35 % воды. Шунгит – минерал с равномерным распределением высокодисперсных кристаллических силикатных частиц в аморфной углеродной матрице, который по свойствам связывания воды близок к минеральным веществам, входящим в состав цемента ПЦ 500 Д20.

Полученный раствор наносился на плотные трикотажные подложки слоем в 4 мм по стандартной технологии нанесения отделочных материалов. Также были подготовлены образцы полученного раствора, нанесенного на подложку с находящейся на ней металлической сеткой (данный способ применяют при высоких требованиях к прочностным характеристикам отделочных материалов). Диаметр проволоки металлической сетки – 0,5 мм, размер ячеек – 2,5×2,5 мм.

Таким образом, для создания интегральных защитных конструкций требуется применение материалов, обладающих потерями для ЭМИ диапазона СВЧ, с неоднородной структурой, рассеивающей распространяющиеся волны, сформированной из нескольких слоев с различными микроволновыми свойствами.

## Результаты и обсуждение

Измерения экранирующих характеристик проводились с помощью панорамного измерителя коэффициентов и отражения в диапазоне от 0,5 до 18 ГГц. Измеритель имеет коаксиальный СВЧ измерительный тракт сечением 7/3,04 мм. Полосы качания частоты измерителя: при измерении коэффициента отражения S11 – 0,5–3 ГГц и 2–18 ГГц, а при измерении коэффициента передачи S21 – 0,01–3,0 ГГц и 2–18 ГГц с количеством частотных точек, в которых проводятся измерения, равным 256, в каждом из указанных диапазонов.

Проводились измерения коэффициентов передачи и отражения двух групп образцов: экранирующий отделочный материал толщиной 4 мм; экранирующий отделочный материал толщиной 4 мм, нанесенный на металлическую сетку. Кроме того, были проведены измерения экранирующих характеристик самой металлической сетки.

Зависимость коэффициентов отражения экспериментальных образцов экранирующего отделочного материала от частоты в диапазонах 0,5–3 ГГц и 2–18 ГГц, показаны на рис. 1.

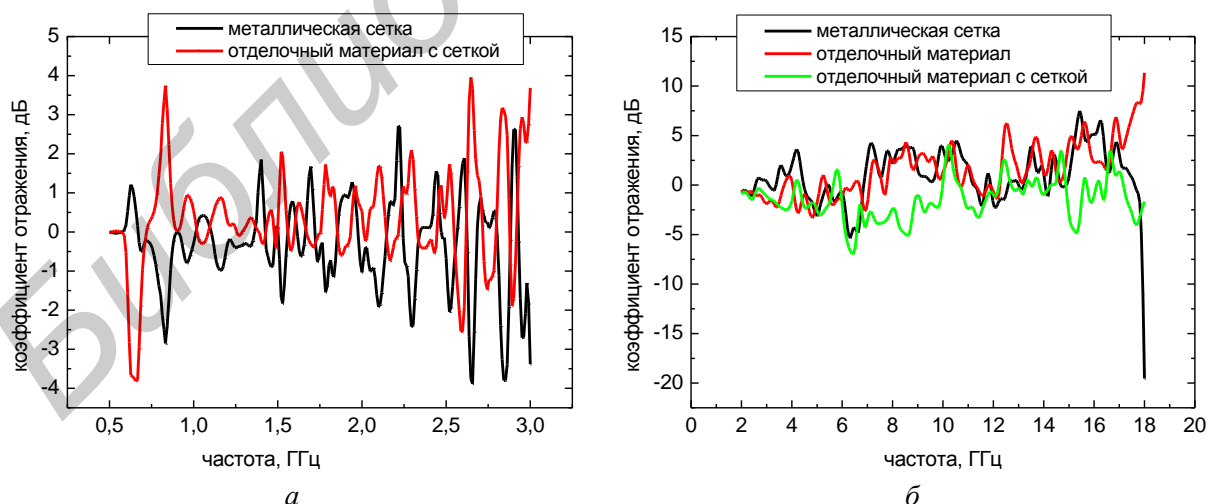


Рис. 1. Значения коэффициентов отражения отделочного материала с шунгитом: а – в диапазоне 0,5–3 ГГц; б – в диапазоне 2–18 ГГц

Из рис. 1 видно, что исследуемые материалы в основном характеризуются невысокой отражательной способностью в диапазоне 0,5–18 ГГц, и добавление слоя отделочного

материала принципиально не меняет характера зависимости коэффициентов отражения от частоты в обоих диапазонах

Зависимость коэффициентов передачи экспериментальных образцов экранирующего отделочного материала от частоты в диапазонах 0,5–3 ГГц и 2–18 ГГц показаны на рис. 2.

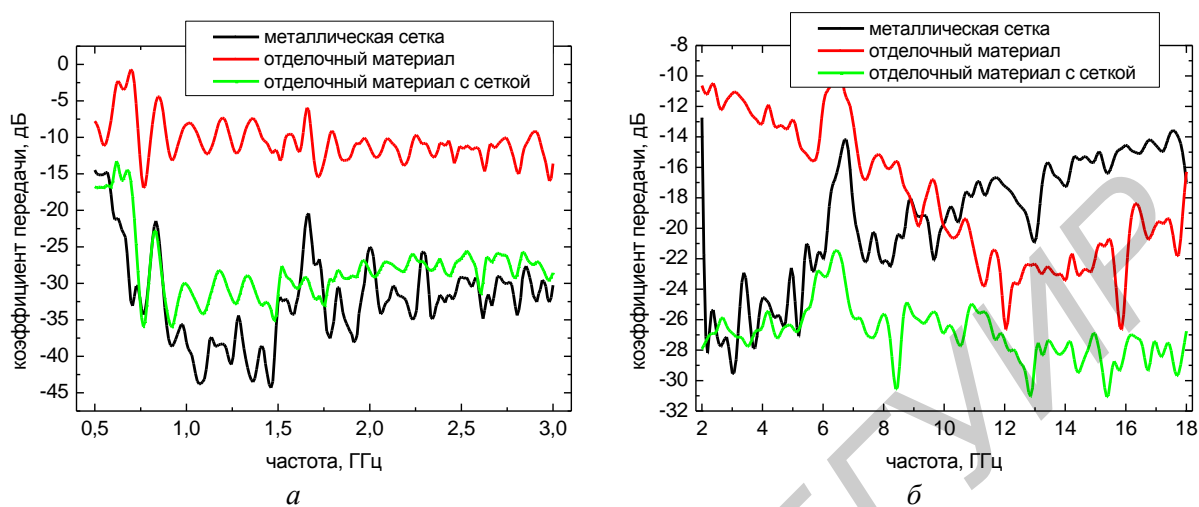


Рис. 2. Значения коэффициентов передачи отделочного материала с шунгитом:  
а – в диапазоне 0,5–3 ГГц; б – в диапазоне 2–18 ГГц

Из рис. 2 видно, что значения коэффициентов передачи исследуемых образцов в диапазоне 0,5–3 ГГц составили до –10 дБ и при использовании отделочного материала вместе с сеткой до –30 дБ, а в диапазоне 2–18 ГГц коэффициенты передачи составили –10 ÷ –22 дБ и при использовании отделочного материала вместе с сеткой –23 ÷ –29 дБ.

Различные виды изделий, снижающих ЭМИ до значений, установленных в санитарных правилах и нормах, могут изготавливаться как в виде переносных конструкций, так и в виде поглощающих отделочных материалов, например, специальных углеродсодержащих красок. При этом для увеличения эффективности экранирования предпочтение отдается многослойным (т.е. гетерогенным) структурам из материалов с различными электромагнитными свойствами, с целью снижения массогабаритных характеристик экранов. Однако, хотя массогабаритные характеристики экранирующих конструкций имеют существенное значение, на первый план выступают требования по технологичности, с точки зрения соответствия которым предпочтение должно отдаваться отделочным материалам (т.е. гомогенным), в силу возможности их использования при строительстве и отделке помещений сложной формы, с геометрически неоднородными стенами и т.п. Кроме того, важным требованием является применение экранирующих материалов, характеризующихся высокими значениями коэффициентов передачи и низкими значениями коэффициентов отражения. Это обусловлено необходимостью исключения отражения электромагнитного излучения от стен помещений в рабочую зону, что позволит их применять, например, для отделки стен помещений с медицинской аппаратурой.

### Заключение

Показана возможность создания отделочных материалов для защищенных помещений на основе шунгита. Исследованы их экранирующие характеристики. Приводятся значения коэффициентов отражения и передачи отделочных материалов на основе шунгита в частотном диапазоне 0,5–18 ГГц. Показано, что отделочные материалы на основе шунгита характеризуются значениями коэффициентов передачи от –10 дБ до –30 дБ.

## SHIELDING PROPERTIES OF SCHUNGITE-BASED FINISHING AGENTS FOR PROVIDING OF ELECTROMAGNETIC PROTECTION

M.SH. MAHMOOD, E.S. BELOUSOVA, KAZEKA A.A., A.M. PRUDNIK

### Abstract

The measurements results of the electromagnetic properties of schungite-based finishing agents are given. The schungite-based finishing agents could be used for shielding of electromagnetic radiation from electronic facilities to provide electromagnetic protection in the residential areas and to create protection from electromagnetic emanation from medical equipment. The electromagnetic radiation transfer coefficient provided by the samples of finishing agents is in the range from -10 to -30 dB in the frequency range 0,5–18 GHz.

### Список литературы

1. *Lynkov L., Proudnik A., Borbotko T. et al.* // Korean-Belarusian joint workshop on nanocomposite technology, Daejeon, Korea, April 4–7, 2009. P. 52–86.
2. The Possible Harmful Biological Effects of Low-level Electromagnetic Fields of Frequencies up to 300 GHz. IEE Position Statement. May 2004.
3. *Kiciński W., Żera A.* // II Krajowa Konferencja Naukowa-Techniczna «Ecologia w Elektronice». Warszawa, 5–6.12.2002. S. 43–51.
4. *Прудник А.М., Колбун Н.В., Лыньков Л.М.* // Сб. докл. V Междунар. науч.-практ. конф. «Чрезвычайные ситуации: предупреждение и ликвидация», Минск, 8–10 июля 2009 г. С. 249–251.
5. *Прудник А.М., Петров С.Н., Соколов В.Б. и др.* / Матер. XVI науч.-практ. конф. «Комплексная защита информации». Гродно, 17–20 мая 2011 г. С. 288–290.
6. *Прудник А.М., Борботько Т.В., Колбун Н.В. и др.* // Матер. 14-й Междунар. науч.-практ. конф. «Комплексная защита информации», Могилев, 19–22 мая 2009 г. С. 186–187.
7. *Казека А.А., Петров С.Н., Фархат А.С. и др.* // Докл. БГУИР. 2009. Т. 7, № 2. С. 34–38.
8. *Богуш В.А., Борботько Т.В., Гусинский А.В. и др.* Электромагнитные излучения. Методы и средства защиты. Минск, 2003.

УДК 621.391.63

## ОПТИМАЛЬНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ ЦИФРОВЫХ СЕТЕЙ КАБЕЛЬНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

В.И. КИРИЛЛОВ, Е.А. КОВРИГА

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 18 октября 2014

Выделены основные тенденции в развитии цифровых сетей кабельного телевидения; для примера приведена модель интеграции головных станций кабельного телевидения в существующую волоконно-оптическую сеть города Гомеля.

*Ключевые слова:* цифровое кабельное телевидение, пассивная оптическая сеть PON, головная станция.

### Введение

Информационные технологии (в частности, телевидение) давно занимают важнейшее место в повседневной жизни. Удовлетворение возрастающего спроса населения на технически качественное телевидение является комплексной задачей. В решении указанной задачи наряду с бурным развитием спутниковых телевизионных проектов, строительством мощных передающих телецентров и ретрансляционных линий передач свою весьма обширную нишу занимает строительство сетей кабельного телевидения (СКТВ). Во-первых, создание СКТВ является экономически привлекательным и дает возможность объединения достаточно удаленных и различных по плотности населения районов в крупные пользовательские сети с интеграцией услуг («Интернет-телевидение-телефония», формирование различных пакетов услуг с дифференциацией абонентской платы, оказание различных коммерческих информационных услуг и др.). Во-вторых, СКТВ с успехом решают задачу обеспечения огромного числа абонентов качественным телевизионным сигналом в условиях плотной и разновысотной городской застройки, где условия приема эфирного телевидения далеко не всегда приемлемы, а непосредственный прием спутникового вещания далеко не всегда выгоден пользователям с финансовой точки зрения [1].

### Основные направления развития сетей кабельного цифрового телевидения

Среди основных направлений в развитии СКТВ можно выделить следующие.

1. Широкополосность (расширение полосы частот с 47–230 МГц до 860 МГц) [1].
2. Интерактивность (наличие обратного канала для диагностирования состояния системы и мониторинга, для предоставления абонентам дополнительных услуг телефонии, передачи данных, доступа в Интернет) [2].
3. Переход на цифровое телевизионное вещание по стандарту DVB-C/C2 с применением квадратурно-амплитудной модуляции (QAM) высоких порядков и кодирования (например, укороченного систематического кода Рида-Соломона для стандарта DVB-C) для защиты от ошибок при передаче данных [3].

Методика расчета нормируемых параметров для сетей СКТВ (отношения сигнал/шум и вероятности ошибки), а также примеры расчетов для трех типов сетей (волоконно-оптической, гибридной волоконно-коаксиальной и полностью коаксиальной) рассмотрены в статьях [4, 5].

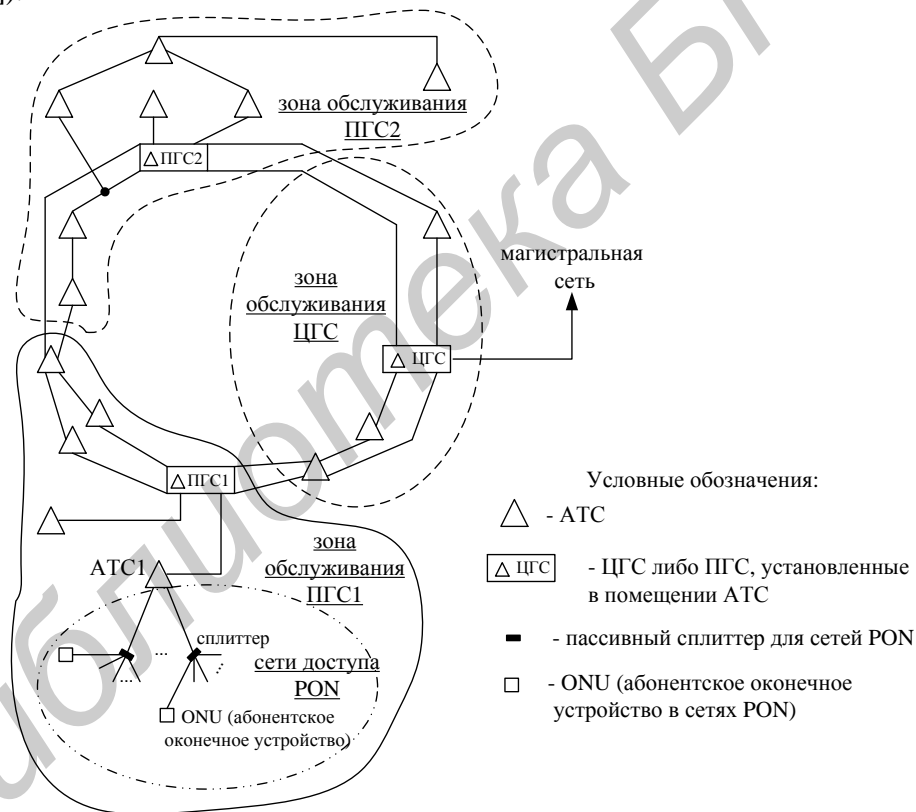
Сигналы обратного канала модулируются методом квадратурно-фазовой модуляции QPSK [3]. Преимущество данного метода модуляции по степени помехозащищенности по сравнению с QAM-модуляцией более высоких порядков (например, QAM-16, 64) рассмотрено в статье [6].

Как следует из [4, 6], при построении СКТВ критическими являются параметры именно прямого канала передачи, для которого необходимо рассмотреть альтернативные стандарты передачи спутниковых сигналов по сети СКТВ, позволяющие использовать менее дорогое оборудование, но в то же время увеличить протяженность СКТВ (преимущества одного из таких методов – способа непосредственного распределения спутниковых сигналов в сети кабельного телевидения в стандартном диапазоне 47-862 МГц – проанализированы в статье [6]);

4. Переход от полностью коаксиальных сетей к гибридным волоконно-коаксиальным, а затем и к полностью волоконно-оптическим сетям (защищенность от собственных шумов каждого из вышеперечисленных типов сетей проанализирована в статьях [4, 5]);

5. Строительство общегородских СКТВ.

Как правило, общегородские сети имеют многоуровневую конфигурацию [1–3], причем нижний абонентский уровень (так называемую «последнюю милю») выполняют по технологии пассивных оптических сетей PON [7] или на основе коаксиального кабеля в случае построения гибридных волоконно-коаксиальных сетей [8]. Абонентские сети строят по древовидной топологии «точка-многоточка» [9] (пример волоконно-оптической сети доступа представлен на рисунке [4]).



Вариант построения общегородской СКТВ с использованием одной ЦГС и двух ПГС

### Выбор и размещение головных станций для гибридных сетей кабельного цифрового телевидения

Целью настоящей статьи является анализ вариантов выбора и размещения головных станций в структуре общегородской СКТВ. Можно выделить два типа головных станций в зависимости от набора выполняемых ими функций [10]:

а) ЦГС (центральная головная станция) – включает в себя оборудование для телевизионного вещания и приема телевизионного сигнала со спутников, управляет обработкой и обеспечением централизованных видов сервиса (учет абонентов, формирование

пакетов услуг и др.), транслирует сформированный пакет каналов по волоконно-оптическим сетям напрямую к абонентам и к ПГС (подголовной станции);

б) ПГС (подголовная станция) – включает в себя приемо-передающее оборудование для трансляции сформированного на ЦГС пакета каналов к определенной группе абонентов. Стоимость ПГС в десятки раз ниже стоимости ЦГС [10].

Как правило, выбор структуры общегородских СКТВ происходит с учетом структуры городской телефонной сети и сети передачи данных. В настоящее время городские автоматические телефонные станции (АТС) входят в состав нескольких самовосстанавливающихся волоконных колец [10]. Это обеспечивает возможность довольно быстрого переключения на резерв: если в нормальном состоянии трафик передается по часовой стрелке, то, например, при обрыве волокна есть возможность автоматического перенаправления трафика против часовой стрелки. По такой схеме ведется модернизация сети города Гомеля. Целесообразно осуществлять привязку структуры СКТВ к структуре общегородской телефонной сети и сети передачи данных.

На рисунке приведен наиболее оптимальный способ размещения головных станций для городской волоконно-оптической сети, упрощенно моделирующей город Гомель.

Как видно из рисунка, схема прокладки волоконно-оптического кабеля между городскими АТС города Гомеля состоит из двух волоконно-оптических колец, среднее расстояние между двумя АТС составляет около 3 км. Таким образом, оптимальным решением является установка одной ЦГС и двух ПГС в помещениях АТС в тех точках, где есть связь с обоими волоконно-оптическими кольцами, а также есть какие-либо выносы или имеется связь с магистральной республиканской волоконно-оптической сетью.

Принцип работы данной схемы следующий: по магистральной сети передачи данных на ЦГС поступает так называемый «социальный пакет» – 7 телевизионных программ и определенный набор программ радиовещания. Также на ЦГС с помощью оборудования, подробно рассмотренного в [5], принимаются и преобразуются сигналы со спутников, подмешиваются сигналы местных телестудий. Сформированный групповой сигнал от ЦГС доставляется на ПГС1 и ПГС2, где происходит его усиление и регенерация.

Каждая ЦГС или ПГС имеет свою зону обслуживания (см. рисунок): несколько близлежащих АТС, на которых с помощью мультиплексоров телевизионный сигнал подмешивается к сигналам передачи данных и передается к абонентам по пассивным оптическим сетям PON [7]. Например, сигналы передачи данных передаются на длине волны 1490 нм для прямого потока к абоненту и 1310 нм для обратного потока от абонента, а для передачи широкоэмитательных программ цифрового кабельного телевидения используется длина волны в 1550 нм [11]. При возникновении аварийной ситуации существует возможность автоматического перенаправления трафика и перераспределения зон обслуживания между головными станциями.

### **Альтернативные варианты построения**

Возможной альтернативой предложенному решению является проект СКТВ с установкой всего одной ЦГС (без ПГС). Но в этом случае возникают следующие неудобства:

1. Существенно увеличивается протяженность волоконно-оптического тракта от головной станции до абонента, что, в свою очередь, вызывает необходимость увеличения мощности оптических передатчиков либо установки дополнительных усилителей. Например, если посчитать длину волоконно-оптического тракта от ЦГС до АТС1 (см. рисунок), то получим  $4 \times 3 = 12$  км, а от ПГС1 до АТС1 –  $1 \times 3 = 3$  км. Такой выигрыш может позволить впоследствии отказаться от установки дополнительного усилителя непосредственно на АТС1 (пример расчета жизнеспособности аналогичной системы с усилителем и без него приведен в [4]).

2. Отсутствует возможность всякого резервирования. При выходе из строя оборудования ЦГС, абоненты не получают услугу цифрового кабельного телевидения.

При установке ПГС можно организовать базовую подачу социального пакета телевизионных каналов по магистральным линиям связи не только на ЦГС, но и на ПГС. Таким образом, в аварийной ситуации абоненты будут иметь доступ к имеющемуся на данный момент «социальному пакету».

Еще более предпочтительным является вариант установки двух ЦГС и нескольких ПГС, однако, несмотря на то, что такая схема имеет повышенную надежность, она значительно проигрывает с экономической точки зрения.

В пользу применения систем с одной ЦГС и несколькими ПГС также свидетельствуют и заключения экспертов о более высокой гибкости таких сетей в целом, позволяющей реализовать механизм самокупаемости систем уже на первых этапах строительства [10].

### Заключение

Рассмотрены несколько возможных вариантов построения общегородских сетей цифрового кабельного телевидения. Показано, что по совокупности рассматриваемых параметров ни один из них нельзя признать абсолютно лучшим. Приведено обоснование в пользу использования варианта с применением одной ЦГС и двух ПГС при построении гибридной общегородской СКТВ г. Гомеля (либо других населенных пунктов с аналогичной топологией городской волоконно-оптической сети).

## OPTIMAL DIRECTIONS OF THE CABLE TELEVISION DIGITAL NETWORKS DEVELOPMENT

V.I. KIRILLOV, K.A. KAURYHA

### Abstract

The main tendencies of the development of the city-wide networks of cable television are allocated; the model of the integration of head stations of cable television into the existing fiber-optical network of the city of Gomel is given for example.

### Список литературы

1. *Колосков А.А.* Некоторые вопросы проектирования крупных систем кабельного телевидения // Официальный сайт компании «Волоконно-оптическая техника». [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [www.fot-company.ru](http://www.fot-company.ru). – Дата доступа: 26.11.2012.
2. *Локшин Б.А.* Цифровое вещание: от студии к телезрителю. М., 2001.
3. *Кукк, К.И.* Внедрение цифровых стандартов на отечественных широкополосных интерактивных сетях КТВ // Официальный сайт компании «Волоконно-оптическая техника». [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [www.fot-company.ru](http://www.fot-company.ru). – Дата доступа: 26.11.2012.
4. *Кириллов В.И., Коврига Е.А.* // Веснік сувязі. 2012. № 4. С. 37–41.
5. *Кириллов В.И., Коврига Е.А.* // Веснік сувязі. 2013. № 1. С. 35–38.
6. *Кириллов В.И., Коврига Е.А.* // Тезисы докл. XVII междунар. научн.-техн. конф. «Современные средства связи», Минск, 16–18 октября, 2012. С. 34–36.
7. *Кириллов В.И., Коврига Е.А.* // Докл. БГУИР. 2013. № 6. С. 62–66.
8. *Скляр О.К.* Волоконно-оптические сети и системы связи. СПб., 2010.
9. *Убайдуллаев Р.Р.* Волоконно-оптические сети. М., 2001.
10. *Экслер Б.С.* Опыт проектирования и строительства гибридных волоконно-коаксиальных телекоммуникационных сетей // Официальный сайт компании «Волоконно-оптическая техника». [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [www.fot-company.ru](http://www.fot-company.ru). – Дата доступа: 28.11.2012.
11. *Попов С.А.* // Веснік сувязі. 2012. № 3. С. 44–45.