

известия высших учебных завелений россии 4 РАДИОЗЛЕКТРОНИКА 2017

Индекс по каталогу «Пресса России» 45818

Учредитель:

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)» (СПбГЭТУ "ЛЭТИ")

Журнал основан в 1998 г. Издается 6 раз в год

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору за соблюдением законодательства в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия по Северо-Западному федеральному округу (ПИ № ФС2-8341 от 02.11.2006 г.)

Журнал по решению ВАК Минобразования РФ включен в Перечень периодических и научно-технических изданий, выпускаемых в Российской Федерации, в которых рекомендуется публикация основных результатов диссертаций на соискание ученой степени доктора наук

Редакция журнала:

197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, д. 5, СПбГЭТУ «ЛЭТИ». Тел.: 8 (812) 234-10-13, e-mail: radioelectronic@yandex.ru http://re.eltech.ru

Издательство СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, д. 5 Тел. / факс: 8 (812) 346-28-56

Редакторы: Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек Выпускающий редактор И. Г. Скачек Компьютерная верстка Е. Н. Стекачевой Главный редактор В. Н. Малышев, д. т. н., проф. (Санкт-Петербург)

> Редакционный совет: председатель совета В. М. Кутузов, д. т. н., проф. (Санкт-Петербург)

заместитель председателя **В. Н. Малышев**, д. т. н., проф. (Санкт-Петербург)

ответственный секретарь **В. А. Мейев**, к. т. н., с. н. с. (Санкт-Петербург)

В. М. Балашов, д. т. н., проф. (Санкт-Петербург) А. Г. Вострецов, д. т. н., проф. (Новосибирск) – Восточная региональная секция Ю. В. Гуляев, академик РАН, д. ф.-м. н., проф. (Москва) Т. А. Исмаилов, д. т. н., проф. (Махачкала) – Северокавказская региональная секция **Б. А. Калиникос**, д. ф.-м. н., проф. (Санкт-Петербург) Э. Ляхдеранта, д., проф. (Лаппеенранта) С. Б. Макаров, д. т. н., проф. (Санкт-Петербург) **Ф. Мартин**, д., проф. (Барселона) В. А. Обуховец, д. т. н., проф. (Ростов-на-Дону) – Южная региональная секция Б. А. Панченко, д. т. н., проф. (Екатеринбург) – Уральская региональная секция В. А. Пахотин, д. ф.-м. н., проф. (Калининград) – Западная региональная секция А. А. Потапов, д. ф.-м. н., проф. (Москва) А. Д. Плужников, д. т. н., проф. (Нижний Новгород) – Поволжская региональная секция А. В. Соломонов, д. ф.-м. н., проф. (Санкт-Петербург) Р. М. Степанов, д. т. н., проф. (Санкт-Петербург) Ю. М. Таиров, д. т. н., проф. (Санкт-Петербург) А. Л. Толстихина, д. ф.-м. н. (Москва) И. Б. Федоров, академик РАН, д. т. н., проф. (Москва) Ю. В. Филатов, д. т. н., проф. (Санкт-Петербург) *М. Хайн*, д., проф. (Ильменау) *Й. Хорстман*, д. (Гестахт) **В. А. Шевцов**, д. т. н., проф. (Москва)

Редакционная коллегия

<i>К. Е. Аббакумов</i> , д. т. н., проф.	Н. В. Лысенко , д. т. н., проф.
<i>В. В. Алексеев</i> , д. т. н., проф.	<i>И. Г. Мироненко</i> , д. т. н., проф.
<i>Е. М. Антонюк</i> , д. т. н., проф.	А. А. Монаков , д. т. н., проф.
<i>А. М. Боронахин</i> , д. т. н., проф.	А. М. Мончак , к. т. н., доц.
<i>С. А. Баруздин</i> , д. т. н., проф.	<i>В. А. Мошников</i> , д. фм. н., проф.
А. А. Бузников , д. т. н., проф.	<i>Н. Н. Потрахов</i> , д. т. н., проф.
<i>В. И. Веремьёв</i> , к. т. н., доц.	А. Б. Устинов , д. фм. н., проф.
А. А. Головков , д. т. н., проф.	В. Н. Ушаков , д. т. н., проф.
<i>А. Д. Григорьев</i> , д. т. н., проф.	<i>3. М. Юлдашев</i> , д. т. н., проф.
<i>В. П. Ипатов</i> , д. т. н., проф.	<i>Ю. С. Юрченко</i> , д. т. н., проф.

Подписано в печать 22.09.17. Формат 60 × 84 1/8.

Бумага офсетная. Печать цифровая. Гарнитура «Times New Roman».

Уч.-изд. л. 8,45. Усл.-печ. л. 8,0. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.). Заказ 87.

СОДЕРЖАНИЕ № 4/2017

🚽 Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов
Данилов В. А., Данилова Л. В. Нелинейный преобразователь со стабилизацией дисперсии для подавления негауссовских помех
Зиатдинов С. И., Соколова Ю. В. Синтез комплексных дискретных фильтров
Ермолаев В. Т., Семенов В. Ю., Флаксман А. Г., Ястребов А. В. Пространственно-временной компенсатор широкополосных помех на основе метода степенных векторов
Боровицкий Д. С., Жестерев А. Е., Ипатов В. П., Мамчур Р. М. Поиск эхосигнала спутникового высотомера
Боровицкий Д. С., Жестерев А. Е., Ипатов В. П., Мамчур Р. М. Потенциальная точность совместной оценки параметров радиовысотомером космического базирования
💛 Проектирование и технология радиоэлектронных средств
Иншаков Ю. М., Белов А. В. Перестраиваемый активный амплитудный <i>RC</i> -корректор42
🚽 Электродинамика, микроволновая техника, антенны
Комаров В. В., Невский А. А. Экспериментальная и аналитическая оценка передаточных свойств металлической решетки миллиметрового диапазона
💛 Радиолокация и радионавигация
Нахмансон Г. С., Комягин Б. П. Эффективность обнаружения траекторий движения воздушных целей при вторичной обработке радиолокационной информации
🛛 Электроника СВЧ
Подорожняк С. А., Рыженков А. В., Патрушева Т. Н., Волочаев М. Н., Чжан А. В. Синтез, микроструктура и магнитные свойства магнитомягких пленок СоР
Правила для авторов статей61



izvestiya vysshikh uchebnykh zavedenii rossii. RADIOELEKTRONIKA

JOURNAL OF THE RUSSIAN UNIVERSITIES. RADIOELECTRONICS 2017

Founder:

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" (ETU "LETI")

Founded in 1998 Issued 6 times a year

Editorial adress:

Saint Petersburg Electrotechnical University «LETI», 5, Prof. Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia Tel.: +7 (812) 234-1013 e-mail: radioelectronic@yandex.ru http://re.eltech.ru

Journal is registered in Federal Service for Media Law Compliance and Cultural Heritage in the North-West Federal Region (PI No FS2-8341 of 02.11.2006).

Editors: E. K. Dolgatov, I. G. Skachek Publishing Editor I. G. Skachek DTP Professional E. N. Stekacheva Editor-in-Chief Viktor N. Malyshev, D. Sc. in Engineering, Prof.

Editorial Council

Head of Editorial Council Vladimir M. Kutuzov, D. Sc. in Engineering (St. Petersburg, Russia)

Deputy Head of Editorial Council Viktor N. Malyshev, D. Sc. in Engineering, Prof. (St. Petersburg, Russia)

Executive Secretary of Editorial Council Vladislav A. Meyev, Ph. D. in Science (St. Petersburg, Russia)

Viktor Balashov, D. Sc. in Engineering, Prof. (St. Petersburg, Russia), Igor B. Fedorov, Academician of the RAS, D. Sc. in Engineering (Moscow, Russia), Yury V. Filatov, D. Sc. in Engineering, Prof. (St. Petersburg, Russia), Yury V. Gulyaev, Academician of the RAS, D. Sc. (Phys.-Math.) (Moscow, Russia), Matthias A. Hein, Dr. rer. Nat. habil., Prof. (Ilmenau, Germany), Jochen Horstmann, Dr. rer. Nat., Geesthacht (Germany), Tagir A. Ismailov, D. Sc. in Engineering, Prof. (Makhachkala, Russia), Boris A. Kalinikos, D. Sc. (Phys.-Math.), Prof. (St. Petersburg, Russia), Erkki Lahderanta, Dr., Prof. (Lappeenranta, Finland), Sergey B. Makarov, D. Sc. in Engineering, Prof. (St. Petersburg, Russia), Ferran Martin, Dr., Prof. (Barcelona, Spain), Viktor A. Obuhovets, D. Sc. in Engineering, Prof. (Rostov-on-Don, Russia), Valery A. Pahotin, D. Sc. (Phys.-Math.), Prof. (Kaliningrad, Russia), Boris A. Panchenko, D. Sc. in Engineering, Prof. (Yekaterinburg, Russia), Anatoly D. Pluzhnikov, D. Sc. in Engineering (Nizhny Novgorod, Russia), Alexandr A. Potapov, D. Sc. (Phys.-Math.), Prof. (Moscow, Russia), Vyacheslav A. Shevtsov, D. Sc. in Engineering, Prof. (Moscow, Russia), Alexandr V. Solomonov, D. Sc. (Phys.-Math.), Prof. (St. Petersburg, Russia), Aleksey G. Vostretsov, D. Sc. in Engineering, Prof. (Novosibirsk, Russia), Rudolf M. Stepanov, D. Sc. in Engineering, Prof. (St. Petersburg, Russia), Yury M. Tairov, D. Sc. in Engineering, Prof. (St. Petersburg, Russia), Alla L. Tolstikhina, D. Sc. in Mathematics and Physics (Moscow, Russia)

Editorial Board

K. E. Abbakumov, D. Sc. in Engineering, Prof.
V. V. Alekseev, D. Sc. in Engineering, Prof.
E. M. Antonyuk, D. Sc. in Engineering, Prof.
A. M. Boronakhin, D. Sc. in Engineering, Prof.
S. A. Baruzdin, D. Sc. in Engineering, Prof.
A. Buznikov, D. Sc. in Engineering, Prof.
A. Golovkov, D. Sc. in Engineering, Prof.
A. D. Grigoriev, D. Sc. in Engineering, Prof.
A. D. Grigoriev, D. Sc. in Engineering, Prof.
V. P. Ipatov, D. Sc. in Engineering, Prof.
N. V. Lysenko, D. Sc. in Engineering, Prof.
V. Lysenko, D. Sc. in Engineering, Prof.
V. S. Yurchenko

I. G. Mironenko, D. Sc. in Engineering, Prof.
A. A. Monakov, D. Sc. in Engineering, Prof.
A. M. Monchak, Ph. D. in Science, Assoc. Prof.
V. A. Moshnikov, D. Sc. (Phys.-Math.), Prof.
N. N. Potrakhov, D. Sc. in Engineering, Prof.
V. N. Ushakov, D. Sc. in Engineering, Prof.
A. B. Ustinov, D. Sc. (Phys.-Math.), Prof.
V. I. Veremyev, Ph. D. in Science, Assoc. Prof.
Z. M. Yuldashev, D. Sc. in Engineering, Prof.
Y. S. Yurchenko, D. Sc. in Engineering, Prof.

On the resolution of the Higher Attestation Committee under the Russian Federation Ministry of Education the Journal is included in the «List of Periodical and Scientific and Technical Publications Issued in the Russian Federation where the Doctoral Theses Key Results shall be published»

CONTENTS Nº 4/ 2017

Radio Electronic Facilities of Transmitting, Receiving and Processing of Signals

\mathbf{v}
Danilov V. A., Danilova L. V. Nonlinear Transformer with Variance Stabilization for Non-Gaussian Noise Suppression
Ziatdinov S. I., Sokolova Yu. V. Synthesis of Complex Discrete Filters
Ermolaev V. T., Semenov V. Yu., Flaksman A. G., Yastrebov A. V. Method of Power Vectors for Spatiotemporal Broadband Interference Auto-Compensator
Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Searching for Satellite Altimeter Echo-Signal
Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Potential Accuracy of the Joint Parameter Estimate by a Space-Based Radar Altimeter
Engineering Design and Technologies of Radio Electronic Facilities
Inshakov Yu. M., Belov A. V. Tunable Active Phase RC-Corrector
Flectrodynamics, Microwave Engineering, Antennas
Komarov V. V., Nevsky A. A. Experimental and Analytical Evaluation of Transmission Properties of Millimeter Wave Range Metal Grating
Radiolocation and Radio Navigation
Nakhmanson G. S., Komyagin B. P. Efficiency of Air Target Motion Path Detecting in Case of Radar Data Secondary Processing
<i>Microwave Electronics</i>
Podorozhnyak S. A., Ryzhenkov A. V., Patrusheva T. N., Volochaev M. N., Chzhan A. V. Synthesis, Microstructure and Magnetic Properties of Soft Magnetic CoP Films
Author's Guide

УДК 621.372.632

В. А. Данилов Северо-Кавказский филиал Московского технического университета связи и информатики (Ростов-на-Дону) Л. В. Данилова Ростовский государственный университет путей сообщения

Нелинейный преобразователь со стабилизацией дисперсии для подавления негауссовских помех

Рассмотрена аппроксимация нелинейной характеристики обнаружителя слабых сигналов, заданной обобщенным полиномом по степеням функции, связанной с интегральным законом распределения действующей помехи. Показано, что полученная аппроксимация обеспечивает дисперсию выходного процесса, не зависящую от вида и параметров негауссовского распределения входной помехи.

Нелинейный преобразователь, стабилизация дисперсии, негауссовская помеха, плотность вероятности, эффективность подавления

Исследование и анализ помехозащищенности каналов обнаружения сигналов при негауссовских входных воздействиях является важной задачей статистической радиотехники [1]. Известно [2], что повысить эффективность обнаружения слабых сигналов на фоне негауссовских помех можно, применяя специальную обработку входных сигналов, согласованную с плотностью вероятности (ПВ) помехи. На практике зачастую по разным причинам, связанным, например, с ограничениями аппаратурного характера, сопряжением приемника с цифровой вычислительной машиной, перед согласованным фильтром помещают нелинейный преобразователь (НП), амплитудная характеристика (AX) которого не оптимальна по отношению к распределению действующей на входе помехи. Эффективность обнаружения при этом снижается, но при определенных видах АХ появляются некоторые положительные особенности, например постоянство вероятности ложной тревоги при любых воздействующих помехах.

При слабом сигнале вероятность ложной тревоги постоянна, если дисперсия процесса на выходе НП не зависит от вида и параметров распределения входного случайного процесса. НП, обеспечивающий постоянство дисперсии при любых входных распределениях, назовем стабилизирующим НП (СНП). Простейшим примером СНП может быть двухсторонний ограничитель, для которого дисперсия выходного процесса не зависит от вида и параметров входного негауссовского распределения.

Цель настоящей статьи – обосновать методику аппроксимации нелинейной характеристики преобразователя с использованием некоторой функции от интегрального закона распределения действующей помехи и показать, что предложенный вид аппроксимации является стабилизирующим при действии помех с различными входными распределениями.

Рассмотрим аппроксимацию AX НП широкополосного когерентного канала обнаружения слабых сигналов, в котором для защиты от негауссовских помех с ПВ $w_1(x)$ применяется НП с оптимальной AX

$$f_0(x) = -\frac{d}{dx} \ln w_1(x).$$

Если вместо оптимального НП применяется нелинейный элемент с заданной АХ f(x), то качество аппроксимации можно оценить коэффициентом подавления μ , показывающим, во сколько раз изменяется отношение "сигнал/помеха" после НП [2]:

$$\mu = \sigma_x^2 \left[\int_{-\infty}^{\infty} f'(x) w_1(x) dx \right]^2 / \int_{-\infty}^{\infty} f^2(x) w_1(x) dx, \quad (1)$$

где σ_x^2 – дисперсия помехи на входе НП.

Заданная аппроксимация приемлема, если µ равно максимально возможному значению

$$\mu_0 = \sigma_x^2 \int_{-\infty}^{\infty} f_0^2(x) w_1(x) dx,$$
 (2)

соответствующему оптимальному НП, или слабо отличается от него.

Предположим, что в качестве заданной аппроксимации применяется функция f(x), образованная с помощью интегрального закона распределения F(x) действующей помехи в соответствии с обобщенным полиномом вида

$$f(x) = \begin{cases} a_0 + \sum_{k=1}^n a_k u^k(x), \ x \ge 0; n = 1, 2, ..., \infty; \\ f(-x) = -f(x), \end{cases}$$
(3)

где *a_k* – неизвестные коэффициенты полинома.

В (3) введено обозначение

$$u(x) = \int_{0}^{x} w_{1}(z) dz = F(x) - \frac{1}{2}.$$
 (4)

Можно показать, что применение НП с АХ по (3) при $n \le 2$ обеспечивает значение коэффициента подавления (1), близкое к оптимальному значению (2), а для некоторых одномерных ПВ μ в точности совпадает с оптимальным. При этом дисперсия σ_f^2 процесса на выходе НП с АХ (3) не зависит от типа входного распределения, а определяется только коэффициентами a_k полиномиальной аппроксимации.

Действительно, с помощью (3) получим:

$$\sigma_f^2 = \left\langle f^2(x) \right\rangle = 2 \sum_{k,l=0}^n a_k a_l m_{k+l}, \qquad (5)$$

где $\langle \cdot \rangle$ – знак статистического усреднения;

$$m_k = \int_0^\infty u^k(x) w_1(x) dx; \ k = 0, 1, 2, ..., n.$$
(6)

Принимая во внимание вытекающее из (4) равенство $du = w_1(x) dx$, выражение (6) можно представить в виде

$$m_k = \int_0^{1/2} u^k du = 2^{-(k+1)} / (k+1).$$
 (7)

С помощью (5), (7) получим:

$$\sigma_f^2 = \sum_{k,l=0}^n a_k a_l 2^{-(k+l)} (k+l+1)^{-1}.$$
 (8)

Из (8) заключаем, что σ_f^2 не зависит от дисперсии и функции распределения входного случайного процесса, а определяется только порядком *n* и коэффициентами a_k полиномиальной аппроксимации (3). Поэтому рассматриваемая аппроксимация определяет СНП.

Качество аппроксимации по (3) зависит от выбора коэффициентов полинома. Определим коэффициенты a_k^* , при которых подавление помехи в полиномиальном преобразователе (3) максимально. При характеристике (3) получим:

$$\mu(a_0, a_1, \dots, a_n) =$$

$$= \frac{4\sigma_x^2}{\sigma_f^2} \left[a_0 w_1(0) + \sum_{k=1}^n k a_k \int_0^\infty u^{k-1}(x) w_1^2(x) dx \right]^2,$$

где σ_f^2 определяется по (8). Последнюю формулу с учетом (8) представим в виде

$$\mu(a_0, a_1, ..., a_n) = = 2\sigma_x^2 \left[\left(\sum_{k=0}^n a_k d_k \right)^2 / \sum_{k,l=0}^n a_k a_l m_{k+l} \right], \quad (9)$$

где

$$\begin{cases} d_0 = w_1(0); \\ d_k = k \int_0^\infty u^{k-1}(x) w_1^2(x) dx, k = 1, 2, ..., n. \end{cases}$$
(10)

Оптимальные коэффициенты $a_0^*, a_1^*, ..., a_n^*$, удовлетворяющие условию $\mu(a_0^*, a_1^*, ..., a_n^*) =$ = max $\mu(a_0, a_1, ..., a_n)$, определяются по формуле

$$a_k^* = \det \left\| v_{rl}\left(k\right) \right\|, \tag{11}$$

где

$$v_{rl}(k) = \begin{cases} m_{r+l}, l \neq k; \\ d_r, l = k; r, l, k = 0, 1, \dots, n \end{cases}$$

Коэффициент подавления (9) при оптимальных коэффициентах (11) полинома следует определять по формуле

$$\mu\left(a_{0}^{*}, a_{1}^{*}, \dots, a_{n}^{*}\right) = \frac{2\sigma_{x}^{2}}{D_{n}} \sum_{k=0}^{n} d_{k} a_{k}^{*}, \qquad (12)$$

где $D_n = \det \|u_{rl}\|$ – определитель (n+1)-го порядка, составленный из элементов вида

$$u_{rl} = m_{r+l}; r, l = 0, 1, \dots, n$$

Отметим, что оптимальные коэффициенты a_k^* полиномиальной аппроксимации в соответствии с (11) могут быть получены из определителя D_n заменой в нем *k*-го столбца значениями $(d_0, d_1, ..., d_n)$ из (10).

Рассмотрим более подробно характеристику подавления (12) с учетом использования полинома (3) при n = 1. В этом случае нелинейная АХ запишется в виде

$$\begin{cases} f_1(x) = a_0 + a_1 u(x), \ x \ge 0; \\ f_1(-x) = -f_1(x). \end{cases}$$
(13)

Оптимальные коэффициенты a_0^* , a_1^* , обеспечивающие максимум коэффициента подавления (9), определяются на основании (11) как

$$a_0^* = (d_0 m_2 - d_1 m_1); \ a_1^* = (d_1 m_0 - d_0 m_1).$$
 (14)

Подставив (14) в (12), получим:

$$\mu(a_0^*, a_1^*) \equiv \mu_1 =$$

$$= \frac{2\sigma_x^2}{m_0 m_2 - m_1^2} \left(m_2 d_0^2 - 2d_0 d_1 m_1 + m_0 d_1^2 \right), \quad (15)$$

где d_0 и d_1 на основании (10) имеют вид

$$d_0 = w_1(0); \ d_1 = \int_0^\infty w_1^2(x) dx.$$
 (16)

Формулу (15) можно представить в другом виде, если использовать известные выражения для коэффициентов асимптотической относительной эффективности (КАОЭ) знакового (ρ_1) и знаково-рангового (ρ_2) алгоритмов обнаружения постоянного сигнала по сравнению с линейным алгоритмом обнаружения. На основании [3] получим

$$\begin{cases} \rho_{1} = 4\sigma_{x}^{2}w_{1}^{2}(0); \\ \rho_{2} = 12\sigma_{x}^{2} \left[\int_{-\infty}^{\infty} w_{1}^{2}(x) dx \right]^{2}. \end{cases}$$
(17)

Приняв во внимание (16) и (17), найдем:

$$d_0^2 = \rho_1 / (4\sigma_x^2); \quad d_1^2 = \rho_2 / (48\sigma_x^2).$$

Подставив найденные выражения в (15) и учитывая (7), получим:

$$\mu_1 = 4 \left(\rho_1 + \rho_2 - \sqrt{3\rho_1 \rho_2} \right). \tag{18}$$

Таким образом, коэффициент подавления, осуществляемого НП с характеристикой (3) при n = 1 с оптимизированными коэффициентами (14), определяется с помощью значений КАОЭ знакового и знаково-рангового алгоритмов обнаружения при действии помехи с ПВ $w_1(x)$.

Можно показать, что для негауссовских помех с ПВ, подчиняющейся закону Лапласа, и с логистической ПВ расчеты по (18) дают максимально возможные значения коэффициентов подавления, соответствующие значениям из (2). Действительно, для первого из указанных законов на основании [3] получим: $\rho_1 = 2$, $\rho_2 = 3/2$. Подставив эти значения в (18), имеем: $\mu_1 = \mu_0 = 2$. Аналогично, для помехи с логистической ПВ коэффициенты (17) составляют $\rho_1 = \pi^2/12$, $\rho_2 = \pi^2/9$, и из (18) следует: $\mu_1 = \mu_0 = \pi^2/9$.

Рассмотрим далее возможности использования нелинейной характеристики в форме (13) в канале амплитудного подавления (АП) при действии помехи с полосовым спектром. В этом случае эффективность подавления негауссовской помехи следует оценивать [2] значением коэффициента

$$\mu_{\rm p} = \frac{\sigma_x^2}{2} \frac{\left\{ \int_0^\infty [g(A)/A + g'(A)]W(A)dA \right\}^2}{\int_0^\infty g^2(A)W(A)dA}, \quad (19)$$

где g(A) – колебательная характеристика (КХ) заданного НП по первой гармонике; W(A) – распределение огибающей негауссовской радиопомехи при ее квазигармоническом представлении.

КХ определяется выражением вида [2]

$$g(A) = \frac{1}{\pi} \int_{0}^{2\pi} f_1(A\cos\psi)\cos\psi d\psi. \qquad (20)$$

Функция (20) определяется однозначно для соответствующей нелинейной АХ и с помощью элементарных преобразований может быть записана в эквивалентной форме, сводящейся к уравнению типа Абеля [4]: Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

$$g(A) = \frac{4}{\pi A} \int_{0}^{A} \frac{xf_1(x)}{\sqrt{A^2 - x^2}} dx.$$
 (21)

Использование (21) при задании функции $f_1(x)$ может быть значительно проще, чем расчет КХ по (20).

Подставив функцию (13) в (21), запишем выражение для искомой КХ:

$$g(A) = \frac{4}{\pi} \left[a_0 + \frac{a_1}{A} \int_0^A w_1(x) \sqrt{A^2 - x^2} \, dx \right].$$

Если в последнем выражении перейти от ПВ $w_1(x)$ к преобразованию Фурье характеристической функции Q(v):

$$w_{1}(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} Q(v) \cos(vx) dv$$

и затем выполнить интегрирование по переменной *x* с помощью [5], получим:

$$g(A) = \frac{4}{\pi} \left[a_0 + \frac{a_1}{2} D(A) \right],$$
 (22)

где

$$D(A) = \int_{0}^{\infty} v^{-1} Q(v) J_{1}(Av) dv, \qquad (23)$$

причем $J_1(z)$ – функция Бесселя первого рода первого порядка.

Приняв во внимание (22), учитывая выражение для производной функции Бесселя [5]:

$$\frac{dJ_1(z)}{dz} = J_0(z) - \frac{1}{z}J_1(z),$$

для усредняемой функции в числителе (19) окончательно получим:

$$g(A)/A + g'(A) =$$

$$= \frac{4}{\pi} \left[\frac{a_0}{A} + \frac{a_1}{2} \int_0^\infty Q(v) J_0(Av) dv \right].$$
(24)

Полученное выражение позволяет определить числитель в (19). Дальнейший расчет заключается в статистическом усреднении полученных значений с помощью распределения W(A). С этой целью воспользуемся интегральным соотношением для функции W(A) в форме [1]

$$\frac{W(A)}{A} = \int_{0}^{\infty} Q(v) J_0(Av) v \, dv.$$
 (25)

Выполнив усреднение в (24) с помощью функции W(A), заданной в виде (25), используя интегральную формулу [5]

$$y\int_{0}^{\infty} J_{0}(Av)J_{0}(Ay)A\,dA = \delta(y-v),$$

где $\delta(y-v)$ – смещенная δ -функция, окончательно получим:

$$\langle g(A)/A + g'(A) \rangle_A =$$

= $\frac{4}{\pi} \left[a_0 M_{-1} + \frac{a_1}{2} \int_0^\infty Q^2(v) dv \right],$ (26)

где $\langle \cdot \rangle_A$ – символ статистического усреднения с помощью функции W(A);

$$M_{-1} = \int_{0}^{\infty} \frac{1}{A} W(A) \, dA = \pi w_1(0) \, .$$

Приняв во внимание (22), найдем усредненное значение для знаменателя (19):

$$\left\langle g^{2}(A)\right\rangle_{A} =$$

= $\left(\frac{4}{\pi}\right)^{2}\left(a_{0}^{2}+\frac{1}{4}a_{1}^{2}M_{2}+a_{0}a_{1}M_{1}\right),$ (27)

где

$$M_2 = \left\langle D^2(A) \right\rangle_A; \ M_1 = \left\langle D(A) \right\rangle_A. \tag{28}$$

Подставив (26), (27) в (19), получим:

$$\mu_{\rm p} = \frac{\sigma_x^2}{2} \frac{\left(a_0 d_0^* + a_1 d_1^*\right)^2}{a_0^2 + \frac{1}{4}a_1^2 M_2 + a_0 a_1 M_1},$$
 (29)

где

$$\begin{cases} d_0^* = \int_0^\infty A^{-1} W(A) \, dA; \\ d_1^* = \frac{1}{2} \int_0^\infty Q^2(v) \, dv. \end{cases}$$
(30)

Отметим, что параметры (30) связаны с ранее введенными коэффициентами (16) простыми соотношениями: $d_0^* = \pi d_0$, $d_1^* = \pi d_1$.

Таким образом, параметр μ_p в (29) зависит в общем случае от коэффициентов (a_0, a_1) аппроксимации нелинейной АХ в форме (13). Оптимальные коэффициенты (\hat{a}_0, \hat{a}_1) , обеспечиваю-

щие максимум функции $\mu_p(a_0, a_1)$, определяются следующим образом:

$$\begin{cases} \hat{a}_0 = \pi \left(d_1 M_1 - \frac{1}{2} d_0 M_2 \right); \\ \hat{a}_1 = \pi \left(d_0 M_1 - 2 d_1 \right), \end{cases}$$
(31)

где значения d_0 и d_1 определяются по (16), а значения M_1 , M_2 – по (28). Подставив найденные значения (31) в (29), окончательно найдем:

. -

$$\mu_{\rm p}(\hat{a}_0, \hat{a}_1) = \frac{2\pi^2 \sigma_x^2}{M_2 - M_1^2} \left[d_1^2 - d_0 d_1 M_1 + \frac{1}{4} d_0^2 M_2 \right]. \quad (32)$$

Таким образом, коэффициент подавления μ_p ,

определяемый по (19) для негауссовской помехи с полосовым спектром при использовании НП с АХ в форме (13), следует рассчитывать с помощью выражения (32) с учетом значений (28) и параметров d_0 , d_1 , определяемых по (16).

В качестве примера расчетов по (17), (18), (32) рассмотрим найденные характеристики для синусоидальной помехи (СП). К помехам этого вида относятся мешающие непрерывные сигналы с произвольной угловой модуляцией. Математическую модель СП примем в виде

$$x(t) = y(t) + n(t),$$
 (33)

где $y(t) = A_0 \cos \left[\omega_0 t + \Phi(t) + \theta \right]$ – гармоническое колебание (ГК) с фиксированными амплитудой A_0 , частотой ω_0 и со случайной начальной фазой θ , равномерно распределенной на интервале $[0, 2\pi]$; n(t) – "белый" гауссовский шум, характеризующий собственные шумы приемника, причем $\Phi(t)$ – нормальный случайный процесс, характеризующий угловую модуляцию.

Для расчета по (17), (18), (32) необходимо знать вероятностные характеристики колебания (33). Выражение для ПВ запишем в виде [1]

$$w_{1}(x) = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \int_{0}^{2\pi} \exp\left[-\alpha \left(x - \cos \varphi\right)^{2}\right] d\varphi, \quad (34)$$

где $\alpha = A_0^2 / (2\sigma^2)$ – отношение мощности ГК к мощности гауссовского шума. Выполнив преобразование Фурье (34), найдем характеристическую функцию для колебания (33):

$$Q(v) = \exp\left[-v^2/(4\alpha)\right] J_0(v),$$
 (35)

а с помощью интегрального соотношения (25) найдем функцию

$$W(A) = 2\alpha A \exp\left[-\alpha \left(A^2 + 1\right)\right] I_0(2\alpha A), \quad (36)$$

где $I_0(z)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

Подставив (34) в (17), учитывая, что дисперсия для суммы (33) определяется как

$$\sigma_x^2 = (1+\alpha)/(2\alpha), \qquad (37)$$

получим:

$$\rho_1(\alpha) = \frac{2}{\pi} (1+\alpha) e^{-\alpha} I_0^2\left(\frac{\alpha}{2}\right); \qquad (38)$$

$$\rho_2(\alpha) = \frac{3}{\pi} (1+\alpha) v^2(\alpha), \qquad (39)$$

где

$$\nu(\alpha) = \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \frac{(1/2)_k^2 (2\alpha)^k}{(1)_k^2 k!} = {}_2F_2\left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2}; 1, 1; -2\alpha\right).$$
(40)

Здесь $(\cdot)_k$ – символ Похгаммера; $_2F_2(\cdot)$ – обобщенный гипергеометрический ряд [5].

Результаты расчетов по (18), (38), (39) с учетом (16) приведены на рисунке как функции от α . Зависимости $\rho_1(\alpha)$, $\rho_2(\alpha)$ рассчитаны по (38), (39); зависимость $\mu_1(\alpha)$ рассчитана по (18) с учетом (38), (39), (40).

Расчеты по (32) затруднены вычислительной сложностью определения интегралов в (28), (30). Тем не менее сравнительно просто оценить значение коэффициента (32) в предельном случае при $\alpha \rightarrow \infty$.

Действительно, на основании данных (35), (36) получим предельные значения:

$$\lim_{\alpha \to \infty} Q(v) = J_0(v); \quad \lim_{\alpha \to \infty} W(A) = \delta(A-1).$$
(41)



Подставив (36) в первую формулу (30), после интегрирования имеем:

$$d_0^* = M_{-1} = \sqrt{\pi \alpha} e^{-\alpha/2} I_0(\alpha/2).$$
(42)

Выполнив предельный переход в (42) при $\alpha \to \infty$, учитывая асимптотическое представление для функции Бесселя [5] $I_0(z) = e^z / \sqrt{2\pi z}$, получим $d_0^* = 1$. Асимптотическое представление величины d_1^* во второй формуле (30) запишем с помощью первого предела (41) как

$$d_1^* = \frac{1}{2} \int_0^\infty J_0^2(v) \, dv$$

Интеграл в последней формуле вычисляется с помощью [5]:

$$d_1^* = \frac{1}{2} {}_2F_1\left(\frac{1}{2}, \frac{1}{2}; 1; z\right) = \frac{1}{\pi}K(\sqrt{z}), \qquad (43)$$

где ${}_{2}F_{1}(\cdot)$ – гипергеометрическая функция Гаусса; $K(\sqrt{z})$ – полный эллиптический интеграл 1-го рода [5]. Аргумент *z* в (43) при $\alpha \rightarrow \infty$ стремится к единице (*z* \rightarrow 1).

Дальнейший расчет заключается в определении параметров M_1 , M_2 по (28) с учетом значений, полученных из (23), (41). Приняв во внимание эти данные, с помощью [5] для функции M_1 получим следующее выражение для предельного значения:

$$M_1 = \langle D(A) \rangle_A = \int_0^\infty v^{-1} J_0(v) J_1(v) dv = \frac{2}{\pi}.$$
 (44)

Аналогично получим выражение для предельного значения M_2 :

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.

2. Теория обнаружения сигналов / П. С. Акимов, П. А. Бакут, В. А. Богданович и др.; под ред. П. А. Бакута. М.: Радио и связь, 1984. 440 с.

3. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники: в 3 кн. Кн. 3. М.: Сов. радио, 1976. 288 с.

$$M_2 = \left\langle D^2(A) \right\rangle_A = \left(\frac{2}{\pi}\right)^2. \tag{45}$$

Отметим, что всегда выполняется условие $M_2 > M_1^2$, поэтому в пределе имеет смысл формально проводить в (32) деление на

$$(M_2 - M_1^2) \xrightarrow[\alpha \to \infty]{} 0.$$

Подставив значения, найденные из (42), (43), в (32), учитывая данные (37), (44), (45), имеем:

$$\mu_{\rm p}(\hat{a}_0, \hat{a}_1) = \frac{(1+\alpha)}{\pi^2 \alpha} \Big[K(\sqrt{z}) - 1 \Big]^2 / \Big(M_2 - M_1^2 \Big).$$

Выполнив предельный переход в последней формуле, окончательно получим:

=

$$\lim_{\alpha \to \infty} \mu_{p} \left(\hat{a}_{0}, \hat{a}_{1} \right) = \frac{1}{\pi^{2}} \left[K\left(\sqrt{z} \right) - 1 \right]^{2} / \left(M_{2} - M_{1}^{2} \right).$$
(46)

Из (46) следует, что числитель при $(z \rightarrow 1)$ всегда положителен. Знаменатель с учетом (44), (45) при $\alpha \rightarrow \infty$ стремится к нулю. Отсюда следует, что значение, полученное по (46), при $\alpha \rightarrow \infty$ может быть достаточно большим (см. зависимость $\mu_p(\alpha)$ (32) на рисунке).

В результате проведенного анализа можно заключить, что двухчленный полином (13) с оптимизированными коэффициентами обеспечивает более высокую эффективность подавления СП по сравнению с использованием знаковой или ранговой статистики. Применение данного полинома в радиочастотном варианте существенно увеличивает эффективность подавления СП при сохранении в алгоритме стабилизирующих свойств.

4. Данилов В. А., Ефименко В. Н., Жабинский Ю. В. Подавление негауссовских помех нелинейным преобразователем с характеристикой осциллирующего типа // Радиотехника. 2007. № 12. С. 11–15.

5. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Наука, 1971. 1108 с.

Для цитирования: Данилов В. А., Данилова Л. В. Нелинейный преобразователь со стабилизацией дисперсии для подавления негауссовских помех // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 4. С. 5–11.

Данилов Виктор Александрович – доктор технических наук (1994), профессор (1998) кафедры систем передачи и обработки информации Северо-Кавказского филиала Московского технического университета связи и информатики. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – статистическая радиофизика и радиотехника; математические методы в технике связи; прием и обработка сигналов при негауссовских помехах. E-mail: danilov4141@mail.ru

Данилова Людмила Викторовна – кандидат физико-математических наук (1983), доцент (1986) кафедры высшей математики Ростовского государственного университета путей сообщения. Автор более 70 научных работ. Сфера научных интересов – механика жидкости и газа; математические методы в технике связи; прием и обработка сигналов при негауссовских помехах.

E-mail: danilov4141@mail.ru

V. A. Danilov

North Caucasian Branch of the Moscow Technical University of Communications and Informatics (Rostov-on-Don)

L. V. Danilova

Rostov State University of Transport Communications

Nonlinear Transformer with Variance Stabilization for Non-Gaussian Noise Suppression

Abstract. The problem of approximation of nonlinear characteristic of weak signal detection in the form of polynomial function connected with integral distribution law is considered. The variance of this approximation does not depend on the kind and the parameters of the input non-Gaussian distribution. The article provides benchmarking of applying of polynomial function in case of sinusoidal noise when the noise is the sum of harmonic vibrancy and Gaussian noise. The noises with different spectral characteristics are analyzed. With radiofrequency noise spectrum the efficiency of the applied transformer may grow to considerably high values at the current stabilizing characteristics.

Key words: Nonlinear Transformer, Variance Stabilization, Non-Gaussian Noise, Probability Density, Suppression Efficiency

REFERENCES

1. Tikhonov V. I. *Statisticheskaya radiotekhnika* [Statistical Radio Engineering]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1982, 624 p. (In Russian)

2. Akimov P. S., Bakut P. A., Bogdanovich V. A. *i dr*. *Teoriya obnaruzheniya signalov; pod red. P. A. Bakuta* [Theory of Signal Detection.; ed. P. Bakuta]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1984, 440 p. (In Russian)

3. Levin B. R. *Teoreticheskie osnovy statisticheskoi radiotekhniki. Kniga tret'ya*. [Theoretical Basics for Statistical Radio Engineering]. Moscow, *Sov. radio*, 1976, 288 p. (In Russian) Received March, 23, 2017 4. Danilov V. A., Efimenko V. N., Zhabinsky Yu. V. Suppression of Non-Gaussian Noise by Nonlinear Transducer with Oscillating-Type Characteristics. *Radiotekhnika*. 2007, no. 12, pp. 11–15. (In Russian)

5. Gradshtein I. S., Ryzhik I. M. *Tablitsy integralov, summ, ryadov i proizvedenii.* [Tables of Integrals, Sums, Series and Products]. Moscow, *Nauka*, 1971, 1108 p. (In Russian)

For citation: Danilov V. A., Danilova L. V. Nonlinear Transformer with Variance Stabilization for Non-Gaussian Noise Suppression. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 4, pp. 5–11. (In Russian)

Victor A. Danilov – D.Sc. in Engineering (1994), Professor (1998) of the Department of Information Transmission and Processing Systems in North Caucasian Branch of Moscow Technical University of Communications and Informatics (Rostov-on-Don). The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: statistical radio physics and radio engineering; mathematical methods in communication technique; signal receiving and processing in case of non-Gaussian noises.

E-mail: danilov4141@mail.ru

Lyudmila V. Danilova – Ph.D. in Physics and Mathematics (1983), Associate Professor (1986) of the Department of Higher Mathematics of Rostov State University of Transport Communications. The author of more than 70 scientific publications. Area of expertise: liquid and gas mechanics; mathematical methods in communication technique; signal receiving and processing in case of non-Gaussian noises. E-mail: danilov4141@mail.ru

УДК 621.396:681.323

С. И. Зиатдинов, Ю. В. Соколова Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Синтез комплексных дискретных фильтров

Рассмотрена методика синтеза нерекурсивных комплексных дискретных фильтров на основе инвариантной переходной характеристики, а также синтеза рекурсивных комплексных дискретных фильтров на основе инвариантной импульсной характеристики и билинейного z-преобразования. Синтезированные комплексные фильтры содержат два квадратурных канала, позволяющие изменять частоту настройки фильтра, что делает их весьма эффективными при создании адаптивных и когерентных систем обработки информации. Приведены примеры построения комплексных дискретных фильтров.

Комплексные нерекурсивные и рекурсивные фильтры, импульсные и переходные характеристики, комплексные весовые коэффициенты, разностные уравнения

Одной из основных процедур при обработке информации является фильтрация сигналов фильтрами нижних и верхних частот, полосовыми и режекторными. Частотные свойства фильтра определяются конкретной задачей. В ряде случаев применяются адаптивные комплексные фильтры, параметры которых могут изменяться в зависимости от спектральных характеристик обрабатываемых сигналов [1]. В комплексных фильтрах управлять средней частотой передаточной функции значительно проще, чем в действительных фильтрах.

В настоящее время получила широкое распространение цифровая обработка сигналов на базе персональных компьютеров или специализированных вычислителей. При этом непрерывные фильтры преобразуются в дискретные. Методика синтеза дискретных фильтров по их непрерывным аналогам достаточно хорошо отработана.

Синтез дискретных фильтров выполняется в частотной либо во временной области. При синтезе дискретных фильтров в частотной области [2] с минимальными погрешностями воспроизводятся амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) и фазочастотные характеристики (ФЧХ) непрерывных фильтров. Преобразование частотной передаточной функции непрерывного фильтра в частотную передаточную функцию дискретного фильтра осуществляется на базе билинейного *z*-преобразования. описанная методика в основном используется для создания фильтров верхних частот и режекторных фильтров.

При синтезе дискретных фильтров во временной области применяется метод инвариантной импульсной или переходной характеристики, согласно которому отсчеты импульсной или переходной характеристики непрерывного фильтра используются для вычисления коэффициентов линейного разностного уравнения дискретного фильтра [3]–[6].

В настоящей статье рассмотрен синтез комплексных нерекурсивных и рекурсивных дискретных фильтров на основе метода инвариантных импульсной и переходной характеристик и *z*-преобразования.

Синтез нерекурсивных комплексных дискретных фильтров методом инвариантной импульсной характеристики. Согласно [7] комплексный фильтр обладает комплексной импульсной характеристикой

$$\dot{h}_{\rm H}(t) = h_{\rm H}(t)e^{j\omega_0 t},$$
 (1)

где $h_{\rm H}(t)$ – импульсная характеристика непрерывного действительного фильтра; ω_0 – средняя частота АЧХ (частота настройки) фильтра.

Выделив в (1) квадратурные компоненты, получим:

$$\dot{h}_{\rm H}(t) = h_{\chi}(t) + jh_{\chi}(t),$$
 (2)

где $h_x(t) = h_H(t) \cos(\omega_0 t), h_y(t) = h_H(t) \sin(\omega_0 t)$ – квадратурные (комплексно-сопряженные) составляющие импульсной характеристики.

Для комплексных дискретных фильтров импульсная характеристика представляется последовательностью масштабированных отсчетов комплексной импульсной характеристики непрерывного фильтра:

$$h(t_i) = Th_{\rm H}(t_i) = Th_x(t_i) + jTh_y(t_i),$$

где i = 0, 1, 2, ... – номер отсчета импульсной характеристики; $t_i = iT$ – текущее дискретное время;

T – период следования отсчетов комплексных входного и выходного сигналов дискретного фильтра.

Выходной сигнал комплексного дискретного фильтра определяется дискретной сверткой квадратурных отсчетов x[i], y[i] обрабатываемого комплексного входного сигнала $z_{BX}[i] = x[i] + jy[i]$ и отсчетов комплексной импульсной характеристики $\dot{h}(t)$ фильтра:

$$z_{\text{Bbix}}[k] = \sum_{i=0}^{n} z_{\text{Bx}}[k-i]\dot{h}[i]$$

где *n* – порядок фильтра.

С учетом (2) получим:

$$z_{\text{BbIX}}[k] = \sum_{i=0}^{n} \left\{ x_{\text{BX}}[k-i]h_{x}[i] - y_{\text{BX}}[k-i]h_{y}[i] \right\} + j \sum_{i=0}^{n} \left\{ x_{\text{BX}}[k-i]h_{y}[i] - y_{\text{BX}}[k-i]h_{x}[i] \right\}.$$
 (3)

Порядок фильтра определяется из условия выполнения соотношения $nT > t_{nep}$, где t_{nep} – длительность переходного процесса в фильтре.

Выражение (3) запишем следующим образом:

$$z_{\text{BbIX}}[k] = \sum_{i=0}^{n} \left\{ a_{xi} x_{\text{BX}}[k-i] - a_{yi} y_{\text{BX}}[k-i] \right\} + j \sum_{i=0}^{n} \left\{ a_{yi} x_{\text{BX}}[k-i] + a_{xi} y_{\text{BX}}[k-i] \right\},$$

где квадратурные составляющие комплексных весовых коэффициентов $\dot{a}_i = a_{xi} + ja_{yi}$ составляют $a_{xi} = h_x[i]; a_{yi} = h_y[i].$

Синтез нерекурсивного комплексного дискретного фильтра заданного порядка *n* заключается в определении постоянных коэффициентов a_{xi} и a_{yi} , определяющих вид частотной, импульсной и переходной характеристик фильтра.

Основой схемы рассматриваемого нерекурсивного комплексного дискретного фильтра *n*-го порядка (рис. 1) является набор линий задержек соответствующих отсчетов сигнала на время *T*. Фильтр включает 2 квадратурных канала, в каждом из которых осуществляется взвешенное суммирование отсчетов квадратурных составляющих комплексного входного сигнала.

В качестве примера рассмотрим комплексный дискретный полосовой фильтр второго порядка на основе фильтра нижних частот Баттерворта второго порядка. Согласно [7] частотная передаточная функция такого фильтра имеет вид



а комплексная импульсная характеристика:

$$\dot{h}(t) = \sqrt{2}\omega_{\rm cp}e^{-\frac{\omega_{\rm cp}t}{\sqrt{2}}} \times \\ \times \sin\left(\frac{\omega_{\rm cp}t}{\sqrt{2}}\right) \left[\cos(\omega_0 t) + j\sin(\omega_0 t)\right],$$

где ω_{cp} – частота среза.

При этом весовые коэффициенты комплексного дискретного фильтра определяются следующим образом:

$$a_{xi} = \sqrt{2}\omega_{\rm cp}e^{-\frac{\omega_{\rm cp}iT}{\sqrt{2}}}\sin\left(\frac{\omega_{\rm cp}iT}{\sqrt{2}}\right)\cos(\omega_0 iT);$$
$$a_{yi} = \sqrt{2}\omega_{\rm cp}e^{-\frac{\omega_{\rm cp}iT}{\sqrt{2}}}\sin\left(\frac{\omega_{\rm cp}iT}{\sqrt{2}}\right)\sin(\omega_0 iT).$$

Синтез нерекурсивных комплексных дискретных фильтров методом инвариантной переходной характеристики. При обнаружении и оценивании параметров сигналов; построении и исследовании когерентных систем автоматического слежения по дальности, скорости и угловым координатам; подтверждении моделированием результатов теоретических исследований требуется достаточно точное воспроизведение переходных характеристик непрерывных фильтров-аналогов. В задачах обнаружения и оценивания параметров импульсных сигналов результат обработки прямоугольных видеоимпульсов на выходе амплитудного или фазового детектора является переходной характеристикой сглаживающего фильтра. При этом отклонение переходной характеристики дискретного фильтра от переходной характеристики используемой модели непрерывного фильтра-аналога нежелательно.

Качество разнообразных систем автоматического слежения принято оценивать по переходным характеристикам, что невозможно без максимально точного совпадения переходных характеристик непрерывных моделей и дискретных систем.

Кроме того, инвариантную импульсную характеристику нельзя использовать для синтеза дискретных фильтров верхних частот и, следовательно, полосовых и режекторных дискретных фильтров. Эта проблема полностью снимается при использовании метода инвариантной переходной характеристики [5]. В связи с этим рассмотрим вопрос синтеза комплексных нерекурсивных дискретных фильтров на основе указанной характеристики.

В общем виде выходной сигнал комплексного фильтра находится с помощью известного интеграла наложения [8]:

$$z_{\rm BbIX}(t) = \int_{0}^{t} z_{\rm BX}(t-\tau) \dot{h}_{\rm H}(\tau) d\tau, \qquad (4)$$

причем комплексная импульсная характеристика $\dot{h}_{\rm H}(t)$ является производной комплексной переходной характеристики фильтра $\dot{g}_{\rm H}(t)$ [7]:

$$\dot{h}_{\rm H}(t) = \frac{d\dot{g}_{\rm H}(t)}{dt} = \lim_{\Delta t \to 0} \frac{\dot{g}_{\rm H}(t) - \dot{g}_{\rm H}(t - \Delta t)}{\Delta t}$$

Выделим аналогично (2) квадратурные составляющие комплексной переходной характеристики:

$$\dot{g}_{\rm H}(t) = g_{\chi}(t) + jg_{\chi}(t);$$

$$g_{\chi}(t) = \int_{0}^{t} h_{\rm H}(\tau) \cos(\omega_{0}\tau) d\tau; \qquad (5)$$

$$g_{y}(t) = \int_{0}^{t} h_{\mathrm{H}}(\tau) \sin(\omega_{0}\tau) d\tau. \qquad (6)$$

В результате выражение для комплексного выходного сигнала (4) примет вид

$$z_{\rm Bbix}(t) \approx \int_{0}^{t} z_{\rm BX}(t-\tau) \frac{\dot{g}_{\rm H}(\tau) - \dot{g}_{\rm H}(\tau - \Delta \tau)}{\Delta \tau} d\tau.$$
(7)

Будем считать, что за время $\Delta \tau$ не происходит заметных изменений переходной характеристики. Тогда, положив $\Delta \tau = T$ и заменив интеграл в (7) суммой, получим в дискретном виде:

$$z_{\text{Bbix}}[k] = \sum_{i=0}^{n} \left\{ z_{\text{Bx}}[k-i] (\dot{g}_{\text{H}}[i] - \dot{g}_{\text{H}}[i-1]) \right\} = \sum_{i=0}^{n} \left(z_{\text{Bx}}[k-i] \dot{g}_{\text{H}}[i] \right),$$

где $\Delta \dot{g}_{\rm H}[i] = \dot{g}_{\rm H}[i] - \dot{g}_{\rm H}[i-1]$ – приращение переходной характеристики за период *T*.

Запишем соотношения (5), (6) в дискретной форме:

$$g_{x}[k] = \sum_{i=0}^{k} h_{x}[i] = T \sum_{i=0}^{k} \{h_{H}[i]\cos(\omega_{0}iT)\};$$
$$g_{y}[k] = \sum_{i=0}^{k} h_{y}[i] = T \sum_{i=0}^{k} \{h_{H}[i]\sin(\omega_{0}iT)\}.$$

Тогда

$$\Delta \dot{g}_{\mathrm{H}}[i] = \Delta g_{x}[i] + j\Delta g_{y}[i] =$$
$$= (g_{x}[i] - g_{x}[i-1]) + j(g_{y}[i] - g_{y}[i-1]).$$

С учетом последнего выражения выходной сигнал комплексного фильтра представляется следующим образом:

$$z_{\text{BbIX}}[k] =$$

$$= \sum_{i=0}^{n} \left(x_{\text{BX}}[k-i] \Delta g_{x}[i] - y_{\text{BX}}[k-i] \Delta g_{y}[i] \right) +$$

$$+ j \sum_{i=0}^{n} \left(x_{\text{BX}}[k-i] \Delta g_{y}[i] + y_{\text{BX}}[k-i] \Delta g_{x}[i] \right).$$

Окончательно имеем:

$$z_{\text{Bbix}}[k] = \sum_{i=0}^{n} \left\{ \left(a_{xi} x_{\text{Bx}}[k-i] - a_{yi} y_{\text{Bx}}[k-i] \right) + j \left(a_{yi} x_{\text{Bx}}[k-i] + a_{xi} y_{\text{Bx}}[k-i] \right) \right\},$$

где $a_{xi} = \Delta g_x[i]; \quad a_{yi} = \Delta g_y[i]$ – весовые коэффициенты нерекурсивного фильтра (см. рис. 1).

Синтез рекурсивных комплексных дискретных фильтров методом инвариантной импульсной характеристики. В общем виде передаточная функция рекурсивного комплексного дискретного фильтра записывается следующим образом [2]:

$$W(z) = \frac{a_0 + a_1 z_0 z^{-1} + a_2 z_0^2 z^{-2} + \dots + a_n z_0^n z^{-n}}{1 + b_1 z_0 z^{-1} + b_2 z_0^2 z^{-2} + \dots + b_n z_0^n z^{-n}} =$$

$$=\frac{\sum_{i=0}^{n}a_{i}z_{0}^{i}z^{-i}}{1+\sum_{i=1}^{n}b_{i}z_{0}^{i}z^{-i}},$$
(8)

где a_i , b_i – постоянные коэффициенты, соответствующие дискретному действительному фильтру при $\omega_0 = 0$; $z_0 = e^{j\omega_0 T}$; $z = e^{-j\omega T}$.

Для передаточной функции (8) запишем разностное уравнение, определяющее алгоритм работы дискретного фильтра:

$$z_{\rm BbIX}[k] = a_0 z_{\rm BX}[k] + a_1 z_0 z_{\rm BX}[k-1] + a_2 z_0^2 z_{\rm BX}[k-2] + \dots + a_n z_0^n z_{\rm BX}[k-n] - b_1 z_0 z_{\rm BbIX}[k-1] - b_2 z_0^2 z_{\rm BbIX}[k-2] - \dots \\ \dots - b_n z_0^n z_{\rm BbIX}[k-n] = a_1 z_0^i z_{\rm BX}[k-i] - \sum_{i=1}^n b_i z_0^i z_{\rm BbIX}[k-i].$$
(9)

Введем обозначения для комплексных весовых коэффициентов:

$$\dot{a}_0 = a_0 z_0^0; \ \dot{a}_1 = a_1 z_0; \ \dot{a}_2 = a_2 z_0^2; \ \dots, \ \dot{a}_n = a_n z_0^n; \dot{b}_1 = b_1 z_0; \ \dot{b}_2 = b_2 z_0^2; \ \dots, \ \dot{b}_n = b_n z_0^n.$$

Тогда разностное уравнение примет следующий вид:

$$z_{\text{Bbix}}[k] = \sum_{i=0}^{n} \dot{a}_{i} z_{\text{BX}}[k-i] - \sum_{i=1}^{n} \dot{b}_{i} z_{\text{Bbix}}[k-i]. (10)$$

Как и в случае нерекурсивного комплексного фильтра, синтез рекурсивного комплексного фильтра при заданном порядке n заключается в выборе весовых коэффициентов \dot{a}_i и \dot{b}_i в разностном уравнении (9) так, чтобы частотные свойства дискретного фильтра и непрерывного фильтра-аналога максимально совпадали.

Согласно критерию инвариантной импульсной характеристики необходимо, чтобы импульсные характеристики непрерывного и дискретного фильтров совпадали. Тогда коэффициенты разностного уравнения определяются следующим образом [3]:

$$a_{0} = Th_{H}[0]; \ a_{k} = T\left(h_{H}[k] + \sum_{i=1}^{k} b_{i}h_{H}[k-i]\right); \ (11)$$
$$-\sum_{i=1}^{n} b_{i}h_{H}[n+k-i] = h_{H}[n+k], \ k = \overline{1, n}. \ (12)$$

Коэффициенты *b_i* находят решая систему уравнений (12), коэффициенты *a_i* – последовательными вычислениями по формулам (11).

Схема рекурсивного комплексного дискретного фильтра *n*-го порядка приведена на рис. 2. Фильтр содержит 2 рекурсивных квадратурных канала, в каждом из которых осуществляется



взвешенное суммирование отсчетов квадратурных составляющих комплексного входного сигнала.

Пример. Рассмотрим комплексный полосовой фильтр, синтезированный на основе фильтра нижних частот Баттерворта первого порядка. Частотная передаточная функция комплексного полосового фильтра имеет вид

$$W(j\omega) = \frac{1}{1 + j(\omega - \omega_0)/\omega_{\rm cp}};$$
 (13)

его импульсная характеристика:

$$\dot{h}_{\rm H}(t) = \omega_{\rm cp} e^{-\frac{\omega_{\rm cp}t}{\sqrt{2}}} \left[\cos(\omega_0 t) + j\sin(\omega_0 t)\right].$$
(14)

Коэффициенты разностного уравнения (9) имеют вид

$$\begin{aligned} a_0 &= Th_{\rm H}[0]; \ a_1 &= T\left\{h_{\rm H}[1] - \left(h_{\rm H}[2]/h_{\rm H}[1]\right)h_{\rm H}[0]\right\}; \\ b_1 &= -h_{\rm H}[2]/h_{\rm H}[1]. \end{aligned}$$

С учетом (13), (14) при $\omega_0 = 0$ получим $a_0 = \omega_{\rm cp} T$; $a_1 = 0$; $b_1 = -e^{-\omega_{\rm cp} T}$. Весовые коэффициенты комплексного фильтра имеют вид

$$a_0 = \omega_{\rm cp}T; \ a_1 = 0;$$
$$\dot{b}_1 = -e^{-\omega_{\rm cp}T} \left[\cos(\omega_0 T) + j\sin(\omega_0 T)\right]$$

Тогда согласно (10) разностное уравнение фильтра записывается следующим образом:

$$z_{\rm Bbix}[k] = a_0 z_{\rm Bx}[k] - b_1 z_0 z_{\rm Bbix}[k-1]$$

Синтез рекурсивных комплексных дискретных фильтров методом инвариантной переходной характеристики. Для случая, когда входной сигнал является комплексной единичной ступенчатой функцией, на основании (10) запишем систему разностных уравнений, связывающих отсчеты комплексных входного и выходного сигналов рекурсивного дискретного фильтра, а также коэффициентов \dot{a}_i и \dot{b}_i :

$$\dot{g}[k] = \sum_{i=0}^{n} \dot{a}_i - \sum_{i=1}^{n} \dot{b}_i \dot{g}[k-i].$$

В данном соотношении комплексные весовые коэффициенты записываются в виде $\dot{a}_i = a_i z_0^i$; $\dot{b}_i = b_i z_0^i$.

В рассматриваемой задаче для синтеза комплексного рекурсивного фильтра отсчеты *g*[*i*] переходной характеристики дискретного фильтра приравняем к отсчетам $\dot{g}_{\rm H}[i]$ переходной характеристики непрерывного фильтра $\dot{g}[i] = \dot{g}_{\rm H}[i]$.

При этом согласно [5] весовые коэффициенты a_i и b_i находятся из решения следующей системы уравнений при $\omega_0 = 0$:

$$\begin{cases} a_{1} - b_{1}g_{H}[0] = g_{H}[1] - g_{H}[0]; \\ a_{1} + a_{2} - b_{1}g_{H}[1] - b_{2}g_{H}[0] = g_{H}[2] - g_{H}[0]; \\ a_{1} + a_{2} + a_{3} - b_{1}g_{H}[2] - b_{2}g_{H}[1] - b_{3}g_{H}[0] = \\ = g_{H}[3] - g_{H}[0]; \quad (15) \\ \dots \\ a_{1} + a_{2} + \dots + a_{n} - b_{1}g_{H}[m-1] - b_{2}g_{H}[m-2] - \\ - \dots - b_{n}g_{H}[m-n] = g_{H}[m] - g_{H}[0], \end{cases}$$

где $m = k + n; k = 0, 1, \dots$

Система (15) содержит m = 2n уравнений, что позволяет определить все необходимые коэффициенты разностного уравнения синтезируемого рекурсивного дискретного фильтра. Для этого перепишем систему уравнений (15) в виде

$$\begin{cases} x_{1} + x_{n+1}g_{H}[0] = d_{1}; \\ x_{1} + x_{2} + x_{n+1}g_{H}[1] + x_{n+2}g_{H}[0] = d_{2}; \\ x_{1} + x_{2} + x_{3} + x_{n+1}g_{H}[2] + x_{n+2}g_{H}[1] + \\ + x_{n+3}g_{H}[0] = d_{3}; \\ \dots \\ x_{1} + x_{2} + \dots + x_{n} + x_{n+1}g_{H}[m-1] + \\ + x_{n+2}g_{H}[m-2] + \dots + x_{n+n}g_{H}[m-n] = \\ = d_{m}[m], \end{cases}$$
(16)

где $x_1 = a_1$; $x_2 = a_2$; ...; $x_n = a_n$; $x_{n+1} = -b_1$; $x_{n+2} = -b_2$; ...; $x_{n+n} = -b_n$; $d_1 = g_H[1] - g_H[0]$; $d_2 = g_H[2] - g_H[0]$; ...; $d_m = g_H[m] - g_H[0]$.

Система уравнений (16) решается в приложении Matlab с помощью функции x = [pinv(A)]d, где

$$A = \\ = \begin{pmatrix} 1 \ 0 \ \cdots \ 0 \ g_{\rm H}[0] & 0 \ \cdots \ 0 \\ 1 \ 1 \ \cdots \ 0 \ g_{\rm H}[1] \ g_{\rm H}[0] \ \cdots \ \vdots \\ \vdots \ \ddots \ \vdots \\ 1 \ 1 \ \cdots \ 1 \ g_{\rm H}[m-1] \ g_{\rm H}[m-2] \ \cdots \ g_{\rm H}[m-n] \end{pmatrix}$$
(17)

– матрица;

$$\mathbf{d} = \begin{pmatrix} d_1 & d_2 & \dots & d_m \end{pmatrix}^{\mathrm{T}}$$
(18)

- вектор-столбец.

Пример. Рассмотрим комплексный полосовой фильтр, синтезированный на базе фильтра Баттерворта второго порядка с частотной передаточной функцией

$$W(j\omega) = \frac{\omega_{\rm cp}^2}{\left[j(\omega - \omega_0)\right]^2 + j\sqrt{2}\omega_{\rm cp}(\omega - \omega_0) + \omega_{\rm cp}^2}.$$

Для данного фильтра переходная характеристика в дискретной форме для $\omega_0 = 0$ имеет вид [7]

$$g_{\rm H}[i] = 1 - e^{\frac{-\omega_{\rm cp}iT}{\sqrt{2}}} \left(\sin\frac{\omega_{\rm cp}iT}{\sqrt{2}} + \cos\frac{\omega_{\rm cp}iT}{\sqrt{2}}\right).$$

При этом матрица A (17) и вектор-столбец **d** (18) приобретают вид

$$A = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & g_{\mathrm{H}}[1] & g_{\mathrm{H}}[0] \\ 1 & 1 & g_{\mathrm{H}}[2] & g_{\mathrm{H}}[1] \\ 1 & 1 & g_{\mathrm{H}}[3] & g_{\mathrm{H}}[3] \end{pmatrix}; \quad \mathbf{d} = \begin{pmatrix} g_{\mathrm{H}}[1] - g_{\mathrm{H}}[0] \\ g_{\mathrm{H}}[2] - g_{\mathrm{H}}[0] \\ g_{\mathrm{H}}[3] - g_{\mathrm{H}}[0] \\ g_{\mathrm{H}}[4] - g_{\mathrm{H}}[0] \end{pmatrix}.$$

В результате для $f_{\rm cp} = \omega_{\rm cp} / (2\pi) = 10$ Гц и $T = 10^{-4}$ с имеем весовые коэффициенты $a_0 = 0$, $a_1 = 0.00191601419378$, $a_2 = 0.00186017891482$,

 $b_1 = -1.91119951998480, b_2 = 0.91497580309363.$ На рис. 3 представлены АЧХ синтезированного фильтра для частот настройки $f_0 = \omega_0/(2\pi) =$



Отклонение АЧХ комплексных непрерывного и дискретных фильтров оценивалось соотношением $\Delta W(\omega) = |W_{\rm H}(\omega) - W(\omega)|/W_{\rm H}(\omega)$, где $W_{\rm H}(\omega)$ – АЧХ непрерывного фильтра; $W(\omega)$ – АЧХ дискретного фильтра, синтезированного на базе переходной характеристики.

Расчеты показывают, что в рассмотренном случае отклонение АЧХ дискретного фильтра, синтезированного на базе переходной характеристики, на частоте среза $\omega - \omega_0 = \omega_{cp}$ составляет –0.015 %, на частоте $\omega - \omega_0 = 2\omega_{cp}$ отклонение равно –0.07 % и на частоте $\omega - \omega_0 = 3\omega_{cp} - 0.15$ %. Полученные значения отклонений АЧХ фильтров являются несущественными.

Синтез рекурсивных комплексных дискретных фильтров методом билинейного z-преобразования. В общем виде частотная передаточная функция комплексного непрерывного фильтра имеет вид дробно-рациональной функции [2]:

$$W_{\rm H}(\omega) = \frac{\alpha_0 \left[j(\omega - \omega_0) \right]^m + \alpha_1 \left[j(\omega - \omega_0) \right]^{m-1} + \ldots + \alpha_m}{\left[j(\omega - \omega_0) \right]^n + \beta_1 \left[j(\omega - \omega_0) \right]^n + \ldots + \beta_n},$$
$$m \le n.$$

Для перехода от непрерывного фильтра к дискретному воспользуемся следующим соотношением для билинейного *z*-преобразования:

$$j(\omega - \omega_0) = \left(\frac{2}{T}\right) \frac{1 - z_0 z^{-1}}{1 + z_0 z^{-1}}.$$
 (19)

В результате разностное уравнение синтезируемого комплексного рекурсивного дискретного фильтра будет определяться соотношением (10). При этом схема синтезируемого фильтра имеет вид, показанный на рис. 2.

Пример. Рассмотрим синтез режекторного комплексного рекурсивного дискретного фильтра второго порядка, частотная передаточная функция которого в непрерывном варианте имеет вид

$$W_{\rm H}(j\omega) = \frac{\left[j(\omega - \omega_0)\right]^2}{\left[j(\omega - \omega_0)\right]^2 + j\sqrt{2}\omega_{\rm cp}(\omega - \omega_0) + \omega_{\rm cp}^2}.$$
 (20)

Подставив в (20) соотношение (19), после математических преобразований (не приведенных в силу громоздкости) получим передаточную функцию комплексного дискретного фильтра в *z*-плоскости:

=

$$W(z) = \frac{a_0 + a_1 z_0 z^{-1} + a_2 z_0^2 z^{-2}}{1 + b_1 z_0 z^{-1} + b_2 z_0^2 z^{-2}}$$

где весовые коэффициенты определяются следующими соотношениями:

$$a_0 = a_2 = 1/\Delta; \ a_1 = -2a_0;$$

$$b_1 = -\left(2 - 0.5\omega_{\rm cp}^2 T^2\right) / \Delta;$$

$$b_2 = \left(1 - 0.25\sqrt{2}\omega_{\rm cp}T + 0.25\omega_{\rm cp}^2 T^2\right) / \Delta.$$

Здесь $\Delta = 1 + 0.25\sqrt{2}\omega_{\rm cp}T + 0.25\omega_{\rm cp}^2T^2$.

Тогда согласно (10) разностное уравнение рассматриваемого фильтра приобретает вид

$$z_{\text{Bbix}}[k] = a_0 z_{\text{Bx}}[k] + a_1 z_0 z_{\text{Bx}}[k-1] + a_2 z_0^2 z_{\text{Bx}}[k-2] - b_1 z_0 z_{\text{Bbix}}[k-1] - b_2 z_0^2 z_{\text{Bbix}}[k-2].$$

Рассмотренные в статье разнообразные комплексные фильтры по сравнению с одноканальными действительными фильтрами обладают более сложной структурой в виде двух квадратурных каналов. Данная структура позволяет сравнительно легко изменять частоту настройки фильтра, что делает их весьма эффективными при создании адаптивных и когерентных систем обработки информации, таких, как устройства селекции движущихся целей, доплеровские измери-

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Микропроцессорные системы автоматического управления / под общ. ред. В. А. Бесекерского. Л.: Машиностроение, 1988. 355 с.

2. Бесекерский В. А. Цифровые автоматические системы. М.: Наука, 1976. 576 с.

3. Воробьев С. Н. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Изд. дом "Академия", 2013. 318 с.

4. Зиатдинов С. И. Синтез нерекурсивных дискретных фильтров во временной области // Информационно-управляющие системы. 2016. № 5. С. 98–101.

Статья поступила в редакцию 6 марта 2017 г.

тели скорости движения разнообразных объектов, обнаружители, устройства оценки параметров местоположения объектов и т. д.

Изложенная в статье методика синтеза нерекурсивных и рекурсивных комплексных дискретных фильтров, рассмотренные конкретные примеры построения подобных фильтров будут полезны при создании перечисленных ранее систем обработки информации.

5. Зиатдинов С. И. Синтез рекурсивных дискретных фильтров во временно́й области // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2016. Вып. 3. С. 3–6.

6. Зиатдинов С. И. Анализ линейных систем на основе переходных характеристик // Информационно-управляющие системы. 2016. № 2. С. 104–106.

7. Зиатдинов С. И. Импульсная характеристика комплексного полосового фильтра Баттерворта // Изв. вузов. Приборостроение. 2015. Т. 58, № 8. С. 167–172.

8. Зиатдинов С. И. Синтез комплексного фильтра с заданной передаточной функцией // Изв. вузов. Приборостроение. 2016. Т. 59, № 7. С. 253–259.

Для цитирования: Зиатдинов С. И., Соколова Ю. В. Синтез комплексных дискретных фильтров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 4. С. 12–19.

Зиатдинов Сергей Ильич – доктор технических наук (2005), профессор (2008) кафедры информационносетевых технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор более 140 научных работ. Сфера научных интересов – обработка сигналов в радиотехнических системах. E-mail: kaf53@guap.ru

Соколова Юлия Витальевна – магистр по направлению "Информационные системы и технологии" (2016), аспирантка кафедры информационно-сетевых технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор двух научных работ. Сфера научных интересов – обработка сигналов в радиотехнических системах. E-mail: kaf53@guap.ru

S. I. Ziatdinov, Yu. V. Sokolova

Saint Petersburg State University of the Aerospace Instrumentation

Synthesis of Complex Discrete Filters

Abstract. Synthesis methodology of the non-recursive and recursive complex discrete filters is examined on the base of the methods of the invariant impulse and transition characteristics, and on the base of z-transformation method. It is shown that complex filters contain two quadrature channels allowing easily to change the filter tuning frequency. This makes them very effective when adaptive and coherent systems for information processing are created. Specific examples of complex discrete filter arrangement are provided.

Key words: Complex Non-Recursive and Recursive Filters, Impulse and Transition Characteristics, Complex Weighting Coefficients, Difference Equations

REFERENCES

1. Besekerskij V. A. *Mikroprocessornye sistemy avtomaticheskogo upravlenija* [Microprocessor-Based Automatic Control Systems]. Leningrad, *Mashinostroenie*, 1988, 355 p. (In Russian) 2. Besekerskij V. A. *Cifrovye avtomaticheskie sistemy* [Digital Automatic Systems]. Moscow, *Nauka*, 1976, 576 p. (In Russian)

Известия вузов России. Радиоэлектроника. № 4/2017

3. Vorob'ev S. N. *Cifrovaja obrabotka signalov* [Digital Signal Processing]. SPb, *Akademija*, 2013, 318 p. (In Russian)

4. Ziatdinov S. I. Synthesis of non-recursive discrete filters in the time domain. *Informacionno-upravljajushhie sistemy* [Information and Control Systems]. 2016, no. 5, pp. 98–101. (In Russian)

5. Ziatdinov S. I. Synthesis of recursive discrete filters in the time domain. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2016, no. 3, pp. 3–6. (In Russian)

6. Ziatdinov S. I. Analysis of linear systems based on transient characteristics. *Informacionno-upravljajushhie*

sistemy [Information and Control Systems]. 2016, no. 2, pp. 104–106. (In Russian)

7. Ziatdinov S. I. Pulse characteristic of complex bandpass Butterworth filter. *Izvestija vysshih uchebnyh zavedenij. Priborostroenie* [Journal of Instrument Engineering]. 2015, vol. 58, no. 8, pp. 167–172. (In Russian)

8. Ziatdinov S. I. Synthesis of complex filter with given transfer function. *Izvestija vysshih uchebnyh zavedenij. Priborostroenie* [Journal of Instrument Engineering]. 2016, vol. 59, no. 7, pp. 253–259. (In Russian)

Received May, 03, 2017

For citation: Ziatdinov S. I., Sokolova Yu. V. Synthesis of Complex Discrete Filters. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 4, pp. 12–19. (In Russian)

Sergey I. Ziatdinov – D.Sc. in Engineering (2005), Professor (2008) of the Department of Information and Net Technology of Saint Petersburg State University of the Aerospace Instrumentation. The author of more than 140 scientific publications. Area of expertise: signal processing in radio technical systems. E-mail: kaf53@guap.ru

Yulia V. Sokolova – Master's Degree in information systems and technology (2016), postgraduate student of the Department of Information and Net Technology of Saint Petersburg State University of the Aerospace Instrumentation. The author of two scientific publications. Area of expertise: signal processing in radio technical systems. E-mail: kaf53@guap.ru

УДК 621.396.96

В. Т. Ермолаев, В. Ю. Семенов, А. Г. Флаксман Нижегородский государственный университет им. Н. И. Лобачевского А. В. Ястребов Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева

Пространственно-временной компенсатор широкополосных помех на основе метода степенны́х векторов

Рассмотрен адаптивный автокомпенсатор широкополосных помех (АКШП), обеспечивающий на выходе минимальную среднюю мощность помех. Предложен алгоритм адаптивного подавления широкополосных помех, основанный на разложении весового вектора АКШП в степенном базисе, обладающий невысокой вычислительной сложностью. Получены регуляризованные оценки весов коэффициентов автокомпенсатора по ограниченному числу выборок входного процесса. Приведены результаты моделирования подавления широкополосных помех, характерных для радиолокации, действующих с различных пространственных направлений, с оценкой коэффициента подавления.

Автокомпенсатор, степенной базис, широкополосная помеха

Для повышения отношения "сигнал/шум" в радиолокационных системах необходимо подавлять активные помехи, попадающие в полосу полезного сигнала [1]. В случае широкополосных систем эта задача может быть решена набором полосовых фильтров, процессы на выходе которых можно считать узкополосными, а их суммарная ширина полосы равна исходной. В каждом из узкополосных каналов помехи подавляются традиционными методами [2], [3]. Однако описанное решение характеризуется высокой вычислительной сложностью.



В настоящей статье предложен метод нахождения весового вектора автокомпенсатора широкополосных помех (АКШП) (рис. 1), где x_0 – процесс основного канала компенсатора; x_{n0} , $n \in \overline{1, N}$ – входной процесс в *n*-м компенсационном канале; x_{nm} , $n \in \overline{1, N}$, $m \in \overline{1, M}$ – процессы на *m*-х выводах линии задержки (ЛЗ) *n*-го компенсационного канала; w_{nm} – соответствующие им весовые коэффициенты; *y* – процесс на выходе компенсатора. Задержка между отводами ЛЗ составляет $\tau=1/F_{\Lambda}$, где F_{Λ} – частота дискретизации входного процесса.

Ненаправленные приемные элементы основного и компенсационных каналов компенсатора эквидистантно расположены вдоль прямой на расстоянии d друг от друга (рис. 2), причем приемный элемент, расположенный в начале полярной системы координат, является приемным элементом основного канала компенсатора, а остальные N приемных элементов являются приемными элементами N его компенсационных каналов.



Будем считать, что расстояние от источника помехи до приемных элементов компенсатора велико, поэтому волновой фронт помехи можно считать плоским, а направление θ_j на *j*-й источ-

ник помех определяется как показано на рис. 2.

В предлагаемом АКШП каждый из N компенсационных каналов представляет собой трансверсальный фильтр с M + 1 отводами, сигналы в которых подвергаются весовому суммированию с адаптивно вычисляемыми коэффициентами. В качестве метода расчета весового вектора АКШП предлагается использовать объединение методов, изложенных в [4] и [5].

На входы АКШП поступают сигналы, представляющие аддитивные смеси помехи и полезного сигнала. Процесс *у* на выходе АКШП можно записать следующим образом:

$$y = x_0 + \mathbf{W}^{H}\mathbf{X} = v_0 + e_0 + \mathbf{W}^{H}(\mathbf{V} + \mathbf{E}),$$

где

$$\mathbf{W} = \left[(w_{10}, w_{20}, \dots, w_{N0}), (w_{11}, w_{21}, \dots, w_{N1}), \dots, (w_{1M}, w_{2M}, \dots, w_{NM}) \right]^{\mathrm{T}}$$

вектор весовых коэффициентов; V – вектор комплексных амплитуд полезного сигнала;

$$\mathbf{X} = \left[(x_{10}, x_{20}, \dots, x_{N0}), (x_{11}, x_{21}, \dots, x_{N1}), \\ \dots, (x_{1M}, x_{2M}, \dots, x_{NM}) \right]^{\mathrm{T}}$$

– результирующий вектор комплексных амплитуд аддитивной смеси полезного сигнала и помехи; v_0 , e_0 – комплексные амплитуды полезного сигнала и помехи в основном канале компенсатора соответственно; **V**, **E** – векторы комплексных амплитуд входных процессов полезного сигнала и помехи в компенсационных каналах и процессов во всех отводах ЛЗ соответственно; "н", "т" – символы эрмитова сопряжения и транспонирования соответственно. Векторы **W**, **X**, **V** и **E** имеют размер N(M + 1).

Средняя мощность помехи на выходе АКШП

$$I(\mathbf{W}) = \left\langle \left| y \right|^2 \right\rangle = \left\langle \left| e_0 + \mathbf{W}^{\mathrm{H}} \mathbf{E} \right|^2 \right\rangle$$

где $\langle \cdot \rangle$ – символ статистического усреднения.

Минимизация величины $I(\mathbf{W})$ приводит к основному уравнению АКШП [6]:

$$R\mathbf{W} = -\mathbf{P},\tag{1}$$

где $R = \langle \mathbf{E}\mathbf{E}^{H} \rangle$ – корреляционная матрица (KM) помехи во всех M + 1 отводах ЛЗ всех N компенсационных каналов АКШП порядка N(M+1); $\mathbf{P} = \langle \mathbf{E} \cdot e_0^* \rangle$ – корреляционный вектор (КВ) размера N(M+1).

Формальное решение (1) требует процедуры обращения матрицы *R*:

$$\mathbf{W} = -R^{-1}\mathbf{P}.$$
 (2)

Минимальная мощность помехи на выходе АКШП при весовом векторе (2) равна:

$$I_{\min} = \sigma_0^2 - \mathbf{P}^{\mathsf{H}} R^{-1} \mathbf{P} = \sigma_0^2 + \mathbf{P}^{\mathsf{H}} \mathbf{W}, \qquad (3)$$

где σ_0^2 – мощность помехи в основном канале АКШП.

Вместо точных КМ *R* и вектора **P** используем их максимально правдоподобные оценки по *L* временны́м выборкам [6]:

$$\widehat{R} = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{X}(l) \mathbf{X}^{\mathsf{H}}(l); \ \widehat{\mathbf{P}} = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{X}(l) x_0^*(l).$$
(4)

Вычислительная сложность процедуры прямого обращения КМ пропорциональна $[N(M+1)]^3$ и, следовательно, резко возрастает с ростом числа N компенсационных каналов и содержащихся в них M+1 отводов ЛЗ. Другая проблема связана с тем, что при $L \approx N(M+1)$ матрица в (4) является плохообусловленной, а в важном случае короткой выборки входного процесса, когда число выборок меньше порядка КМ L < N(M+1), становится вырожденной. Задачи, связанные с обращением плохообусловленных матриц, относятся к классу некорректных задач, для решения которых следует использовать методы регуляризации [7].

Аналитическое решение для оптимального весового вектора. Рассмотрим процедуру построения решения уравнения (1) АКШП. Будем считать, что каждая из $J \le N$ широкополосных помех формируется Q дискретными по частоте (однотональными) некоррелированными источниками. В этом случае *l*-й временной отсчет комплексной огибающей процесса в *m*-м отводе фильтра *n*-го компенсационного канала АКШП ($0 \le m \le M$, $1 \le n \le N$) представляется в виде

$$e_{nm}(l) =$$

$$= \sum_{j=1}^{J} \sum_{q=1}^{Q} \sigma_{jq} \exp\left\{i\left[2\pi f_{jq}(l-m)\tau + \varphi_{jq}\right]\right\} \times$$

$$\times \exp\left[i\frac{2\pi dn\sin\theta_{j}}{\lambda_{jq}}\right] + \xi_{n}(l-m),$$

где σ_{jq} , f_{jq} , ϕ_{jq} – случайные амплитуда, частота и начальная фаза помехи соответственно $(0 < f_{jq} \le F_{\rm H}, F_{\rm H}$ – частота Найквиста); λ_{jq} – длина волны помехи с частотой f_{jq} ; ξ_n – собственный шум *n*-го канала компенсатора с нулевым средним и дисперсией $\sigma_{\rm cm}^2$.

Введем векторы-фазоры размера N(M+1):

$$\boldsymbol{\Phi}_{jq} =$$
= DIAG {exp[i2\pi f_{jq} \tau \mathbf{Z}]} exp[i\frac{2\pi d\sin\theta_j}{\lambda_{jq}}\mathbf{G}],

где DIAG $\{\cdot\}$ – квадратная матрица, элементы на главной диагонали которой равны элементам вектора – аргумента, а элементы вне главной диагонали равны нулю;

$$\mathbf{Z} = \left[\underbrace{0, \dots, 0}_{N}, \underbrace{1, \dots, 1}_{N}, \underbrace{2, \dots, 2}_{N}, \dots, \underbrace{M, \dots, M}_{N}\right]$$

вектор временных задержек между отводами ЛЗ всех компенсационных каналов;

$$\mathbf{G} = \left[\underbrace{[1, 2, ..., N], [1, 2, ..., N], ..., [1, 2, ..., N]}_{M+1}\right]^{\mathrm{T}}$$

— вектор-столбец размера N(M + 1), содержащий номера компенсационных каналов для каждого отвода ЛЗ.

Учитывая введенные обозначения и равенство мощности $\sigma_{cш}^2$ собственных шумов во всех компенсационных каналах АКШП, КВ **Р** и КМ *R* представим следующим образом:

$$\mathbf{P} = \sum_{j=1}^{J} \sum_{q=1}^{Q} \sigma_{jq}^{2} \boldsymbol{\Phi}_{jq};$$
$$R = \sigma_{\text{cm}}^{2} I + \sum_{j=1}^{J} \sum_{q=1}^{Q} \sigma_{jq}^{2} \boldsymbol{\Phi}_{jq} \boldsymbol{\Phi}_{jq}^{\text{H}}, \qquad (5)$$

где I – единичная матрица порядка N(M + 1).

КВ **Р** лежит в подпространстве, образованном векторами Φ_{jq} . КМ *R* имеет в этом подпространстве *S* собственных векторов **U**₁, **U**₂, ..., **U**_S, соответствующих *S* собственным числам λ_1 , λ_2 , ..., λ_S . Остальные собственные векторы сосредоточены в ортогональном подпространстве размерностью N(M+1)-S, свободном от источников помехи. Применив разложение по проекционным матрицам [8], получим выражения для обратной КМ:

$$R^{-1} = \sum_{s=1}^{S} \frac{1}{\lambda_s} \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^{\mathrm{H}} + \frac{1}{\sigma_{\mathrm{cur}}^2} \left(I - \sum_{s=1}^{S} \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^{\mathrm{H}} \right)$$

и весового вектора:

$$\mathbf{W} = R^{-1}\mathbf{P} = -\sum_{s=1}^{S} \frac{1}{\lambda_s} \left(\mathbf{U}_s^{\mathrm{H}} \mathbf{P} \right) \mathbf{U}_s.$$
(6)

Формула (6) показывает, что оптимальный весовой вектор АКШП принадлежит только подпространству, образованному векторами Φ_{jq} . В этом подпространстве можно ввести другую базисную систему векторов. Рассмотрим систему степенны́х векторов: **P**, *R***P**, R^2 **P**, ..., R^{K-1} **P** с числом линейно независимых векторов $K \le S$ [9].

Степенны́е векторы образуют неортогональный базис, поэтому перейдем к ортонормированной системе векторов F_1 , F_2 , ..., F_S . Ортогонализация и нормировка степенны́х векторов начинается с вектора **Р** и выполняется по следующей схеме [9]:

$$\begin{cases} \widehat{\mathbf{F}}_{1} = \mathbf{P}; \\ \widehat{\mathbf{F}}_{2} = R\mathbf{F}_{1} - \alpha_{1}\mathbf{F}_{1}; \\ \widehat{\mathbf{F}}_{3} = R\mathbf{F}_{2} - \alpha_{2}\mathbf{F}_{2} - \beta_{1}\mathbf{F}_{1}; \\ \dots; \\ \widehat{\mathbf{F}}_{K} = R\mathbf{F}_{K-1} - \alpha_{K-1}\mathbf{F}_{K-1} - \beta_{K-2}\mathbf{F}_{K-2}; \\ \mathbf{F}_{1} = \left(\widehat{\mathbf{F}}_{1}^{\mathrm{H}}\widehat{\mathbf{F}}\right)_{1}^{-0.5}\widehat{\mathbf{F}}_{1}; \\ \mathbf{F}_{2} = \left(\widehat{\mathbf{F}}_{2}^{\mathrm{H}}\widehat{\mathbf{F}}_{2}\right)^{-0.5}\widehat{\mathbf{F}}_{2}; \\ \mathbf{F}_{3} = \left(\widehat{\mathbf{F}}_{3}^{\mathrm{H}}\widehat{\mathbf{F}}_{3}\right)^{-0.5}\widehat{\mathbf{F}}_{3}; \\ \dots; \\ \mathbf{F}_{K} = \left(\widehat{\mathbf{F}}_{K}^{\mathrm{H}}\widehat{\mathbf{F}}_{K}\right)^{-0.5}\widehat{\mathbf{F}}_{K}, \end{cases}$$
(7)

где $\alpha_{k-1} = \left(\mathbf{F}_{k-1}^{\mathrm{H}} \mathbf{R} \mathbf{F}_{k-1}\right), \quad \beta_{k-2} = \left(\mathbf{F}_{k-1}^{\mathrm{H}} \mathbf{R} \mathbf{F}_{k-2}\right) -$ действительные коэффициенты.

Представим весовой вектор в виде разложения по векторам F_1 , ..., F_K :

$$\mathbf{W} = c_1 \mathbf{F}_1 + c_2 \mathbf{F}_2 + c_3 \mathbf{F}_3 + \ldots + c_K \mathbf{F}_K = F \mathbf{C}, \quad (8)$$

где $F = (\mathbf{F}_1, \mathbf{F}_2, ..., \mathbf{F}_K)$ – матрица, составленная из векторов \mathbf{F}_1 , \mathbf{F}_2 , ..., \mathbf{F}_K ; $\mathbf{C} = (c_1, c_2, ..., c_K)^{\mathrm{T}}$ – вектор коэффициентов разложения.

Чтобы найти вектор C, подставим (8) в (1) и умножим слева на матрицу F^{H} . В результате получим систему из *K* уравнений для вектора C:

$$F^{\mathrm{H}}RF\mathbf{C} = -F^{\mathrm{H}}\mathbf{P}.$$

Благодаря тому, что матрица $F^{H}RF$ является трехдиагональной, а вектор $F^{H}P$ имеет только 22

первый ненулевой элемент, равный β_0 , возможно получить аналитическое решение для коэффициентов $c_1, c_2, ..., c_K$ в виде [4], [5]

$$c_{1} = -\frac{\beta_{0}}{\alpha_{1} - \frac{\beta_{1}^{2}}{\alpha_{2} - \frac{\beta_{2}^{2}}{\frac{\vdots}{\alpha_{K-1} - \frac{\beta_{K-1}^{2}}{\alpha_{K}}}}};$$

$$c_{2} = -\frac{\alpha_{1}c_{1} + \beta_{0}}{\beta_{1}};$$
...;
$$c_{k} = -\frac{\beta_{k-2}c_{k-2} + \alpha_{k-1}c_{k-1}}{\beta_{k-1}}, k = 3, 4, ..., K.$$
(9)

Учитывая ортогональность векторов F_1 , F_2 , ..., F_K , из (3) получим минимальное значение мощности помехи на выходе компенсатора:

$$p_{\min}(K) = \sigma_0^2 + \mathbf{P}^{\mathrm{H}} F \mathbf{C} = \sigma_0^2 + \mathbf{P}^{\mathrm{H}} (\mathbf{F}_1 c_1 + \mathbf{F}_2 c_2 + \dots + \mathbf{F}_K c_K) = \sigma_0^2 + c_1 |\mathbf{P}|.$$
(10)

Эффективность АКШП обычно оценивается значением коэффициента подавления помехи, который определяется отношением мощности σ_0^2 помехи на основном входе к мощности p_{\min} помехи на выходе АКШП. Однако удобнее пользоваться величиной *B*, обратной коэффициенту подавления:

$$B = \frac{p_{\min}}{\sigma_0^2} = 1 + \frac{c_1 |\mathbf{P}|}{\sigma_0^2}.$$
 (11)

Из (9) и (10) следует, что с увеличением числа базисных векторов средняя мощность помехи на выходе АКШП уменьшается и достигает минимального значения при полном размере базиса, равном K. Если процедуру ортогонализации (7) прекратить принудительно при некотором K' < K, получим квазиоптимальную обработку. Разложение весового вектора по K' < K степенным векторам назовем регуляризованным решением.

Для определения критерия остановки процедуры ортогонализации (7) учтем априорную информацию о собственном шуме с известными статистическими характеристиками. КМ собственного шума в отводах ЛЗ имеет вид $\sigma_{\rm cm}^2 I$, поэтому каждый *k*-й базисный вектор в (8) не только способствует уменьшению мощности помехи на АКШП, но и добавляет долю собственного шума величины $\sigma_{\rm cm}^2 c_k^2 \mathbf{F}_k^{\rm H} \mathbf{F}_k = \sigma_{\rm cm}^2 c_k^2$. Суммарная мощность добавленного собственного шума на выходе АКШП при K' степенных векторах в разложении (8) равна $\sigma_{\text{сш}}^2 \mathbf{W}^{\text{H}} \mathbf{W} = \sigma_{\text{сш}}^2 \sum_{i}^{K'} c_i^2$.

С учетом добавленного собственного шума оценим выходную мощность на каждом шаге ортогонализации (7) по обучающей выборке длины *L* следующим образом:

$$p_{\min}(k) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^{L} |y(l,k)|^{2} + \sigma_{\text{cur}}^{2} \sum_{i}^{k} c_{i}^{2} =$$
$$= \frac{1}{L} \sum_{l=1}^{L} |x_{0}(l) + \widehat{\mathbf{W}}^{\text{H}}(k) \mathbf{X}(l)|^{2} + \sigma_{\text{cur}}^{2} \sum_{i}^{k} c_{i}^{2}. \quad (12)$$

Критерий регуляризации заключается в сравнении вычисляемых мощностей (12) на каждом шаге процедуры ортогонализации (7). Условие остановки процедуры (7) имеет вид: $\hat{p}_{\min}(k) > \hat{p}_{\min}(k-1)$, причем вектор \mathbf{F}_k не следует включать в разложение (8).

В [4] показано, что количество комплексных умножений, необходимое при вычислении весового вектора, для узкополосных помех пропорционально числу компенсационных входов АКШП, числу обучающих выборок помехи и числу образованных степенных векторов. Для рассматриваемого случая широкополосных помех с учетом наличия M +1 отводов ЛЗ в каждом из N компенсационных каналов необходимое количество комплексных умножений составляет N(M+1)LK'. Следовательно, вычислительная сложность предложенного АКШП, весовой вектор которого находится регуляризованным разложением в базисе степенных векторов, ниже вычислительной сложности метода непосредственного обращения выборочной КМ помех.

Моделирование. Каждая широкополосная помеха моделировалась как сумма Q = 20 комплексных экспонент со случайными частотами f_{jq} , мощностями σ_{jq}^2 из диапазона $[100...1000]\sigma_{\rm cm}^2/(JQ)$ и начальными фазами $[0...2\pi]$. Число линий задержки равнялось M = 16, компенсационных каналов АКШП N = 10. Ширина каждой широкополосной помехи составляла $a = 0.05F_{\rm H}$. Расстояние между соседними приемными элементами выбрано $d = \lambda_{\rm min}/2$, где $\lambda_{\rm min}$ — минимальная длина волны действующих на приемные элементы сигналов. Время задержки установлено как $\tau = d/v_{\rm cB}$, где $v_{\rm cB}$ – скорость света в вакууме.



Азимутальные направления прихода θ_j широкополосных помех были случайными с равномерным распределением в диапазоне $-\pi...\pi$.

На рис. 3 приведены зависимости обратного коэффициента подавления широкополосной помехи от числа обучающих выборок L. Число реализаций помеховой обстановки для усреднения результата равнялось 1000. Сплошные кривые соответствуют числу помех J = 7, штриховые – J = 4. Кривые 1 и 2 отображают предельные значения обратного коэффициента подавления помех В (11), полученные при вычислении вектора весовых коэффициентов АКШП методом непосредственного обращения точно известной КМ помех M (2). Кривые 3 и 4 относятся к предложенному методу степенны́х векторов. Кривые 5 и 6 соответствуют методу непосредственного обращения выборочной КМ помех (5). Видно, что предлагаемый метод (в отличие от метода непосредственного обращения КМ помех) работает для случая короткой выборки L < N(M+1).

На рис. 4 приведены зависимости среднего числа образованных степенны́х векторов K' от числа выборок L для J = 4 и 7 широкополосных помех. Из рис. 4 следует, что при L > N(M+1)это число практически не изменяется.

Диаграмма направленности (ДН) *А* АКШП, вектор весовых коэффициентов которого найден предложенным методом разложения по степен-





ны́м векторам, в плоскости "частота–азимут" для случайных J = 4 помех по L = 170 обучающим выборкам приведен на рис. 5. Черными маркерами на рис. 5 отмечены области присутствия широкополосных помех. Из рис. 5 следует, что в областях присутствия помех формируются глубокие провалы.



На рис. 6 изображен срез ДН АКШП (рис. 5) при фиксированном азимуте, соответствующем направлению на помеху с номером 1 (азимут – 58.42°), т. е. амплитудно-частотная характеристика рассматриваемого фильтра в направлении этой помехи. На рис. 6 полосы частот действующих помех показаны серыми маркерами.

На рис. 7 показан срез ДН АКШП (рис. 5), при фиксированной частоте $0.77F_{\rm H}$, равной центральной частоте широкополосной помехи с номером 1. Направления на помехопостановщики отмечены вертикальными штриховыми линиями. Из рис. 6, 7 следует, что в направлении каждой из действующих широкополосных помех в азимутально-частотном отклике АКШП формируется глубокий провал, ширина которого соответствует ширине полосы помехи.





В заключение исследована зависимость обратного коэффициента подавления помехи B (11) АКШП, весовой вектор которого найден с помощью метода степенны́х векторов, от числа отводов ЛЗ при L = 170 обучающих выборках. Усредненная по 100 реализациям помеховой обстановки исследуемая зависимость представлена на рис. 8 при воздействии на АКШП J = 4 и 7 помех. Из рис. 8 следует, что с увеличением порядка филь-



тров в компенсационных каналах коэффициент подавления помехи растет.

В настоящей статье рассмотрен пространственно-временной многоканальный АКШП на основе многоотводных линий задержки в каждом канале. Получено точное аналитическое решение для оптимального весового вектора АКШП на основе разложения весового вектора в базисе степенны́х векторов и процедуры их ортогонализации. Алгоритм имеет невысокую вычислительную сложность порядка N(M+1)LK'. Метод работает при короткой выборке L < (NM+1) и позволяет достичь коэффициента подавления помехи, близкого к теоретическому пределу.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

2. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: справ. / под ред. Я. Д. Ширмана. 2-е изд. М.: Радиотехника, 2007. 512 с. 3. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов / пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.

4. Регуляризация весового вектора адаптивной антенной решетки путем ограничения числа базисных векторов / В. Т. Ермолаев, В. Ю. Семенов, И. С. Сорокин, А. Г. Флаксман, А. В. Ястребов // Изв. вузов. Радиофизика. 2015. Т. 58, № 3. С. 235–243.

5. Эффективность подавления широкополосной помехи в автокомпенсаторе на основе метода степенных векторов / В. Т. Ермолаев, В. Ю. Семенов, И. С. Сорокин, А. Г. Флаксман, А. В. Ястребов // 9-я Всерос. науч.-техн. конф. "Радиолокация и радиосвязь": тр. конф. М., 23–25 нояб. 2015 г. М.: ИРЭ РАН, 2015. С. 100–105. 6. Адаптивные компенсаторы помех. Принципы построения и применения / Б. Уидроу, Д. Гловер, Д. Маккул-мл., Д.Кауниц, С. Уильямс, Р. Хирн, Д. Зайдлер, Е. Донг-мл., Р. Гудлин // ТИИЭР. 1975. Т. 63, № 12. С. 69–98.

7. Тихонов А. И., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1979. 288 с.

8. Ермолаев В. Т., Флаксман А. Г. Современные методы пространственной обработки сигналов в радиосистемах с антенными решетками: учеб. пособие / Нижегород. гос. техн. ун-т. им. Р. Е. Алексеева. Н. Новгород, 2008. 171 с.

9. Воеводин В. В. Линейная алгебра. М.: Наука, 1980. 400 с.

Статья поступила в редакцию 25 мая 2017 г.

Для цитирования: Пространственно-временной компенсатор широкополосных помех на основе метода степенных векторов / В. Т. Ермолаев, В. Ю. Семенов, А. Г. Флаксман, А. В. Ястребов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 4. С. 19–26.

Ермолаев Виктор Тимофеевич – доктор технических наук (1996), профессор (2005) кафедры бионики и статистической радиофизики Нижегородского государственного университета им. Н. И. Лобачевского. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – методы адаптивной обработки сигналов, принимаемых на фоне помех, в системах мобильной радиосвязи и беспроводного Интернета. E-mail: msm@rf.unn.ru

Семенов Виталий Юрьевич – кандидат физико-математических наук (2012), старший преподаватель (2014) кафедры радиотехники радиофизического факультета Нижегородского государственного университета им. Н. И. Лобачевского. Автор 25 научных работ. Сфера научных интересов – методы адаптивной обработки сигналов, принимаемых на фоне помех, в системах мобильной радиосвязи и радиолокации. E-mail: vitali.semenov@gmail.com

Флаксман Александр Григорьевич – доктор физико-математических наук (2004), профессор (2005) кафедры бионики и статистической радиофизики Нижегородского государственного университета им. Н. И. Лобачевского. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – методы адаптивной обработки сигналов, принимаемых на фоне помех, в системах мобильной радиосвязи и беспроводного Интернета. E-mail: flak2402@gmail.com

Ястребов Андрей Викторович – магистр техники и технологии по направлению "Радиотехника" (2012), ведущий инженер Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор 16 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов в радиолокации. E-mail: a.v.yastrebov@mail.ru

V. T. Ermolayev, V. Yu. Semenov, A. G. Flaksman Lobachevsky State University of Nizhny Novgorod A. V. Yastreboy

Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev

Method of Power Vectors for Spatiotemporal Broadband Interference Auto-Compensator

Abstract. The article is intended for specialists in the field of electronic warfare and adaptive jammer cancellation. The main advantage of the proposed spatial adaptive broadband compensator is the ability to adaptively estimate the number of active interference for minimizing computational complexity in compare with traditional methods for suppressing wideband interference. The paper presents a strong theoretical derivation of the weight matrix of the auto-compensator. The main approach for calculating the weight matrix is the expansion in powers of vectors in the orthonormal basis. A practical approach for introducing the algorithm into software is proposed.

Key words: Auto-Compensator, Power Basis, Broadband Interference

REFERENCES

1. Richards M. L., Scheer J. A., Holm W. A. Principles of Modern Radar. Basic Principles. NJ, SciTech Publishing Edison, 2010, 924 p. 2. Radioelektronnie systemy: Osnovy postroeniya I teoriya. Spravochnik. Pod red. Ya. D. Shirmana [Radioelectronic Systems: Bases of Construction and Theory. Reference; ed. by Ya. D. Shirman]. 2nd ed. Moscow, *Radiotechnika*, 2007, 512 p. (In Russian)

3. Widrow B., Stearns S. D. Adaptive Signal Processing. Prentice-Hall Inc. Englewood Cliff, NY, 1985, 219 p.

4. Ermolayev V. T., Semenov V. Yu., Flaksman A. G., Yastrebov A. V. Regularization of the Weight Vector of an Adaptive Antenna Array by Limiting The Number of Basis Vectors. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radiofizika* [Radiophysics and Quantum Electronic]. 2015, vol. 58, no. 3, pp. 235–243. (In Russian)

5. Ermolayev V. T., Semenov V. Yu., Sorokin I. S., Flaksman A. G., Yastrebov A. V. The Effectiveness of Suppression of Broadband Noise in Auto-Compensator Based on the Power Vector Method. *IX Vseross. nauch.tekhnich. conf. "Radiolokatsiya i radiosvyaz", 23–25 noyabrya 2015 g. Moskva. Trudy konf.* [IX All-Russian Scientific and Technical Conference "Radiolocation and Radio Communication", Nov. 23–25, 2015, Moscow, IRE RAS, 2015, pp.100–105. (In Russian)

6. Widrow B., Glover J. R., McCool J. M., Kaunitz J., Williams C. S., Hearn R. H., Zeidler J. R., Dong E. Jr., Goodlin R. C. Adaptive noise cancelling: Principles and applications. Proc. of the IEEE. 1975, vol. 63, no. 12, pp. 1692–1716.

7. Tikhonov A. I., Arsenin V. Ya. *Metody resheniya nekorrektnyh zadach* [Methods for Solving III-posed Problems]. Moscow, *Nauka*, 1979, 288 p. (In Russian)

8. Ermolayev V. T., Flaksman A. G. Sovremennie metody prostranstvennoy obrabotki sygnalov v radiosystemah s antennamy reshetkamy: ucheb. pos. [Modern Methods of Spatial Signal Processing in Radio Systems with Antenna Arrays]. Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev, Nizhny Novgorod, 2008, 171 p. (In Russian)

9. Voevodin V. V. *Lineynaya algebra*. [Linear Algebra]. Moscow, *Nauka*, 1980, 400 p. (In Russian)

Received May, 25, 2017

For citation: Ermolayev V. T., Semenov V. Yu., Flaksman A. G., Yastrebov A. V. Method of Power Vectors for Spatiotemporal Broadband Interference Auto-Compensator. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 4, pp. 19–26. (In Russian)

Victor T. Ermolayev – D.Sc.in Engineering (1996), Professor (2001) of the Department of Bionics and Statistical Radiophysics of Lobachevsky State University of Nizhniy Novgorod. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: adaptive processing of signals with interference in systems of mobile communication and wireless Internet.

E-mail: msm@rf.unn.ru

Vitaly Yu. Semenov – Ph.D. in Engineering (2012), Senior Tutor (2014) of the Department of Radio Engineering of Lobachevsky State University of Nizhniy Novgorod. The author of 25 scientific publications. Area of expertise: adaptive processing of signals with interference in systems of mobile communication and radiolocation. E-mail: vitali.semenov@gmail.com

Alexander G. Flaksman – D.Sc. in Physics and Mathematics (2004), Professor (2005) of the Department of Bionics and Statistical Radiophysics of Lobachevsky State University of Nizhniy Novgorod. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: adaptive processing of signals with interference in systems of mobile communication and wireless Internet.

E-mail: flak2402@gmail.com

Andrey V. Yastrebov – Master's Degree in Engineering and Technology in radio engineering, lead engineer of Nizhniy Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 16 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing in radar.

E-mail: a.v.yastrebov@mail.ru

УДК 621.396.96

Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев АО "Российский институт радионавигации и времени" (Санкт-Петербург) В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Поиск эхосигнала спутникового высотомера

Проанализирована процедура поиска сигнала спутникового высотомера и рассчитаны ее характеристики. Получены численные оценки продолжительности поиска и вероятности его ошибочного завершения. Выполнена верификация полученных теоретических показателей с помощью компьютерного моделирования.

Спутниковый высотомер, эхосигнал, поиск по времени, вероятность ложной тревоги, вероятность правильного обнаружения

Поиском по времени традиционно называют грубую измерительную процедуру фиксации времени прихода сигнала с точностью, достаточной для замыкания контура автосопровождения по запаздыванию. Вне зависимости от исполнения поискового устройства его работа сводится к тестированию отдельных ячеек временной оси с целью обнаружения в них сигнала [1], [2].

В задачах спутниковой альтиметрии обнаружению подлежит сигнал, отраженный участком земной поверхности в пределах вертикально направленного луча передающей антенны. Математическое описание подобного эхосигнала сводится к вычислению суперпозиции откликов на зондирующий импульс независимых блестящих точек внутри освещаемого пятна [3], [4]. Уточненная зависимость усредненной мощности эхосигнала от времени (профиль мощности) с учетом доплеровского рассеяния откликов индивидуальных блестящих точек, приведенная в [5], имеет весьма короткий нарастающий фронт и достаточно плавный спад. Так как от поиска требуется лишь оценка времени прихода сигнала с погрешностью в пределах его длительности, при анализе поисковой процедуры вполне допустимо аппроксимировать профиль мощности некоторым удобным в вычислительном отношении импульсом.

Экспоненциальное приближение профиля. Альтиметры современных миссий космического мониторинга Земли функционируют в комплексе с системами траекторных измерений [6], [7], благодаря которым априорная ошибка значения измеряемой высоты относительно невелика. В частности, для космического аппарата (КА) на орбите высотой h = 1000 км типичной является априорная неопределенность значения высоты порядка ±100 м, что соответствует интервалу возможных значений времени прихода отраженного сигнала 4/3 мкс. На рис. 1 приведены кривые профиля мощности Pr, нормированной на ее максимум P_{max}, с учетом доплеровского рассеяния для полосы сигнала W = 100, 320 и 500 МГц, несущей частоты $f_0 = 35.75 \, \Gamma \Gamma \mu$, длительности зондирующего импульса T = 100 мкс, высоты спутника $h = 1000 \,\mathrm{km}$ и ширины диаграммы направленности антенны (ДНА) 0.6°. При построении профилей использовались гауссовское приближение ДНА и аппроксимация функции неопределенности (ФН) сигнала гауссовской поверхностью, симметричной относительно осей задержки τ и частоты F [5]:

$$\psi(\tau, F) = \exp(-\beta_{\tau}\tau^2 - \beta_F F^2),$$

где β_{τ} , β_F – параметры, характеризующие скорость спадания ФН вдоль осей τ и F соответственно.

Обозначим

$$\Delta_{0.5}=0.8859/W\,;\ F_{0.5}=0.8859/T$$

 ширину ФН по осям задержки и частоты по уровню половинной мощности соответственно. Тогда

$$\beta_{\tau} = \frac{2\ln 2}{\Delta_{0.5}^2}; \ \beta_F = \frac{2\ln 2}{F_{0.5}^2}$$

Отметим, что в области значительного отличия от нуля (кроме не дающего существенного вклада в результат корреляционной процедуры



поиска переднего фронта) любая из кривых рис. 1 весьма точно аппроксимируется экспоненциальным импульсом, длительность которого по уровню половинной мощности $T_{0.5}$ равна длительности аппроксимируемого профиля по тому же уровню. В подтверждение этого на рис. 2 повторен профиль $P_{\rm r}/P_{\rm max}$ для W = 500 МГц (кривая *I*) совместно с указанным экспоненциальным приближением (кривая *2*). Визуально расхождения между двумя кривыми едва заметны, что позволяет далее при анализе поисковой процедуры считать профиль мощности импульсом экспоненциальной формы.

Для выбранных значений полосы наименьшая длительность профиля по половинному уровню $T_{0.5} \approx 25.5$ нс соответствует W = 500 МГц. При фиксированном аппаратном ресурсе укорочение импульса ведет к росту временны́х затрат на поиск и к снижению его надежности [1], [2]. Поэтому с ориентацией на наихудшие условия поиска будем считать, что профиль мощности описывается соотношением

$$P_{\rm r}(t) = P_{\rm max} \exp(-t \ln 2/T_{0.5})$$
(1)

при *T*_{0.5} ≈ 25 нс.

Согласно [5]:

$$P_{\rm max} = A\pi h^2 K_{\rm max}/2$$

где

$$A = \frac{2WTP_{\rm tr}G^2\lambda^2\sigma_0}{(4\pi)^3 L_{\rm p}h^4},$$
(2)

причем $P_{\rm tr}$ – фактическая излучаемая мощность сигнала; G – коэффициент усиления антенны; $\lambda = c/f_0$ – длина волны излучения (c – скорость света); σ_0 – удельная эффективная площадь рассеяния (УЭПР); $L_{\rm p}$ – дополнительные трассовые потери.

Произведение *WT* в (2) отвечает за приведение фактической мощности *P*_{tr} к эквивалентной мощности сжатого импульса;



где

$$\delta_F = 4\beta_F v^2 / \lambda^2; \ \gamma = (2/\ln 2) \sin^2 \theta_0;$$

 $I_0(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка, причем *v* – путевая скорость КА; θ_0 – полуширина луча антенны по уровню 0.5.

Для полос 100, 320 и 500 МГц при принятых значениях несущей, ширины ДНА, высоты орбиты, длительности зондирующего импульса и путевой скорости КА $v \approx 7.36$ км/с имеем $K_{\text{max}} = 2.2 \cdot 10^{-6}$, $8.03 \cdot 10^{-7}$ и $5.3 \cdot 10^{-7}$ соответственно.

Переходя к логарифмической мере (децибелам) и введя обозначение $A_1 = A\pi h^2/2$, имеем:

$$P_{\max, d\bar{b}} = A_{l, d\bar{b}} + K_{\max, d\bar{b}};$$

$$A_{l, d\bar{b}} = 10 \lg(WT) + P_{tr, d\bar{b}} + 2G_{d\bar{b}} + 20 \lg \lambda + \sigma_{0, d\bar{b}} - 20 \lg(8\pi) - L_{p, d\bar{b}} - 20 \lg h.$$

Финальным объектом интереса является максимальное отношение "сигнал/шум"

$$q_{\max} = P_{\max} / \sigma_n^2$$
,

где $\sigma_n^2 = N_0 W$ (N_0 – спектральная плотность шума). Для типичного значения $N_0 = -200 \text{ дБВт/Гц}$, излучаемой мощности $P_{\text{tr}} = 10 \text{ Вт}$, коэффициента усиления антенны $G_{\text{дБ}} = 48.5 \text{ дБ}$, УЭПР $\sigma_{0,\text{дБ}} = 0 \text{ дБ}$ при дополнительных потерях на трассе $L_{\text{p},\text{дБ}} = 10 \text{ дБ}$ имеем значения параметров, приведенные в табл. 1.

Характеристики процедуры поиска. Введя некоторый запас, расширим указанный ранее

			Таблица 1				
Π	<i>W</i> , МГц						
Параметр	100	320	500				
$K_{\max, д \mathbf{E}}, \mathbf{д \mathbf{E}}$	-56.58	-60.95	-62.76				
$A_{l, д \overline{b}}, д \overline{b} \cdot B т$	-52.53	-47.48	-45.54				
$P_{\max, д\overline{b}}, d\overline{b} \cdot B$ т	-109.11	-108.43	-108.30				
<i>q</i> _{max,дБ} , дБ	10.89	6.52	4.71				

априорный интервал возможных запаздываний сигнала с 4/3 до $T_a = 1.5$ мкс. Устройство поиска проверяет отдельные ячейки временной оси на предмет наличия в них сигнала. Для каждой ячейки указанная операция осуществляется коррелятором, вычисляющим скалярное произведение (корреляцию) принимаемого приемником колебания с репликой зондирующего сигнала, сдвинутой по времени соответственно положению ячейки на временной оси. В энергетическом приемнике корреляции, полученные при отдельных зондированиях, затем интегрируются некогерентно, после чего накопленный результат сравнивается с предустановленным порогом. При превышении порога фиксируется присутствие сигнала в тестируемой ячейке.

Предположим, что для поиска задействован банк из n_c параллельных корреляторов. Если анализируемые ими временные позиции распределены равномерно по всему априорному интервалу T_a (рис. 3), зона неопределенности запаздывания сокращается до T_a/n_c . В частности, приравняв эту величину к длительности профиля мощности по половинному уровню $T_{0.5}$, получим, что для одновременного анализа всего интервала времени запаздывания потребуется $n_c = T_a/T_{0.5}$ корреляторов. В частности, при принятых ранее значениях $T_a = 1.5$ мкс и $T_{0.5} = 25$ нс $n_c = 60$.

При расположении переднего фронта профиля в *k*-й слева ячейке и независимости тестовых статистик для отдельных ячеек вероятность окончания поиска правильным целеуказанием определяется как

$$P_{\rm c}(k) = (1 - p_{\rm f})^{k-1} p_{\rm d}, \ k = 1, 2, ..., n_{\rm c},$$
 (3)

где $p_{\rm f}$, $p_{\rm d}$ – вероятности ложной тревоги и правильного обнаружения в отдельной ячейке соответственно.

Считая равновероятным попадание переднего фронта профиля в любую из n_c ячеек, для усредненной вероятности правильного завершения поиска P_c из (3) получим:

$$P_{\rm c} = \frac{1}{n_{\rm c}} \sum_{k=1}^{n_{\rm c}} P_{\rm c}(k) = \frac{p_{\rm d} \left\lfloor 1 - \left(1 - p_{\rm f}\right)^{n_{\rm c}} \right\rfloor}{n_{\rm c} p_{\rm f}} \approx$$
$$\approx p_{\rm d} \left(1 - \frac{n_{\rm c} - 1}{2} p_{\rm f} \right), \tag{4}$$

где последнее приближение справедливо при $n_{\rm c} p_{\rm f} \ll 1$.

В ячейках, в которых отсутствует полезный сигнал, результат интегрирования квадратичнодетектированных корреляций, полученных по Nзондированиям, подчиняется распределению χ^2 с 2N степенями свободы, поэтому

$$p_{\rm f} = 1 - F_{\gamma^2}(l, 2N),$$
 (5)

где $F_{\chi^2}(x, n)$ – интегральная функция распределения χ^2 с *n* степенями свободы; *l* – порог, нормированный на дисперсию шума σ_n^2 .

Отраженный от подстилающей поверхности сигнал как суперпозиция многих случайно интерферирующих компонентов есть реализация гауссовского шума. Поэтому в ячейке, содержащей сигнал, тестовая статистика после N зондирований по-прежнему подчиняется закону χ^2 с 2N степенями свободы, однако в этом случае абсолютный порог $l\sigma_n^2$ должен быть нормирован на новое значение дисперсии $\sigma_n^2 + P_r(\tau)$, где $\tau \in [0, T_a/n_c]$ – временное положение переднего фронта профиля мощности относительно правого края ячейки (рис. 3). Таким образом, нормированный порог для ячейки при наличии сигнала определяется как



$$l\sigma_{n}^{2}/\left[\sigma_{n}^{2}+P_{r}(\tau)\right]=l/\left[1+q(\tau)\right]$$

где $q(\tau) = P_r(\tau) / \sigma_n^2$.

Полагая любые запаздывания т в пределах ячейки равновероятными и учитывая экспоненциальную аппроксимацию профиля (1), имеем:

$$p_{\rm d} = 1 - \frac{n_{\rm c}}{T_{\rm a}} \int_{0}^{T_{\rm a}/n_{\rm c}} F_{\chi^2} \left[\frac{l}{1 + q(\tau)}, 2N \right] d\tau =$$
$$= 1 - \frac{n_{\rm c}}{T_{\rm a}} \int_{0}^{T_{\rm a}/n_{\rm c}} F_{\chi^2} \left[\frac{l}{1 + q_{\rm max} \exp\left(\frac{-\tau \ln 2}{T_{0,5}}\right)}, 2N \right] d\tau.$$
(6)

При проектировании поискового устройства спутникового высотомера следует при заданных числе корреляторов n_c и зондирований N варьировать нормированный порог в (5) и (6), добиваясь максимума вероятности правильного завершения поиска (4). Если требуемая надежность поиска не достигнута, следует повгорить анализ с увеличением числа зондирований. Если необходимое значение P_c не достижимо при приемлемых значениях N, определяемых допустимыми временными затратами, необходимо увеличивать число корреляторов n_c .

Описанный алгоритм проектирования реализован т-файлом в вычислительной среде Matlab. Расчеты проведены для значений W и $q_{\rm max}$, представленных в табл. 1, числа корреляторов $n_{\rm c} = 64$ и числа зондирований N = 50. Полученные зависимости вероятности неправильного завершения поиска $P_{\rm e} = 1 - P_{\rm c}$ от нормированного порога l/(2N) приведены на рис. 4. В табл. 2 указаны оптимальные значения порога и соответствующие им минимальные вероятности неудачного исхода поиска.

Результаты вычислений показывают, что уже при малом числе зондирований надежность поиска весьма высока. Отметим, что даже при низкой частоте зондирований (порядка одного килогерца) временные затраты на поиск находятся в пределах 0.05 с.

Результаты моделирования. Для верификации приведенных аналитических оценок проведено моделирование процедуры поиска в среде Matlab. С учетом слабого влияния ширины спектра сигнала на показатели поиска моделирование выполнялось для единственного значения полосы W = 320 МГц при количестве аккумулируемых зондирований N = 50 и 100 и числе корреляторов $n_c = 64$. Испытания прекращались по достижении



Параметр	<i>W</i> , МГц					
	100	320	500			
$q_{\max, \mathrm{д}\mathrm{B}}, \mathrm{d}\mathrm{B}$	10.89	6.52	4.71			
l/(2N)	1.72	1.72	1.7			
$P_{\rm emin}$	$1.13 \cdot 10^{-5}$	$2.30 \cdot 10^{-5}$	$1.0 \cdot 10^{-3}$			

10 неверных исходов поиска. Профиль мощности принимаемого сигнала в эксперименте не аппроксимировался экспонентой, как описано ранее, а формировался с помощью ассистирующего тфайла, моделирующего суперпозицию сигналов со случайными фазами, отраженных от освещаемых независимых блестящих точек. Отношение "сигнал/шум" q_{max} увеличивалось от 0 дБ с шагом 0.5 дБ до значений, соответствующих вероятности ошибочного поиска порядка 10⁻⁵. Значения порогов рассчитывались с использованием второго дополнительного т-файла. Результаты машинного эксперимента представлены на рис. 5, расчетные значения представлены кривыми, а экспериментальные – маркерами. Данные показывают весьма высокую степень совпадения результатов моделирования с теоретически предсказанными.

В настоящей статье исследована процедура поиска сигнала спутникового высотомера и рассчитаны ее характеристики. Установлено, что малые вероятности ошибочного завершения поиска $(1.13 \cdot 10^{-5}, 2.30 \cdot 10^{-5}$ и $1.0 \cdot 10^{-3}$ для полос сигнала W = 100, 320 и 500 МГц соответственно)



при умеренных аппаратных затратах (числе эквивалентных корреляторов, близком к сотне) достигаются при продолжительности поиска в пределах 50 мс. Верификация теоретических оценок с помощью компьютерного эксперимента продемонстрировала высокую степень достоверности проведенного анализа.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов радионавигационных систем / В. П. Ипатов, Ю. М. Казаринов, Ю. А. Коломенский, Ю. Д. Ульяницкий; под ред. Ю. М. Казаринова. М.: Сов. радио, 1975. 296 с.

2. Радиотехнические системы: учеб. для вузов / под ред. Ю. М. Казаринова. М.: Высш. шк., 1990. 496 с.

3. Brown G. S. The Average Impulse Response of a Rough Surface and Its Applications // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1977. Vol. AP-25, № 1. P. 67–74.

4. Hayne G. S. Radar Altimeter Mean Return Waveforms from Near-Normal-Incidence Ocean Surface Scat-

Статья поступила в редакцию 17 марта 2017 г.

tering // IEEE Trans. on Anten. and Prop. 1980. Vol. AP-28, N $_{\rm 2}$ 5. P. 687–692.

5. Эхосигнал спутникового высотомера с учетом доплеровского рассеяния / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 3. С. 46–52.

6. Martin S. An Introduction to Ocean Remote Sensing. 2nd ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2014. 496 p.

7. Coastal Altimetry / ed. by S. Vignudelli, A. Kostianoy, P. Cipollini, J. Benveniste. Heidelberg: Springer, 2011. 565 p.

Для цитирования: Поиск эхосигнала спутникового высотомера / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 4. С. 27–32.

Боровицкий Дмитрий Сергеевич – кандидат технических наук (2016), ведущий научный сотрудник АО "Российский институт радионавигации и времени" (Санкт-Петербург). Автор более 10 научных публикаций. Сфера научных интересов – широкополосные системы радиолокации и радионавигации, теория сигналов. E-mail: dmitry nepogodin@mail.ru

Жестерев Александр Евгеньевич – кандидат технических наук (1982), начальник отдела АО "Российский институт радионавигации и времени" (Санкт-Петербург). Автор более 20 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация и радионавигация; теория связи. E-mail: zhesterev@mail.ru

Ипатов Валерий Павлович – доктор технических наук (1983), профессор (1985) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Заслуженный деятель науки РФ (2001), почетный радист СССР (1983). Автор более 250 научных работ. Сфера научных интересов – радиоэлектронная системотехника; статистическая теория связи; широ-кополосные системы радиолокации, радионавигации и передачи данных; теория сигналов. E-mail: ival1941@yandex.ru

Мамчур Руслан Михайлович – магистр техники и технологии по направлению "Радиотехника" (2015), аспирант и ассистент кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – статистическая теория связи; широкополосные системы радиолокации, радионавигации и передачи данных; теория сигналов; техническая электродинамика. E-mail: ruslan.mamchur@mail.ru.

D. S. Borovitsky, A. E. Zhesterev

JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time" (Saint Petersburg)

V. P. Ipatov, R. M. Mamchur

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Searching for Satellite Altimeter Echo-Signal

Abstract. The paper is aimed at the study of time-based searching procedure for satellite altimeter echo-signal. The specific character of the problem is the noise nature of received signal which is a superposition of multiple illuminated scatters reflection. The searcher is made as a bank of parallel energy receivers. When search characteristics are calculated, the received power profile is exponentially approximated. Normalized threshold, search failure probability and search duration are quantified. Theoretical results are well corroborated with MATLAB simulation.

Key words: Satellite Altimeter, Echo Signal, Time-Search, False Alarm Probability, Correct Detection Probability

REDERENSES

1. Ipatov V. P., Kazarinov Yu. M., Kolomensky Yu. A., Uljanitzky Yu. D.; ed. by Kazarinov Yu. M. *Poisk, obnaruzhenie i izmerenie parametrov signalov radionavigatsionnykh sistem* [Search, Detection and Parameter Estimation for Signals of Radionavigation Systems]. Moscow, *Sov. Radio*, 1975. (In Russian)

2. Yu. M. Kazarinov. *Radiotekhnicheskie sistemy: uchebnik dlya vuzov* [Radio Engineering Systems]. Moscow, *Vysshaya Shkola*, 1990. (In Russian)

3. Brown G. S. The Average Impulse Response of a Rough Surface and Its Applications. IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1977, vol. AP-25, no. 1, pp. 67–74.

4. Hayne G. S. Radar Altimeter Mean Return Waveforms from Near-Normal-Incidence Ocean Surface Scattering. IEEE Trans. on Anten. and Prop. 1980, vol. AP-28, no. 5, pp. 687–692.

5. Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. The Space-Based Altimeter Echo-Signal with Consideration of Doppler Scattering. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 3, pp. 46–52. (In Russian)

6. Martin S. An Introduction to Ocean Remote Sensing. 2nd ed. Cambridge, Cambridge University Press, 2014, 496 p.

7. Vignudelli S., Kostianoy A., Cipollini P., Benveniste J. Coastal Altimetry. Heidelberg, Springer, 2011, 565 p.

Received March, 17, 2017

For citation: Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Searching for Satellite Altimeter Echo-Signal. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 4, pp. 27–32. (In Russian)

Dmitry S. Borovitsky – Ph.D. in Engineering (2016), leading research fellow of JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time" (Saint Petersburg). The author of more than 10 scientific publications. Area of expertise: broadband radiolocation and radionavigation systems; signals theory.

E-mail: dmitry_nepogodin@mail.ru

Alexander E. Zhesterev – Ph.D. in Engineering (1982), chief of the department of JSC "Russian institute of radionavigation and time" (Saint Petersburg). The author of more than 20 scientific publications. Area of expertise: radiolocation and radionavigation systems; communication theory. E-mail: zhesterev@mail.ru

Valery P. Ipatov – D.Sc. in Engineering (1983), Professor (1985) of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Honored scientist of the RF (2001), honorable radioman of the USSR (1983). The author of more than 250 scientific publications. Area of expertise: radio-electronic system engineering; statistical communication theory; broadband radar, navigation and data systems; signal theory. E-mail: ival1941@yandex.ru

Ruslan M. Mamchur – Master of Science in Radio Engineering (2015), postgraduate student and assistant of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 3 scientific publications. Area of expertise: statistical communication theory; broadband radar, navigation and data systems; signal theory; technical electrodynamics.

E-mail: ruslan.mamchur@mail.ru

УДК 621.396.96

Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев АО "Российский институт радионавигации и времени" (Санкт-Петербург) В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Потенциальная точность совместной оценки параметров радиовысотомером космического базирования

Для спутникового радиовысотомера на основе границы Крамера–Рао получены выражения и рассчитаны предельно достижимые минимальные дисперсии совместных оценок высоты космического носителя, степени взволнованности зондируемой водной поверхности и отношения "сигнал/шум" принимаемого сигнала.

Спутниковый высотомер, совместные измерения, оценка по максимуму правдоподобия, граница Крамера–Рао, матрица Фишера

Информационными параметрами, традиционно измеряемыми спутниковым высотомером (альтиметром), являются высота космического аппарата (КА) над зондируемой поверхностью, степень взволнованности исследуемой водной акватории, а также удельная эффективная площадь рассеяния (УЭПР) в освещаемом пятне [1], [2]. К этому перечню можно добавить и угол отклонения оси антенны от вертикали, оценка которого позволяет скорректировать систематические ошибки измерения указанных информационных параметров, обусловленные неточной юстировкой антенны [3]. В [4] детально проанализирована ситуация, когда единственным измеряемым параметром является время прихода отраженного сигнала высотомера, однозначно пересчитываемое в искомую высоту КА.

Как и в других многопараметрических задачах, при совместном измерении указанных величин погрешности оценок могут оказаться коррелированными, что чревато снижением точности по сравнению с раздельными измерениями. Настоящая статья посвящена количественному анализу подобных эффектов при включении в информационный вектор высоты КА, степени взволнованности водной акватории и УЭПР в освещаемом пятне. Угол отклонения антенного луча изъят из рассмотрения, поскольку от него существенно зависит лишь спадающий фронт эхосигнала, тогда как ключевую информацию о высоте, взволнованности и УЭПР несет нарастающий фронт последнего [1], [2]. Потенциальная точность совместных оценок. Обобщим результаты [4], учитывая, что наряду с запаздыванием необходимо измерять и другие параметры сигнала, принимаемого альтиметром. Пусть s(t) – сжатый зондирующий сигнал единичной амплитуды. Тогда при точном нацеливании антенны на надир зависимость принятой мощности от времени можно записать как [5], [6]

$$P_{\rm r}\left(t;\tau,P_0\right) = P_0 \int_0^\infty \frac{s^2\left(t-\tau-\frac{2r}{c}\right)}{\left[1+\left(\rho/h\right)^2\right]^2} G^2\left(\theta\right)\rho d\rho, \quad (1)$$

где т – запаздывание отраженного сигнала, связанное с априорной неопределенностью высоты¹; Ро – мощность, поступающая на приемник с освещаемой елиницы площади, антенной; $r = \sqrt{h^2 + \rho^2}$ – наклонная дальность от фазового центра антенны до точечного отражателя с полярными координатами р, ф (*h* – высота орбиты КА; р – расстояние от проекции КА на земную поверхность до отражателя); с – скорость света; $G(\theta)$ – диаграмма направленности антенны (ДНА); $\theta = \arccos(h/r)$ – угол отклонения луча визирования элементарного отражателя от вертикали. Интеграл в (1) характеризует изменение вклада отдельных участков освещаемой зоны в суммарный сигнал на входе приемника со временем.

¹ Указанная неопределенность существенно меньше абсолютного значения высоты *h* и поэтому проявляет себя только временным сдвигом отраженного сигнала, не влияя на *r* и θ.

Реальный зондирующий сигнал в аналитических построениях можно практически без потери точности заменить колокольным [1], [2], [5]–[7]:

$$s(t) = \exp\left(-\beta t^2\right),$$

где $\beta = (2 \ln 2) / \Delta_{0.5}^2$, причем $\Delta_{0.5}$ – длительность импульса по уровню половинной мощности. Волнение водной поверхности при описании статистики отклонения высоты элементарного отражателя от среднего уровня моря гауссовским законом трансформирует колокольный сигнал вновь в колокольный, но большей длительности и меньшей амплитуды [5]:

$$s_{\rm W}^2(t) = \sqrt{\nu} \cdot s^2 \left(\sqrt{\nu} \cdot t\right),\tag{2}$$

где

$$v = \frac{1}{1 + 16\beta (\sigma_z/c)^2} \approx \frac{1}{1 + \beta (H_w/c)^2},$$
 (3)

 σ_z – среднеквадратическое отклонение (СКО) высоты отражающей точки волны над средним уровнем моря; $H_w \approx 4\sigma_z$ – значимая высота волны. В результате оценка высоты волны статистически эквивалентна измерению неизвестного параметра v сигнала (2).

Мощность P_0 , поступающая на приемник с единицы площади, освещаемой антенной, в (1) зависит от УЭПР σ_0 [1], [5]–[7], которая может меняться в широких пределах и априори неизвестна. Поэтому параметр P_0 подлежит измерению наряду с τ и ν , несущими информацию о высоте орбиты КА и волнении соответственно.

При гауссовской аппроксимации ДНА [6]

$$G(\theta) = \exp\left[-(2/\gamma)\sin^2\theta\right]$$

где

$$\gamma = (2/\ln 2)\sin^2(\theta_{0.5}/2),$$

причем $\theta_{0.5}$ – ширина ДНА по половинному уровню, аналитическое выражение для профиля мощности эхосигнала при нулевом отклонении луча антенны от вертикали имеет вид [5]

$$P_{\rm rw}(t;\tau,\nu,P_0) \approx \frac{P_0\sqrt{\pi}\cdot ch}{2\sqrt{2\beta}} \Phi' \left[2\sqrt{\beta\nu} \left(t - \tau - \frac{\alpha}{4\beta\nu} \right) \right] \times \exp \left[-\alpha \left(t - \tau - \frac{\alpha}{8\beta\nu} \right) \right], \qquad (4)$$

где

$$\Phi'(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{x} \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right) dz$$

– интеграл вероятности; $\alpha = 4c/(\gamma h)$.

Введем обозначение

$$q(t) = P_{\rm rw}\left(t; \tau, \nu, P_0\right) / \sigma_n^2,$$

где σ_n^2 – дисперсия шума на входе квадратичного детектора.

Обозначив

$$P_{\rm r} = P_0 \sqrt{\pi/(2\beta)} \cdot ch/2 \tag{5}$$

и сместив начало отсчета времени к моменту 2h/c, из (4) имеем:

$$q(t) = Q\varphi(t, \tau, \nu),$$

где

$$Q = P_{\rm r} / \sigma_{\rm n}^2, \qquad (6)$$

$$\varphi(t;\tau,\nu) = \Phi' \left[2\sqrt{\beta\nu} \left(t - \tau - \frac{\alpha}{4\beta\nu} \right) \right] \times \\ \times \exp \left[-\alpha \left(t - \tau - \frac{\alpha}{8\beta\nu} \right) \right]. \qquad (7)$$

На рисунке представлены нормированные профили принимаемой альтиметром мощности при $\tau = 0$, $\theta_{0.5} = 0.6^{\circ}$ и h = 1000 км для $\Delta_{0.5}$: l -около 2.77 нс; 2 - 78 нс. Первую кривую можно ассоциировать со спокойной поверхностью, вторую – с высотой волны порядка 20 м.



Расчеты выполнены как численным интегрированием (1), так и по (7). На кривых заметить различие результатов невозможно, абсолютное расхождение полученных значений не превосходит $0.5 \cdot 10^{-5}$. Результаты расчетов демонстрируют точность аппроксимации и возможность ее применения в дальнейшем анализе.

Считая спектр принимаемого сигнала ограниченным полосой W, повторив выкладки [4], получим выражение для решающей статистики, достаточной для оценки вектора информационных параметров $\Lambda = (\tau, \nu, Q)$:

$$z(\mathbf{\Lambda}) = \frac{1}{2\sigma_n^2} \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{n-1} \frac{Q\phi(k\delta;\tau,\nu) y_i^2(k\delta)}{1 + Q\phi(k\delta;\tau,\nu)} - \frac{M}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \ln[1 + Q\phi(k\delta;\tau,\nu)], \quad (8)$$

где M – общее число зондирований; n – число обрабатываемых отсчетов на каждом зондировании; $\delta = 1/W$ – интервал дискретизации Найквиста; $y_i(t)$ – огибающая принимаемого сигнала на *i*-м зондировании. С учетом свойств дискретизации по Найквисту–Котельникову после домножения на $\delta = 1/W$ суммы по k в (8) обратятся в интегралы:

$$z(\mathbf{\Lambda}) = \frac{W}{2\sigma_n^2} \sum_{i=0}^{M-1} \int_0^T \frac{Q\varphi(t;\tau,\nu) y_i^2(t)}{1+Q\varphi(t;\tau,\nu)} dt - -MW \int_0^T \ln\left[1+Q\varphi(t;\tau,\nu)\right] dt, \qquad (9)$$

где *T* – протяженность интервала наблюдения на отдельном зондировании.

Усреднение статистики (9) по шуму даст результат:

$$\overline{z(\Lambda)} =$$

$$= MW \int_{0}^{T} \frac{Q\varphi(t;\tau,\nu) \left[1 + Q_{0}\varphi(t;\tau_{0},\nu_{0})\right]}{1 + Q\varphi(t;\tau,\nu)} dt -$$

$$-MW \int_{0}^{T} \ln\left[1 + Q\varphi(t;\tau,\nu)\right] dt, \qquad (10)$$

где τ_0 , v_0 и Q_0 – истинные значения запаздывания, v(3) и Q(6) соответственно.

Для расчета потенциальной точности измерения трех параметров обратимся к границе Крамера–Рао, устанавливающей асимптотически достижимый (при достаточно продолжительных наблюдениях) нижний предел дисперсий оценок параметров. Первый шаг при ее использовании состоит в нахождении матрицы Фишера Ф с размерностью 3×3 [8]–[9], элементами которой являются взятые с обратным знаком смешанные производные второго порядка от $\overline{z(\Lambda)}$ по измеряемым параметрам в точке $\Lambda = \Lambda_0 = (\tau_0, \nu_0, Q_0)$. Продифференцируем правую часть (10) по т:

$$\frac{\partial \overline{z(\Lambda)}}{\partial \tau} = MWQ \int_{0}^{T} \left\{ \frac{\partial \varphi(t;\tau,\nu)}{\partial \tau} \times \frac{\left[Q_{0}\varphi(t;\tau_{0},\nu_{0}) - Q\varphi(t;\tau,\nu)\right]}{\left[1 + Q\varphi(t;\tau,\nu)\right]^{2}} \right\} dt.$$
(11)

Повторив дифференцирование по т, получим первый диагональный элемент матрицы Фишера

$$\Phi_{\tau\tau} = -\frac{\partial^2 \overline{z(\Lambda)}}{\partial \tau^2} \bigg|_{\Lambda = \Lambda_0} =$$

$$= MWQ_0^2 \int_0^T \left[\frac{\frac{\partial \varphi(t; \tau, \nu_0)}{\partial \tau} \bigg|_{\tau = \tau_0}}{1 + Q_0 \varphi(t; \tau_0, \nu_0)} \right]^2 dt. \quad (12)$$

Из (7) имеем:

$$\frac{\partial \varphi(t; \tau, \nu_0)}{\partial \tau} \bigg|_{\tau = \tau_0} = \left\{ \alpha \Phi \bigg[2\sqrt{\beta \nu_0} \bigg(\vartheta - \frac{\alpha}{4\beta \nu_0} \bigg) \bigg] - \sqrt{\frac{2\beta \nu_0}{\pi}} \exp \bigg[-2\beta \nu_0 \bigg(\vartheta - \frac{\alpha}{4\beta \nu_0} \bigg)^2 \bigg] \right\} \times \exp \bigg[-\alpha \bigg(\vartheta - \frac{\alpha}{8\beta \nu_0} \bigg) \bigg], \quad (13)$$

где $\vartheta = t - \tau_0$. Подстановка этого результата совместно с (7) в (12), замена переменной $x = t - \tau_0 - \alpha/(4\beta v_0)$ и распространение интегрирования на всю временную ось дают:

$$\Phi_{\tau\tau} = MWQ_0^2 \times \\ \times \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{A_{\tau}}{B}\right)^2 \exp\left[-2\alpha\left(x + \frac{\alpha}{8\beta\nu_0}\right)\right] dx, \quad (14)$$

где

$$A_{\tau} = \alpha \Phi \left(2\sqrt{\beta \nu_0} \cdot x \right) - \sqrt{\frac{2\beta \nu_0}{\pi}} \exp \left(-2\beta \nu_0 x^2 \right);$$
$$B = 1 + Q_0 \Phi \left(2\sqrt{\beta \nu_0} \cdot x \right) \exp \left[-\alpha \left(x + \frac{\alpha}{8\beta \nu_0} \right) \right].$$

Подобным же образом из (10) получим:

$$\frac{\partial \overline{z(\Lambda)}}{\partial v} = MWQ \int_{0}^{T} \left\{ \frac{\partial \varphi(t; \tau, v)}{\partial v} \times \frac{\left[Q_{0}\varphi(t; \tau_{0}, v_{0}) - Q\varphi(t; \tau, v) \right]}{\left[1 + Q\varphi(t; \tau, v) \right]^{2}} \right\} dt \qquad (15)$$

35

и после второго дифференцирования по v второй диагональный элемент матрицы Фишера:

$$\Phi_{\nu\nu} = -\frac{\partial^2 \overline{z(\Lambda)}}{\partial \nu^2} \bigg|_{\Lambda = \Lambda_0} =$$

$$= MWQ_0^2 \int_0^T \left[\frac{\frac{\partial \varphi(t; \tau_0, \nu)}{\partial \nu} \bigg|_{\nu = \nu_0}}{1 + Q_0 \varphi(t; \tau_0, \nu_0)} \right]^2 dt . \quad (16)$$

Дифференцируя (7) по v, имеем:

$$\frac{\partial \varphi(t; \tau_0, \nu)}{\partial \nu} \bigg|_{\nu = \nu_0} = \\ = \left[\sqrt{\frac{\beta}{2\pi\nu_0}} \exp\left(-2\beta\nu_0 x^2\right) \left(x + \frac{\alpha}{2\beta\nu_0}\right) - \frac{\alpha^2}{8\beta\nu_0^2} \Phi'\left(2\sqrt{\beta\nu_0} \cdot x\right) \right] \exp\left[-\alpha\left(x + \frac{\alpha}{8\beta\nu_0}\right)\right], \quad (17)$$

где $x = t - \tau_0 - \alpha/(4\beta v_0)$. Подставив это выражение в (16), придем к равенству:

$$\Phi_{\nu\nu} = MWQ_0^2 \times \\ \times \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{A_\nu}{B}\right)^2 \exp\left[-2\alpha\left(x + \frac{\alpha}{8\beta\nu_0}\right)\right] dx, \quad (18)$$

где

$$A_{\nu} = \sqrt{\frac{\beta}{2\pi\nu_0}} \exp\left(-2\beta\nu_0 x^2\right) \left(x + \frac{\alpha}{2\beta\nu_0}\right) - \frac{\alpha^2}{8\beta\nu_0^2} \Phi'\left(2\sqrt{\beta\nu_0} \cdot x\right).$$

Производная (10) по Q имеет вид

$$\frac{\partial \overline{z(\Lambda)}}{\partial Q} = MW \times \int_{0}^{T} \frac{\varphi(t;\tau,\nu) [Q_{0}\varphi(t;\tau_{0},\nu_{0}) - Q\varphi(t;\tau,\nu)]}{[1 + Q\varphi(t;\tau,\nu)]^{2}} dt,$$

так что после повторного дифференцирования для третьего диагонального элемента матрицы Фишера получится:

$$\Phi_{QQ} = -\frac{\partial^2 \overline{z(\Lambda)}}{\partial Q^2} \bigg|_{\Lambda = \Lambda_0} = MW \int_0^T \left[\frac{\varphi(t; \tau_0, v_0)}{1 + Q_0 \varphi(t; \tau_0, v_0)} \right]^2 dt.$$

После подстановки в это выражение (7) и распространения интегрирования на всю ось времени имеем:

$$\Phi_{QQ} = MW \times \\ \times \int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{A_Q}{B}\right)^2 \exp\left[-2\alpha\left(x + \frac{\alpha}{8\beta\nu_0}\right)\right] dx, \quad (19)$$

.....

где $A_Q = \Phi' \left(2\sqrt{\beta v_0} \cdot x \right).$

Перейдем к внедиагональным элементам матрицы Фишера. Дифференцирование (11) по v дает результат:

$$\begin{split} \Phi_{\tau\nu} &= \Phi_{\nu\tau} = -\frac{\partial^2 \overline{z(\Lambda)}}{\partial \tau \partial \nu} \bigg|_{\Lambda = \Lambda_0} = \\ &= MWQ_0^2 \int_0^T \frac{\frac{\partial \varphi(t; \tau, \nu_0)}{\partial \tau} \bigg|_{\tau = \tau_0} \frac{\partial \varphi(t; \tau_0, \nu)}{\partial \nu} \bigg|_{\nu = \nu_0}}{\left[1 + Q_0 \varphi(t; \tau_0, \nu_0)\right]^2} dt, \end{split}$$

который с учетом (13) и (17) принимает вид

$$\Phi_{\tau\nu} = \Phi_{\nu\tau} = MWQ_0^2 \times \\ \times \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{\tau}A_{\nu}}{B^2} \exp\left[-2\alpha\left(x + \frac{\alpha}{8\beta\nu_0}\right)\right] dx.$$
(20)

_ 1

Аналогично из (11):

$$\begin{split} \Phi_{\tau Q} &= \Phi_{Q\tau} = -\frac{\partial^2 z(\mathbf{\Lambda})}{\partial \tau \partial Q} \bigg|_{\mathbf{\Lambda} = \mathbf{\Lambda}_0} = \\ &= MWQ_0 \int_0^T \frac{\frac{\partial \varphi(t; \tau, \nu_0)}{\partial \tau} \bigg|_{\tau = \tau_0} \varphi(t; \tau_0, \nu_0)}{\left[1 + Q_0 \varphi(t; \tau_0, \nu_0)\right]^2} dt, \end{split}$$

- -

и с учетом (13) и (7) получим:

$$\Phi_{\tau Q} = \Phi_{Q\tau} = MWQ_0 \times \\ \times \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{\tau} A_Q}{B^2} \exp\left[-2\alpha \left(x + \frac{\alpha}{8\beta v_0}\right)\right] dx.$$
(21)

Наконец, из (15):

$$\begin{split} \Phi_{\mathbf{v}Q} &= \Phi_{Q\mathbf{v}} = -\frac{\partial^2 \overline{z(\mathbf{\Lambda})}}{\partial \mathbf{v} \partial Q} \bigg|_{\mathbf{\Lambda} = \mathbf{\Lambda}_0} = \\ &= MWQ_0 \int_0^T \frac{\frac{\partial \varphi(t; \tau_0, \mathbf{v})}{\partial \mathbf{v}} \bigg|_{\mathbf{v} = \mathbf{v}_0} \varphi(t; \tau_0, \mathbf{v}_0)}{\left[1 + Q_0 \varphi(t; \tau_0, \mathbf{v}_0)\right]^2} dt, \end{split}$$

что совместно с (17) и (7) дает:

$$\Phi_{\nu Q} = \Phi_{Q\nu} = MWQ_0 \times \\ \times \int_{-\infty}^{\infty} \frac{A_{\nu}A_Q}{B^2} \exp\left[-2\alpha\left(x + \frac{\alpha}{8\beta\nu_0}\right)\right] dx. \quad (22)$$

Далее необходимо выполнить обращение найденной матрицы Фишера

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_{\tau\tau} & \Phi_{\tau\nu} & \Phi_{\tau Q} \\ \Phi_{\nu\tau} & \Phi_{\nu\nu} & \Phi_{\nu Q} \\ \Phi_{Q\tau} & \Phi_{Q\nu} & \Phi_{QQ} \end{bmatrix}.$$
 (23)

Диагональные элементы обратной матрицы Φ^{-1} и есть искомые нижние границы дисперсий оценок соответствующих параметров, достижимые, согласно определению границы Крамера–Рао, при достаточно продолжительных наблюдениях.

Определитель матрицы (23)

$$\det \Phi = \Phi_{\tau\tau} \Phi_{\nu\nu} \Phi_{QQ} + \Phi_{\tau\nu} \Phi_{\nu Q} \Phi_{\tau Q} + + \Phi_{\tau Q} \Phi_{\tau\nu} \Phi_{\nu Q} - \Phi_{\tau Q}^2 \Phi_{\nu\nu} - \Phi_{\nu Q}^2 \Phi_{\tau\tau} - \Phi_{\tau\nu}^2 \Phi_{QQ}.$$

В итоге для дисперсий оценок $\hat{\tau}$, $\hat{\nu}$ и \hat{Q} соответствующих параметров получим:

$$\operatorname{var}\left\{\hat{\tau}|\Lambda_{0}\right\} \approx \frac{\Phi_{\nu\nu}\Phi_{QQ} - \Phi_{\nu Q}^{2}}{\det \Phi}; \qquad (24)$$

$$\operatorname{var}\left\{ \hat{\nu} \middle| \mathbf{\Lambda}_{0} \right\} \approx \frac{\Phi_{\tau\tau} \Phi_{QQ} - \Phi_{\tau Q}^{2}}{\det \Phi}; \quad (25)$$

$$\operatorname{var}\left\{\hat{Q}|\Lambda_{0}\right\} \approx \frac{\Phi_{\tau\tau}\Phi_{\nu\nu} - \Phi_{\tau\nu}^{2}}{\det \Phi}.$$
 (26)

Получение численных оценок в соответствии с приведенными соотношениями реализовано программным кодом в среде Matlab, осуществляющим расчет элементов матрицы Фишера (14), (18)–(22) численным интегрированием с последующим нахождением дисперсий оценок из (23)–(26).

Для определения диапазона реальных значений параметра *Q* (6) выполним стандартный энергетический расчет высотомера, приняв за исходные следующие значения параметров:

- высота орбиты h = 1000 км;

– УЭПР рассеивающей поверхности $\sigma_0 > 8 \, \text{дБ}$ для моря и $\sigma_0 > 0 \, \text{дБ}$ для суши;

– диаметр зеркала антенны альтиметра D = 1 м;

– излучаемая пиковая мощность $P_{\rm tr} = 10 \, {\rm Br};$

- длительность излучаемого сигнала T = 100 мкс;

– ширина спектра сигнала W = 100, 300, 500 MFu;

– эффективная шумовая температура приемника $T_{\rm r} = 725~{\rm K}.$

Ориентируясь на данные высотомера AltiKa [11], имеющего одни из наилучших параметров в настоящее время, примем одночастотную архитектуру с несущей Ка-диапазона при частоте $f_0 = 35.75 \ \Gamma\Gamma\mu$ (длина волны $\lambda \approx 0.84 \ cm$).

Коэффициент усиления параболической антенны [10]

$$G_{\pi \mathrm{B}} = 10 \, \mathrm{lg} \, \eta + 20 \, \mathrm{lg} \left(\pi D / \lambda \right),$$

где η – фактор эффективности излучения, лежащий в интервале от 0.5 до 0.6. Приняв $\eta = 0.5$, получим $G_{\pi \text{B}} \approx 48.5$ дБ.

Мощность, поступающую с единицы освещаемой высотомером площади, определим согласно [5], [6]:

$$P_0 = \frac{WTP_{\rm tr}G^2\lambda^2\sigma_0}{2(4\pi)^2 L_{\rm p}h^4}$$

где *L*_p – дополнительные трассовые потери. Перейдя к логарифмической мере, имеем:

$$P_{0, \mathrm{d}\mathrm{b}} = 10 \lg (WT) + 10 \lg P_{\mathrm{tr}} + 2G_{\mathrm{d}\mathrm{b}} + 20 \lg \lambda + + \sigma_{0, \mathrm{d}\mathrm{b}} - 20 \lg (4\pi) - L_{\mathrm{p}, \mathrm{d}\mathrm{b}} - 40 \lg h - 3.$$

Исходя из определения (5):

$$P_{\rm r, \, d\bar{b}} = 10 \, \lg(WT) + 10 \, \lg P_{\rm tr} + 2G_{\rm d\bar{b}} + + 20 \, \lg \lambda + \sigma_{0, \, d\bar{b}} + 10 \, \lg c + 10 \, \lg \frac{\sqrt{\pi}}{2\sqrt{2}} - -10 \, \lg \sqrt{\beta} - 20 \, \lg(4\pi) - L_{\rm p, \, d\bar{b}} - 30 \, \lg h - 3.$$

Учтем, что $\beta = (2 \ln 2) / \Delta_{0.5}^2$, и примем в первом приближении $\Delta_{0.5} = 1/W$. Кроме того, $\sigma_n^2 = WN_0$, где N_0 – односторонняя спектральная плотность шума. В итоге получим:

$$Q_{\rm AB} = 10 \, \lg T + 10 \, \lg P_{\rm tr} + 2G_{\rm AB} + 20 \, \lg \lambda + + \sigma_{0,\rm AB} + 10 \, \lg c + 10 \, \lg \sqrt{\pi/\ln 2} - 20 \, \lg (4\pi) - - L_{\rm p,\rm AB} - 30 \, \lg h - N_{0,\rm AB} - 10 \, \lg W - 9.$$
(27)

Поскольку гидрометеорные потери в Ка-диапазоне весьма значительны [11]–[12], примем с некоторым запасом $L_{p, AB} = 10 \text{ дБ}$. При указанной шумовой температуре приемника $N_{0, AB} \approx$ $\approx -200 \text{ дБВт/Гц}$. Подставив в (27) остальные значения параметров, получим приведенные в табл. 1 значения Q для шести сочетаний эффективного сечения σ_0 и полосы сигнала W.

					Таблица 1		
σ ₀ , дБ							
	8 0						
	<i>W</i> , МГц						
100	300	500	100	300	500		
<i>Q</i> , дБ							
20.55	15.78	13.56	12.55	7.78	5.56		

Определим точность (СКО) оценок целевых измеряемых величин: высоты орбиты h, значимой высоты волны H_w и параметра Q. Пересчет дисперсии (25) в СКО σ_h измеренной высоты очевиден:

$$\sigma_{h} = \frac{c}{2} \sqrt{\operatorname{var}\left\{\hat{\tau} \middle| \Lambda_{0}\right\}} \approx \frac{c}{2} \sqrt{\frac{\Phi_{\nu\nu}\Phi_{QQ} - \Phi_{\nu Q}^{2}}{\det \Phi}}.$$
 (28)

Для того чтобы преобразовать (25) в СКО σ_H оценки значимой высоты волны, найдем крутизну зависимости H_w от v. Из (3)

$$\left|\frac{\partial H_{\rm w}}{\partial \nu}\right| = \frac{\left[1 + \beta \left(H_{\rm w}/c\right)^2\right]^2}{2\beta H_{\rm w}/c^2}.$$
 (29)

Тогда в предположении высокой точности измерений получим:

$$\sigma_{H} \approx \left| \frac{\partial H_{w}}{\partial v} \right| \sqrt{\operatorname{var}\left\{ \hat{v} \middle| \Lambda_{0} \right\}} \approx \\ \approx \frac{\left[1 + \beta \left(H_{w}/c \right)^{2} \right]^{2}}{2\beta H_{w}/c^{2}} \sqrt{\frac{\Phi_{\tau\tau} \Phi_{QQ} - \Phi_{\tau Q}^{2}}{\det \Phi}}.$$
 (30)

Последний из неизвестных параметров измеряется напрямую, поэтому его СКО определяется как

$$\sigma_{Q} = \sqrt{\operatorname{var}\left\{\hat{Q} \mid \Lambda_{0}\right\}} \approx \sqrt{\frac{\Phi_{\tau\tau}\Phi_{\nu\nu} - \Phi_{\tau\nu}^{2}}{\det \Phi}}.$$
 (31)

Показательны также индикаторы снижения точности при одновременной оценке всех рассматриваемых параметров (h, H_w и Q) относительно раздельного измерения каждого из них (при априори известных двух других). Маркируя индексом "0" дисперсии оценок в последнем случае, имеем:

$$\begin{aligned} \operatorname{var}_{0}\left\{\hat{\tau}|\tau_{0}\right\} &\approx 1/\Phi_{\tau\tau}; \quad \operatorname{var}_{0}\left\{\hat{\nu}|\nu_{0}\right\} &\approx 1/\Phi_{\nu\nu}; \\ \operatorname{var}_{0}\left\{\hat{\mathcal{Q}}|\mathcal{Q}_{0}\right\} &\approx 1/\Phi_{\mathcal{Q}\mathcal{Q}}. \end{aligned}$$

В итоге отношения γ_h , γ_H , γ_Q СКО при совместных и раздельных измерениях соответствующих параметров

$$\gamma_{h} = \sqrt{\frac{\operatorname{var}\left\{\hat{\tau} | \mathbf{\Lambda}_{0}\right\}}{\operatorname{var}_{0}\left\{\hat{\tau} | \tau_{0}\right\}}} = \sqrt{\frac{\Phi_{\tau\tau}\left(\Phi_{\nu\nu}\Phi_{QQ} - \Phi_{\nu Q}^{2}\right)}{\det\Phi}}, \quad (32)$$

$$\gamma_{H} = \sqrt{\frac{\operatorname{var}\{\hat{\mathbf{v}}|\mathbf{\Lambda}_{0}\}}{\operatorname{var}_{0}\{\hat{\mathbf{v}}|\mathbf{v}_{0}\}}}} = \sqrt{\frac{\Phi_{\nu\nu}\left(\Phi_{\tau\tau}\Phi_{QQ} - \Phi_{\tau Q}^{2}\right)}{\det\Phi}}, \quad (33)$$

$$\gamma_{Q} = \sqrt{\frac{\operatorname{var}\{\hat{Q}|\mathbf{\Lambda}_{0}\}}{\operatorname{var}_{0}\{\hat{Q}|\mathbf{\Lambda}_{0}\}}}} = \sqrt{\frac{\Phi_{QQ}\left(\Phi_{\tau\tau}\Phi_{\nu\nu} - \Phi_{\tau\nu}^{2}\right)}{\det\Phi}}, \quad (34)$$

 $\gamma_Q = \sqrt{\frac{\operatorname{var}(Q|P_0)}{\operatorname{var}_0\{\hat{Q}|Q_0\}}} = \sqrt{\frac{P_QQ(P_0+P_0)}{\det\Phi}}.$ (34) Результаты вычислений согласно (24)–(26) и

(28)–(34) для значений Q из табл. 1, M = 1000 и шести значений значимой высоты волны H_w сведены в табл. 2, 3, где $\sigma_{\tau} = \sqrt{\operatorname{var}\{\hat{\tau}|\Lambda_0\}}$, $\sigma_v = \sqrt{\operatorname{var}\{\hat{v}|\Lambda_0\}}$, $\sigma_Q = \sqrt{\operatorname{var}\{\hat{Q}|\Lambda_0\}}$.

В табл. 2 представлены данные для спокойного моря ($\sigma_0 > 8 \, \text{дБ}$, $H_w = 0$) и твердой поверхности ($\sigma_0 > 0 \, \text{дБ}$). Табл. 3 представляет данные для взволнованной морской поверхности с различной величиной волнения.

В результате анализа приведенных в табл. 2, 3 данных можно сделать следующие выводы:

1. Потенциальная точность оценки высоты КА и значимой высоты волны, как и следовало ожидать, возрастает с расширением спектра сигнала. Действительно, при больших значениях *Q* флуктуации оценок указанных величин в большой степени определяются собственными замираниями сигнала, влияние которых снижается с ростом крутизны нарастающего фронта эхосигнала.

2. При слабой взволнованности и излучаемой пиковой мощности порядка 10 Вт реализуемы измерения высоты КА с погрешностью в пределах 1...2 см.

 Увеличение взволнованности морской поверхности приводит к снижению точности измерения как высоты КА, так и значимой высоты

					Τa	іблица 2			
	σ ₀ , дБ								
		8		0					
Папаметп	<i>W</i> , МГц								
Indputterp	100	300	500	100	300	500			
		<u>Q</u> , дБ							
	20.55	15.78	13.56	12.55	7.78	5.56			
σ_τ , hc	0.156	0.060	0.039	0.192	0.082	0.058			
σ_{ν}	0.052	0.071	0.083	0.088	0.138	0.178			
σ_Q	0.745	0.168	0.086	0.159	0.042	0.023			
σ_h , см	2.346	0.901	0.580	2.876	1.234	0.871			
γ _h	1.961	1.762	1.642	1.519	1.301	1.204			
γ_H	1.974	1.765	1.643	1.524	1.301	1.204			
ŶQ	1.025	1.005	1.002	1.008	1.000	1.000			

									Таблица З
		1 4					8		
Параметр		<i>W</i> , МГц							
nupumerp	100	300	500	100	300	500	100	300	500
	20.55	15.78	13.56	20.55	15.78	13.56	20.55	15.78	13.56
$\sigma_\tau, \text{ hc}$	0.163	0.077	0.059	0.212	0.129	0.107	0.261	0.167	0.139
σ_{v}	0.042	0.020	$9.0 \cdot 10^{-3}$	$8.6 \cdot 10^{-3}$	$1.0 \cdot 10^{-3}$	$3.4 \cdot 10^{-4}$	$1.9 \cdot 10^{-3}$	$1.8 \cdot 10^{-4}$	$5.8 \cdot 10^{-5}$
σ_Q	0.745	0.168	0.086	0.749	0.167	0.085	0.751	0.166	0.084
σ_h , см	2.441	1.149	0.890	3.168	1.940	1.598	3.920	2.503	2.081
σ_H , см	15.204	4.277	3.186	9.411	6.077	5.427	10.988	8.083	7.328
γ _h	1.952	1.743	1.618	1.866	1.637	1.518	1.729	1.509	1.402
γ_H	1.966	1.748	1.621	1.892	1.653	1.529	1.773	1.536	1.420
ŶQ	1.027	1.009	1.005	1.047	1.023	1.016	1.075	1.041	1.026
	<i>H</i> _w , м								
	12 16								
Параметр	<i>W</i> , МГц								
inapamerp	100	300	500	100	300	500			
	<i>Q</i> , дБ								
	20.55	15.78	13.56	20.55	15.78	13.56			
$\sigma_\tau, \text{ hc}$	0.292	0.189	0.159	0.310	0.204	0.173			
σ_{ν}	$6.9 \cdot 10^{-4}$	$6.2 \cdot 10^{-5}$	$2.0 \cdot 10^{-5}$	$3.3 \cdot 10^{-4}$	$2.9 \cdot 10^{-5}$	$9.6 \cdot 10^{-6}$			
σ_Q	0.747	0.163	0.082	0.739	0.160	0.081			
σ_h , см	4.374	2.835	2.379	4.658	3.061	2.596			
σ_H , см	12.507	9.485	8.649	13.718	10.552	9.670			
γ _h	1.602	1.400	1.307	1.492	1.310	1.231			
γ_H	1.664	1.437	1.331	1.568	1.355	1.259			
Yo	1 096	1.052	1.032	1 1 1 0	1 057	1 034			

волны. Объяснение этого эффекта состоит в "размывании" нарастающего фронта эхосигнала при сильном волнении из-за флюктуаций возвышений блестящих точек в освещаемом пятне.

4. При совместном измерении параметров h, $H_{\rm W}$ и Q СКО оценок h и $H_{\rm W}$ возрастают в 1.23...1.97 раз относительно раздельных измерений, тогда как точность измерения Q практически не зависит от того, измеряются остальные величины или нет.

В результате проведенного анализа получены выражения для потенциально достижимых дисперсий совместных оценок высоты КА, взволнованности водной поверхности и отражающих характеристик освещаемого пятна. Рассчитанные с их помощью зависимости подтверждают принципиальную возможность построения спутниковых высотомеров, измеряющих высоту с сантиметровой точностью и значимую высоту волны с погрешностью 5...15 см.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Satellite Altimetry and Earth Sciences. A Handbook of Techniques and Applications / ed. by L.-L. Fu, A. Cazenave. San Diego; Academic Press, 2001. 463 p.

2. Coastal Altimetry / ed by S. Vignudelli, A. G. Kostianoy, P. Cipollini, J. Benveniste. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2011. 578 p.

3. Improving the Jason-1 Ground Retracking to Better Account for Attitude Effects / L. Amarouche, P. Thibaut, O. Z. Zanife, J.-P. Dumont, P. Vincent, N. Steunou // Marine Geodesy. 2004. Vol. 27, № 1–2. P. 171–197.

 Потенциальная точность измерения запаздывания отраженного сигнала космическим альтиметром / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 2. С. 5–11.

5. Аналитическая модель эхосигнала спутникового высотомера / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 3. С. 39–45.

6. Brown G. S. The Average Impulse Response of a Rough Surface and Its Applications // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1977. Vol. AP-25, № 1. P. 67–74.

7. Barrick D. E., Lipa B. J. Analysis and Interpretation of Altimeter Sea Echo // Advances in Geophysics. 1985. Vol. 27. P. 61–100.

 Радиотехнические системы: учеб. для вузов / под ред. Ю. М. Казаринова. М.: Высш. шк., 1990. 496 с.

9. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции: в 2 т. Т. 1 / пер. с англ. М.: Сов. радио, 1972. 744 с.

10. Прокис Дж. Цифровая связь / пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.

Статья поступила в редакцию 16 декабря 2016 г.

11. AltiKa: a Ka-Band Altimetry Payload and System for Operational Altimetry During The GMES Period / P. Vincent [et al.]// Sensors. 2006. Vol. 6. P. 208–234.

12. Tournadre J. Lambin-Artru J., Steunou N. Cloud and Rain Effects on Altika/SARAL Ka-Band Radar Altimeter. Pt. I: Modeling and Mean Annual Data Availability // IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing. 2009. Vol. GRS-47, № 6. P. 1806–1817.

Для цитирования: Потенциальная точность совместной оценки параметров радиовысотомером космического базирования / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 4. С. 33–41.

Боровицкий Дмитрий Сергеевич – кандидат технических наук (2016), ведущий научный сотрудник АО "Российский институт радионавигации и времени" (Санкт-Петербург). Автор более 10 научных публикаций. Сфера научных интересов – широкополосные системы радиолокации и радионавигации, теория сигналов. E-mail: dmitry nepogodin@mail.ru

Жестерев Александр Евгеньевич – кандидат технических наук (1982), начальник отдела АО "Российский институт радионавигации и времени" (Санкт-Петербург). Автор более 20 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация и радионавигация; теория связи. E-mail: zhesterev@mail.ru

Ипатов Валерий Павлович – доктор технических наук (1983), профессор (1985) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Заслуженный деятель науки РФ (2001), почетный радист СССР (1983). Автор более 250 научных работ. Сфера научных интересов – радиоэлектронная системотехника; статистическая теория связи; широ-кополосные системы радиолокации, радионавигации и передачи данных; теория сигналов. E-mail: ival1941@yandex.ru

Мамчур Руслан Михайлович – магистр техники и технологий по направлению "Радиотехника" (2015), аспирант и ассистент кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 5 научных публикаций. Сфера научных интересов – статистическая теория связи; широкополосные системы радиолокации, радионавигации и передачи данных; теория сигналов; техническая электродинамика. E-mail: ruslan.mamchur@mail.ru.

D. S. Borovitsky, A. E. Zhesterev JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time" (Saint Petersburg)

V. P. Ipatov, R. M. Mamchur

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"

Potential Accuracy of Joint Parameter Estimate by Space-Based Radar Altimeter

Abstract. The subject of research is a space-based radar altimeter. Modern satellite altimeters along with the instant distance to an earth surface are to measure the sea wave height and scattering cross section per unit of a probed spot. Ranking of specific measuring algorithms for the quantities mentioned is carried out by comparison of their accuracy indicators with the reference which is minimum theoretical estimate variance established by the Cramer-Rao bound. Calculation of such bounds in case of joint estimate comes down to inversion of the Fisher information matrix. In the paper, this task is solved within the framework of Gaussian approximation of both compressed ranging pulse and antenna pattern. As a result, expressions for noise variances of joint estimates of satellite height, significant wave height and power SNR are obtained. Quantifying the received equations into figures is implemented by numerical integration.

Key words: Satellite Altimeter, Joint Estimation, Maximum Likelihood Estimate, Cramer-Rao Bound, Fisher Matrix

REFERENCES

1. Satellite Altimetry and Earth Sciences. A Handbook of Techniques and Applications; ed. by L.-L. Fu, A. Cazenave. San Diego, Academic Press, 2001, 463 p.

2. Coastal Altimetry; ed by S. Vignudelli, A. G. Kostianoy, P. Cipollini, J. Benveniste. Berlin Heidelberg, Springer-Verlag, 2011, 578 p. 3. Amarouche L., Thibaut P., Zanife O. Z., Dumont J.-P., Vincent P., Steunou N. Improving the Jason-1 Ground Retracking to Better Account for Attitude Effects. Marine Geodesy. 2004, vol. 27, no. 1–2, pp. 171–197.

4. Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Potential Accuracy of Echo-Signal Delay Measurement by Space-Based Radar Altimeter. *Izvestiya*

Известия вузов России. Радиоэлектроника. № 4/2017

Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 2, pp. 5–11. (In Russian)

5. Borovitsky D. S., Zhesterev A.E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Radar Altimeter Echo-Signal Analytical Model. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 3, pp. 39–45. (In Russian)

6. Brown G. S. The Average Impulse Response of a Rough Surface and its Applications. IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1977, vol. AP-25, no. 1, pp. 67–74.

7. Barrick D. E., Lipa B. J. Analysis and Interpretation of Altimeter Sea Echo. Advances in Geophysics, 1985, vol. 27, pp. 61–100.

8. *Radiotekhnicheskie sistemy: Uchebnik dlya vuzov; pod red. Yu. M. Kazarinova* [Radio Engineering Systems: Textbook for High Schools]. Moscow, *Vyssh. shk.*, 1990, 496 p. (In Russian)

9. Van Trees H. L. Detection, Estimation, and Modulation Theory. Pt. I. New York, John Wiley & Sons, 1968, 697 p.

10. Proakis J. Digital Communications. 3rd edition. McGraw-Hill, 1995, 928 p.

11. AltiKa: a Ka-band altimetry payload and system for operational altimetry during the GMES period/ P. Vincent [et al.]. Sensors. 2006, vol. 6, pp. 208–234.

12. Tournadre J., Lambin-Artru J., Steunou N. Cloud and rain effects on AltiKa/SARAL Ka-band radar altimeter. P. I: Modeling and mean annual data availability. IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing. 2009, vol. 47, no. 6, pp. 1806–1817.

Received December, 16, 2016

For citation: Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Potential Accuracy of the Joint Parameter Estimate by a Space-Based Radar Altimeter. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 4, pp. 33–41. (In Russian)

Dmitry S. Borovitsky – Ph.D. in Engineering (2016), leading research fellow of JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time" (Saint Petersburg). The author of more than 10 scientific publications. Area of expertise: broadband radiolocation and radionavigation systems; signal theory. E-mail: dmitry nepogodin@mail.ru

Alexander E. Zhesterev – Ph.D. in Engineering (1982), Chief of the Department of JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time" (Saint Petersburg). The author of more than 20 scientific publications. Area of expertise: radiolocation and radionavigation systems; communication theory.

E-mail: zhesterev@mail.ru

Valery P. Ipatov – D.Sc. in Engineering (1983), Professor (1985) of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Honored scientist of the RF (2001), honorable radioman of the USSR (1983). The author of more than 250 scientific publications. Area of expertise: radio-electronic system engineering; statistical communication theory; broadband radar, navigation and data systems; signal theory. E-mail: ival1941@yandex.ru

Ruslan M. Mamchur – Master of Science in Radio Engineering (2015), post-graduate student and assistant of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 5 scientific publications. Area of expertise: statistical communication theory; broadband radar, navigation and data systems; signal theory; technical electrodynamics.

E-mail: ruslan.mamchur@mail.ru

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

УДК 621.372.55

Ю.М.Иншаков Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им.В.И.Ульянова (Ленина) А.В.Белов ФГБНУ "Институт экспериментальной медицины" (Санкт-Петербург)

Перестраиваемый активный амплитудный *RC*-корректор

Предложена схема активного амплитудного RC-корректора с независимой перестройкой резонансной частоты, подъема усиления на резонансной частоте и добротности комплексно-сопряженных нулей и полюсов. Резонансная частота изменяется с помощью первого переменного резистора при сохранении подъема усиления. Подъем усиления регулируется с помощью потенциометра при сохранении неизменной резонансной частоты. Добротность комплексно-сопряженных нулей и полюсов регулируется с помощью второго переменного резистора.

Активный амплитудный *RC*-корректор, добротность комплексно-сопряженных нулей и полюсов, резонансная частота, коэффициент передачи

При разработке аппаратуры связи возникает необходимость применения перестраиваемых активных амплитудных RC-корректоров (далее – активный амплитудный корректор – ААК). В системах связи коррекция амплитудных искажений относится к эффективным и в то же время сравнительно простым средствам повышения их качественных показателей [1]. Системы связи вносят амплитудно-частотные искажения в передаваемые через них сигналы, так как затухание сигналов в рабочем диапазоне частот систем связи не постоянно. Амплитудное корректирование в каналах связи применяется с целью уменьшения амплитудно-частотных искажений сигналов, т. е. обеспечения заданного значения неравномерности затухания в полосе пропускания.

Вопросы проектирования перестраиваемых схем активных амплитудных *RC*-корректоров являются актуальными. Общим вопросам проектирования ААК уделено внимание в [1]–[3], где рассмотрены схемы с использованием одного или нескольких операционных усилителей (ОУ). В схемах на основе одного ОУ используются многопетлевые обратные связи для обеспечения устойчивой работы корректора при воздействии различных дестабилизирующих факторов (температуры, старения и т. д.). Реализация ААК на двух и более ОУ позволяет получить больший запас устойчивости схем, а также низкую чувствительность параметров корректора к изменениям коэффициентов усиления активных элементов [3]. Перестройка таких схем с помощью одного регулируемого элемента обеспечивает сравнительно небольшой диапазон изменения частоты. Для расширения этого диапазона используют два одновременно регулируемых элемента, что значительно усложняет использование схемы.

Интерес разработчиков электронной аппаратуры к аналоговым *RC*-фильтрам в последнее время значительно ослаб, их можно заменить широко распространенными цифровыми фильтрами. Однако следует отметить, что себестоимость перестраиваемых цифровых фильтров и сложность их эксплуатации существенно превосходят аналогичные параметры перестраиваемых активных *RC*-фильтров. Кроме того, частотный диапазон работы аналоговых активных *RC*-фильтров может быть значительно шире диапазона цифровых фильтров. Таким образом, задача проектирования таких фильтров сохраняет свою актуальность.



В настоящей статье предложена схема перестраиваемого ААК с независимой перестройкой резонансной частоты, подъема усиления на резонансной частоте и добротности комплексносопряженных нулей и полюсов (КСНП).

Схема ААК получена в результате дополнительного преобразования схемы перестраиваемого активного полосового фильтра (ПФ) [5]. Топологическое преобразование [4] заключается в переносе в исходной схеме ПФ (рис. 1, *a*) общего провода входного сигнала $U_{\rm BX}(s)$ с вывода 2 к выводу *l* и обратном (с вывода *l* на вывод 2) переносе сигнального провода при сохранении вывода выходного сигнала $U_{\rm BAX}(s)$ 3.

При этом передаточные функции исходного ПФ $H_{\Pi\Phi}(s)$ и проектируемого ААК $H_{\kappa op}(s)$ связаны соотношением $H_{\Pi\Phi}(s) + H_{\kappa op}(s) = 1$.

Тогда передаточная функция ААК имеет вид

$$H_{\text{kop}}(s) = 1 - H_{\Pi\Phi}(s). \tag{1}$$

Для преобразования П Φ с передаточной функцией $H_{\Pi\Phi}(s)$ в ААК с передаточной функцией $H_{\text{кор}}(s)$ необходимо, чтобы П Φ был инвертирующим.

Передаточная функция инвертирующего П Φ (рис. 1, *a*) [5]:

$$H_{\Pi\Phi}(s) = \frac{U_{\text{Bbix}}(s)}{U_{\text{Bx}}(s)} = -\frac{sh_m\omega_0/Q_0}{s^2 + s\omega_0/Q_0 + \omega_0^2}, \quad (2)$$

где $h_m > 1$ – коэффициент передачи ПФ на резонансной частоте ω_0 ; Q_0 – добротность комплексных полюсов.

Подставив (2) в (1), получим передаточную функцию неинвертирующего ААК (рис. 1, б):

$$H_{\text{kop}}(s) = 1 + \frac{sh_m \omega_0/Q_0}{s^2 + s\omega_0/Q_0 + \omega_0^2} =$$

$$= \frac{s^2 + s(1 + h_m)\omega_0/Q_0 + \omega_0^2}{s^2 + s\omega_0/Q_0 + \omega_0^2} \Big|_{h_m > 1} =$$

$$= \frac{s^2 + s\omega_0/Q_H + \omega_0^2}{s^2 + s\omega_0/Q_0 + \omega_0^2}, \quad (3)$$

где

$$Q_{\rm H} = Q_0 / (1 + h_m) \tag{4}$$

- добротность комплексных нулей.

Из (3) следует, что при проведении топологического преобразования частоты нулей и полюсов передаточной функции ААК соответствуют резонансной частоте ω_0 ПФ, а добротность комплексных полюсов ААК равна добротности комплексных полюсов ПФ. Соотношение добротностей комплексных нулей и полюсов определяется выражением (4), а коэффициент передачи ААК на резонансной частоте

$$H_{\rm kop}(\omega_0) = Q_0/Q_{\rm H} = (1+h_m) > 1.$$

Схема перестраиваемого ААК (рис. 2) представляет собой каскадное соединение двух интеграторов на ОУ У1, У2 и масштабирующего ОУ У3, охваченных общей отрицательной связью.

Независимая перестройка подъема усиления на резонансной частоте обеспечивается заземленным потенциометром *R*3, включенным в цепь отрицательной обратной связи ОУ У2. Независимая перестройка резонансной частоты ААК выполняется переменным резистором *R*5 в цепи обратной связи ОУ У3. Изменение добротности КСНП обеспечивается переменным резистором *R*4.

В схеме перестраиваемого корректора (рис. 2) использованы резисторы одинакового сопротивления $R_1 = R_2 = R_3 = R_6 = R$ и конденсаторы одинаковой емкости $C_1 = C_2 = C$, что определило технологичность схемы и удобство перестройки ее параметров. Введем также следующие параметры, характеризующие схему:

$$R_{3} = R_{31} + R_{32} = R,$$

$$G_{31} = 1/R_{31} = 1/(\alpha R_{3}),$$

$$G_{32} = 1/R_{32} = 1/[(1-\alpha)R_{3}]$$

 проводимости составляющих потенциометра R3, где

$$\alpha = R_{31}/R \tag{5}$$

- коэффициент перестройки подъема усиления.



С учетом выбранных условий передаточная функция ААК (3) примет вид

$$H_{\rm kop}(s) = -\frac{s^2 + a_1 s + \omega_0^2}{s^2 + b_1 s + \omega_0^2},$$
 (6)

где

$$\begin{cases} a_{1} = \frac{G_{4}(G_{31} + G_{32})}{C_{2}(G_{4} + G_{31} + G_{32})} = \frac{1}{RC[\alpha(1 - \alpha) + \lambda]}; \\ b_{1} = \frac{G_{4}G_{32}}{C_{2}(G_{4} + G_{31} + G_{32})} = \frac{\alpha}{RC[\alpha(1 - \alpha) + \lambda]}, \end{cases}$$
(7)
$$\omega_{0} = \sqrt{\frac{R_{6}}{C_{1}C_{2}R_{1}R_{2}R_{5}}} = \frac{1}{RC\sqrt{\beta}}$$
(8)

– частоты КСНП;

$$\beta = R_5/R$$

- коэффициент перестройки частот;

$$\lambda = R_4/R$$

коэффициент перестройки добротности КСНП.

Найдем выражения для добротностей комплексно-сопряженных нулей Q_0 и полюсов Q_{Π} :

$$Q_0 = \frac{\omega_0}{a_l} = \frac{\alpha(1-\alpha)+\lambda}{\sqrt{\beta}}; \quad Q_{\Pi} = \frac{\omega_p}{b_l} = \frac{\alpha(1-\alpha)+\lambda}{\alpha\sqrt{\beta}}. \quad (9)$$

Покажем на основании (7) и (9), что полоса пропускания амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) корректора зависит от параметров α и λ:

$$\Delta \omega = \frac{\omega_0}{Q_0} = \frac{1}{RC[\alpha(1-\alpha) + \lambda]}.$$

Из (6) найдем АЧХ ААК:

$$|H(j\omega)| = H(\omega) = \sqrt{\frac{\left(\omega_0^2 - \omega^2\right)^2 + \left(a_1\omega\right)^2}{\left(\omega_0^2 - \omega^2\right)^2 + \left(b_1\omega\right)^2}}$$

Тогда с учетом (5) и (9) определим значение подъема усиления на резонансной частоте ω_0 , т. е. максимум АЧХ ААК:

$$H_{\rm kop}(\omega_0) = \frac{a_1}{b_1} = \frac{Q_0}{Q_{\rm H}} = \frac{1}{\alpha}.$$
 (10)

Отсюда следует, что подъем усиления на резонансной частоте в широких пределах можно независимо регулировать с помощью потенциометра R3. На рис. 3 показаны АЧХ корректора с изменяемым подъемом усиления. Следует отметить, что при перестройке подъема усиления (10) резонансная частота контура не изменяется.

Резонансная частота контура (частота КСНП), как следует из (8), обратно пропорциональна $\sqrt{\beta}$. Следовательно, резонансную частоту можно неза-





висимо изменять с помощью переменного резистора *R5*. На рис. 4 представлены АЧХ ААК с изменяемой резонансной частотой. Диапазон перестройки резонансной частоты составляет одну октаву.

Необходимо отметить, что при перестройке резонансной частоты ААК подъем усиления на этой частоте и полоса пропускания не изменяются, а добротность при увеличении резонансной частоты увеличивается, что следует из (8) и (9). Добротность КСНП ААК (9), определяемую параметром λ , можно изменять в широких пределах с помощью переменного резистора *R*4. На рис. 5 представлены АЧХ при различных значениях параметра λ . При этом подъем усиления на резонансной частоте сохраняется неизменным, а коэффици-



ент усиления ААК на низких и высоких частотах уменьшается до единицы.

Полученные результаты позволяют сделать вывод, что преимуществом рассмотренной схемы перестраиваемого ААК является возможность независимой перестройки резонансной частоты, добротности КСНП, а также подъема усиления на резонансной частоте. Резонансная частота ААК и добротности его КСНП перестраиваются переменными резисторами, а подъем усиления — потенциометром. Для ограничения максимума подъема усиления на резонансной частоте необходимо последовательно с потенциометром *R*3 включить ограничительный резистор $R_{\text{огр}} \simeq 0.05R_3$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кисель В. А. Аналоговые и цифровые корректоры: справ. М.: Радио и связь, 1986. 184 с.

2. А. с. SU 1837382 А1 Н03Н11/00 (2000.01). ARCкорректор амплитудно-частотных искажений / А. Ю. Демин. Опубл. 30.08.93. Бюл. № 32.

3. Сильвинская К. А., Голышко З. И. Расчет фазовых и амплитудных корректоров: справ. 2-е изд. М.: Связь, 1980. 104 с.

Статья поступила в редакцию 06 февраля 2017 г.

4. Hilberman D. Input and Ground as Complements in Active Filters // IEEE Trans. on Circuit Theory. 1973. CT-20, № 2. P. 540–547.

5. Иншаков Ю. М., Белов А. В. Перестраиваемый полосовой активный RC-фильтр // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 2. С. 66–70.

Для цитирования: Иншаков Ю. М., Белов А. В. Перестраиваемый активный амплитудный *RC*-корректор// Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 4. С. 42–46.

Иншаков Юрий Михайлович – кандидат технических наук (1973), доцент (1978), профессор кафедры теоретических основ электротехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 82 научных и методических работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов, исследование цифровых и аналоговых фильтров. E-mail: Inshakov40&mail.ru

Белов Александр Викторович – кандидат технических наук (1977), ведущий научный сотрудник ФГБНУ "Институт экспериментальной медицины". Автор 65 научных работ. Сфера научных интересов – аналоговая обработка сигналов, исследование аналоговых фильтров. E-mail: avbelov1@ya.ru Yu. M. Inshakov Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" A. V. Belov FGBNU "Institute of Experimental Medicine" (Saint Petersburg)

Tunable Active Phase RC-Corrector

Abstract. The article describes designing of a simple active filter circuit for an amplitude RC equalizer on three operational amplifiers with reconfigurability of all three main parameters: resonance frequency transfer coefficient and Q.

Reconfigurability of these parameters is carried out by two variable resistors and one potentiometer. To adjust the resonance frequency, a dual potentiometer is not required.

The quality factor and the transmission coefficient are adjusted within one decade. The tuning of the resonance frequency is possible within one octave without a significant effect on the Q-value.

The obtained scheme of a simple tunable amplitude corrector is suitable for working in the range of low frequencies to video frequencies.

Key word: Active Amplitude RC-Corrector, Q-Factor of Complex Zero and Poles, Resonance Frequency, Transfer Coefficient

REFERENCES

1. Kisel V. A. *Analogovye i cifrovye korrektory: sprav.* [Analog and Digital Correctors]. Moscow, *Radio i svjaz'*, 1986, 184 p. (In Russian)

2. Demin A. Yu. *ARC-korrektor amplitudno-chastotnykh iskazhenii* [ARC-Correction of Amplitude-Frequency Distortions]. Pat. SU, no. 1837382, 1993.

3. Silvinskaya K. A., Golyshko Z. I. *Raschet fazovykh i amplitudnykh korrektorov.* [Calculation of Phase and Amplitude Correctors]. Moscow, *Svjaz*', 1980, 104 p.

4. Hilberman D. Input and Ground as Complements in Active Filters. IEEE Trans. on Circuit Theory. 1973, CT-20, no. 2, pp. 540–547.

5. Inshakov Yu. M., Belov A. V. Tunable Bandpass Active RC Filter. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2013, no. 2, pp. 66–70.

Received February, 06, 2017

For citation: Inshakov Yu. M., Belov A. V. Tunable Active Phase RC-Corrector. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 3, pp. 42–46. (In Russian)

Yurii M. Inshakov – Ph.D. in Engineering (1973), Associate Professor (1978), Professor of the Department of Theoretical Bases of Electrical Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 82 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing; digital and analog filter research. E-mail: Inshakov40@mail.ru

Alexander V. Belov – Ph.D. in Engineering (1977), leading research of the Scientific Research Institute of Experimental Medicine of the RAMS. The author of 65 scientific publications. Area of expertise: analog signal processing; analog filter research.

E-mail: avbelov1@ya.ru

УДК 621.396

В.В.Комаров Саратовский государственный технический университет имени Гагарина Ю.А. А.А.Невский Мытищинский научно-исследовательский институт радиоизмерительных приборов

Экспериментальная и аналитическая оценка передаточных свойств металлической решетки миллиметрового диапазона

Для расчета передаточных характеристик металлических решеток с прямоугольными перемычками предложены две аналитические модели, базирующиеся на теории распространения электромагнитных волн в микроволновых многополюсниках с неоднородностями. Результаты теоретических расчетов в диапазоне 110...170 ГГц сравниваются с данными экспериментальных исследований стальной решетки с периодом 100 мкм.

Коэффициент передачи, одномерная периодическая структура, плоская электромагнитная волна, поляризация

Электродинамические характеристики одномерных периодических структур, к которым, в частности, относятся металлические решетки (МР), применяемые в различных приборах управления параметрами электромагнитных (ЭМ) сигналов, во многом зависят от технологии их изготовления. К примеру, МР с круглыми перемычками, представляющие собой систему проволочных элементов, размещаемых в одной плоскости и натянутых на металлическую рамку, известны уже давно и для их расчета используются хорошо зарекомендовавшие себя аналитические подходы [1].

МР с прямоугольными перемычками формируются либо на диэлектрической основе по технологии фотолитографии, либо динамическим травлением тонких металлических пластин. Решетки второго типа наиболее востребованы в настоящее время, и для их расчета разработаны самые разные методы.

При пренебрежимо малой толщине металлизации таких структур для их расчета в ряде случаев могут быть привлечены аналитические соотношения, например, на основе модифицированных формул Ламба [2]. Однако чаще всего моделирование передаточных характеристик и распределений ЭМ-поля в ближней и дальней зонах МР осуществляется методом конечных элементов (МКЭ) и методом конечных разностей (МКР) во временной области [3].

© Комаров В. В., Невский А. А., 2017

Одним из основных применений МР являются сеточные поляризаторы, входящие в состав антенных переключателей радиолокационных станций микроволнового и терагерцевого диапазонов. Коэффициент качества поляризации в них оценивается как отношение коэффициентов передачи ЭМ-волн с *E*- и *H*-поляризацией.

В [4] предложена двумерная численная модель локального участка MP с периодическими условиями Флоке на границах области определения. Такая модель может быть построена с помощью МКЭ и позволяет получать достаточно точные результаты анализа процессов рассеяния ЭМ-волн с Е-поляризацией. При повороте вектора напряженности электрического поля на 90° (при *H*-поляризации), такая модель, как показали исследования авторов, оказывается малопригодной. Более точные результаты расчета МР для случая Н-поляризованных ЭМ-волн получены с привлечением трехмерной численной модели на МКР во временной области, которая представляет собой отрезок сверхразмерного квадратного волновода с диэлектрическими вставками на металлических стенках, в котором размещается одномерная периодическая структура [5]. Данная модель учитывала все размеры МР и число перемычек *N*. Общее количество элементов трехмерной конечноразностной сетки составило более $1.5 \cdot 10^6$, а время счета составило несколько часов. Столь высокие вычислительные затраты не позволяют использовать эту модель для решения задачи оптимизации.

Таким образом, для повышения эффективности математического моделирования процессов рассеяния ЭМ-волн на MP с прямоугольными перемычками необходимы либо аналитические, либо комбинированные численно-аналитические подходы, обеспечивающие достаточную для практики точность анализа при минимальных вычислительных затратах. Примерами таких подходов могут служить аналитические модели, одна из которых базируется на методе эквивалентных схем [6], а вторая на методе согласования мод в приближении квази-Т-волн [7]. Однако обе модели имеют существенные ограничения. В связи с этим поиск более эффективных подходов к решению задачи рассеяния *Н*-поляризованных ЭМ-волн на MP с перемычками различной формы является актуальным направлением исследований в этой области.

На рис. 1 представлена конфигурация MP с прямоугольными перемычками, на которую падает плоская ЭМ-волна, вектор напряженности электрического поля которой направлен вдоль оси x (*H*-поляризация). Передаточные характеристики MP определяются ее размерами: периодом решетки *d*, шириной *w* и высотой *L* перемычки, а также толщиной металлизации *t*. Анализ процессов рассеяния проведен для случая нулевого угла падения плоской волны и конечной проводимости металлических элементов конструкции, изготовленных из стального сплава 47HXP.

При распространении вдоль оси *z* плоская ЭМ-волна частично ослабляется решеткой, поэтому напряженность электрического поля непосредственно перед решеткой несколько выше, чем за ней. Для учета этого изменения поля в ближней зоне введем в рассмотрение локальную ячейку МР в плоскости *x*0*z* с учетом длины перемычек вдоль





оси *у* (рис. 2). Этот ячейке можно поставить в соответствие модель, описывающую распространение ЭМ-волн в одноступенчатом трансформаторе [8]. В качестве волноведущих структур трансформатора выберем плоско-параллельные волноводы (ППВ) с размерами между металлическими стенками: *q* (ППВ1), s = d - w (ППВ2) и *d* (ППВ3).

Их волновые сопротивления:

 $Z_1 = 120\pi(q/L); \ Z_2 = 120\pi(s/L); \ Z_3 = 120\pi(d/L).$

Размеры всех трех ППВ вдоль оси x выберем так, чтобы выполнялось условие $s/d \le q/s < 1$.

Найдем коэффициенты отражения от стыков волноводов:

$$R_1 = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}; \quad R_2 = \frac{Z_3 - Z_2}{Z_3 + Z_2}$$

Тогда общий коэффициент отражения в трансформаторе [8]:

$$\tilde{R} = \frac{R_1 + R_2 \exp(-2j\vartheta)}{1 + R_1 R_2 \exp(-2j\vartheta)},$$
(1)

где $\vartheta = 2\pi t/\lambda$ — электрическая длина ступеньки трансформатора, причем λ — длина волны падающего на MP излучения.

Далее, используя допущение из теории малых отражений [8], можно упростить (1):

$$\tilde{R} = R_1 + R_2 \exp(-2j\vartheta).$$

Модуль коэффициента передачи определяется следующим образом:

$$\left|T\right| = \sqrt{1 - \left|\tilde{R}\right|^2} \ . \tag{2}$$

Локальную ячейку на рис. 2 можно также представить как линию передачи (ЛП) с двумя неоднородностями в виде стыков ППВ, рассмотренных ранее. Если обозначить падающую на вход ячейки мощность как P_1 , а мощность, прошедшую в область щели, как P_2 , коэффициент передачи такого упрощенного четырехполюсника составляет $|S_{21}| = \sqrt{P_2/P_1}$.

Далее ЭМ-волна, распространяясь вдоль оси *z*, частично затухает в области 2 (рис. 2) по закону:

$$\hat{P}_2 = P_2 \exp(-2\alpha t)$$

где *α* – коэффициент затухания.

Наконец, на выходе из ячейки (рис. 2) ЭМмощность дополнительно снижается за счет отражения от стыка ППВ2 и ППВ3:

$$P_3 = P_2 \exp(-2\alpha t) |S_{21}|^2$$
.

Полученное соотношение эквивалентно выражению для расчета эффективности передачи мощности в нагрузку в ЛП, приведенному в [9].

Вновь используя теорию малых отражений, запишем итоговое уравнение для расчета коэффициента передачи:

$$T = |S_{21}|^2 \exp(-\alpha t),$$
 (3)

где

$$\alpha = \frac{R_{\rm s}}{120\pi(d-w)},$$

причем $R_{\rm s} = \sqrt{\pi f \mu_0 / \sigma}$ – поверхностное сопротивление (μ_0 – магнитная постоянная; σ – электропроводность материала решетки).

Для проверки точности аналитических моделей (2) и (3) была изготовлена из стали $(\sigma = 1.1 \cdot 10^6 \text{ См/м})$ МР с размерами: d = 100 мкм, w = 20 мкм, t = 50 мкм и L = 21 мм и с помощью векторного анализатора цепей фирмы "Rohde&Schwarz" проведены измерения ее передаточных свойств в частотном диапазоне

1. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники. М.: Сов. радио, 1967. 652 с.

2. Zinenko T. L., Nosich A. I. Plane Wave Scattering and Absorption by Flat Grating of Impedance Strips // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2006. Vol. AP-54, № 7. P. 2088–2095.

3. Устройства поляризации радиоволн в терагерцевом диапазоне частот. Новые принципы построения / под ред. А. С. Якунина. М.: Радиотехника, 2012. 256 с.

4. Development and Computer-Aided Design of Metal Gratings for Microwave Mesh Polarizers / S. A. Alaveryan, I. N. Kabanov, V. V. Komarov, V. P. Meschanov // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2015. Vol. MTT-63, № 8. P. 2509–2514.

 Математическое моделирование дифракции электромагнитных волн на сеточных поляризационных

Статья поступила в редакцию 4 апреля 2017 г.



f = 110...170 ГГц. Измерения проводились при размещении МР на специальном держателе в свободном пространстве. Результаты теоретических и экспериментальных исследований показаны на рис. 3. Кривая *1* отображает результаты экспериментального исследования, маркерами *2* показаны результаты расчетов по (2), маркерами *3* – результаты расчетов по (3). Из полученных данных видно, что модель (2) определяет нижнюю, а модель (3) – верхнюю границу зависимости T(f).

В настоящей статье с привлечением теории СВЧ-цепей построены две аналитические модели для оценочных расчетов частотных зависимостей коэффициента передачи МР с прямоугольными перемычками, показавшие хорошее совпадение с экспериментальными данными. Обе модели базируются на допущении о малых отражениях в микроволновом многополюснике и являются приближенными. Благодаря простой реализации они могут быть успешно использованы для решения не только задачи анализа, но и задачи оптимизации одномерных периодических структур в диапазоне 100...200 ГГц.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

структурах / С. А. Алавердян, И. Н. Кабанов, В. В. Комаров, В. П. Мещанов // Радиотехника и электроника. 2014. Т. 59, № 9. С. 925–931.

6. Medina F., Mesa F., Skigin D. C. Extraordinary Transmission Through Arrays of Slits: a Circuit Theory Model // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2010. Vol. 58, № 1. P. 105–115.

7. Perfect Transmission of Thz Waves in Structured Metals / J. H. Kang, Q. H. Park, J. W. Lee, M. A. Seo, D. S. Kim // J. of Korean Physical Society. 2006. Vol. 49, № 3. P. 881–884.

8. Cameron R. J., Kudsia C. M., Mansour R. R. Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Application. New Jersey: John Wiley and Sons, 2007. 772 p.

9. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. шк., 1988. 432 с. Для цитирования: Комаров В. В., Невский А. А. Экспериментальная и аналитическая оценка передаточных свойств металлической решетки миллиметрового диапазона // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 4. С. 47–51.

Комаров Вячеслав Вячеславович – доктор технических наук (2007), доцент (1998), профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю. А. Автор более 130 научных работ. Сфера научных интересов – математическое моделирование пассивных устройств микроволновой и терагерцевой техники.

E-mail: vyacheslav.komarov@gmail.com

Невский Артем Александрович – старший научный сотрудник отдела СВЧ-электроники Мытищинского научно-исследовательского института радиоизмерительных приборов, аспирант кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Саратовского государственного технического университета имени Гагарина Ю. А. Окончил Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет) (2016) по специальности "Средства связи с подвижными объектами". Автор семи научных работ. Сфера научных интересов – моделирование процессов рассеяния электромагнитных волн на металлических решетках и разработка поляризационных устройств на их основе.

E-mail: nevskiy.aa@mail.ru

V. V. Komarov

Yuri Gagarin State Technical University of Saratov

A. A. Nevskiy

Mytishchi Scientific Research Institute of Radio Measuring Instruments

Experimental and Analytical Evaluation of Transmission Properties of Millimeter Wave Range Metal Grating

Abstract. Metal gratings (MGs) with rectangular lamels based on the technology of jet etching of thin metal plates are widely used in different polarization devices of microwave and terahertz engineering. Numerical methods of mathematical modeling or direct measurements are employed for their analysis. Sometimes in case of H-polarization, analytical approaches for evaluation of transmission characteristics of such gratings can be taken. However, the accuracy of the most of proposed similar models depends essentially upon sizes and frequency ranges.

The present article provides both theoretical and experimental research of transmission characteristics of MG with fixed size illuminated by plane electromagnetic wave with H-polarization. Two analytical models are utilized for preliminary evaluation of MG parameters. One of them determines the top limit of T(f) variations, where T is transmittance and f is frequency. The other model determines the bottom limit. The given models were implemented in assumption of small reflections in microwave network. MG size defines one of the restrictions on their application.

Key words: Transmission Coefficient, 1D Periodic Structure, Plane Electromagnetic Wave, Polarization

REFERENCES

1. Fel'dshtein A. L., Yavich L. R., Smirnov V. P. *Spravochnik po elementam volnovodnoi tekhniki* [Guide to Elements of Waveguide Technology]. Moscow, *Sov. radio*, 1967, 652 p. (In Russian)

2. Zinenko T. L., Nosich A. I. Plane Wave Scattering and Absorption by Flat Grating of Impedance Strips. IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 2006, vol. AP-54, no. 7, pp. 2088–2095.

3. Jakunin A. S. Ustrojstva poljarizacii radiovoln v teragercevom diapazone chastot. Novye principy postroenija [Devices for Radio Wave Polarization in Terahertz Frequency Range. New Principles of Construction]. Moscow, Radiotehnika, 2012, 256 p. (In Russian)

4. Alaveryan S. A., Kabanov I. N., Komarov V. V., Meschanov V. P. Development and Computer-Aided Design of Metal Gratings for Microwave Mesh Polarizers. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2015, vol. MTT-63, no. 8, pp. 2509–2514. 5. Alaverdjan S. A., Kabanov I. N., Komarov V. V., Meshhanov V. P. Mathematical modeling of diffraction of electromagnetic waves on grid polarization structures. *Radiotehnika i jelektronika* [Journal on Radio Engineering and Electronics]. 2014, vol. 59, no. 9, pp. 925–931. (In Russian)

6. Medina F., Mesa F., Skigin D. C. Extraordinary Transmission Through Arrays of Slits: a Circuit Theory Model. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2010, vol. 58, no. 1, pp. 105–115.

7. Kang J. H., Park Q. H., Lee J. W., Seo M. A., Kim D. S. Perfect Transmission of Thz Waves in Structured Metals. J. of Korean Physical Society. 2006, vol. 49, no. 3, pp. 881–884.

8. Cameron R. J., Kudsia C. M., Mansour R. R. Microwave Filters for Communication Systems: Fundamentals, Design and Application. New Jersey, John Wiley and Sons, 2007, 772 p.

9. Sazonov D. M. *Antenny i ustrojstva SVCh* [Antennas and microwave devices]. Moscow, *Vyssh. Shk.*, 1988, 432 p. (In Russian)

Received May, 03, 2017

For citation: Komarov V. V., Nevskiy A. A. Experimental and Analytical Evaluation of Transmission Properties of Millimeter Wave Range Metal Grating. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 4, pp. 47–51. (In Russian)

Vyacheslav V. Komarov – D.Sc. in Engineering (2007), Associate Professor (1998), Professor of Radio Electronics and Telecommunication Department of Yury Gagarin State Technical University of Saratov. The author of more than 130 scientific publications. Area of expertise: mathematical modeling of passive microwave and terahertz devices.

E-mail: vyacheslav.komarov@gmail.com

Artem A. Nevsky – graduated engineer in tools of communication with movable objects (2016, Moscow Aviation Institute (National Research University)). Senior scientist of UHF Department in Mytishchi Research Institute of Radio Measuring Instruments, postgraduate student of Radio Electronics and Telecommunication Department of Yury Gagarin State Technical University of Saratov. The author of 7 scientific publications. Area of expertise: simulation of electromagnetic wave scattering processes on metal gratings and development of polarization devices on their basis.

E-mail: nevskiy.aa@mail.ru

УДК 621.396.965

Г. С. Нахмансон, Б. П. Комягин ВУНЦ ВВС "Военно-воздушная академия им. профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина" (Воронеж)

Эффективность обнаружения траекторий движения воздушных целей при вторичной обработке радиолокационной информации

Рассматривается интервальная оценка временного интервала автозахвата траектории движения воздушных целей при вторичной обработке радиолокационной информации. Получены аналитические выражения для доверительных вероятностей, соответствующих заданным временным интервалам. Анализируются зависимости доверительных вероятностей от отношений "сигнал/шум" при приеме сигналов со случайными амплитудами и начальными фазами.

Автозахват траектории, среднее время автозахвата, дисперсия, доверительная вероятность

Одними из основных задач, решаемых на этапе вторичной (траекторной) обработки периодических радиолокационных наблюдений, являются обнаружение траекторий движения воздушных судов (ВС) и определение их параметров. Особенность вторичной обработки радиолокационных наблюдений в отличие от первичной обработки, при которой рассматривается только двухальтернативная ситуация: цель присутствует в элементе разрешения или отсутствует, состоит в том, что отметки, соответствующие движущимся целям в момент наблюдения в зоне контроля радиолокационной станции (РЛС) могут появляться и исчезать. Основными характеристиками процесса обнаружения траектории движения цели, под которой понимается отождествление результатов определения местоположения цели за несколько установленных заранее периодов обзора, являются вероятность обнаружения и среднее время захвата траектории [1], [2]. Однако среднее время автозахвата не дает исчерпывающей информации о времени ее обнаружении. Более полную информацию об обнаружении траектории дают доверительные вероятности автозахвата траектории на конкретных временных интервалах [3]-[5].

Целью настоящей статьи является получение аналитических выражений для доверительных вероятностей автозахвата траектории движения воздушной цели на задаваемых временны́х интервалах и анализ зависимостей этих вероятностей от характеристик принимаемых сигналов.

Обнаружение траектории движения цели осуществляется в два этапа. На первом этапе выносится решение о завязке траектории при наличии двух отметок, характеризующих местоположение цели при радиолокационных измерениях ее координат в соседних периодах радиолокационного обзора. Критерием завязки траектории является наличие r меток в соседних периодах обзора. Если считать, что на всем временном интервале радиолокационного наблюдения вероятность появления метки в интервале радиолокационного обзора pимеет постоянное значение (что соответствует постоянному значению отношения "сигнал/шум"), то вероятность завязки траектории равна p^r .

На втором этапе обнаружения траектории решение о ее автозахвате выносится при регистрации метки в течение следующих после завязки траектории *m* периодов обзора. Тогда вероятность обнаружения траектории после ее завязки будет определяться при появлении метки в (r+1)-м периоде обзора как $P_1^{(m)} = p^{r+1}$; при появлении метки во время (r+2)-го периода обзора – как $P_2^{(m)} = p^{r+1}q$ (q=1-p – вероятность отсутствия метки) и т. д. В общем случае при появлении третьей метки во время (r+m)-го периода обзора $P_m^{(m)} = p^{r+1}q^{m-1}$.

Тогда вероятность обнаружения траектории при появлении следующей метки в любом из *m* периодов обзора, следующих за завязкой, составляет

$$P^{(m)} = \sum_{k=1}^{m} P_k^{(m)} = \sum_{k=1}^{m} p^{r+1} q^{k-1} = p^{r+1} \frac{1-q^m}{1-q}.$$
 (1)

В настоящее время наиболее широко используемым параметром, характеризующим автозахват траектории движения цели, является среднее время автозахвата [4], которое при радиолокационном наблюдении в течение *m* периодов обзора (после *r* периодов завязки траектории) определяется как

$$\left\langle T_{a3}^{(m)} \right\rangle = \frac{T_0}{P^{(m)}} \sum_{k=1}^m (k+r) P_k^{(m)} =$$
$$= T_0 r + \frac{T_0}{P^{(m)}} \sum_{k=1}^m k P_k^{(m)},$$

где T_0 – время радиолокационного наблюдения в течение одного обзора.

С учетом (1) выражение для $\langle T_{a3}^{(m)} \rangle$ принимает вид

$$\left\langle T_{a3}^{(m)}\right\rangle = T_0 \left(r + \frac{1}{1-q} - \frac{mq^m}{1-q^m}\right).$$

Более полную информацию о времени автозахвата траектории дает значение доверительного временного интервала, на котором осуществляется автозахват траектории с заданной вероятностью. Предполагая плотность распределения момента автозахвата нормальной, выражение для вероятности автозахвата на интервале от момента $T_{\eta} = \eta T_0$ до $T_{\mu} = \mu T_0$ ($r \le \eta < \mu \le r + m$), т. е. на интервале ($\mu - \eta$) T_0 , можно представить следующим образом:

$$P_{\mu\eta}^{(m)} = \frac{k_{\text{HOPM}}}{\sigma^{(m)}\sqrt{2\pi}} \int_{\eta T_0}^{\mu T_0} e^{-\left(x - \left\langle T_{a3}^{(m)} \right\rangle \right)^2 / \left\{2 \left[\sigma^{(m)}\right]^2\right\}} dx, \quad (2)$$

где *k*_{норм} – коэффициент нормировки;

$$\sigma^{(m)} = \sqrt{\frac{T_0^2}{P^{(m)}}} \sum_{k=1}^m (k+r)^2 P_k^{(m)} - \left\langle T_{a3}^{(m)} \right\rangle^2} = T_0 \sqrt{\frac{q}{(1-q)^2}} - \frac{m^2 q^m}{(1-q^m)^2}$$

 среднеквадратическое отклонение разброса моментов автозахвата траектории относительно $\langle T_{a3}^{(m)} \rangle$; η и µ – границы интервала радиолокационного наблюдения.

Коэффициент нормировки определяется из условия

$$P_{mr}^{(m)} = \frac{k_{\text{HOPM}}}{\sigma^{(m)}\sqrt{2\pi}} \times \int_{rT_0}^{(r+m)T_0} e^{-\left(x - \left\langle T_{a3}^{(m)} \right\rangle\right)^2 / \left\{2\left[\sigma^{(m)}\right]^2\right\}} dx = 1$$

и имеет вид

>

$$k_{\text{HOPM}} = \left[\frac{1}{\sigma^{(m)} \sqrt{2\pi}} \times \int_{rT_0}^{(r+m)T_0} e^{-\left(x - \left\langle T_{a_3}^{(m)} \right\rangle\right)^2 / \left\{2\left[\sigma^{(m)}\right]^2\right\}} dx \right]^{-1}$$

С учетом приведенных выражений запишем (2) следующим образом:

$$P_{\mu\eta}^{(m)} = \frac{\operatorname{erf}\left[A_{\mu}^{(m)}\right] - \operatorname{erf}\left[A_{\eta}^{(m)}\right]}{\operatorname{erf}\left[A_{m+r}^{(m)}\right] - \operatorname{erf}\left[A_{r}^{(m)}\right]},$$

где erf (x) = $\left(2/\sqrt{\pi}\right) \int_{0}^{x} e^{-t^2} dt$ – интеграл ошибок [1];

$$A_{k}^{(m)} = \frac{k - r - [1/(1 - q)] + mq^{m}/(1 - q^{m})}{\sqrt{2}\sqrt{q/(1 - q)^{2} - mq^{m}/(1 - q^{m})^{2}}}.$$

Полученные соотношения проиллюстрируем на примере обнаружения траектории движения воздушной цели при завязке траектории по двум меткам, наблюдаемым в соседних периодах обзора (r = 2), а обнаружение траектории (автозахват) осуществляется при появлении третьей метки в течение следующих трех (m = 3) или четырех (m = 4) последующих периодов. Кроме того, будем считать, что отраженные от цели сигналы имеют случайные амплитуды и начальные фазы, поэтому вероятность их обнаружения (получения метки) на отдельном периоде обзора РЛС определяется как [2]

$$P = F^{1/[1+Q^2/2]}$$

где *F* – вероятность ложной тревоги; $Q = 2E/N_0$ – отношение "сигнал/шум" ($E = \sigma_a^2 T$ – энергия принимаемого сигнала со случайными амплитудой и фазой; (σ_a^2 и *T* – дисперсия и длительность при-



нимаемого сигнала соответственно); N_0 – спектральная плотность внутренних шумов, на фоне которых осуществляется прием сигналов).

На рис. 1 и 2 приведены зависимости нормированных оценок среднего значения и дисперсии времени автозахвата траектории движения цели от отношения "сигнал/шум" Q при вероятности ложной тревоги $F = 10^{-8}$. Из зависимостей следует, что с увеличением отношения "сигнал/шум" принимаемых сигналов среднее значение времени автозахвата траектории $\langle T_{a3}^{(m)} \rangle$ стремится к $3T_0$, а дисперсии $\{\sigma^{(m)}\}^2 - \kappa 0$.

При небольших отношениях "сигнал/шум" среднее значение и дисперсия оценки времени автозахвата возрастают с увеличением временно́го интервала (количества периодов обзора *m*), отводимого для обнаружения траектории.

На рис. 3 показаны зависимости вероятностей автозахвата траектории в течение двух $(\mu - \eta = 2)$

$P_{\mu 2}^{(m)}$ 3 0.995 $\mu - \eta = 2$ 0.990 0.985 0.980 10 15 20 Q Рис. 3 $P_{\mu 2}^{(m)}$ 0.995 0.990 $\eta = 2$ 0.985 0.980 10 15 20 Q Puc. 4

и трех ($\mu - \eta = 3$) периодов радиолокационного наблюдения из общего количества периодов m = 3, а на рис. 4 – аналогичные зависимости для m = 4 при автозахвате в течение двух ($\mu - \eta = 2$), трех $(\mu - \eta = 3)$ и четырех $(\mu - \eta = 4)$ периодов от отношения "сигнал/шум". Как следует из хода кривых, вероятности автозахвата траекторий возрастают с увеличением Q. При этом возрастание увеличивается с уменьшением периодов обзора, отводимых для автозахвата траекторий движения цели т. Действительно, при уменьшении временного интервала, отводимого для автозахвата траектории движения цели, за счет нормировки увеличивается плотность распределения вероятности моментов автозахвата на фиксированном интервале, соответственно, вызывающая увеличение вероятности.

Полученные результаты показывают возможность оценивания эффективности автозахвата траекторий движения цели с помощью вероятностей за заданное количество обзоров радиолокационного наблюдения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радиотехнические системы: учеб. для студентов вузов / под ред. Ю. М. Казаринова. М.: Изд. центр "Академия", 2008. 592 с.

2. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: справ. / под ред. Я. Д. Ширмана. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.

 Студер Ф., Фарина А. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей / пер. с англ. М.: Радио и связь, 1993. 319 с. 4. Кузьмин С. З. Цифровая обработка радиолокационной информации. М.: Сов. радио, 1967. 400 с.

5. Fast and Robust Track Initiation using Multiple Trees / J. Kubicka, A. W. Moore, A. Connolly, R. Jedicke // Carnegie Mellon University. Pittsburg, PN, 2004. URL http://repository.cmu.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=-1224&context=robotics (дата обращения: 11.07.2017) Статья поступила в редакцию 10 марта 2017 г.

Для цитирования: Нахмансон Г. С., Комягин Б. П. Эффективность обнаружения траекторий движения воздушных целей при вторичной обработке радиолокационной информации // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 4. С. 52–55.

Нахмансон Геннадий Симонович – доктор технических наук (1993), профессор (1992) военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил "Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина" (Воронеж). Автор более 300 научных трудов. Сфера научных интересов – обработка широкополосных сигналов в многофункциональных радиотехнических системах; оптическая обработка сигналов в реальном масштабе времени.

E-mail: kig28@mail.ru

Комягин Борис Петрович – кандидат технических наук (2005), доцент (2014) военного учебнонаучного центра Военно-воздушных сил "Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина" (Воронеж). Автор более 50 научных трудов. Сфера научных интересов – алгоритмизация и программирование систем обработки радиолокационной информации в задачах управления воздушным движением.

E-mail: kombors@gmail.com

G. S. Nakhmanson, B. P. Komyagin

AF MESC "N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin Air Force Academy" (Voronezh)

Efficiency of Air Target Motion Path Detecting in Case of Radar Data Secondary Processing

Abstract. The article considers statistical descriptions of time interval estimation for air target motion trajectory automatic detection in radar information secondary processing. Analytical expressions for confidential probabilities of the air target motion trajectory automatic detection are obtained. It is supposed that the target loca-tion mark appearance is invariable within the whole observation time.

The confidential probability dependences are analyzed from the signal noise ratio for the received signals with random amplitudes and elementary phases. It is shown that the target motion trajectory determination probability increases with the increase of signal noise ratio and decrease of radar observation period number.

Key words: Trajectory Auto Capture, Average Time of Auto Capture, Dispersion, Confidential Probability

REFERENCES

1. Kazarinov Yu. M. *Radiotekhnicheskie sistemy: uchebnik dlya stud. vyssh. ucheb. zavedenii* [Radio Engineering Systems]. Moscow, *Akademiya*, 2008, 592 p. (In Russian)

2. Shirman Ya. D. *Radioelektronnye sistemy: osnovy postroeniya i teoriya* [Radio Electronic Systems: Fundamentals of Construction and Theory]. Moscow, *Radiotekhnika*, 2007, 512 p. (In Russian)

3. Studer F., Farina A. Tsifrovaya obrabotka radiolokatsionnoi informatsii. Soprovozhdenie tselei [Digital Processing of Radar Information]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1993, 319 p. (In Russian)

4. Kuz'min S. Z. *Tsifrovaya obrabotka radiolokatsionnoi informatsii* [Digital Processing of Radar Information]. Moscow, *Sov. radio*, 1967, 400 p. (In Russian)

5. Kubicka J., Moore A. W., Connolly A., Jedicke R. Fast and Robust Track Initiation using Multiple Trees. Carnegie Mellon University. Pittsburg, PN, 2004. URL http://repository.cmu.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=-1224&context=robotics (accessed date: 11.07.2017)

Received Mars, 10, 2017

For citation: Nakhmanson G. S., Komyagin B. P. Efficiency of Air Target Motion Path Detecting in Case of Radar Data Secondary Processing *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 4, pp. 52–55. (In Russian)

Gennady S. Nakhmanson – D.Sc. in Engineering (1993), Professor (1992) of the Military Educational and Scientific Center of Air Force "Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy" (Voronezh). The author of more than 300 scientific publications. Area of expertise: processing of broadband signals in multipurpose radio engineering systems; optical processing of signals in real time.

E-mail: kig28@mail.ru

Boris P. Komyagin – Ph.D. in Engineering (2005), Associate Professor (2014) of the Military Educational and Scientific Center of Air Force "Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy" (Voronezh). The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: algorithmization and programming of radar information processing systems in the tasks of air traffic control.

E-mail: kombors@gmail.com

= Электроника СВЧ =

УДК 537.622.4

С. А. Подорожняк, А. В. Рыженков, Т. Н. Патрушева Сибирский федеральный университет М. Н. Волочаев Сибирский государственный университет науки и технологии им. М. Ф. Решетнева А. В. Чжан Красноярский государственный аграрный университет

Синтез, микроструктура и магнитные свойства магнитомягких пленок СоР

Приведены результаты исследования свойств магнитомягких тонких пленок CoP, полученных методом химической металлизации из водного раствора на основе цитратных комплексов с применением в качестве щелочного реагента NaOH. С помощью вариации составов рабочих растворов получены оптимальные значения магнитных параметров пленок: намагниченности насыщения и ширины линии ферромагнитного резонанса.

Тонкие магнитные пленки, СоР, химическое осаждение, ФМР

Постоянно возрастающий интерес к наноматериалам, в т. ч. и к тонким магнитным пленкам (ТМП), обусловлен большими потенциальными возможностями их практического применения. Тонкие пленки из магнитомягких материалов широко используются в головках записи и считывания информации, в датчиках слабых магнитных полей. Одной из важных областей применений ТМП является диапазон сверхвысоких частот (СВЧ), на их основе также разрабатываются конструкции различных управляемых устройств: фильтров, амплитудных модуляторов, ограничителей мощности, фазовых манипуляторов. Одним из самых важных параметров пленок для таких устройств является высокая магнитная проницаемость µ при одновременно достаточно низком уровне потерь СВЧ-мощности в заданном диапазоне частот. Для решения этих проблем необходимо добиваться увеличения намагниченности насыщения материала M₀ и уменьшения ширины линии ферромагнитного резонанса (ФМР) ΔH [1], что во многом связано с совершенством технологии получения образцов. Разработка и совершенствование методов синтеза ТМП, обладающих высокой магнитной проницаемостью на СВЧ, является одной из важных задач современной физики магнитных явлений.

С точки зрения технологичности особое внимание привлекает метод безтокового химического осаждения металлических пленок из растворов. Получение магнитных пленок на основе сплава СоР химическим способом впервые осуществил Бренер [2], и к настоящему времени данный метод получил достаточно широкое практическое применение [3]. Химическое осаждение отличается относительной простотой и низкой себестоимостью. Немаловажным является то, что таким способом можно получать пленки как на металлических, так и на диэлектрических подложках. Привлекательным представляется возможность получения сэндвич-структур с толщиной слоев в несколько нанометров [4]. Достоинством указанной методики является возможность получения как кристаллических (высококоэрцитивных), так и аморфизированных (низкокоэрцитивных) ТМП, представляющих наибольший интерес для применения в СВЧ-электронике.

Для получения пленок CoP применяется методика химического восстановления, включающая в себя стандартные процедуры предварительной подготовки стеклянных подложек (очистка, сенсибилизация, активация). Получение пленок CoP. Химическое восстановление пленок CoP может осуществляться из солей кобальта $CoSO_4$, $CoCl_2$ в присутствии аммиака, содовых растворов, гидроксида натрия, лимонной кислоты, а также гипофосфита натрия в качестве восстановителя [5]. Целью работы, результаты которой представленны в настоящей статье, явилось определение оптимальных составов рабочих растворов для получения пленок с требуемыми параметрами для CBЧ-применений.

Как показано в [5], на свойства ТМП влияет как pH раствора восстановления, так и тип комплексных соединений кобальта в растворе – цитратных или аммиачных. Преимуществом использования аммиачных комплексов является возможность вариации количества лигандов вокруг атомов кобальта в растворе при изменении концентрации аммиака. Это приводит к изменению прочности получаемых комплексов, что напрямую влияет на магнитные свойства формируемых ТМП. Однако, поскольку осаждение ведется при температурах



85...100 °C, рабочий раствор быстро меняет свои свойства, в частности pH, из-за интенсивного испарения аммиака, что усложняет контроль за технологическим процессом. Поэтому более простым и технологичным авторам статьи представляется использование цитратных комплексов и применение в качестве щелочного реагента едкого натра (NaOH) или гидрокарбоната натрия (NaHCO₃).

Для получения магнитомягких пленок СоР осаждение на стеклянную подложку осуществлялось в течение 2 мин из раствора состава: $CoSO_4 \cdot 7H_2O - 8.75$ г/л, $Na(H_2PO_2) - 7.5$ г/л, $Na_3C_6H_5O_7 - 17.5$ г/л, NaOH - дo pH = 9.4.

Полученные пленки исследовались методами просвечивающей электронной микроскопии (включая методы дифракции электронов и энергодисперсионного анализа) на приборе HT-7700 ("Hitachi") при ускоряющем напряжении 100 кВ.

Результаты и обсуждение. На электронномикроскопическом изображении участка пленки СоР (рис. 1, *a*) видна зернистая структура с разме-





рами зерен около 50 нм, внутри которых имеются включения с размерами 3...5 нм. Электронограмма этого участка свидетельствует о наличии мелкодисперсной кристаллической структуры с размерами кристаллитов порядка нескольких нанометров.

На рис. 2 показаны распределения интенсивностей характеристических излучений кобальта и фосфора, нормированных на максимум интенсивности излучения кобальта. Распределения показывают, что указанные элементы распределены в пленке неравномерно.

Для определения магнитных параметров исследуемых пленок использовался метод обработки кривых поглощения ферромагнитного резонанса [1]. Кривые поглощения получены на автоматизированном сканирующем спектрометре [6] с частотой накачки f = 3.329 ГГц. Постоянное внешнее магнитное поле H_0 ориентировалось параллельно плоскости пленки и перпендикулярно высокочастотному полю микрополоскового резонатора.

На рис. З маркерами показана экспериментально полученная зависимость напряженности резонансного поля H_p от угла поворота образца относительно внешнего постоянного поля $\theta_{\rm BH}$. Измерения выполнены с шагом 10°. Теоретическая зависимость (сплошная линия на рис. 3) получена из выражения, связывающего напряженность резонансного поля H_p с магнитными ха-



рактеристиками образца [1]. На основе указанного выражения получены значения эффективной намагниченности [7] $M_0 \approx 1120$ Гс и ширину линии ФМР $\Delta H \approx 23.7$ Э для исследуемого образца.

Таким образом, использование цитратных комплексов и применение в качестве щелочного реагента едкого натра (NaOH) позволяет получить магнитные пленки CoP с высокой эффективной намагниченностью. Для достижения аналогичных характеристик пленок CoP ранее применялись дополнительные процедуры: осаждение подслоя из NiP, а также наложение внешнего магнитного поля, с помощью которого в пленке наводилась одноосная анизотропия [1]. В рассмотренном в настоящей статье случае достигнутые характеристики получены в отсутствие указанных процедур, лишь с помощью оптимизации составов рабочих растворов, из которых осаждались пленки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Синтез и исследование магнитных характеристик нанокристаллических пленок кобальта / Б. А. Беляев, А. В. Изотов, С. Я. Кипарисов, Г. В. Скоморохов // Физика твердого тела. 2008. Т. 50, № 4. С. 650–656.

2. Brenner A., Riddell G. Deposition of Nickel and Cobalt by Chemical Reduction // J. Res. Nat. Bur. Std. 1947. Vol. 39. P. 385–395.

3. Glenn O. M., Juan B. H. Electroless Plating: Fundamentals and Applications. Noyes Publ.: Norwich, 1990. 401 p.

4. Магнитные свойства трехслойных пленок на основе СоР / А. В. Чжан, С. Я. Кипарисов, В. А. Середкин, Г. С. Патрин, М. Г. Пальчик // Изв. РАН. Сер. физическая. 2009. Т. 73, № 8. С. 1222–1224. 5. Влияние щелочных реагентов на кристаллическую структуру пленок СоР, полученных химическим осаждением / А. В. Чжан, Т. Н. Патрушева, С. А. Подорожняк, В. П. Середкин, Г. Н. Бондаренко // Изв. РАН. Сер. физическая. 2016. Т. 80, № 6. С. 762–765.

6. Belyaev B. A., Izotov A. V., Leksikov A. A. Magnetic Imaging in Thin Magnetic Films by Local Spectrometer of Ferromagnetic Resonance // IEEE Sensors J. 2005. Vol. 5, № 2. P. 260–267.

7. Macdonald J. R. Stress in Evaporated Ferromagnetic Film // Phys. Rev. 1957. Vol. 106, № 5. P. 890–892.

Статья поступила в редакцию 27 февраля 2017 г.

Для цитирования: Подорожняк С. А., Рыженков А. В., Патрушева Т. Н., Волочаев М. Н., Чжан А. В. Синтез, микроструктура и магнитные свойства магнитомягких пленок СоР // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 4. С. 56–60.

Подорожняк Сергей Александрович – магистр (2012) по направлению "Проектирование и технология электронных средств", ассистент кафедры приборостроения и наноэлектроники Института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета (Красноярск). Автор 25 научных работ. Сфера научных интересов – тонкие магнитные пленки, нанокомпозитные материалы, нанопорошки, прозрачные проводящие пленки.

E-mail: srodinger@mail.ru

Рыженков Алексей Викторович – магистр (2011) по направлению "Электроника и микроэлектроника", аспирант кафедры приборостроения и наноэлектроники Института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета (Красноярск). Автор 17 научных работ. Сфера научных интересов – солнечные ячейки, прозрачные проводящие пленки.

E-mail: ilansky@mail.ru

Патрушева Тамара Николаевна – доктор технических наук (2006), доцент (2000), кафедры приборостроения и наноэлектроники Института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета (Красноярск). Автор 250 научных работ. Сфера научных интересов – оксидные функциональные материалы, нанопорошки, тонкие пленки.

E-mail: pat55@mail.ru

Волочаев Михаил Николаевич – аспирант кафедры технической физики института космических исследований и высоких технологий Сибирского государственного университета науки и технологий им. акад. М. Ф. Решетникова (Красноярск). Окончил названный университет (2014) по специальности "Системы автоматического управления". Автор 50 научных работ. Сфера научных интересов – просвечивающая электронная микроскопия, тонкие магнитные пленки.

E-mail: Volochaev91@mail.ru

Чжан Анатолий Владимирович – доктор физико-математических наук (2014), доцент (2002), заведующий кафедрой физики Института инженерных систем и энергетики Красноярского государственного аграрного университета, профессор кафедры экспериментальной физики и инновационных технологий Института инженерной физики и радиоэлектроники Сибирского федерального университета (Красноярск). Автор 115 научных работ. Сфера научных интересов – магнетизм, наноструктуры, тонкие магнитные пленки. E-mail: avchz@mail.ru

S. A. Podorozhnyak, A. V. Ryzhenkov, T. N. Patrusheva Siberian Federal University (Krasnoyarsk)

M. N. Volochaev

Siberian State University of Science and Technology (Krasnoyarsk)

A. V. Chzhan

Krasnoyarsk State Agrarian University

Synthesis, Microstructure and Magnetic Properties of Soft Magnetic CoP Films

Abstract: Soft magnetic thin CoP films were obtained by means of chemical metallization from aqueous cobalt salt solution in the presence of sodium hydroxide, citric acid and sodium hypophosphite as the reducing agent.

The optimal values of the magnetic film parameters (saturation magnetization and width of ferromagnetic resonance line) were obtained by variation of composition of work solutions. It allows to reduce losses in their application in microwave devices. Microphotographs of magnetic film indicate a grain structure with a grain size of about 50 nm and presence of inclusions with the size of 3-5 nm. To determine the magnetic parameters of the investigated films the method of ferromagnetic resonance (FMR) absorption curves processing is used. The values of FMR line width and an effective magnetization of film material saturation were obtained.

Keywords: Thin Magnetic Film, CoP, Chemical Deposition, Ferromagnetic Resonance

REFERENCES

1. Belyaev B. A., Izotov A. V., Kiparisov S. J., Skomorokhov G. V. Synthesis and Study of Magnetic Properties of Nanocrystalline Cobalt Films. *Fizika tverdogo tela* [Solid State Physics]. 2008, vol. 50, no. 4, pp. 650–656. (In Russian)

2. Brenner A., Riddell G. Deposition of Nickel and Cobalt by Chemical Reduction. J. Res. Nat. Bur. Std. 1947, vol. 39, pp. 385–395.

3. Glenn O. M., Juan B. H. Electroless Plating: Fundamentals and Applications. Noyes Publ.: Norwich, 1990, 401 p.

4. Chzhang A. V., Kiparisov S. J., Seredkin V. A., Patrin G. S., Palchik M. G. Magnetic Properties of Three-Layer Films Based on Co-P. *Izvestiya Rossiiskoi akademii nauk. Seriya Fizicheskaya* [Bulletin of the Russian Academy of Sciences: Physics]. 2009, vol. 73, no. 8, pp. 1222–1224. (In Russian) 5. Chzhan A. V., Patrusheva T. N., Podorozhnyak S. A., Seredkin V. P., Bondarenko G. N. Effect of Alkali Reagents on the Crystal Structure of Chemically Deposited Co-P Films. *Izvestiya Rossiiskoi akademii nauk. Seriya Fizicheskaya* [Bulletin of the Russian Academy of Sciences: Physics]. 2016, vol. 80, no. 6, pp. 762–765. (In Russian)

6. Belyaev B. A., Izotov A. V., Leksikov A. A. Magnetic Imaging in Thin Magnetic Films by Local Spectrometer of Ferromagnetic Resonance. IEEE Sensors J. 2005, vol. 5, no. 2, pp. 260–267.

7. Macdonald J. R. Stress in Evaporated Ferromagnetic Film. Phys. Rev. 1957, vol. 106, no. 5, pp. 890–892.

Received February, 27, 2017

For citation: Podorozhnyak S. A., Ryzhenkov A. V., Patrusheva T. N., Volochaev M. N., Chzhan A. V. Synthesis, Microstructure and Magnetic Properties of Soft Magnetic CoP Films. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 4, pp. 56–60. (In Russian) *Sergey A. Podorozhnyak* – Master of Science in Design and Technology of Electronic Facilities (2012), Teaching Assistant for the Department of Instrument Engineering and Nano Electronics of School of Engineering Physics and Radio Electronics of Siberian Federal University (Krasnoyarsk). The author of 25 scientific publications. Area of expertise: thin magnetic films; nanocomposite materials; nanopowders; transparent conductive films. E-mail: srodinger@mail.ru

Aleksey V. Ryzhenkov – Master of Science in Electronics and Microelectronics (2011), postgraduate student of the Department of Instrument Engineering and Nano Electronics of School of Engineering Physics and Radio Electronics of Siberian Federal University (Krasnoyarsk). The author of 17 scientific publications. Area of expertise: solar cells; transparent conductive films.

E-mail: ilansky@mail.ru

Tamara N. Patrusheva – D.Sc. in Engineering (2006), Associate Professor (2000), Professor of the Department of Instrument Engineering and Nano Electronics of School of Engineering Physics and Radio Electronics of Siberian Federal University (Krasnoyarsk). The author of 250 scientific publications. Area of expertise: oxide functional materials; nanopowders; thin films.

E-mail: pat55@mail.ru

Mikhail N. Volochaev – graduated engineer in automatic control systems (2014, Institute of Space Research and High Technologies named after academician M. E. Reshetnikov Siberian State University of Science and Technology (t. of Krasnoyarsk), postgraduate student of the Department of Technical Physics. The author of 50 scientific publications. Area of expertise: transmission electron microscopy; thin magnetic films. E-mail: Volochaev91@mail.ru

Anatoly V. Chzhan – D.Sc. in Physics and Mathematics (2014), Associate Professor (2002), Chief of the Department of Physics of Institute of Engineering Systems and Energy of Krasnoyarsk State Agrarian University, Professor of the Department of Experimental Physics and Innovation Technologies of School of Engineering Physics and Radio Electronics of Siberian Federal University (Krasnoyarsk). The author of 115 scientific publications. Area of expertise: magnetism; nanostructures; thin magnetic films.

E-mail: avchz@mail.ru

💳 Правила для авторов статей 💳

В редакционный совет журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.) твердую копию файла статьи, подписанную всеми авторами;
- электронную копию статьи (CD либо DVD). По предварительному согласованию с редсоветом допустима передача по электронной почте;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены (также возможна передача по электронной почте по предварительному согласованию). Размещение рисунка в электронной копии статьи не освобождает от его представления отдельным файлом;
- элементы заглавия на английском языке (1 экз.);
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- сведения об авторах и их электронную копию (на русском и на английском языках) (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (отдела) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

Правила оформления текста

Текст статьи подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word. Формат бумаги A4. Параметры страницы: поля – верхнее, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; колонтитулы – верхний 2 см, нижний 2 см. Применение полужирного и курсивного шрифтов допустимо при крайней необходимости.

Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье. Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.

Все сведения и текст статьи набираются гарнитурой "Times New Roman"; размер шрифта 10.5 pt; выравнивание по ширине; абзацный отступ 0.6 см; межстрочный интервал "Множитель 1.1"; автоматическая расстановка переносов.

Распечатка подписывается всеми авторами.

Элементы заглавия публикуемого материала

1. УДК (выравнивание по левому краю).

 Перечень авторов – Φ. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Φ. И. О. разделяются запятыми.

 Место работы авторов. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, а затем список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.

4. Название статьи.

5. Аннотация – 3–7 строк, характеризующих содержание статьи.

 Реферат – текст объемом до 1000 знаков, характеризующий содержание статьи; необходим для размещения статьи в базе данных.

 Ключевые слова – 3–10 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится.

Каждый элемент заглавия приводится с новой строки.

Основной текст

Шрифт "Times New Roman" 10.5 pt, выравнивание по ширине, абзацный отступ 0.6 см, межстрочный интервал "Множитель 1.1".

Используются постраничные подстрочные ссылки (шрифт "Times New Roman" 8 pt, выравнивание по ширине; межстрочный интервал "Одинарный"), имеющие сквозную нумерацию в пределах статьи.

Список литературы

1. Строка с текстом "Список литературы".

2. Собственно список литературы – библиографические описания источников, выполненные по ГОСТ 7.1–2008 "Библиографическое описание документа". Каждая ссылка с номером – в отдельном абзаце.

В ссылках на материалы конференций обязательно указание даты и места их проведения; при ссылках на статьи в сборниках статей обязательно приводятся номера страниц, содержащих данный материал.

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются.

При ссылках на материалы, размещенные на электронных носителях, необходимо указывать электронный адрес до конкретного материала (т. е. включая сегмент, оканчивающийся расширением, соответствующим текстовому документу) и дату обращения к нему либо полный издательский номер CD или DVD. Редакция оставляет за собой право потребовать от автора замены ссылки, если на момент обработки статьи по указанному адресу материал будет отсутствовать.

При ссылках на переводную литературу необходимо отдельно привести ссылку на оригинал.

При ссылках на источники на русском языке необходимо дополнительно привести перевод ссылки на английский язык с указанием после ссылки "(in Russian)". Формат перевода должен соответствовать формату, принятому в журналах IEEE.

Элементы заглавия на английском языке

Элементы включают:

 Перечень авторов – Ф. И. О. автора (-ов) полностью. Инициалы ставятся перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел; инициалы не отрываются от фамилии. Если авторов несколько – Ф. И. О. разделяются запятыми.

2. Место работы авторов. Необходимо убедиться в корректном (согласно уставу организации) написании ее названия на английском языке. Перевод названия возможен лишь при отсутствии англоязычного названия в уставе. Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем приводится список авторов, относящихся ко второй организации, наименование второй организации, и т. д.

3. Название статьи (перевод названия, указанного перед текстом).

4. Резюме (abstract) статьи объемом до 0.5 с., кратко излагающее постановку задачи, примененные методы ее решения, полученные результаты. Допустимы ссылки на рисунки и таблицы, приведенные в основном тексте.

5. Аннотация (перевод аннотации, указанной перед текстом).

Ключевые слова (перевод списка ключевых слов, указанного перед текстом).

Каждый элемент заглавия приводится с новой строки.

Верстка формул

Формулы подготавливаются в редакторе формул MathType; нумеруются только те формулы, на которые есть ссылки в тексте статьи; использование при нумерации букв и других символов не допускается.

Формулы, как правило, выключаются в отдельную строку; в тексте допустимо расположение только однострочных формул, на которые нет ссылок (надстрочные и подстрочные символы в таких формулах допустимы).

Выключенные в отдельную строку формулы выравниваются по середине строки, номер (при необходимости) заключается в круглые скобки и выравнивается по правому краю текста.

Необходимо использовать следующие установки редактора формул. Размеры: "полный" 10.5 pt, "подстрочный" 9 pt, "под-подстрочный" 7 pt, "символ" 14.5 pt, "подсимвол" 12.5 pt. Стили: текст, функция, число, кириллица – шрифт "Times New Roman", вектор-матрица – шрифт "Times New Roman", жирный; греческий малый, греческий большой, символ – шрифт "Symbol", прямой; переменная – шрифт "Times New Roman", курсив. Индексы, представляющие собой слова, сокращения слов или аббревиатуры, набираются только в прямом начертании.

Скобки и знаки математических операций вводятся с использованием шаблонов редактора формул MathType.

Начертание обозначений в формулах и в основном тексте должно быть полностью идентично. Все впервые встречающиеся в формуле обозначения должны быть расшифрованы сразу после формулы. После нее ставится запятая, а на следующей строке без абзацного отступа после слова "где" приводятся все обозначения и через тире – их расшифровки; список должен быть составлен в порядке появления обозначений в формуле; в многострочных формулах вначале полностью описывается числитель, а затем – знаменатель; изменение индекса также считается введением нового обозначения, требующего новой расшифровки.

Если при расшифровке встречается обозначение, в свою очередь требующее формульной записи и расшифровки, то с ним поступают как с отдельной формулой, но расшифровку помещают в круглые скобки.

Верстка рисунков

Рисунки, представляющие собой графики, схемы и т. п., должны быть выполнены в графических векторных редакторах (встроенный редактор Microsoft Word, CorelDraw, Microsoft Visio и т. п.) в черно-белом виде. Использование точечных форматов (.bmp, .jpeg, .tiff, .html) допустимо только для рисунков, представление которых в векторных форматах невозможно (фотографии, копии экрана монитора и т. п.). Качество рисунков и фотографий должно быть не менее 300 dpi.

В поле рисунка должны размещаться только сам рисунок и его нумерационный заголовок.

Описание самого рисунка и введенных на нем обозначений следует приводить в основном тексте статьи. Каждый рисунок вместе с заголовком должен помещаться в текстовое поле или в поле объекта (в терминах Microsoft Word).

Следует стремиться к горизонтальному размеру рисунка, равному 16.5 или 7.9 см (в первом случае рисунок будет заверстан вразрез текста, во втором – в оборку).

Буквенные обозначения фрагментов рисунка (шрифт "Times New Roman", курсив, 9 pt) ставятся под фрагментом перед нумерационным заголовком; в тексте ссылка на фрагмент ставится после нумерационного заголовка через запятую (например, рис. 1, *a*).

Рисунок размещается в ближайшем возможном месте после первого упоминания его или его первого фрагмента в тексте. Первая ссылка на рисунок приводится, например как (рис. 3), последующие – как (см. рис. 3).

Основные линии на рисунках (границы блоков и соединительные линии на схемах, линии графиков) имеют толщину 1 pt, вспомогательные (выноски, оси, размерные линии) – 0.6 pt.

При формировании рисунка, представляющего собой схему, следует придерживаться требований ГОСТ, ЕСКД, ЕСПД (в частности, недопустимо использовать условные графические обозначения, соответствующие стандартам США и Европы, но не совпадающие с предусмотренными ГОСТ).

На рисунках, представляющих собой графики зависимостей, не следует делать размерную сетку, следует дать лишь засечки на осях, причем все засечки должны быть оцифрованы (т. е. всем засечкам должны соответствовать определенные числовые значения).

Если оси на рисунках оцифрованы, то они завершаются на позиции очередной засечки, где засечка не ставится, а вместо числовых значений даются обозначение переменной и (через запятую) единица измерения. Если оси не оцифровываются, то они завершаются стрелками, рядом с которыми даются обозначения переменных без единиц измерения.

Длины и шаг засечек следует устанавливать таким образом, чтобы на рисунке не было пустых областей, т. е. каждая засечка должна оцифровывать хотя бы некоторые точки одной из приведенных кривых.

Все текстовые фрагменты и обозначения на рисунке даются гарнитурой "Times New Roman" размером 9 pt с одинарным межстрочным интервалом; цифровые обозначения, буквенные обозначения фрагментов и нумерационный заголовок выделяются курсивом.

При необходимости в отдельных текстовых полях на рисунке могут помещаться обозначения и тексты, сформированные в редакторе формул; при этом следует использовать следующие установки редактора: размеры – "полный" 9 pt, "подстрочный" 7 pt, "под-подстрочный" 5.5 pt, "символ" 13 pt, "подсимвол" 11 pt.

Ссылки на обозначения на рисунке в основном тексте даются тем же начертанием (прямым или курсивным), как и на рисунке, но с размером шрифта 10.5 pt, соответствующим размеру основного текста.

Верстка таблиц

Текст в таблицах печатается через одинарный интервал, шрифтом "Times New Roman"; основной текст 9 pt, индексы 7 pt, подындексы 5.5 pt.

Таблица состоит из нумерационного заголовка; головки (заголовочной части), включающей заголовки граф (объясняют значение данных в графах); боковика (первой слева графы) и прографки (остальных граф таблицы).

Нумерационный заголовок содержит слово "Таблица" и ее номер арабскими цифрами (без знака номера перед ними, без точки на конце; выравнивается по правому полю таблицы и выделяется светлым курсивом). Ссылка в тексте на таблицу дается аналогично ссылке на рисунок. Нумерация таблиц – сквозная в пределах статьи. Если таблица единственная, нумерационный заголовок не дается, а ссылка в тексте приводится по типу "см. таблицу".

Над продолжением таблицы на новой странице ставится заголовок "Продолжение табл. 5" (если таблица на данной странице не оканчивается) или "Окончание табл. 5" (если таблица на данной странице оканчивается). Если таблица продолжается на одной или на нескольких последующих страницах, то ее головка должна быть повторена на каждой странице.

Ни один элемент таблицы не должен оставаться пустым.

Заголовки пишут в именительном падеже единственного или множественного числа без произвольного сокращения слов (допустимы только общепринятые сокращения всех видов: графические сокращения, бук-

венные аббревиатуры и сложносокращенные слова). Множественное число ставится только тогда, когда среди текстовых показателей графы есть показатели, стоящие во множественном числе.

В одноярусной головке все заголовки пишутся с прописной буквы. В двух- и многоярусных головках заголовки верхнего яруса пишутся с прописной буквы; заголовки второго, третьего и т. д. ярусов – с прописной буквы, если они грамматически не подчинены стоящему над ними заголовку верхнего яруса, и со строчной, если они грамматически подчинены ему.

Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты, при наличии – факс. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. В справке следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Перечень основных тематических направлений журнала

Тематика журнала соответствует группам специальностей научных работников 05.12.00 – "Радиотехника и связь", 05.27.00 – "Электроника" и 05.11.00 – "Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы" (в редакции приказа ВАК от 10.01.2012 № 5) и представляется следующими основными рубриками:

"Радиотехника и связь":

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов.
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств.
- Телевидение и обработка изображений.
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны.
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций.
- Радиолокация и радионавигация.

"Электроника":

- Микро- и наноэлектроника.
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника.
- Радиофотоника.
- Электроника СВЧ.

"Приборостроение, метрология и информационно-измерительные приборы и системы":

- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн.
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы.
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий.

Рукописи аспирантов публикуются бесплатно.

Адрес редакционного совета: 197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5, СПбГЭТУ "ЛЭТИ", Издательство. Технические вопросы можно выяснить по адресу radioelectronic@yandex.ru

VI научно-практический форум с международным участием "Стратегическое партнерство вузов и предприятий высокотехнологичных отраслей" (Наука. Образование. Инновации)

15–17 ноября 2017 года в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) (СПбГЭТУ "ЛЭТИ") состоится VI научно-практический форум с международным участием "Стратегическое партнерство вузов и предприятий высокотехнологичных отраслей" (Наука. Образование. Инновации).



Мероприятия форума:

15–16 ноября – XVI Всероссийская научно-практическая конференция "Планирование и обеспечение подготовки кадров для промышленно-экономического комплекса региона"

17 ноября – молодежная школа-семинар "Основы инновационного предпринимательства" Организаторы форума:

Организаторы форума.

– Министерство образования и науки РФ;

– Администрация Санкт-Петербурга;

- Совет ректоров вузов Санкт-Петербурга;

- Союз промышленников и предпринимателей Санкт-Петербурга;

– Санкт-Петербургская Ассоциация предприятий радиоэлектроники, приборостроения, средств связи и инфотелекоммуникаций;

– Кластер высоких технологий и инжиниринга;

– ПАО "Светлана";

– Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) (СПбГЭТУ "ЛЭТИ");

– Российская Северо-Западная секция IEEE;

- ОАО "Трансфер" (научно-практический журнал "Инновации").

Контакты: Информационный рекламно-выставочный центр СПбГЭТУ "ЛЭТИ" +7 (812) 346-46-37 IRVC.eltech@mail.ru