

известия высших учебных завелений *РОССИИ* 2 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) И. Хорстман, д. (Гестахт) **В. А. Шевцов**, д. т. н., проф. (Москва) Редакционная коллегия

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

Подписано в печать 21.04.17. Формат 60 × 84 1/8.

Бумага офсетная. Печать цифровая. Гарнитура «Times New Roman». Уч.-изд. л. 9,36. Усл.-печ. л. 9,0. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.). Заказ 39.

СОДЕРЖАНИЕ № 2/2017

\forall	Радиотехнические средства передачи	<i>1, приема и обработки</i>	сигналов

Боровицкий Д. С., Жестерев А. Е., Ипатов В. П., Мамчур Р. М. Потенциальная точность измерения запаздывания отраженного сигнала космическим альтиметром
Каплун Д. И., Гульванский В. В., Канатов И. И., Клионский Д. М., Лапицкий В. Ф., Бобровский В. И., Фролов К. В., Скворцов А. К. Разработка и исследование методов демодуляции частотно-манипулированных сигналов11
Дворников С. В., Пшеничников А. В. Помехозащищенная модель радиолинии в условиях динамического преднамеренного воздействия
🕁 Проектирование и технология радиоэлектронных средств
Исмаилов Т. А., Шахмаева А. Р., Шангереева Б. А. Исследование параметров, влияющих на пробивное напряжение биполярного транзистора со статической индукцией23
🕁 Электродинамика, микроволновая техника, антенны
Бибарсов М. Р., Грибанов Е. В., Габриэльян Д. Д., Федоров Ден. С., Федоров Дан. С. Синтез амплитудно-фазового распределения в квазикольцевой антенной решетке
Вытовтов К. А. Эффект втягивания электромагнитной волны одноосной анизотропной средой с магнитной анизотропией33
Бородулин Р. Ю. Методы увеличения эффективности антенн, погруженных в диссипативные среды

💛 Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Егоров В. В. Адаптивное управление параметрами коротковолновых систем передачи данных 47

💛 Радиолокация и радионавигация

Сьянов В. А. Подавление боковых лепестков составных фазокодомодулированных сигналов	
на основе кодов Баркера	53
Колокольцев Е. А., Мякиньков А. В. Использование сверхширокополосного сигнала	
с повышенной частотой повторения в просветной многопозиционной	
радиолокационной системе	57
Правила для авторов статей	65



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), Anatoly G. Vostrecov, 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.
A. Antonyuk, D. Sc. in Engineering, Prof.
A. M. Boronakhin, D. Sc. in Engineering, Prof.
A. A. Buznikov, D. Sc. in Engineering, Prof.
A. A. Golovkov, D. Sc. in Engineering, Prof.
A. D. Grigoriev, 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.

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 № 2/ 2017

Radio Electronic Facilities of Transmitting,	Receiving and Processing of Signals
V	

V
Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Potential Accuracy of Echo-Signal Delay Measurement by Space-Based Radar Altimeter
Kaplun D. I., Gulvanskiy V. V., Kanatov I. I., Klionskiy D. M., Lapizkiy V. F., Bobrovskiy V. I., Frolov K. V., Skvortzov A. K. Development and Study of Demodulation Techniques for Frequency Manipulated Signal11
Dvornikov S. V., Pshenichnikov A. V . Noise Immunity Model Radio Line in a Dynamic Intentional Exposure
Find the second
Ismailov T. A., Shakhmaeva A. R., Shangereeva B. A. Study of the Parameters Influencing Puncture Voltage of the Bipolar Tran-Sistor with a Static Induction
Flectrodynamics, Microwave Engineering, Antennas
Bibarsov M. R., Gribanov E. V., Gabriel'yan D. D., Fedorov Den. S., Fedorov Dan. S. Synthesis of Amplitude-Phase Distribution in Quasiconcave an Antenna Array
Vytovtov K. A. Penetration Effect of an Uniaxial Anisotropic Medium with Magnetic Anisotropy33
Borodulin R. Yu. Methods of Increasing the Efficiency of Antennas Embedded in a Dissipative Media
Telecommunication Systems, Networks and Devices
Egorov V. V. Adaptive Control of Short-Wave Data Transmission System Parameters
Radiolocation and Radio Navigation
Syanov V. A. Suppress Side Lobe Signals Based on the Compound Barker Codes
Kolokoltsev E. A., Myakinkov A. V. Application of Ultra Wideband Signal with High Repetition Rate in Forward Scatter Multi-Static Radar System

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА ПЕРЕДАЧИ, ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

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 измерения запаздывания отраженного сигнала космическим альтиметром

Синтезирован максимально правдоподобный измеритель запаздывания отраженного сигнала спутникового высотомера. На основе границы Крамера–Рао получено выражение для минимально достижимой дисперсии оценки запаздывания.

Спутниковый высотомер, измерение запаздывания, оценка по максимуму правдоподобия, граница Крамера–Рао

Одним из главных инструментов, входящих в состав космических миссий дистанционного зондирования Земли, является радиолокационный альтиметр, размещаемый на космическом аппарате (КА) и измеряющий текущую высоту последнего над земной поверхностью. Результаты подобных измерений используются для уточнения формы геоида, локализации течений и вихрей в Мировом океане, определения степени взволнованности моря и характеристик приповерхностного ветра и т. п. [1]-[3]. Современные требования к точности спутниковой альтиметрии чрезвычайно высоки: суммарная погрешность измеренной высоты не должна превышать нескольких сантиметров [2], [4]. Существенный вклад в эту погрешность вносят ошибки, обусловленные шумом, сопутствующим приему отраженного зондируемой поверхностью сигнала, а также флюктуационной природой самого полезного сигнала. В связи с этим актуальна оценка теоретического минимума случайной погрешности измерения высоты в условиях априорных ограничений энергетического и спектрального ресурсов, располагаемых альтиметром. Близкие по содержанию задачи рассматривались в ряде работ (см., например, [5], [6]), посвященных построению дискриминаторов следящих петель космических высотомеров. В настоящей статье синтезирована оптимальная структура измерителя запаздывания сигнала в приемнике космического высотомера и установлена зависимость потенциальной точности оценки этого параметра от характеристик зондирования и свойств отражающей поверхности.

Сигнал, принимаемый спутниковым высотомером в каждый момент времени, представляет собой суперпозицию большого числа отражений от элементов засвечиваемой подстилающей поверхности. Поскольку фазы указанных отражений случайны по отношению друг к другу, результирующий сигнал в силу центральной предельной теоремы оказывается реализацией гауссовского шума. Таким образом, задача измерения высоты КА сводится к оценке момента прихода случайного сигнала на вход приемника КА.

В рамках описанного сценария фаза принимаемого колебания не содержит информации о наличии или отсутствии в нем полезного сигнала. Поэтому в дальнейшем рассматривается только огибающая сигнала на входе приемника.

Пусть излучаемый альтиметром сигнал имеет близкий к прямоугольному спектр ширины W. Тогда при переносе в видеообласть спектр наблюдаемой приемником КА смеси сигнала с шумом y(t) можно считать равномерным вплоть до граничной частоты $F_{\rm u} = W/2$ и равным нулю на частотах, больших $F_{\rm u}$. В результате отсчеты Найквиста, разделенные интервалом, кратным $\delta = 1/(2F_u) = 1/W$, не коррелированы, а значит, в силу нормальности y(t) независимы. Предположим, что наблюдение охватывает N зондирований и $y_i(t)$, $i = \overline{0, N-1}$ – принятая огибающая на *i*-м зондировании. Пусть [0, T] – отрезок в пределах периода зондирования, на котором наблюдается $y_i(t)$. Заменив $y_i(t)$ отсчетами Найквиста, имеем вектор наблюдения

$$\mathbf{y}_i = \{ y_i(0), y_i(\delta), ..., y_i[(n-1)\delta] \},\$$

где $n = T/\delta = WT$; $i = \overline{0, N-1}$. Составим функцию правдоподобия $\Lambda(\tau)$ относительно оцениваемого запаздывания τ :

$$\Lambda(\tau) = \frac{W(\mathbf{y}_0, \mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_{N-1} | H_1, \tau)}{W(\mathbf{y}_0, \mathbf{y}_1, \dots, \mathbf{y}_{N-1} | H_0)},$$
(1)

где числитель и знаменатель есть условные плотности вероятностей наблюдений, полученных на всех зондированиях, при наличии и при отсутствии сигнала соответственно (истинности гипотез H_1 и H_0), причем в числителе отражена зависимость плотности вероятности при гипотезе H_1 от оцениваемого параметра τ . Отметим, что знаменатель в (1) может быть опущен, однако его присутствие ускоряет выкладки.

Обозначим через σ_0^2 дисперсию отсчета ограниченного по полосе аддитивного белого гауссовского шума, а через P(t) – среднюю по ансамблю мощность полезного сигнала в момент времени t. Будем считать, что от зондирования к зондированию не меняются ни зависимость мощности сигнала P(t) от времени, ни его запаздывание τ . В силу нормальности принятого колебания отсчеты его огибающей подчиняются распределению Рэлея с параметром σ_0^2 в отсутствие полезной компоненты и $\sigma_0^2 + P(k\delta - \tau)$ – при наличии сигнальной составляющей, запаздывающей на τ . Независимость отсчетов огибающей позволяет записать (1) в виде

$$\Lambda(\tau) = \prod_{i=0}^{N-1} \prod_{k=0}^{n-1} \frac{\sigma_0^2}{\sigma_0^2 + P(k\delta - \tau)} \times \exp\left(\left\{\frac{1}{2\sigma_0^2} - \frac{1}{2\left[\sigma_0^2 + P(k\delta - \tau)\right]}\right\} y_i^2(k\delta)\right) =$$

$$= \prod_{i=0}^{N-1} \prod_{k=0}^{n-1} \frac{\sigma_0^2}{\sigma_0^2 + P(k\delta - \tau)} \times \exp\left\{\left\{\frac{P(k\delta - \tau)}{2\sigma_0^2 \left[\sigma_0^2 + P(k\delta - \tau)\right]}\right\} y_i^2(k\delta)\right\}$$

Прологарифмировав обе части этого равенства, получим:

$$z(\tau) = \ln \Lambda(\tau) = N \sum_{k=0}^{n-1} \ln \frac{\sigma_0^2}{\sigma_0^2 + P(k\delta - \tau)} + \frac{1}{2\sigma_0^2} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{n-1} \frac{P(k\delta - \tau) y_i^2(k\delta)}{\sigma_0^2 + P(k\delta - \tau)}.$$
 (2)

Введем текущее отношение "сигнал/шум" по мощности $q(t) = P(t) / \sigma_0^2$ и получим (2) в виде

$$z(\tau) = \frac{1}{2\sigma_0^2} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{n-1} \frac{q(k\delta - \tau) y_i^2(k\delta)}{1 + q(k\delta - \tau)} - N \sum_{k=0}^{n-1} \ln[1 + q(k\delta - \tau)].$$
(3)

Выражение (3) указывает на следующий вариант построения максимально правдоподобного измерителя запаздывания τ (рис. 1). Организуем банк из М параллельных каналов, в памяти каждого из которых хранятся наборы коэффициентов $1 + q(k\delta - \tau_m)$ и $q(k\delta - \tau_m)/[1 + q(k\delta - \tau_m)]$, где τ_m $(m = \overline{1, M})$ – значение параметра τ, на которое настроен *m*-й канал. Отсчеты огибающей $y_{ki}^2 = y_i^2(k\delta)$ с выхода квадратичного детектора КД суммируются с весами $q(k\delta - \tau_m)/[1 + q(k\delta - \tau_m)]$ и накапливаются от зондирования к зондированию. Накопленный итог корректируется поправкой в виде второго слагаемого в (3). Выходы всех каналов сравниваются в решающем устройстве РУ, выдающем в качестве оценки $\hat{\tau}$ значение τ_m канала с максимальным выходным эффектом:

$$\hat{\tau} = \arg\max_{m} z(\tau_m). \tag{4}$$

Если измерение в реальном времени не требуется, надобность в параллельных каналах отпадает, поскольку обработку можно осуществить последовательно, перестраивая единственный канал по запаздыванию перед очередной подачей на его вход массива записанных отсчетов.

Для нахождения дисперсии оценки $\hat{\tau}$ примем значение τ_0 за истинное запаздывание случайного



сигнала. Тогда, вычислив математические ожидания обеих частей (3), имеем

$$\overline{z(\tau)} = N \sum_{k=0}^{n-1} \frac{q(k\delta - \tau) \left[1 + q(k\delta - \tau_0)\right]}{1 + q(k\delta - \tau)} - N \sum_{k=0}^{n-1} \ln \left[1 + q(k\delta - \tau)\right],$$

где горизонтальная черта сверху означает статистическое усреднение. Перепишем полученное равенство в форме

$$\overline{z(\tau)} = A - N \sum_{k=0}^{n-1} \frac{1 + q(k\delta - \tau_0)}{1 + q(k\delta - \tau)} - N \sum_{k=0}^{n-1} \ln[1 + q(k\delta - \tau)],$$
(5)

где $A = N \sum_{k=0}^{n-1} [1 + q(k\delta - \tau_0)]$ не зависит от τ .

Найдем асимптотическую (соответствующую высокой точности измерений) условную (при истинном значении запаздывания τ_0) дисперсию оценки $\hat{\tau}$, воспользовавшись границей Крамера–Рао [7], [8]:

$$\operatorname{var}\left\{\hat{\tau}\big|\tau_{0}\right\} \approx -\frac{1}{d^{2}/d\tau^{2}\left[\overline{z(\tau)}\big|_{\tau=\tau_{0}}\right]}.$$
 (6)

Дважды продифференцировав (5), после подстановки $\tau = \tau_0$ получим:

$$\begin{aligned} \frac{d^2}{d\tau^2} \left[\overline{z(\tau)} \Big|_{\tau=\tau_0} \right] &= \\ &= -N \sum_{k=0}^{n-1} \left\{ -q''(k\delta - \tau_0) \left[1 + q(k\delta - \tau_0) \right] + \right. \end{aligned}$$

$$+2\left[q'(k\delta-\tau_{0})\right]^{2}\left/\left[1+q(k\delta-\tau_{0})\right]^{2}+N\sum_{k=0}^{n-1}\frac{-q''(k\delta-\tau_{0})\left[1+q(k\delta-\tau_{0})\right]+\left[q'(k\delta-\tau_{0})\right]^{2}}{\left[1+q(k\delta-\tau_{0})\right]^{2}}\right]^{2}$$

или

$$\frac{d^2}{d\tau^2} \left[\overline{z(\tau)} \Big|_{\tau=\tau_0} \right] = -N \sum_{k=0}^{n-1} \frac{\left[q'(k\delta - \tau_0) \right]^2}{\left[1 + q(k\delta - \tau_0) \right]^2}.$$
 (7)

Подставив (7) в (6), приходим к результату

$$\operatorname{var}\left\{\hat{\tau}\big|\tau_{0}\right\} \approx \frac{1}{N \sum_{k=0}^{n-1} \left[\frac{q'(k\delta - \tau_{0})}{1 + q(k\delta - \tau_{0})}\right]^{2}}.$$
 (8)

После умножения на $\delta = 1/W$ сумму в знаменателе (8) можно трактовать как приближение интеграла методом прямоугольников:

$$\delta \sum_{k=0}^{n-1} \left[\frac{q'(k\delta - \tau_0)}{1 + q(k\delta - \tau_0)} \right]^2 \approx \\ \approx \int_0^T \left[\frac{q'(t - \tau_0)}{1 + q(t - \tau_0)} \right]^2 dt \leq \int_{-\infty}^\infty \left[\frac{q'(t)}{1 + q(t)} \right]^2 dt,$$

откуда нижняя граница асимптотической дисперсии оценки запаздывания

$$\operatorname{var}\left\{\hat{\tau}\big|\tau_{0}\right\} \geq \frac{1}{NW \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{q'(t)}{1+q(t)}\right]^{2} dt}.$$
(9)

Если интервал наблюдения [0, T] охватывает весь временной диапазон, на котором q(t) испы-

тывает существенные изменения, левая и правая части (9) совпадают:

$$\operatorname{var}\left\{\hat{\tau}\big|\tau_{0}\right\} \approx \frac{1}{NW \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{q'(t)}{1+q(t)}\right]^{2} dt}, \quad N \gg 1, \quad (10)$$

где требование большого числа зондирований $(N \gg 1)$ отражает асимптотический характер сходимости дисперсии оценки запаздывания к границе Крамера–Рао. При этом условии среднеквадратическое отклонение оценки высоты от истинного значения

$$\sigma_h = \frac{c\sqrt{\operatorname{var}\left\{\hat{\tau} \mid \tau_0\right\}}}{2},\tag{11}$$

где с – скорость света.

В качестве примера определим дисперсию (10) для гипотетического профиля мощности

 $a(t) = a \Phi(Wt)$

rge
$$q_m = P_m / \sigma_0^2$$
; $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp(-t^2/2) dt$ -

интеграл вероятности, причем P_m – средняя мощность сигнала при максимальной отражающей поверхности¹. Для этого случая интеграл в знаменателе (10) определяется как

$$\int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{q'(t)}{1+q(t)} \right]^2 dt = \frac{q_m^2 W^2}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp(-W^2 t^2)}{\left[1+q_m \Phi(Wt)\right]^2} dt =$$
$$= \frac{q_m^2 W}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp(-x^2)}{\left[1+q_m \Phi(x)\right]^2} dx,$$

откуда для среднеквадратической ошибки измерения запаздывания имеем

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\operatorname{var}\left\{\hat{\tau} \middle| \tau_0\right\}} \ge \frac{\sqrt{2\pi}}{\sqrt{NWq_{me}}}, \qquad (12)$$

где

$$q_{me} = q_m \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp(-x^2) dx}{\left[1 + q_m \Phi(x)\right]^2}}$$

- "эквивалентное" отношение "сигнал/шум".

Кривая $q_{me}(q_m)$ приведена на рис. 2. В частности, для N = 500, W = 300 МГц, $q_m = 5$ из (12) и рис. 2 получим $\sigma_{\tau} \ge 0.16$ нс, что согласно



(11) отвечает среднеквадратической погрешности измерения высоты порядка 2.4 см.

Сравним это значение с погрешностью оценки по моменту пересечения уровня половинной мощности, часто используемой в реальных альтиметрах [2]–[4]. Дисперсия смеси сигнала и шума после квадратичного детектора в момент достижения мощностью сигнала половинного уровня составляет var $\{y^2\} = 4(\sigma_0^2 + P_m/2)^2$. В этот же момент для рассматриваемого профиля крутизна нарастания сигнальной мощности, накопленной за N зондирований, $S = NP_m W / \sqrt{2\pi}$, откуда

$$\sigma_{\tau} = \frac{\sqrt{N\operatorname{var}\left\{y^{2}\right\}}}{S} = \frac{2\left(\sigma_{0}^{2} + P_{m}/2\right)\sqrt{2\pi}}{\sqrt{N}P_{m}W} = \frac{\sqrt{2\pi}}{\sqrt{N}W}\frac{q_{m}+2}{q_{m}}.$$

При прежних исходных данных имеем $\sigma_{\tau} \approx 0.52$ нс, что в пересчете к высоте составит около 8 см. Тем самым измерение по пересечению уровня заметно проигрывает в точности оптимальному измерению.

Для того чтобы убедиться в надежности (10), проведено моделирование в среде МАТLАВ. Формировался массив независимых отсчетов заданного размера $n \times N$ на выходе квадратичного детектора, т. е. распределенных экспоненциально со средним значением, нарастающим вдоль столбца как $\mu = 2[1 + q_m \Phi(i - n/2)], \quad i = \overline{0, n - 1}.$ Полученные таким образом наблюдения обрабатывались согласно рис. 1 с шагом по τ в (3), равным $\delta/20 = 0.05/W$, и принятием решения по правилу (4). При каждом фиксированном значении q_m выборочная дисперсия рассчитывалась усреднением по M = 2000 попыткам. Приведенные в таблице значения σ_{τ} при n = 100, N = 500и W = 300 МГц свидетельствуют об исключитель-

¹ Аппроксимация нарастающего фронта мощности интегралом вероятности используется в ряде работ по спутниковой альтиметрии [9]–[11].

<i>a</i>	σ_{τ} , HC		a_{τ} σ_{τ} , HC a_{τ}		<i>a</i>	σ _τ ,	, нс		σ _τ ,	нс	<i>a</i>	σ _τ ,	нс	<i>a</i>	σ _τ ,	нс	
4 M	теор.	модел.	-1 m	теор.	модел.	-1 m	теор.	модел.	-1 m	теор.	модел.	-1 m	теор.	модел.	-1 m	теор.	модел.
0.50	0.528	0.705	1.25	0.334	0.351	2.00	0.264	0.264	2.75	0.225	0.219	4.00	0.187	0.183	5.50	0.159	0.162
0.75	0.432	0.521	1.50	0.310	0.313	2.25	0.249	0.244	3.00	0.216	0.213	4.50	0.176	0.175	6.00	0.152	0.151
1.00	0.374	0.397	1.75	0.283	0.282	2.50	0.236	0.237	3.50	0.198	0.194	5.00	0.167	0.170	6.50	0.147	0.149

ной близости результатов компьютерного эксперимента к теоретическому прогнозу, за исключением области малых отношений "сигнал/шум" q_m , где расхождения обязаны аномальным ошибкам, игнорируемым границей Крамера–Рао [7]. Графически высокая точность предсказания σ_{τ} с помощью (12) дополнительно иллюстрируется рис. 3, где кривой представлены результаты теоретического расчета, а маркерами – результаты эксперимента.

Резюмируя, отметим, что основными итогами работы являются статистический синтез максимально правдоподобного измерителя запаздывания сигнала космического высотомера и получение зависимости потенциальной точности оценки запаздывания от энергетики радиолинии, ширины спектра зондирующего сигнала и профиля принимаемой мощности. Достоверность теоретического



анализа подтверждена компьютерным моделированием. Установлено, что популярная оценка времени прихода отраженного сигнала по пересечению предустановленного порога весьма значительно (до нескольких раз) проигрывает в точности оптимальной оценке.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

 Комплексный спутниковый мониторинг морей России / О. Ю. Лаврова, А. Г. Костяной, С. А. Лебедев и др. М.: ИКИ РАН, 2011. 480 с.

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

3. Rees W. G. Physical Principles of Remote Sensing. 2nd ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2001. 343 p.

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

5. Терехов В. А., Гришечкин Б. Ю., Баскаков А. И. Потенциальная точность оптимального дискриминатора для измерения степени взволнованности морской поверхности с борта космического аппарата // Радиотехнические тетради. 2008. № 37. С. 65–69.

Статья поступила в редакцию 16 декабря 2016 г.

6. Егоров В. В., Ка Мин-Хо. Вопросы точности аэрокосмической альтиметрии // Исследование Земли из космоса. 2005. № 5. С. 48–55.

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

8. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции: в 3 т. / пер. с англ. М.: Сов. радио, 1972. Т. 1. 744 с.

9. Brown G. S. The average impulse response of a rough surface and its applications // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1977. Vol. AP-25, iss. 1. P. 67–74.

10. Jackson F. C., Walton W. T., Hines D. E. Sea surface mean square slope from Ku-band backscatter data // J. of Geophysical Research. 1992. Vol. 97, № 7. P. 11411–11427.

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

Для цитирования: 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.

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 25 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; широкополосные 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 трех 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 Echo-Signal Delay Measurement by Space-Based Radar Altimeter

Abstract. Satellite radar altimetry is a universal tool for global all-weather monitoring of the surface of the Earth. Substantial contribution to the satellite altimeter error is made by a component associated with noise and random nature of the echo-signal itself. When simulating a scattering surface with an array of specular points the altimeter echo-signal represents Gaussian process waveform received against AWGN. In such a case, the conventional statistical design produces an optimal echo-signal delay estimator in the form of the bank of identical energy receivers where decision is made according to maximal response. The Cramer-Rao bound defines the dependence of potential delay estimate accuracy on power and spectral resources used by altimeter, and the form of received power profile. The validity of analytical results obtained is confirmed by MATLAB simulation. It is also shown that the routine method of delay estimate based on threshold crossing yields manifold to the optimal one in measuring accuracy.

Key words: Satellite Altimeter, Delay Estimate, Maximum Likelihood Estimate, Cramer–Rao Bound

REFERENCES

1. Lavrova O. Yu., Kostianoy A. G., Lebedev S. A., Mitjagina M. I., Ginzburg A. I., Sheremet N. A. *Kompleksny sputnikoviy monitoring morey Rossii* [Complex Satellite Monitoring of the Russian Seas]. Moscow, *ICI RAS*, 2011, 480 p. (In Russian)

2. Vignudelli S., Kostianoy A. G., Cipollini P. Coastal Altimetry, ed. by J. Benveniste. Berlin, Springer, 2011, 565 p.

3. Rees W. G. Physical Principles of Remote Sensing. 2nd ed. Cambridge, Cambridge University Press, 2001, 343 p.

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

5. Terekhov V. A., Grishechkin B. Yu., Baskakov A. I. Potential Accuracy of the Optimal Discriminator for Spaceborne Measuring Roughness of the Sea Surface. *Radiotehnicheskie tetradi* [Radio Equipment Notebook], 2008, no. 37, pp. 65–69. (In Russian)

6. Egorov B. B., Ka Min-Khoyu. Problems of Aerospace Altimetry Accuracy. *Issledovanie Zemli iz kosmosa,* 2005, no. 5, pp. 48–55. (In Russian) 7. Kazarinov Yu. M. *Radiotehnicheskie sistemy: uchebnik dlja vuzov* [Radio Electronic Systems: Textbook for High School]. Moscow, *Vysshaya Shkola*, 1990, 496 p. (In Russian)

8. Van Trees H. L. Detection, estimation and modulation theory, P. 1. Chichester: John Wiley & Sons, Inc., 2001, 715 p.

9. 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.

10. Jackson F. C., Walton W. T., Hines D. E. Sea Surface Mean Square Slope from Ku-Band Backscatter Data. J. of Geophysical Research, 1992, vol. 97, no. 7, pp. 11411–11427.

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

Received December, 16, 2016

For citation: 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 Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 2, pp. 5–11. (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 25 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 621.391

Д. И. Каплун, В. В. Гульванский, И. И. Канатов, Д. М. Клионский Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) В. Ф. Лапицкий, В. И. Бобровский, К. В. Фролов, А. К. Скворцов ПАО "Интелтех" (Санкт-Петербург)

Разработка и исследование методов демодуляции частотно-манипулированных сигналов

Предложены различные методы демодуляции частотно-манипулированных сигналов и произведено их сравнение по критерию количества ошибок демодулированного сигнала относительно сигнала до модуляции при различном отношении "сигнал/шум".

Демодуляция, частотно-манипулированный сигнал, быстрое преобразование Фурье, автокорреляционная функция, двойная корреляция

Назначение канала связи - передача той или иной информации. Из теории связи известно, что существуют две основные причины снижения достоверности передачи [1]. Первая причина - снижение отношения "сигнал/шум" (signal noise ratio – SNR). Вторая причина – искажение сигнала. Применительно к аналоговым сигналам используются понятия интермодуляционных искажений (например, интермодуляционные искажения второго порядка (composite secondary order - CSO), интермодуляционные биения третьего порядка (composite triple beat – CTB) и канальные искажения) [2]. В цифровых системах связи большей частью используется понятие межсимвольной интерференции. В настоящей статье рассмотрено определение количества ошибок в зависимости от реализуемого значения SNR и используемого способа демодуляции.

Частотно-манипулированный (ЧМн) сигнал – сигнал, в составе которого излучаются гармони-

ческие колебания одной из двух известных частот в зависимости от значения бита информационной последовательности [3]. Частоты сигналов, соответствующих логическим "1" и "0", определяются как $f \pm f_0$, где f – центральная частота сигнала; f_0 – отклонение частоты, причем логическому "0" соответствует знак "–" в формуле, а логической "1" – знак "+". Полоса частот такого сигнала составляет $2f_0$.

Математическая модель. Модель разработана в вычислительной среде MatLab. Рассмотрена демодуляция сигнала с частотой логического "0" 1.6 кГц и логической "1" 2.0 кГц. В модели предусмотрена дискретизация с частотой 12.8 кГц. Длительность логического символа составляет 128 отсчетов. В целях анализа потенциальных возможностей принято, что во всех звеньях модели производится символьная синхронизация, позволяю-



щая абсолютно точно зафиксировать начало каждого символа (ошибки межсимвольной интерференции не рассматриваются).

Поступающий на анализируемые демодуляторы сигнал формируется схемой, представленной на рис. 1. Последовательность информационных символов формируется генератором псевдослучайной последовательности ГПСП. Коммутатор К под управлением этой последовательности включает в ЧМн-сигнал пачки импульсов одной из двух частот, генерируемых опорными генераторами ОГ0 и ОГ1. В сформированный сигнал добавляется аддитивный "белый" гауссовский шум (блок АБГШ) с заданным SNR, определяемым как отношение энергии информационного символа E_s к спектральной плотности мощности шума N_0 .

Пример амплитудного спектра сформированного сигнала при SNR = 0 дБ показан на рис. 2.



Сформированный сигнал поступает на блоки демодуляторов. В настоящей статье описаны выходные сигналы и приведены результаты анализа ошибок для нескольких видов демодуляторов:

 – демодулятора на основе быстрого преобразования Фурье;

 демодулятора с использованием взаимнокорреляционной функции 1-го порядка;

 демодулятора с использованием взаимнокорреляционной функции 2-го порядка. Демодулятор на основе быстрого преобразования Фурье. В демодуляторе производится быстрое преобразование Фурье на основе выборки из 128 отсчетов. Связь номера дискретного частотного отсчета с частотой f_n задается формулой $n = f_n T + 1$, где T - длительность символа. При указанной ранее частоте дискретизации и количестве отсчетов, приходящихся на логический символ, T = 0.01 с.

На 17-м частотном отсчете *n* спектра *S* находится сигнал с частотой логического"0" (рис. 3), а в 21-м канале – сигнал с частотой логической "1" (рис. 4).



Решение о значении демодулированного символа принимается по результатам сравнения значений спектра в указанных спектральных отсчетах.

Демодулятор с использованием взаимнокорреляционной функции 1-го порядка. Оптимальным обнаружителем сигнала является обнаружитель на основе автокорреляционной функции (АКФ):

$$R_{1}(m) = \sum_{k=0}^{N-|m|-1} s(k)s(k+m)$$

где m – смещение, измеряемое количеством отсчетов; N – количество отсчетов анализируемого сигнала s(k).





АКФ синусоиды представляет собой модулированную по амплитуде синусоиду той же частоты, не зависящую от начальной фазы сигнала [4].

Гармонический сигнал в смеси с шумом при SNR = 0 дБ представлен на рис. 5, его $AK\Phi$ – на рис. 6. $AK\Phi$ имеет квазипериодический характер (отличие от строгой периодичности обусловлено шумом).

В процессе демодуляции принятого сигнала для устранения чувствительности коррелятора к его начальной фазе определяется АКФ. Далее вычисляются взаимно-корреляционные функции (ВКФ) с образцами переданных гармонических сигналов, соответствующих логическим "0" и "1". Пример ВКФ принятого сигнала по рис. 6 при его несовпадении с переданным сигналом представлен на рис. 7, при совпадении – на рис. 8. Решение принимается в пользу информационного сигнала, для которого максимум ВКФ имеет большее значение.

Демодулятор с использованием взаимнокорреляционной функции 2-го порядка. Корреляционная обработка принятого сигнала на основе ВКФ 2-го порядка позволяет выделить гармонический сигнал с лучшим качеством, чем корреляционная обработка 1-го порядка [5], [6].

В рамках данного метода вначале определяется АКФ 2-го порядка принятого сигнала

$$R_{2}(m) = \sum_{p=0}^{N_{1}-|m|-1} R_{1}(p)R_{1}(p+m),$$

где N₁ – длина АКФ передаваемых сигналов. Затем аналогично предыдущему методу рассчитываются ВКФ этой функции с образцами переданных сигналов.

ВКФ 2-го порядка с переданным сигналом по рис. 5 (имеющим АКФ по рис. 6) показана на рис. 9.

Дальнейшая обработка полученных ВКФ и принятие решения аналогичны операциям, выполняемым в корреляторе с использованием ВКФ 1-го порядка.

Результаты. Для сравнения качества выделения переданных цифровых сигналов демодуляторами определялась точность демодуляции согласно выражению $P = N_{\rm np} / N_{\rm oбщ}$, где $N_{\rm np}$ – количество правильно демодулированных бит; $N_{\rm oбщ}$ – общее количество принятых бит.

Подсчет выполняется в блоке (рис. 10). Результат обработки сравнивается с исходным сигналом, и в течение длительности строба подсчитывается количество ошибок демодуляции.





Промоделированы передача и прием непрерывных посылок бит длительностью 100 с. Результаты тестирования указанных в настоящей статье демодуляторов сведены в таблицу.

Из приведенных данных следует, что наилучшие результаты при значениях SNR > 5 дБ дает демодулятор с использованием ВКФ 2-го порядка,

	Метод на основе						
SNR, дБ	БПΦ	ВКФ	ВКΦ				
		1-го порядка	2-го порядка				
10	0	0	0				
9	0.0091	0.0094	0.0085				
8	0.0219	0.0212	0.0217				
7	0.0428	0.0445	0.0427				
6	0.0727	0.0732	0.0719				
5	0.1067	0.1095	0.1072				
4	0.1439	0.1470	0.1441				
3	0.1817	0.1842	0.1817				
2	0.2238	0.2262	0.2249				
1	0.2634	0.2642	0.2620				
0	0.2971	0.3022	0.2983				

а при меньших значениях SNR – демодулятор на основе БПФ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Shannon C. E. A mathematical theory of communication // Bell System Technical J. 1948. Vol. 27. P. 379–423 and 623–656.

2. Bond F. E., Meyer H. F. Intermodulation effects in limiter amplifier repeaters // IEEE Trans. Comm. 1970. Vol. COM-18. P. 127–135.

3. Boashash B. Time-Frequency Signal Analysis and Processing – A Comprehensive Reference. Oxford: Elsevier Science, 2003. 771 p.

4. Croxton F. E., Cowden D. J., Klein S. Applied General Statistics. London: Sir Isaac Pitman and Sons, 1968. 754 p.

Статья поступила в редакцию 29 марта 2017 г.

5. Tetsuya Shimamura, Ngoc Dinh Nguyen. Autocorrelation and double autocorrelation based spectral representations for a noisy word recognition system // INTERSPEECH 2010, 11th Annu. Conf. of the International Speech Communication Association, Makuhari, Chiba, Japan, Sept. 26–30, 2010. Red Hook: Curran Associates, Inc., 2010. P. 1712–1716.

6. Rodgers J. L., Nicewander W. A. Thirteen ways to look at the correlation coefficient // The American Statistician. 1988. Vol. 42, N 1. P. 59–66.

Для цитирования: Разработка и исследование методов демодуляции частотно-манипулированных сигналов / Д. И. Каплун, В. В. Гульванский, И. И. Канатов, Д. М. Клионский, В. Ф. Лапицкий, В. И. Бобровский, К. В. Фролов, А. К. Скворцов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017, № 2. С. 11–16.

Каплун Дмитрий Ильич – кандидат технических наук (2009), доцент кафедры автоматики и процессов управления Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; радиоэлектроника.

E-mail: mitya_kapl@front.ru

Гульванский Вячеслав Викторович – магистр техники и технологии по направлению "Управление в технических системах" (2015), аспирант кафедры автоматики и процессов управления Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 15 научных работ. Сфера научных интересов – информационные и телекоммуникационные системы; цифровая связь; цифровая обработка сигналов.

E-mail: vvgulvanskii@gmail.com

Канатов Иван Иванович – кандидат технических наук (1974), доцент (1980) кафедры автоматики и процессов управления Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – математическая теория систем; цифровая обработка сигналов.

E-mail: iikanatov@etu.ru

Клионский Дмитрий Михайлович – кандидат технических наук (2013), доцент кафедры математического обеспечения и применения ЭВМ Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая обработка сигналов; вейвлет-анализ; спектральный анализ; моделирование в MATLAB. E-mail: klio2003@list.ru *Лапицкий Владимир Францевич* – кандидат технических наук (2000), доцент (2001), начальник отдела ПАО "Интелтех" (Санкт-Петербург). Автор 68 научных работ. Сфера научных интересов – информационные и телекоммуникационные системы; цифровая связь.

E-mail: lvf333@ya.ru

Бобровский Вадим Игоревич – доктор технических наук (2009), доцент (2010), Начальник отдела ПАО "Интелтех" (Санкт-Петербург). Автор 139 научных работ. Сфера научных интересов – информационные и телекоммуникационные системы; цифровая связь.

E-mail: v.bobrovskiy@ntc1.inteltech.ru

Фролов Константин Владимирович – магистр по направлению "Цифровые, микроволновые и оптические системы связи" (2016), инженер 2-й категории ПАО "Интелтех" (Санкт-Петербург). Сфера научных интересов – информационные и телекоммуникационные системы; цифровая связь. E-mail: intelteh@inteltech.ru

Скворцов Алексей Кириллович – инженер по специальности "Многоканальные телекоммуникационные системы" (2010, Военная академия связи им. С. М. Буденного), инженер 2-й категории ПАО "Интелтех" (Санкт-Петербург). Сфера научных интересов – информационные и телекоммуникационные системы; цифровая связь.

E-mail: intelteh@inteltech.ru

D. I. Kaplun, V. V. Gulvanskiy, I. I. Kanatov, D. M. Klionskiy Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI" V. F. Lapizkiy, V. I. Bobrovskiy, K. V. Frolov, A. K. Skvortzov

PJSC "Inteltech" (Saint Petersburg)

Development and Study of Demodulation Techniques for Frequency Manipulated Signals

Abstract. The goal of our research is development and study of different demodulation techniques for a frequency shift keyed signals. The signal under study is a frequency-shift keyed (FSK) signal when the information signal regulates the carrier frequency. We consider a model imitating data transmission channels and allowing us to perform error counting. The data transmission channels have ideal synchronization. Several techniques of demodulator design are introduced for demodulating frequency-shift keyed (FSK) signal and we compare the techniques using the criterion of error number of a demodulated signal relative to a signal prior to modulation for different signal-to-noise ratio. Signal-to-noise ratio is calculated as a ratio of the energy of the information symbol to the noise power spectral density. We have tested different demodulation techniques with different signal-to-noise ratio and produced a table containing information on demodulation accuracy for different techniques. Overall, we have simulated 100 sec. of continuous bit packages. We indicate that the best results for signal-to-noise ratio exceeding 5 dB are provided with the technique based on double correlation, and for signal-to-noise ratio less than 5 dB – with the technique based on the fast Fourier transform.

Key words: Demodulation, Frequency-Shift Keyed Signals, Fast Fourier Transform, Autocorrelation Function, Double Correlation

REFERENSES

1. Shannon C. E. A Mathematical Theory of Communication. Bell System Technical J., 1948, vol. 27, pp. 379– 423 and 623–656.

2. Bond F. E., Meyer H. F. Intermodulation Effects in Limiter Amplifier Repeaters. IEEE Trans. Comm., 1970, vol. COM-18, pp. 127–135.

3. Boashash B. Time-Frequency Signal Analysis and Processing – A Comprehensive Reference. Oxford, Elsevier Science, 2003, 771 p.

4. Croxton F. E., Cowden D. J., Klein S. Applied General Statistics. London, Sir Isaac Pitman and Sons, 1968, 754 p.

5. Tetsuya Shimamura, Ngoc Dinh Nguyen. Autocorrelation and Double Autocorrelation Based Spectral Representations for a Noisy Word Recognition System. INTERSPEECH 2010, 11th Annu. Conf. of the International Speech Communication Association, Makuhari, Chiba, Japan, Sept. 26–30, 2010. Red Hook, Curran Associates, Inc., 2010, pp. 1712–1716.

6. Rodgers J. L., Nicewander W. A. Thirteen ways to look at the correlation coefficient. The American Statistician, 1988, vol. 42, no. 1, pp. 59–66.

Received March, 29, 2017

For citation: Kaplun D. I., Gulvanskiy V. V., Kanatov I. I., Klionskiy D. M., Lapizkiy V. F., Bobrovskiy V. I., Frolov K. V., Skvortzov A. K. Development and Study of Demodulation Techniques for Frequency Manipulated Signal. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 2, pp. 11–16. (In Russian).

Dmitry I. Kaplun – Ph.D. on Engineering (2009), Associate Professor of the Department of Automation and Control Processes of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: digital signal processing; radio electronics. E-mail: mitya kapl@front.ru

Vyacheslav V. Gulvanskiy - Master's Degree in Engineering and Technology in Engineering System Management (2015), postgraduate student of the Department of Automation and Control Processes of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 15 scientific publications. Area of expertise: information and telecommunication systems; digital communication; digital signal processing. E-mail: vvgulvanskii@gmail.com

Ivan I. Kanatov - Ph.D. in Engineering (1974), Associate Professor (1980) of the Department of Automation and Control Processes of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: mathematical system theory; digital signal processing. E-mail: iikanatov@etu.ru

Dmitry M. Klionskiy - Ph.D. in Engineering (2013), Associate Professor of the Department of Software and Computer Application of Saint-Petersburg Electrotechnical University"LETI". The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: wavelet-analysis; spectral analysis; MATLAB modeling. E-mail: klio2003@list.ru

Vladimir F. Lapizkiy - Ph.D. in Engineering (2000), Associate Professor (2001). Head of the Department for PJSC "Inteltech" (Saint Petersburg). The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: information and telecommunication systems; digital communication. E-mail: lvf333@ya.ru

Vadim I. Bobrovskiy - D.Sc. in Engineering (2009), Associate Professor (2010), Head of Department of PJSC "Inteltech" (Saint Petersburg). The author of 139 scientific publications. Area of expertise: information and telecommunication systems; digital communication.

E-mail: v.bobrovskiy@ntc1.inteltech.ru

Konstantin V. Frolov - Master's Degree in Digital, Microwave and Optical Communication Systems (2016) of Saint-Petersburg Electrotechnical University "LETI". 2nd Class Engineer for PJSC "Inteltech" (Saint Petersburg). Area of expertise: information and telecommunication systems; digital communication. E-mail: intelteh@inteltech.ru

Aleksei K. Skvortzov - Engineer in Multichannel Telecommunication Systems (2010, Military Academy of Communications (Saint-Petersburg)). 2nd Class Engineer for PJSC "Inteltech" (Saint Petersburg). Area of expertise: information and telecommunication systems; digital communication. E-mail: intelteh@inteltech.ru

УДК 621.396.62

С. В. Дворников, А. В. Пшеничников Военная академия связи (Санкт-Петербург)

Помехозащищенная модель радиолинии в условиях динамического преднамеренного воздействия

Проанализирована эффективность известных режимов функционирования радиолинии в условиях динамического воздействия. На основе полученных результатов обоснована актуальность синтеза помехозащищенных моделей функционирования радиолинии. Сформулирована цель исследования, для достижения которой введено понятие стратегии управления ресурсами радиолинии. Заданы ограничения на параметры преднамеренного воздействия. На основе теории случайных процессов получена модель радиолинии при динамическом преднамеренном воздействии.

Помехозащищенность, метод управления, модель радиолинии, преднамеренное воздействие, оценка эффективности

Обеспечение эффективности линий радиосвязи было и остается приоритетным на всех этапах построения объединенной автоматизированной цифровой сети связи [1]. Учитывая темпы роста возможностей радиотехники, весьма актуальным является обеспечение помехозащищенности и пропускной способности современной сети радиосвязи.

Методы повышения помехозащищенности линий радиосвязи представлены в работах [2]-[5]. Предложенные решения основываются на увеличении базы сигнала с использованием различных технологий. Вопросы повышения пропускной способности линий радиосвязи нашли отражение в работах [6]-[12], в которых на основе методов © Дворников С. В., Пшеничников А. В., 2017

теории связи получены помехоустойчивые сигнальные конструкции.

Необходимо заметить, что разработанный методический аппарат применим к достаточно узкому классу внешних воздействий, так как предполагает стационарность внешней среды. Кроме того, при разработке методик не учитывались когнитивные свойства системы противодействия, проявляющиеся в динамическом изменении параметров воздействия на радиолинию, которое определим как динамическое преднамеренное воздействие. Для обоснования сделанного вывода проведем обобщенную оценку эффективности воздействия комплекса противодействия на радиолинию, функционирующую на группе частот.

Введем следующие допущения относительно системы противодействия. Предположим, что в информационной базе имеются данные об используемых в радиолинии сигнальных конструкциях, а также расположении источников радиоизлучения. Постановка преднамеренных помех осуществляется по отношению к одной сигнальной конструкции при условии достаточного энергетического ресурса, а алгоритмы функционирования комплекса противодействия позволяют динамически изменять режимы его функционирования. Подсистема радиоразведки обладает достаточной мощностью для выявления группы выделенных частот.

В отношении радиолинии положим, что для ее функционирования выделено *m* рабочих частот. Энергетические ресурсы радиолинии соизмеримы с ресурсами комплекса противодействия. В радиолинии применяется метод группового использования частот, реализованный различными современными режимами функционирования радиолиний [2]–[4], [13], [14].

С учетом сделанных допущений и ограничений задача системы противодействия сводится к выявлению факта излучения на рабочих частотах и оптимального распределения своего энергетического ресурса. Необходимо отметить, что задачи распределения ресурсов достаточно точно формализуются методами исследования операций [15]. Будем полагать, что их решения являются основой синтеза функциональных моделей системы противодействия, реализующего принципы динамического изменения воздействия.

В этих условиях наибольший интерес представляет оценка среднего времени реакции системы противодействия, под которым будем понимать временной интервал от начала функционирования радиолинии до постановки преднамеренных помех. Заметим, что система введенных допущений несколько обобщает функциональную модель деструктивного воздействия. Вместе с тем она позволяет получить обобщенную оценку эффективности современных режимов функционирования радиолиний.

В заданных ограничениях среднее время реакции определим как среднее время реакции для рабочей частоты \overline{t}_{pi} , $i = \overline{1,m}$. Для определения данного параметра будем полагать, что обнаружение рабочей частоты радиолинии возможно при одновременном выполнении трех условий: наличии радиоизлучения, электромагнитной доступности и временного контакта приемника поиска системы противодействия с радиоизлучением.

На рис. 1 приведена модель поиска радиоизлучения на *i*-й рабочей частоте, $i = \overline{1, m}$.

Наличие излучения на *i*-й рабочей частоте представим случайным импульсным потоком со средним временем излучения $\overline{t}_{излi}$ и средним временем паузы \overline{t}_{ni} . Электромагнитную доступность (ЭМД) этого излучения аналогично пред-



ставим случайным импульсным потоком со средним временем электромагнитной доступности $\overline{t}_{\Im M \Pi i}$ и временем электромагнитной недоступности $\overline{t}_{\Pi \Im M \Pi i}$.

При последовательном обзоре полосы частот анализ *i*-й рабочей частоты представим детерминированным импульсным потоком с периодом обзора $T_{\rm of3}$ и временем контакта $t_{\rm K}$. Предположим, что для обнаружения факта излучения при его наличии и электромагнитной доступности необходимо $t_{\rm K} \ll \overline{t}_{\rm изл}$.

Введем обозначения:

$$\overline{F}_{\mu_{3}\pi_{i}} = 1/\overline{T}_{\mu_{3}\pi_{i}} = 1/(\overline{t}_{\mu_{3}\pi_{i}} + \overline{t}_{\pi_{i}});$$

$$\gamma_{t_{i}} = \overline{t}_{\mu_{3}\pi_{i}}/(\overline{t}_{\mu_{3}\pi_{i}} + \overline{t}_{\pi_{i}}) = \overline{F}_{\mu_{3}\pi_{i}}\overline{t}_{\mu_{3}\pi_{i}}.$$
(1)

Из определения вероятности случайного события следует:

$$P_{\Im M Д i} = \overline{t}_{\Im M Д i} / (\overline{t}_{\Im M Д i} + \overline{t}_{H} \Im M J i}) = \overline{F} \Im M J i \overline{t}_{\Im M J i}.$$

Среднее время реакции \overline{t}_{pi} определим с использованием элементов теории случайных импульсных потоков [16]:

$$\overline{t}_{pi} = \overline{t}_{COB\Pi i} = \left(\sum_{n=1}^{N} \frac{1}{\overline{t}_n}\right)^{-1} \left(\frac{1}{\prod_{n=1}^{N} \overline{F}_n \overline{t}_n} - 1\right)$$

где $\overline{t}_{COBПi}$ – среднее время совпадения *i*-х потоков излучения (n = 1) и доступности (n = 2); \overline{F}_n , \overline{t}_n – средняя частота и средняя длительность *n*-го потока соответственно.

Для представленной на рис. 1 модели без учета последовательного обзора (N = 2) имеем:

$$\overline{t}_{\text{COBTI}i} = \left(\frac{1}{\overline{t}_{\text{W3TI}i}} + \frac{1}{\overline{t}_{\overline{9}\text{M}\overline{1}i}}\right)^{-1} \times \left(\frac{1}{\overline{F}_{\overline{9}\text{M}\overline{1}i}\overline{t}_{\overline{9}\text{M}\overline{1}i}\overline{F}_{\text{W3TI}i}\overline{t}_{\overline{W3TI}i}} - 1\right).$$

С учетом детерминированного потока последовательного обзора полосы частот (рис. 1):

$$\overline{t}_{\text{COBIL}i} = \overline{t}_{pi} = \left(\frac{1}{\overline{t}_{\text{W3},ni}} + \frac{1}{\overline{t}_{\Im M,\overline{l}i}}\right)^{-1} \times \left(\frac{1}{\overline{F}_{\Im M,\overline{l}i}\overline{t}_{\Im M,\overline{l}i}} - 1\right) + t_{\text{K}}.$$
 (2)

Учитывая (1) преобразуем (2):

$$\overline{t}_{pi} = \frac{\overline{t}_{\mu \Im \pi i} \overline{t}_{\Im M \square i}}{\overline{t}_{\Im M \square i} + \overline{t}_{\mu \Im \pi i}} \left(\frac{1}{P_{\Im M \square i} \gamma_{t_i}} - 1 \right) + t_{K}.$$
 (3)

Для упрощения (3) предположим, что время работы радиолинии на одной частоте фиксировано: $\overline{t}_{излi} = t_{\phi}$. Тогда с учетом (1) окончательно получим:

$$\overline{t}_{pi} = \frac{t_{\Phi} \overline{t}_{\Im M Д i}}{\overline{t}_{\Im M Д i} + t_{\Phi}} \left(\frac{T}{P_{\Im M Д i} t_{\Phi}} - 1 \right) + t_{\kappa}, \qquad (4)$$

где T – период программной перестройки рабочей частоты при работе радиолинии на нескольких частотах.

На рис. 2 представлены результаты аналитического моделирования с использованием выражения (4). В качестве исходных данных предполагалось, что $t_{\rm K} = 2\,{\rm mc}, \ \overline{t}_{\Im M} \underline{J}_i = 180\,{\rm c}.$

Из анализа результатов следует, что при функционировании радиолинии на одной частоте или в адаптивных режимах на группе частот, характеризуемых отношением $t_{\Phi}/T = 1$, преднамеренное воздействие на ее ресурсы будет оказано за время, не превышающее 0.1 с. При функционировании радиолинии в режиме программной перестройки рабочей частоты на 1000 частотах и произвольном законе использования частот $t_{\Phi}/T = 0.001$ и время реакции системы противодействия возрастет до 10 с.

Проведенная оценка эффективности системы противодействия носит обобщенный характер. Однако она наглядно показывает, что существующие алгоритмы функционирования радиолиний в своей совокупности не обеспечивают их эффективное функционирование в условиях динамически изменяющейся конфликтной ситуации. Следовательно, разработка моделей и методов помехозащиты радиолиний в этих условиях является достаточно актуальной проблемой. В настоящей статье представлен один из подходов к решению указанного класса задач, основанный на теории случайных процессов



и понятии коэффициентов использования элементарных методов управления.

Для дальнейших рассуждений введем следующие понятия. Под стратегией управления радиолинией будем понимать совокупность элементарных методов управления. А элементарным методом управления будем считать совокупность способов, направленных на достижение требуемого значения эффективности функционирования радиолинии. Отличительными свойствами элементарных методов управления являются их дальнейшая неделимость, системность при формировании стратегии управления. Под системностью элементарных меттодов управления будем понимать их структурнофункциональную взаимосвязанность, учитывая, что некоррелированные элементарные методы управления образуют отдельные стратегии управления.

Примерами элементарных методов управления ресурсами радиолинии являются ее функционирование на фиксированной частоте, частотно-адаптивный режим, режим программной перестройки рабочей частоты на выделенных частотах и др. [16]. В настоящей статье положим элементарные методы управления известными. В такой постановке целью является разработка стратегии управления ресурсами радиолинии в условиях изменяющегося деструктивного воздействия.

Стратегии управления ресурсами определим коэффициентами использования элементарных методов управления радиолинией α и системы противодействия β. Для этого введем понятия векторов использования элементарных методов управления ресурсами радиолинии и системы противодействия.

Предположим, что система управления ресурсами радиолинии использует l = 2, 3, ..., L элементарных методов управления. Тогда под коэффициентом использования *j*-го элементарного метода будем понимать отношение суммарного временно́го интервала использования элементарного метода τ_{Σ_i} к периоду оценки $T_{\text{оц}}$:

$$\alpha_j = \tau_{\Sigma_j} / T_{\text{OII}}$$
.

На временно́м промежутке $T_{0\downarrow}$ стратегии управления ресурсами радиолинии и системы противодействия остаются неизменными. Коэффициенты α_i образуют вектор использования элементарных методов системой управления ресурсами радиолинии:

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \alpha_1 & \alpha_2 & \dots & \alpha_L \end{pmatrix}. \tag{5}$$

Необходимо отметить, что выражение (5) определяет значения вектора коэффициентов использования элементарных методов в частном случае при условии стационарного воздействия. В общем случае в условиях динамического воздействия вектор **A** зависит от времени:

$$\mathbf{A}(t) = \begin{bmatrix} \alpha_1(t) & \alpha_2(t) & \dots & \alpha_L(t) \end{bmatrix}$$

Аналогичным образом определим вектор использования элементарных методов управления системой противодействия $\mathbf{B}(t)$.

Нахождение элементов вектора A(t), определяющего стратегию управления ресурсами радиолинии, в общем случае является нетривиальной задачей, требующей формализации для различных условий внешнего воздействия. Приведем решение данной задачи для случая, когда совокупность элементарных методов воздействия системы противодействия образует простейший поток. При условии, что каждому элементарному методу управления ресурсами радиолинии соответствует единственный метод преднамеренного воздействия, поток элементарных методов управления ресурсами радиолинии с достаточной точностью также можно полагать простейшим.

При этом должны выполняться следующие условия:

 – число используемых элементарных методов управления за расчетный интервал времени должно не зависеть от конкретного временно́го интервала и определяться только длиной последнего (свойство стационарности);

 в каждый текущий момент времени используется только один элементарный метод управления (свойство ординарности);

 – количество элементарных методов управления за конкретный интервал времени не зависит от того, сколько элементарных методов используется на других интервалах (отсутствие последействия, что практически означает отсутствие корреляционных связей между элементарными методами управления).

В рамках сделанных ограничений представим модель радиолинии в виде непрерывной цепи Маркова. Тогда вероятности состояний определим коэффициентами использования элементарных методов управления:

$$\alpha_j = \lim_{t \to \infty} \alpha_j(t), \quad j = \overline{1, L}.$$
 (6)

Для выполнения условия (6) необходимо, чтобы все существенные состояния модели были связанными. Пример такой модели радиолинии



представлен на рис. 3. Кругами на ней обозначены возможные (требуемые) состояния линии радиосвязи. Коэффициенты использования элементарных методов управления ресурсами радиолинии α_1 , α_2 , ..., α_L определяют состояния линии радиосвязи. Вероятности P_{11} , P_{12} , P_{21} , ..., P_{jj} , $P_{j-1 j}$, $P_{j j-1}$, ..., P_{LL} $(j = \overline{1, L})$ – вероятности перехода из одного состояния в другое, значения которых могут быть рассчитаны на основе подходов к оценке показателей эффективности функционирования радиолинии [2], [3], [4], [13], [17].

Для описания функционирования системы на рис. 3 воспользуемся уравнениями Колмогорова [18]:

$$\begin{cases} \frac{d\alpha_1}{dt} = P_{11}\alpha_1 - P_{12}\alpha_2 + P_{21}\alpha_1 - P_{1L}\alpha_L + P_{L1}\alpha_1; \\ \frac{d\alpha_2}{dt} = P_{22}\alpha_2 - P_{21}\alpha_1 + P_{12}\alpha_2 - P_{23}\alpha_2 + P_{32}\alpha_3. \end{cases}$$
(7)

Для решения системы (7) учтем, что при простейшем потоке воздействия

$$\sum_{j=1}^{L} \alpha_j = 1; \quad \sum_{j=1}^{L} \sum_{s=1}^{L} P_{js} = 1$$

В качестве примера рассмотрим функционирование модели радиолинии при использовании трех элементарных методов управления (рис. 4).

Предположим, что

(1

$$P_{11} = P_{22} = P_{33} =$$

= $P_{12} = P_{21} = P_{23} = P_{32} = P_{31} = P_{13} = 1/9.$



Результаты моделирования с использованием предложенной методики показывают, что любой из трех элементарных методов задается коэффициентом использования равным нулю, два других – с коэффициентами 1/2. Следовательно, один из методов может быть исключен из алгоритма функционирования радиолинии.

При

$$P_{11} = P_{22} = P_{33} = 0;$$

 $P_{12} = P_{21} = P_{23} = P_{32} = P_{31} = P_{13} = 1/6$

получаем аналогичный результат. Причем данный алгоритм исключает возможность перехода модели в одно и то же состояние за одну итерацию.

При

$$\begin{array}{l} P_{11}=P_{22}=P_{33}=0;\\ P_{12}=0.21;\,P_{21}=0.34;\,P_{23}=0.05;\\ P_{32}=0.05;\,P_{31}=0.3;\,P_{13}=0.05 \end{array}$$

получаем $\alpha_1 = 0.55; \ \alpha_2 = 0.41, \ \alpha_3 = 0.04.$

Таким образом, на основе теории случайных процессов предложена модель помехозащиты радиолинии при нестационарных параметрах внешнего воздействия, описываемого простейшим потоком. Метод требует соблюдения ограничений по потоку воздействия элементарных методов управления и необходимости задания переходных вероятностей модели. Достоинством метода является возможность управления функционированием модели радиолинии на основе построения графа функционирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

 Лихачев А. М., Абрамович А. В., Присяжнюк А. С. Концептуальные основы создания и развития автоматизированной системы управления ОАЦСС ВС РФ. // Информация и космос. 2016. № 2. С. 6–21.

2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е изд. / пер. с англ. М.: Издательский дом "Вильямс", 2003. 1041 с. 3. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигнала методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В. И. Борисов, В. М. Зинчук, А. Е. Лимарев и др.; под ред. В. И. Борисова. М.: Радио и связь, 2000. 384 с.

 Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью / В. И. Борисов, В. М. Зинчук, А. Е. Лимарев и др.; под ред. В. И. Борисова. М.: Радио и связь, 2003. 640 с.

5. Синтез фазоманипулированных вейвлет-сигналов / С. В. Дворников, С. С. Манаенко, С. С. Дворников, А. А. Погорелов // Информационные технологии. 2015. Т. 21, № 2. С. 140–143.

6. Повышение помехоустойчивости сигналов КАМ-16 с трансформированными созвездиями / С. В. Дворников, А. В. Пшеничников, А. А. Русин, А. С. Дворников // Вопр. радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения. 2014. № 2. С. 51–56.

7. Дворников С. В., Пшеничников А. В., Бурыкин Д. А. Структурно-функциональная модель сигнального созвездия с повышенной помехоустойчивостью // Информация и космос. 2015. № 2. С. 4–7.

8. Дворников С. В., Пшеничников А. В., Манаенко С. С. Помехоустойчивая модель сигнала КАМ-16 с трансформированным созвездием // Информационные технологии. 2015. Т. 21, № 9. С. 685–689.

9. Методика трансформации сигнального созвездия КАМ-16 с изменение его формы / А. Ю. Гужва, С. В. Дворников, А. А. Русин, А. В. Пшеничников // Электросвязь. 2015. № 2. С. 28–31.

 Теоретические положения повышения помехоустойчивости сигнально-кодовых конструкций квадратурных сигналов / С. В. Дворников, А. В. Пшеничников, С. С. Манаенко, Д. А. Бурыкин, Д. А. Кузнецов // Информация и космос. 2015. № 3. С. 13–16.

11. Демодуляция сигналов ОФТ на основе адаптивного порога / С. В. Дворников, А. А. Устинов, А. В. Пшеничников, В. В. Борисов, А. Г. Москалец, Д. А. Бурыкин // Вопр. радиоэлектроники. Сер. Техника телевидения. 2013. № 2. С. 90–97.

12. Дворников С. В., Манаенко С. С., Пшеничников А. В. Спектрально-эффективные сигналы с непрерывной фазой // Вестн. Воронеж. гос. техн. ун-та. 2016. Т. 12, № 2. С. 87–93.

13. Волков Л. Н., Немировский М. С., Шинаков Ю. С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: учеб. пособие. М.: Эко-Трендз, 2005, 392 с.

14. Военные системы радиосвязи: в 2 ч. / под ред. В. В. Игнатова; ВАС. Л., 1989. Ч. І. 386 с.

15. Таха Х. Введение в исследование операций: в 2 кн. М.: Мир, 1985. Кн. 1. 479 с.; Кн. 2. 496 с.

16. Седякин М. Я. Элементы теории случайных импульсных потоков. М.: Сов. радио, 1965. 263 с.

17. Методика оценки вероятности битовой ошибки в каналах спутниковой связи при возмущении ионосферы / В. П. Пашинцев, М. Р. Бибарсов, С. С. Манаенко, Д. А. Потягов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2012. Вып. 2. С. 62–68.

18. Вентцель Е. С. Теория вероятностей. М.: Физматгиз, 1962. 564 с.

Статья поступила в редакцию 19 декабря 2016 г.

Для цитирования: Дворников С. В., Пшеничников А. В. Помехозащищенная модель радиолинии в условиях динамического преднамеренного воздействия // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 2. С. 16–22.

Дворников Сергей Викторович – доктор технических наук (2005), профессор (2011) кафедры радиосвязи Военной академии связи им. маршала Советского Союза С. М. Буденного (Санкт-Петербург). Автор более 300 научных работ. Сфера научных интересов – техника радиосвязи; помехозащищенные радиосистемы; теория связи; статистическая радиотехника; цифровая обработка сигналов. E-mail: practicdsv@yandex.ru

Пшеничников Александр Викторович – кандидат технических наук (2006), доцент (2013), докторант кафедры радиосвязи Военной академии связи им. маршала Советского Союза С. М. Буденного (Санкт-Петербург). Автор более 60 научных работ. Сфера научных интересов – техника радиосвязи; помехозащищенные радиосистемы; теория связи.

E-mail: siracooz77@mail.ru

S. V. Dvornikov, A. V. Pshenichnikov Military Academy of Communications (Saint Petersburg)

Noise Immunity Radio Link Model in Dynamic Intentional Exposure

Abstract. To ensure the required interference immunity of a radio link is a crucial task nowadays. The existing solutions in this field are based on signal spectrum spreading methods. In the age of radio engineering development application of specific technical solutions when building a noise immune radio system is ineffective. In this case, one of the most challenging tasks is taking into account the dynamic effects on the radio link resources. The solution to this problem can be obtained by the development of complex operation algorithms for radio system. This paper proposes noise immune radio link model taking into account the dynamic intentional impact on its resources. A distinctive feature of the proposed approach is determination of radio link resource control strategy. For that purpose, a concept of vector of elementary control methods is introduced. On the base of the random process theory a noise immunity radio link model is developed.

Key words: Noise Immunity, Control Method, Radio Model, Intentional Impact, Performance Evaluation

REFERENCES

1. Likhachev A. M., Abramovich A. V., Prisyazhnyuk A. S. Conceptual Foundations of Automated Control System Development for Integrated Data Communication Network of the Russian Federation Armed Forces. *Informatsiya i kosmos*, 2016, no. 2, pp. 6–21. (In Russian)

2. Sklyar B. Tsifrovaya svyaz'. *Teoreticheskie osnovy i prakticheskoe primenenie* [Digital Communication. Theoretical foundations and practical application, Translated from English. 2nd edition]. Moscow, *Izdatel'skii dom "Vil'yams"*, 2003, 1041 p. (In Russian)

3. Borisov V. I., Zinchuk V. M., Limarev A. E., Mukhin N. P., Shestopalov V. I. *Pomekhozashchishchennost' sistem radiosvyazi s rasshi-reniem spektra signala metodom psevdosluchainoi pere-stroiki rabochei chastoty* [Interference Immunity of Radio Communication Systems with Signal Spectrum Spreading by Means of Operating Frequency Pseudo-Random Adjustment]. Moscow, Radio i *svyaz'*, 2000, 384 p. (In Russian)

4. V. I. Borisov, V. M. Zinchuk, A. E. Limarev, N. P. Mukhin, G. S. Nakhmanson *Pomekhozashchishchennost'* sistem radiosvyazi s rasshi-reniem spektra signalov modulyatsiei nesushchei psevdo-sluchainoi posledovatel'nost'yu [Interference Immunity of Radio Communication Systems with Signal Spectrum Spreading by Modulation of the Carrier by Pseudo-Random Sequence]. Moscow, *Radio i svyaz*', 2003, 640 p. (In Russian)

5. Dvornikov S. V., Manaenko S. S., Dvornikov S. S., Pogorelov A. A. Synthesis of Phase-Wave-Manipulated Wavelet Signals. *Informatsionnye tekhnologii*, 2015, vol. 21, no. 2, pp. 140–143. (In Russian)

6. Dvornikov S. V., Pshenichnikov A. V., Rusin A. A., Dvornikov A. S. Enhancement of Noise Immunity of 16-QAM Signals with Transformed Constellations. *Voprosy radioelektroniki. Ser. Tekhnika televideniya*, 2014, no. 2, pp. 51–56. (In Russian)

7. Dvornikov S. V., Pshenichnikov A. V., Burykin D. A. Structural and Functional Model of Signal Constellation with Increased Noise Immunity. *Informatsiya i kosmos*, 2015, no. 2, pp. 4–7. (In Russian)

8. Dvornikov S. V., Pshenichnikov A. V., Manaenko S. S. Noise Immunity Model of 16-QAM Signal with Transformed Constellation. *Informatsionnye tekhnologii*, 2015, vol. 21, no. 9, pp. 685–689. (In Russian)

9. Guzhva A. Yu., Dvornikov S. V., Rusin A. A., Pshenichnikov A. V. Shape Change Transformation Technique for 16-QAM Signal Constellation. Elektrosvyaz', 2015, no. 2, pp. 28–31. (In Russian)

10. Dvornikov S. V., Pshenichnikov A. V., Manaenko S. S., Burykin D. A., Kuznetsov D. A. Theoretical Provisions for Increasing the Noise Stability of Signal-Code Constructions of Quadrature Signals. *Informatsiya i kosmos*, 2015, no. 3, pp. 13–16. (In Russian)

11. Dvornikov S. V., Ustinov A. A., Pshenichnikov A. V., Borisov V. V., Moskalets A. G., Burykin D. A. Demodulation of the PDSK Signals on the Basis of Adaptive Threshold. *Voprosy radioelektroniki. Seriya: Tekhnika televideniya*, 2013, no. 2, pp. 90–97. (In Russian)

12. Dvornikov S. V., Manaenko S. S., Pshenichnikov A. V. Spectral Effective Signals with Continuous Phase. *Vestnik voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta*, 2016, vol. 12, no. 2, pp. 87–93. (In Russian)

13. Volkov L. N., Nemirovsky M. S., Shinakov Yu. S. *Sistemy tsifrovoi radiosvyazi: bazovye metody i kharakteristiki: ucheb. posobie* [Systems of Digital Radio Communication: Basic Methods and Characteristics: Study Guide]. Moscow, *Eko-Trendz*, 2005, 392 p. (In Russian)

14. Ignatov V. V. *Voennye sistemy radiosvyazi: v 2 ch.* [Military Radio Communication Systems: In Two Parts]. L., VAS, 1989, 386 p. (In Russian)

15. Takha Kh. *Vvedenie v issledovanie operatsii: v 2-kh kn. Kn. 1, 2* [Introduction to Operation Study: In 2 Books. Book. 1, 2]. Moscow, *Mir*, 1985, 496 p. (In Russian)

16. Sedyakin M. Ya. *Elementy teorii sluchainykh impul'snykh potokov* [Random Impulse Flow Theory Elements]. Moscow, *Sov. radio*, 1965, 263 p. (In Russian)

17. Pashintsev V. P., Bibarsov M. R., Manaenko S. S., Potyagov D. A. Technique for Estimating Probability of Bit Error In Satellite Communication Channels During Ionospheric Disturbances. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika*, 2012, no. 2, pp. 62–68. (In Russian)

18. Venttsel' E. S. *Teoriya veroyatnostei* [Theory of Probability]. Moscow, *Fizmatiz*, 1962, 564 p. (In Russian)

Received December, 19, 2016

For citation: Dvornikov S. V., Pshenichnikov A. V. Noise Immunity Model Radio Line in a Dynamic Intentional Exposure. *Izvesti-ya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 2, pp. 16–22. (In Russian)

Sergey V. Dvornikov – D.Sc. in Engineering (2005), Professor (2011) of the Department of Telecommunication at the Military Academy of Communications (Saint Petersburg). The author of more than 300 scientific publications. Area of expertise: radio communication equipment; radio noise immunity; theory of communication; statistical radio engineering; digital signal processing.

E-mail: practicdsv@yandex.ru.

Alexander V. Pshenichnikov – Ph.D. in Engineering (2006), Associate Professor (2013), postdoctoral student of the Department of Telecommunication at the Military Academy of Communications (Saint Petersburg). The author of more than 60 scientific publications. Area of expertise: radio communication equipment; radio noise immunity; theory of communication.

E-mail: siracooz77@mail.ru

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

УДК 621. 382.002

Т. А. Исмаилов, А. Р. Шахмаева, Б. А. Шангереева Дагестанский государственный технический университет

Исследование параметров, влияющих на пробивное напряжение биполярного транзистора со статической индукцией

Исследуется структура биполярного транзистора со статической индукцией (БСИТ). Рассмотрены конструктивно-технологические параметры, влияющие на пробивное напряжение ячейки БСИТ. Исследованы и получены зависимости пробивного напряжения от геометрии прибора.

Транзистор, прибор, технология, параметры, характеристика, структура, напряжение, затвор, исток

Развитие полупроводниковых приборов происходит весьма быстрыми темпами. Разрабатываются приборы для работы в области высоких частот, мощностей и температур при минимизации их размеров. Особое внимание уделяется повышению надежности, стабильности и долговечности работы транзисторов в различных режимах и условиях эксплуатации [1].

Основной задачей научных исследований в этой области является оптимизация технологии изготовления транзисторных структур силовой электроники с целью улучшения параметров и выходных характеристик, надежности получаемых приборов [2].

В научно-исследовательской лаборатории полупроводниковых термоэлектрических приборов и устройств Дагестанского государственного технического университета проведены исследования биполярного транзистора со статической индукцией (БСИТ) с целью получения надежных параметров и характеристик приборов посредством принятия конструктивно-технологических решений. Структура исследуемого транзистора изображена на рис. 1.

Одним из основных характеризующих этот прибор электрических параметров является пробивное напряжение. Для анализа влияния конструктивнотехнологических параметров прибора на пробивное напряжение ячейки БСИТ необходимо сначала изучить влияние параметров, влияющих на пробивное напряжение обычного *p*–*n*-перехода. После этого можно перейти к анализу влияния параметров прибора на пробивное напряжение ячейки БСИТ.

© Исмаилов Т. А., Шахмаева А. Р., Шангереева Б. А., 2017



В *p*–*n*-переходе при определенном значении обратного смещения наблюдается эффект пробоя, заключающийся в резком увеличении обратного тока через переход.

Как известно, существует 3 основных механизма пробоя: туннельный, тепловой и лавинный [3]–[5].

Туннельный пробой происходит из-за прохождения носителей через изолирующий слой перехода в области пространственного заряда (ОПЗ), смещенного в обратном направлении. Для туннелирования ширина ОПЗ при большом обратном смещении перехода должна быть достаточно мала, что достигается в сильнолегированных p^+ - n^+ -переходах.

Для возникновения теплового пробоя необходим тепловой саморазогрев структуры, что происходит при протекании через *p*–*n*-переход значительного обратного тока. Обычно тепловой пробой происходит после туннельного или лавинного пробоя перехода.

При лавинном пробое неосновные носители разгоняются под действием электрического поля в ОПЗ и набирают энергию, достаточную для разрыва связи атомов кристаллической решетки. Происходит ударная ионизация атомов решетки с рождением новых носителей заряда, которые также разгоняются и ионизируют атомы кристаллической решетки. Значение разгоняющего электрического поля зависит от ширины ОПЗ *p*–*n*-перехода при обратном смещении.

Обычно *p*-*n*-переходы транзисторов состоят из областей плоской, сферической и цилиндрической форм и выходят на поверхность подложки (см. рис. 1). Сферическая и цилиндрическая области *p*-*n*-переходов снижают их пробивные напряжения, дополнительная емкость этих переходов уменьшает быстродействие транзисторов, а инжекция основных носителей сферическими и цилиндрическими частями эмиттера способствует уменьшению коэффициента усиления из-за рекомбинации основных носителей в пассивной части базы.

Доказано, что пробой в кремниевых переходах обязан туннельному эффекту при напряжениях пробоя, меньших $4E_q/q$ (E_q – ширина запрещенной зоны; q – заряд электрона). В переходах с напряжением пробоя, превышающим $6E_q/q$, механизм пробоя обусловлен лавинным умножением. При напряжении, лежащем в интервале (4...6) E_q/q , в пробое участвуют оба механизма (лавинный и туннельный) [3]–[6].

Для одномерного резко антисимметричного p^+ -*n*-кремниевого перехода лавинный пробой происходит в объеме в области максимального градиента распределения примеси.

Для наиболее распространенных подложек из кремния с концентрацией примеси $N_{\rm np} = 10^{15}$ см⁻³ ширина ОПЗ составляет 20 мкм. При этом максимальное пробивное напряжение одномерного *p*-*n*-перехода равно 300 В [7]. При снижении концентрации в транзисторных структурах до $N_{\rm np} = 10^{14}$ см⁻³ максимальное пробивное напряжение перехода составит 1600...1800 В при ширине ОПЗ 150 мкм [5]–[6].

В планарных *p*–*n*-переходах необходимо учитывать существенное влияние кривизны перехода на напряжение пробоя. Поскольку напряженность электрического поля на цилиндрических и/или сферических участках перехода возрастает, напряжение пробоя определяется именно этими участками.

Напряженность электрического поля $\varepsilon(r)$ в зоне перехода с радиусом *r* найдем, решив уравнение Пуассона

$$\frac{1}{r^n} = \frac{d}{dr} \left[r^n \varepsilon(r) \right] = \frac{\rho(r)}{\varepsilon_{\text{пов}}},\tag{1}$$

где n = 1 для цилиндрического и 2 для сферического перехода; $\rho(r)$ – распределение заряда в области перехода, носящее гауссовский характер; $\varepsilon_{пов}$ – напряженность электрического поля на поверхности структуры.

Решив (1), получим:

$$\varepsilon(r) = \frac{1}{\varepsilon_{\Pi OB} r^n} \int_{r_{\Pi}}^{r} r^n \rho(r) dr + \frac{\text{const}}{r^n},$$

где r_{Π} – радиус кривизны перехода, а константа выбирается так, чтобы удовлетворялись условия пробоя.

Из полученных численными методами результатов следует, что при 300 К для несимметричных резких цилиндрических переходов в кремнии напряжение пробоя определяется следующим образом:

$$\frac{U_{\rm H}}{U_{\rm HII}} = \left(\frac{\eta^2}{2} + 2\eta^{6/7}\right) \ln\left(1 + 2\eta^{-8/7}\right) - \eta^{6/7}$$

где $U_{\Pi\Pi}$ – напряжение пробоя плоскостного перехода, имеющего ту же концентрацию примесей; η – коэффициент неоднородности.

Для сферических переходов эта величина определяется выражением

$$\frac{U_{c\phi}}{U_{\pi\pi}} = \left(\eta^2 + 2.14\eta^{6/7}\right) - \left(\eta^3 + 3\eta^{13/7}\right)^{2/3}.$$

Пробивное напряжение реального диффузионного *p*–*n*-перехода определяется напряжением лавинного пробоя. В двумерном цилиндрическом и трехмерном сферическом переходах напряжение лавинного пробоя определяется не только концентрацией примеси в подложке, но и радиусом кривизны структуры.

Зависимости напряжения лавинного пробоя $U_{n,\Pi}$ сферического (кривая *1*) и цилиндрического (кривая *2*) *p*–*n*-переходов, нормированного на значение напряжения пробоя одномерного перехода $U_{\Pi\Pi}$, от нормированного на ширину ОПЗ $W_{\Pi\Pi}$ радиуса перехода *r* приведены на рис. 2.



Из него следует, что для сферического перехода при $r/W_{\text{ОПЗ}} = 1$ $U_{\text{л.п}} = 0.8 U_{\text{пл}}$.

Таким образом, пробивное напряжение *p*-*n*-перехода сильно зависит от его геометрии.

Найдем зависимость пробивного напряжения от конструктивно-технологических параметров ячейки БСИТ. В случае, если толщина эпитаксиальной пленки не ограничивает ОПЗ, с увеличением глубины залегания *p*–*n*-перехода пробивное напряжение $U_{n.n}$ возрастает. Если же толщина эпитаксиальной пленки ограничивает ОПЗ, при увеличении глубины залегания *p*–*n*-перехода пробивное напряжение будет уменьшаться из-за уменьшения ширины ОПЗ. При увеличении l_3 напряжение пробоя уменьшается (рис. 3), что связано с перемещением области пробоя к поверхности, а при увеличении l_{p^+} пробивное напряжение возрастает, поскольку увеличивается кривизна сферического перехода (рис. 4).

В результате воздействия указанных двух факторов пороговое напряжение имеет минимум



при определенном значении l_p . Из представленной на рис. 5 зависимости порогового напряжения от l_p следует, что минимуму порогового напряжения соответствует $l_p > 5$ мкм.

В настоящей статье рассмотрены конструктивно-технологические параметры, влияющие на пробивное напряжение БСИТ. Определены зависимости пробивного напряжения от конструктивно-технологических параметров ячейки БСИТ. Показано, что при увеличении длины затвора l_3 пробивное напряжение уменьшается, при увеличении радиуса p^+ -области l_{p^+} – расстояния между центром ячейки и краем маски при диффузии p^+ -области – пробивное напряжение возрастает и стремится к напряжению пробоя плоского перехода. При увеличении l_p – расстояния между краем маски при диффузии p^+ -области и затвором – пороговое напряжение уменьшается.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Биполярные транзисторы со статической индукцией (БСИТ) / Т. А. Исмаилов, К. А. Магомедов, Х. М. Гаджиев, А. Р. Шахмаева // Вестн. Дагестан. гос. техн. унта. Техн. науки. 1998. № 2. С. 97–100.

2. Технология, конструкции, методы моделирования и применение БСИТ-транзисторов / Т. А. Исмаилов, А. Р. Шахмаева, Ф. И. Букашев, П. Р. Захарова. М.: Академия, 2012. 252 с.

3. Шахмаева А. Р., Захарова П. Р. Конструктивнотехнологические методы улучшения параметров полупроводниковых приборов // Вестн. Саратов. гос. техн. ун-та. 2012. № 1(63). С. 36–40. 4. Гришина Л. М., Павлов В. В. Полевые транзисторы: справ. М.: Радио и связь, 1982. 72 с.

5. Шахмаева А. Р. Шангереева Б. А., Алиев Ш. Д. Биполярные со статической индукцией транзисторы и некоторые пути совершенствования технологии их изготовления // Вестн. Дагестан. науч. центра. 2007. № 27. С. 23–25. 6. Исмаилов Т. А., Шахмаева А. Р., Фомин Ю. Г. Конструктивно-технологические особенности биполярных со статической индукцией транзисторов // Вестн. Дагестан. гос. тех. ун-та. Техн. науки. 2008. № 10. С. 17–21.

7. Отечественные транзисторы: БСИТ, СИТ, БТИЗ / под ред. В. М. Халикеева. М.: Изд. дом "Додэка-XXI", 2001. 64 с.

Статья поступила в редакцию 30 августа 2016 г.

Для цитирования: Исмаилов Т. А., Шахмаева А. Р., Шангереева Б. А. Исследование параметров, влияющих на пробивное напряжение биполярного транзистора со статической индукцией // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 2. С. 23–27.

Исмаилов Тагир Абдурашидович – доктор технических наук (1992), профессор (1994), ректор Дагестанского государственного технического университета. Заслуженный деятель науки Российской Федерации, действительный член Российской инженерной академии, Международной академии холода Российской Федерации, Международной Нью-Йоркской академии наук, Международной академии информатизации. Автор более 700 научных работ. Сфера научных интересов – термоэлектрическое приборостроение. E-mail: dstu@dstu.ru

Шахмаева Айшат Расуловна – кандидат технических наук (2000), доцент кафедры управления и информатики в технических системах и вычислительной техники Дагестанского государственного технического университета. Автор более 130 научных работ. Сфера научных интересов – технология полупроводниковых приборов, микроэлектроника и наноэлектроника.

E-mail: fpk12@mail.ru

Шангереева Бийке Алиевна – кандидат технических наук (2006), доцент кафедры теоретической и общей электротехники Дагестанского государственного технического университета. Автор более 130 научных работ. Сфера научных интересов – технология полупроводниковых приборов, микроэлектроника и наноэлектроника.

E-mail: bijke@mail.ru

T. A. Ismailov, A. R. Shakhmaeva, B. A. Shangereeva Dagestan State Technical University

Study of Parameters Affecting Breakdown Voltage of Bipolar Static Induction Transistor

Abstract. The article considers structural and technological parameters affecting breakdown voltage of a BSIT transistor cell. The main objective of the scientific research in that field is optimization of manufacturing techniques of power electronics transistor configurations in order to improve the instrument output characteristics and reliability. One of the key electrical parameters characterizing this instrument is breakdown voltage. In p-n junction at specific value of reverse bias the breakdown effect is present that appears as sharp increase of reverse current in p-n junction. For thermal breakdown to occur the thermal self-heating of the structure is necessary. It takes place in case of considerable reverse current in p-n junction. Typically, thermal breakdown happens after tunnel or avalanche breakdown voltage of p-n junction. Breakdown voltage of real diffused p-n junction is defined by value of avalanche breakdown voltage of spherical part of the junction. Thus, breakdown voltage of p-n of junction strongly depends on its geometry.

Key words: Transistor, Instrument, Technology, Parameters, Characteristic, Structure, Voltage, Gate, Source

REFERENSES

1. Ismailov T. A., Magomedov K. A., Gadzhiev Kh. M., Shakhmaeva A. R. Bipolar Static Induction Transistors (BSIT). *Vestnik. Dagestanskogo gosudarstvenno-go tekhnicheskogo universiteta. Tekhnicheskie nauki*, 1998, vol. 2, pp. 97–100. (In Russian)

2. Ismailov T. A., Shakhmaeva A. R., Bukashev F. I., Zakharova P. R. Tekhnologiya, konstruktsii, metody modelirovaniya i primenenie BSIT-tranzistorov [BSIT transistors technology, design, modeling techniques and application]. Moscow, *Akademiya*, 2012, 252 p. (In Russian) 3. Shakhmaeva A. R., Zakharova P. R. Structural and technological methods for improving semiconductor device parameters. *Vestnik Saratovskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta*, 2012, vol. 1(63), iss. 1, pp. 36–40. (In Russian)

4. Grishina L. M., Pavlov V. V. Polevye tranzistory. Spravochnik [Field transistors. Directory]. Moscow, *Ra-dio i svyaz*¹, 1982, 72 p. (In Russian)

5. Shakhmaeva A. R. Shangereeva B. A., Aliev Sh. D. Bipolar static induction transistors and some ways to improve their manufacturing technologies. *Vestnik Dage*-

stanskogo nauchnogo tsentra, 2007, vol. 27, pp. 23-25. (In Russian)

6. Ismailov T. A., Shakhmaeva A. R., Fomin Yu. G. Structural and technological characteristics of bipolar static induction transistors. *Vestnik Dage-stanskogo gosu*-

darstvennogo tekhnicheskogo universiteta. Tekhnicheskie nauki, 2008, vol. 10, pp. 17–21. (In Russian)

7. Khalikeeva V. M. *Otechestvennye tranzistory: BSIT, SIT, BTIZ* [Transistors of domestic manufacture: BSIT, SIT, IGBT]. Moscow, *Izd.dom "Dodeka-XXI"*, 2001, 64 p. (In Russian)

Received August, 10, 2016

For citation: Ismailov T. A., Shakhmaeva A. R., Shangereeva B. A. Study of the Parameters Influencing Puncture Voltage of the Bipolar Transistor with a Static Induction. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 2, pp. 23–27. (In Russian)

Tagir A. Ismailov – D.Sc. in Engineering (1992), Professor (1994), Chancellor of the Dagestan State Technical University. Honored Scientist of the RF. The author of more than 700 scientific publications. Area of expertise: thermoelectric instrumentation.

E-mail: dstu@dstu.ru

Aishat R. Shakhmaeva – Ph.D. in Engineering (2010), Associate Professor of the Department of Management and Information Technologies in Engineering Systems Computer Engineering, Dean of the Advanced Training and Professional Retraining Faculty of Dagestan State Technical University. The author of 170 scientific publications. Area of expertise: semiconductor process; microelectronics and nanoelectronics. E-mail: fpk12@mail.ru

Bijke A. Shangereeva – Ph.D. in Engineering (2010), Associate Professor of the Department of Theoretical and General Electrical Engineering of Dagestan State Technical University. The author of 170 scientific publications. Area of expertise: semiconductor process; microelectronics and nanoelectronics. E-mail: bijke@mail.ru

УДК 621.396.677

М. Р. Бибарсов, Е. В. Грибанов Военная академия связи (Санкт-Петербург) Д. Д. Габриэльян, Ден. С. Федоров, Дан. С. Федоров ФГУП "Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи"

Синтез амплитудно-фазового распределения в квазикольцевой антенной решетке

Разработан алгоритм синтеза амплитудно-фазового распределения квазикольцевой антенной решетки, обеспечивающий минимальное среднеквадратическое отклонение параметров формируемой диаграммы направленности этой решетки от заданных параметров диаграммы направленности кольцевой антенной решетки.

Кольцевая антенная решетка, квазикольцевая антенная решетка, синтез амплитудно-фазового распределения, диаграмма направленности

Кольцевые антенные решетки (КАР) в настоящее время находят широкое применение в радиотехнических системах, включая радиопеленгаторы различного назначения, системы связи и космические радиотелескопы [1]-[5]. Во многих случаях КАР могут заменяться квазикольцевой антенной решеткой (ККАР), в которой излучатели располагаются на некоторой замкнутой линии, несовпадающей с окружностью. Такое расположение излучателей может быть обусловлено рядом причин. В частности, переход от КАР к ККАР может определяться ограничениями на расположение излучателей на объекте, в первую очередь малогабаритном транспортном средстве. Кроме того, для улучшения характеристик направленности могут использоваться КАР с двумя и большим числом колец (рис. 1, а), которые могут рассматриваться как ККАР с геометри-



ей по рис. 1, б (излучатели показаны круглыми маркерами). Несмотря на то что вопросы синтеза амплитудно-фазового распределения (АФР) поля таких антенных систем рассматриваются в большом числе работ [6]–[9], разработанные методы носят, как правило, достаточно общий характер или конкретизированы для синтеза АФР в антенных решетках с плоским раскрывом. С учетом широкого применения КАР и ККАР отсутствие указанных методов не всегда позволяет добиваться заданных требований к характеристикам направленности ККАР.

Таким образом, с одной стороны, геометрия ККАР широко распространена в различных областях науки и техники. С другой стороны, вопросы синтеза АФР ККАР по заданной диаграмме направленности (ДН) практически не рассматривались, хотя представляют не только практическую важность, но и имеют самостоятельную теоретическую значимость, как обобщение теории синтеза криволинейных антенн.

В свете изложенного целью настоящей статьи является разработка и оценка эффективности алгоритма синтеза АФР ККАР по заданной ДН.

Алгоритм синтеза АФР ККАР. При разработке алгоритма синтеза АФР ККАР будем считать, что заданными являются ширина главного максимума ДН и уровень боковых лепестков (УБЛ). В этом случае может быть сформулирована задача синтеза АФР по заданной амплитудной ДН. Однако более простой задачей является нахождение АФР по требованиям к заданной комплексной ДН. При таком подходе ДН с указанными параметрами определяется как физически реализуемая ДН некоторой антенны с близкой геометрией [10]. В качестве такой антенны с исходной геометрией может использоваться КАР.

В соответствии с данным подходом будем считать известными следующие параметры:

– число *N* и координаты $x_n^{(1)}$, $y_n^{(1)}$ всех излучателей ККАР, $n = \overline{1, N}$;

- ДН излучателей в составе ККАР $\mu_n^{(1)}(\varphi)$, $n = \overline{1, N}$;

 – заданную ДН в комплексной форме, в качестве которой может быть выбрана физически реализуемая ДН КАР, определяемая таблично или, например, соотношением

$$F^{(0)}(\phi) = \sum_{n=1}^{N} A_n^{(0)} \mu_n^{(0)}(\phi) \times \exp\left[-ik\left(x_n^{(0)}\cos\phi + y_n^{(0)}\sin\phi\right)\right]$$

где $A_n^{(0)}$ – АФР в КАР, обеспечивающее формирование ДН с заданными параметрами; $\mu_n^{(0)}$ – ДН излучателей в составе КАР; k – волновое число свободного пространства; $x_n^{(0)}$, $y_n^{(0)}$ – координаты излучателей в составе КАР.

Для нахождения АФР ККАР, обеспечивающего формирование ДН с заданными параметрами, выполняются следующие операции:

1. Для множества направлений φ_l , $l = \overline{l, L}$, накладывается условие совпадения синтезируемой ДН ККАР и заданной ДН КАР $F^{(1)}(\varphi_l) = F^{(9)}(\varphi_l)$, где

$$F^{(1)}(\varphi) = \sum_{n=1}^{N} A_n^{(1)} \mu_n^{(1)} \times \exp\left[-ik\left(x_n^{(1)}\cos\varphi + y_n^{(1)}\sin\varphi\right)\right]$$

где $A_n^{(1)}$ – искомые токи в элементах, обеспечивающие формирование ДН с параметрами, близкими к заданным. Необходимо отметить, что ДН излучателей в составе ККАР $\mu_n^{(1)}$ могут отличаться от ДН излучателей КАР $\mu_n^{(0)}$.

2. Формируется переопределенная система L линейных алгебраических уравнений относительно N неизвестных комплексных амплитуд $A_n^{(1)}$, $n = \overline{1, N}$:

$$T\mathbf{A}^{(1)} = \mathbf{F}_0,\tag{1}$$

где T – прямоугольная матрица с размерами $L \times N$, элементами которой являются ДН всех N излучателей в L направлениях; $\mathbf{A}^{(1)}$ – векторстолбец размера $N \times 1$, элементами которого являются значения искомых комплексных амплитуд токов $A_n^{(1)}$ в антенных элементах ККАР; \mathbf{F}_0 – векторстолбец размера $L \times 1$, элементами которого являются значения заданной ДН в направлениях φ_l , $l = \overline{1, L}$.

Элементы матрицы *T* определяются соотношением

$$t_{n,l} = \mu_n^{(1)}(\varphi_l), \quad n = \overline{1, N}, \quad l = \overline{1, L},$$

а элементы вектор-столбца $\mathbf{F}_0 - \kappa \alpha \kappa F_l = F_0(\varphi_l)$.

3. Решение системы уравнений (1):

$$\mathbf{A}^{(1)} = (T^+ T) T^+ \mathbf{F}_0 \tag{2}$$

("+" – символ одновременного выполнения операций транспонирования и комплексного сопряжения) позволяет найти требуемое амплитуднофазовое распределение в ККАР.

Решение вида (2) определяет минимальное расхождение формируемой и заданной ДН [11].

Анализ эффективности применения разработанного алгоритма синтеза АФР в ККАР. Разработанный алгоритм направлен в первую очередь на синтез АФР, обеспечивающего формирование ДН с заданными параметрами. В соответствии с этим определим эффективность разработанного алгоритма как интегральное среднеквадратическое отклонение заданной и синтезированной ДН:

$$\varepsilon = \frac{\int_{0}^{2\pi} \left| F^{(1)}(\phi) - F^{(0)}(\phi) \right|^{2} d\phi}{\int_{0}^{2\pi} \left| F^{(0)}(\phi) \right|^{2} d\phi}.$$
 (3)

При проведении исследований с помощью математического моделирования рассматривалась возможность сохранения заданных параметров ДН при замене КАР на ККАР. Результаты исследований 16-элементной ККАР приведены на рис. 2–4 для различных случаев геометрии. Геометрия ККАР (рис. 2–4, *a*, излучатели обозначены маркерами ●) определяется сдвигом излучателей КАР, расположенных в правой полуокружности (обозначены маркерами ○), в горизонтальном направлении по закону

$$x_{\text{KKAP}}(\phi) = x_{\text{KAP}} |\phi - \pi|^a; \ y_{\text{KKAP}} = y_{\text{KAP}}$$

где $x_{\text{ККАР}}$, $y_{\text{ККАР}}$, $x_{\text{КАР}}$, $y_{\text{КАР}}$ – координаты излучателей ККАР и КАР соответственно; a – параметр. Азимут отсчитывается от положительного направления оси x.

При проведении исследований радиус КАР R выбран равным 1.5 λ , что обеспечивает наиболее часто используемое при практическом построении КАР расстояние между излучателями 0.6 λ . Число направлений L во всех случаях выбира-

лось равным 360, угловые направления φ_l выбирались равномерно в секторе углов $[0, 2\pi]$.

На рис. 2–4, *а* представлены геометрии ККАР и порождающей КАР, на рис. 2–4, δ – ДН исследуемых антенн. Рис. 2 построен при *a* = 0.4, рис. 3 – при *a* = 0.6, рис. 4 – при *a* = 0.8. Сплошными линиями представлена ДН порождающей КАР, пунктирными – ДН ККАР без коррекции АФР, штриховыми линиями – ДН ККАР после коррекции АФР по предложенному алгоритму.

Анализ результатов, представленных на рис. 2, показывает, что даже небольшое изменение геометрии ККАР без коррекции АФР приводит к изменению УБЛ. Так, уровень первого бокового лепестка повышается на 4 дБ при сохранении неизменным главного лепестка ДН.

С увеличением параметра *а* отклонение формы ККАР от КАР также возрастает (рис. 3, *a*). При



отсутствии коррекции АФР это приводит к увеличению отклонения ДН ККАР от ДН КАР (рис. 3, δ). Следует отметить общее повышение УБЛ в ДН ККАР и появление двух максимумов, практически совпадающих по уровню с главным лепестком ДН (рис. 3, δ , пунктирная кривая). Дальнейшее увеличение значения параметра a = 0.8 (рис. 4) обусловливает не только рост УБЛ, но и формирование двух дополнительных максимумов ДН, один из которых формируется в диаметрально противоположном направлении по отношению к направлению $\phi = 0$.

В то же время из анализа графиков, представленных на рис. 2–4, *б*, следует, что использование предложенного алгоритма позволяет сохранить параметры ДН практически без изменения.

Полученные результаты показывают, что при отсутствии коррекции АФР ККАР не обеспечивает формирование ДН с заданными параметрами. В частности, наблюдается смещение главного максимума ДН и изменение характера огибающей боковых лепестков. В то же время выполнение коррекции АФР позволяет сохранить ДН практически без изме-

нения. При этом значения ε (3) не превышают 10^{-3} .

Результаты, получаемые при других сочетаниях параметров расположения излучателей ККАР, не имеют принципиальных отличий от приведенных на рис. 2–4.

Таким образом, как показывают представленные результаты, использование предлагаемого алгоритма синтеза и коррекции АФР для ККАР позволяет формировать ДН с заданными параметрами. По представленным результатам исследований могут быть сделаны следующие выводы.

Предложенный алгоритм синтеза АФР позволяет при известных положениях излучателей в составе ККАР и заданных параметрах ДН определить АФР, обеспечивающее минимальное в среднеквадратическом смысле отклонение параметров формируемой ДН от заданных. В основе указанного алгоритма лежит подход, основанный на представлении ДН с заданными параметрами в виде физически реализуемой ДН, формируемой антенной более простой геометрии. Это позволяет использовать наиболее простые методы синтеза АФР по заданной комплексной ДН. В качестве такой антенны, обеспечивающей формирование комплексной ДН, предлагается использовать КАР. Предложенный алгоритм основан на решении переопределенной системы уравнений относительно неизвестных комплексных коэффициентов в излучателях ККАР.

Результаты выполненных исследований показывают, что применение предложенного алгоритма даже при существенных отличиях формы ККАР от кольцевой антенны позволяет сформировать ДН, практически полностью совпадающую с требуемой. Среднеквадратическое отклонение ДН, формируемых КАР и ККАР, не превышает 10^{-3} . В то же время при отсутствии коррекции АФР переход от КАР к ККАР приводит к значительному изменению параметров ДН.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

 Рембовский А. М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А.
 Радиомониторинг – задачи, методы, средства / под ред. А. М. Рембовского. М.: Горячая линия-Телеком, 2010. 624 с.

2. Системы радиосвязи / В. С. Тоискин, В. И. Петренко, М. Р. Бибарсов, Д. Ю. Мишин; Ставропольский воен. ин-т ракетных войск. Ставрополь, 2010. 217 с.

3. Сосунов Б. В., Бородулин Р. Ю. Конструкционный синтез фазированных антенных решеток // Науч.-техн. вед. СПбГПУ. 2013. № 2. С. 47–54.

4. Nelson J. G. F. Design and Implementation of a Closed Cylindrical BFN-Fed Circular Array Antenna for Multiple-Beam Coverage in Azimuth // Antennas and Propag. 2012. Vol. 60, № 2. P. 863–869.

5. Wideband and High-Gain Uniform Circular Array With Calibration Element for Smart Antenna Application / Tian Li, Fu-Shun Zhang, Fan Zhang, Ya-Li Yao, Li Jiang // IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett. 2016. Vol. 15. P. 230–233.

Статья поступила в редакцию 18 декабря 2016 г.

6. Бахрах Л. Д., Кременецкий С. Д. Синтез излучающих систем. Теория и методы. М.: Сов. радио, 1974. 223 с.

7. Зелкин Е. Г., Соколов В. Г Методы синтеза антенн: фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрывом. М.: Сов. радио, 1980. 341 с.

8. Кременецкий С. Д. Прикладные математические модели для решения задач синтеза, восстановления и коммуникаций // Антенны. 2004. № 8–9. С. 88–96.

9. Зелкин Е Г., Кравченко В. Ф. Синтез антенн на основе атомарных функций: в 2 кн. Кн. 2. М.: ИПРЖР, 2003. 72 с.

10. Габриэльян Д. Д., Волошин В. А., Оводов О. В. Синтез амплитудно-фазового распределения в антенных решетках с произвольным контуром // Антенны. 2010. № 2. С. 44–47.

11. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. 4-е изд. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1983. 552 с. Для цитирования: Синтез амплитудно-фазового распределения в квазикольцевой антенной решетке / М. Р. Бибарсов, Е. В. Грибанов, Д. Д. Габриэльян, Ден. С. Федоров, Дан. С. Федоров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 2. С. 28–33.

Бибарсов Марат Рашидович – кандидат технических наук (1999), доцент (2007) Военной академии связи (Санкт-Петербург). Автор более 170 научных работ. Сфера научных интересов – радиофизика, радиотехника. E-mail: BibarsovMR@rambler.ru

Грибанов Евгений Владимирович – кандидат технических наук (2011), преподаватель Военной академии связи (Санкт-Петербург). Автор 61 научной работы. Сфера научных интересов – радиоэлектронные системы и устройства.

E-mail: jonoton@mail.ru

Габриэльян Дмитрий Давидович – доктор технических наук (1998), профессор (2000), заместитель начальника научно-технического комплекса по науке ФГУП "Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи". Автор более 350 научных работ. Сфера научных интересов – радиофизика, радиотехника. E-mail: d.gabrieljan2011@yandex.ru

Федоров Денис Сергеевич – магистр по направлению "Физика" (2019), аспирант ФГУП "Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи". Автор 12 научных работ. Сфера научных интересов – радиофизика, радиотехника.

E-mail: d.gabrieljan2011@yandex.ru

Федоров Данила Сергеевич – магистр по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи" (2013), аспирант ФГУП "Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи". Автор 4 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиофизика, радиотехника. E-mail: d.gabrieljan2011@yandex.ru

M. R. Bibarsov, E. V. Gribanov

Military Academy of Communication (Saint Petersburg) D. D. Gabriel'yan, Den. S. Fedorov, Dan. S. Fedorov Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communication

Synthesis of Amplitude-Phase Distribution in Quasiconcave an Antenna Array

Abstract. Ring antenna arrays find wide application in radio systems of various purpose. However, in many cases it is necessary to use quasi-ring antenna arrays when the emitters are not located in a circle. Such a transition leads to a change in the radiation pattern, i.e. to a shift in its main maximum, an increase in the level of the side lobes, and appearance of two maxima of the radiation pattern. Therefore, to ensure the formation of a directional pattern with specified parameters, it is necessary to correct the amplitude-phase distribution of the quasi-annular antenna array. In this paper, features are considered and an algorithm for the synthesis of the amplitude-phase distribution of a quasi-annular antenna array is developed. The possibilities of preserving the parameters of the directional pattern during the transition from the ring to the quasi-annular antenna array are analyzed.

Key words: Circular Antenna Array, Quasi Circular Antenna Array, Synthesis of Amplitude-Phase Distribution of the Radiation Pattern, Directional Diagram

REFERENCES

1. Rembovsky A. M., Ashikhmin A. V., Koz'min V. A. *Radiomonitoring – zadachi, metody, sredstva* [Radio monitoring – problems, methods, means]. Moscow, *Goryacha-ya liniya-Telekom*, 2010, 624 p. (In Russian)

2. Toiskin V. S., Petrenko V. I., Bibarsov M. R., Mishin D. Yu. *Sistemy radiosvyazi* [Radio communication systems]. Stavropol, *Stavropol'skii voennyi institut Raketnykh voisk*, 2010, 217 p. (In Russian)

3. Sosunov B. V., Borodulin R. Yu. Structural synthesis of phased antenna arrays. Scientific and technical statements of SPBGPU, 2013, no. 2, pp. 47–54. (In Russian)

4. Nelson J. G. F. Design and Implementation of a Closed Cylindrical BFN-Fed Circular Array Antenna for Multiple-Beam Coverage in Azimuth. Antennas and Propag., 2012, vol. 60, no. 2, pp. 863–869. 5. Tian Li, Fu-Shun Zhang, Fan Zhang, Ya-Li Yao, Li Jiang. Wideband and High-Gain Uniform Circular Array With Calibration Element for Smart Antenna Application. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2016, vol. 15, pp. 230–233.

6. Bakhrakh L. D., Kremenetsky S. D. *Sintez izlu-chayushchikh sistem. Teoriya i metody* [Synthesis of radiating systems. Theory and methods]. Moscow, *Sov. radio*, 1974, 223 p. (In Russian)

7. Zelkin E. G., Sokolov V. *G Metody sinteza antenn: fazirovannye antennye reshetki i antenny s nepre-ryvnym raskryvom* [Antenna synthesis methods: phased antenna arrays and antennas with continuous opening]. Moscow, *Sov. radio*, 1980, 341 p. (In Russian)

8. Kremenetsky S. D. Applied mathematical models for solving problems of synthesis, restoration and communication. Antenny, 2004, no. 8–9, pp. 88–96. (In Russian)

9. Zelkin E G., Kravchenko V. F. *Sintez antenn na osnove atomarnykh funktsi*i [Synthesis of antennas based on atomic functions, vol. 2]. Moscow, *IPRZhR*, 2003, 72 p. (In Russian) 10. Gabrielyan D. D., Voloshin V. A., Ovodov O. V. Synthesis of the amplitude-phase distribution in antenna arrays with an arbitrary contour. Antenny, 2010, no. 2, pp. 44–47. (In Russian)

11. Gantmakher F. R. *Teoriya matrits. 4-e izd*. [Theory of matrices]. Moscow, *Nauka*, 1983, 552 p. (In Russian)

Received December, 18, 2016

For citation: Bibarsov M. R., Gribanov E. V., Gabriel'yan D. D., Fedorov Den. S., Fedorov Dan. S. Synthesis of amplitude-phase distribution in quasiconcave an antenna array. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 2, pp. 28–33. (In Russian)

Marat R. Bibarsov – Ph.D. in Engineering (1999), Associate Professor (2007) of Military Academy of Communication (Saint Petersburg). The author of more than 170 scientific publications. Area of expertise: radiophysics; radio engineering.

E-mail: BibarsovMR@rambler.ru

Evgeny V. Gribanov – Ph.D. in Engineering (2011), Faculty Member of Military Academy of Communication (Saint Petersburg). The author of 61 scientific publications. Area of expertise: radiophysics; radio engineering. E-mail: jonoton@mail.ru

Dmitry D. Gabrielyan – D.Sc. in Engineering (1998), Professor (2000), Deputy Head of Science and Technology Complex in Research, Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communication. The author of more than 350 scientific publications. Area of expertise: radiophysics; radio engineering. E-mail: d.gabrieljan2011@yandex.ru

Denis S. Fedorov – Master of Science in Physics (2013), the postgraduate student of Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communication. The author of 12 scientific publications. Area of expertise: radiophysics; radio engineering.

E-mail: d.gabrieljan2011@yandex.ru

Danil S. Fedorov – Master of Science in Infocommunication Technologies and Communication systems (2013), the postgraduate student of Rostov-on-Don Research Institute of Radio Communication. The author of 4 scientific publications. Area of expertise: radiophysics; radio engineering. E-mail: d.gabrieljan2011@yandex.ru

УДК 537.874

К. А. Вытовтов Астраханский государственный технический университет

Эффект втягивания электромагнитной волны одноосной анизотропной средой с магнитной анизотропией

Рассмотрено распространение плоской гармонической волны параллельно границе раздела вакуума и одноосной анизотропной среды. Описан так называемый эффект втягивания. Показано, что в данном случае в анизотропной среде может возбуждаться объемная волна, а отраженная волна должна распространяться перпендикулярно границе раздела слоев.

Одноосная анизотропная среда, эффект втягивания, коэффициент отражения, коэффициент прохождения

Впервые эффект втягивания плоской электромагнитной волны в анизотропную среду при ее распространении в вакууме параллельно границе раздела сред рассмотрен в [1], где этот эффект назван эффектом втягивания волны. В указанной работе показано, что действительная часть нормальной компоненты вектора Пойтинга в анизотропной среде при распространении падающей волны вдоль границы раздела сред не является нулевой. Отсюда следует возможность распространения мощности электромагнитной волны в анизотропной среде под произвольным углом. Авторами [1] рассмотрены также возможные практические применения данного эффекта. В частности, предложено использовать анизотропную структуру в качестве частотного детектора и делителя мощности для высокочастотных систем связи. Однако такой важный вопрос, как поведение отраженной волны, в [1] не рассматривался. Гипотеза об отражении волны перпендикулярно границе раздела выдвинута в [2], где представлены расчеты коэффициентов отражения и прохождения для электрически анизотропной среды. Однако отражение волны в [1], [2] детально не рассматривалось.

Вопрос поведения прошедшей и отраженной волн при распространении исходной волны параллельно границе раздела сред имеет важное теоретическое и практическое значение. Результаты теоретического изучения этого вопроса неизвестны, хотя подобные явления описаны в гидродинамике. С практической точки зрения этот вопрос важен, поскольку даже при лучевом распространении электромагнитной волны изучаемое явление приводит к дополнительным потерям мощности. Кроме того, использование эффекта втягивания позволяет проектировать новые устройства оптического и СВЧ-диапазонов.

В настоящей статье рассмотрены явления на границе раздела изотропной диэлектрической среды и одноосной анизотропной диэлектрической среды с произвольным направлением оси анизотропии. Описана плоская гармоническая волна, распространяющаяся параллельно границе раздела сред. Рассмотрен идеальный случай распространения волны над бесконечной плоской поверхностью раздела свободного пространства и диэлектрической анизотропной среды. Основания для допущения указанной модели, а также возможность возбуждения такой волны в статье не рассмотрены. Необходимо отметить, что описание названного предельного случая невозможно с помощью известных методов, поскольку они дают нулевое значение коэффициента прохождения. Однако в соответствии с решением уравнений Максвелла в анизотропной среде должна существовать прошедшая волна.

Очевидно, что результаты, представленные в настоящей статье, требуют экспериментальной проверки. Однако они получены прямыми аналитическими вычислениями непосредственно из уравнений Максвелла и удовлетворяют граничным условиям для компонент полей и волнового вектора. В статье изучено поведение прошедшей в одноосную анизотропную среду и отраженной в вакуум волн. Аналитически показано, что для удовлетворения уравнений Максвелла и граничных условий отраженная волна может распространяться только перпендикулярно границе раздела сред. Получены и проанализированы выражения коэффициентов отражения и прохождения для полубесконечной анизотропной среды.

Постановка задачи. В настоящей статье изучен частный случай одноосной анизотропной магнитной среды со скалярной диэлектрической проницаемостью є и тензором магнитной проницаемости

$$\boldsymbol{\mu} = \begin{vmatrix} \mu_{11} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{11} & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{33} \end{vmatrix}.$$
 (1)

Такой средой может быть феррит вблизи области резонанса [3] при малых значениях подмагничивающего поля, когда диагональные компоненты μ_{12} и μ_{21} пренебрежимо малы.

Геометрия изучаемой задачи представлена на рис. 1, где xyz – система координат, связанная с нормалью к границе раздела сред; x'y'z' – система координат, связанная с тензором магнитной проницаемости (1), причем z – нормаль к границе раздела; z' – ось анизотропии.

Пусть ось анизотропии расположена в плоскости падения под произвольным углом β к нормали к границе раздела (рис. 1).

Используя преобразование Эйлера [4], запишем тензор магнитной проницаемости в системе координат *хуz*:

$$\boldsymbol{\mu} = \begin{vmatrix} \mu_{XX} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{yy} & \mu_{yz} \\ 0 & \mu_{zy} & \mu_{zz} \end{vmatrix} =$$
$$= \begin{vmatrix} \mu_{11} & 0 & 0 \\ 0 & \mu_{33} \sin^2 \beta + \mu_{11} \cos^2 \beta & (\mu_{33} - \mu_{11}) \cos \beta \sin \beta \\ 0 & (\mu_{33} - \mu_{11}) \cos \beta \sin \beta & \mu_{11} \sin^2 \beta + \mu_{33} \cos^2 \beta \end{vmatrix} .$$

В рассматриваемой задаче в свободном пространстве (над границей раздела сред) распространяется плоская гармоническая волна с волно-



Puc. 1

вым числом $k_{\text{пад}} = k_y = \omega \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}$, где ω – угловая частота; ε_0 , μ_0 – диэлектрическая и магнитная проницаемости вакуума соответственно (рис. 1).

Уравнения Максвелла. Решения уравнений Максвелла [5] для рассматриваемой геометрии задачи ищем в экспоненциальной форме $\exp(jk_xx + jk_yy + jk_zz - j\omega t)$. Уравнения в скалярной форме для данного случая принимают вид

$$\begin{cases} k_{y}E_{z} - jk_{z}E_{y} = -j\omega\mu_{xx}H_{x}; \\ jk_{z}E_{x} = -j\omega\mu_{yy}H_{y} - j\omega\mu_{yz}H_{z}; \\ -jk_{y}E_{x} = -j\omega\mu_{zy}H_{y} - j\omega\mu_{zz}H_{z}; \\ jk_{y}H_{z} - jk_{z}H_{y} = j\omega\varepsilon_{0}E_{x}; \\ jk_{z}H_{x} = j\omega\varepsilon_{0}E_{y}; \\ -jk_{y}H_{x} = j\omega\varepsilon_{0}E_{z}, \end{cases}$$
(2)

причем компонента волнового вектора $k_x = 0$, поскольку волна распространяется в плоскости *у*0*z*.

Решения уравнений (2) дают две независимые волны: обыкновенную, включающую компоненты E_y, E_z, H_x , и необыкновенную, включающую компоненты E_x, E_y, H_z .

Обыкновенная волна. Геометрия рассматриваемой задачи представлена на рис. 2, где k_0 – волновое число в вакууме; $H_{\text{пад}}$, $E_{\text{пад}}$ – компоненты полей падающей волны, распространяющейся вдоль границы раздела; $H_{\text{отр}}$, $E_{\text{отр}}$ – компоненты полей отраженной волны, распространяющейся перпендикулярно границе раздела; $H_{\text{пр}}$, $E_{\text{пр}}$ – компоненты полей полей прошедшей волны, распространяющейся наристранице раздела; $H_{\text{пр}}$, $E_{\text{пр}}$ – компоненты полей полей прошедшей волны, распространяющейся поненты полей прошедшей волны, распространице раздела; $H_{\text{пр}}$, $E_{\text{пр}}$ – компоненты полей прошедшей волны, распространице раздела; наристрание раздела; $H_{\text{пр}}$, $E_{\text{пр}}$ – компоненты полей прошедшей волны, распространие раздела; наристрание наристрание раздела; наристрание наристрание наристрание на

Используя первое, пятое и шестое уравнения (2), получим соотношения между компонентами полей для обыкновенной волны (E_y, E_z, H_x) в анизотропной среде:

$$\begin{cases} E_y = \frac{k_z}{\omega \varepsilon_0} H_x = \sqrt{\frac{\mu_{xx} - \mu_0}{\varepsilon_0}} H_x; \\ E_z = -\frac{k_y}{\omega \varepsilon_0} H_x = -\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} H_x = -\rho_0 H, \end{cases}$$
(3)

где $\rho_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$ – волновое сопротивление вакуума.

Важно отметить, что нормальная компонента электрического поля E_z и тангенциальная компонента магнитного поля H_x не зависят от частоты и угла наклона оси анизотропии. Зависи-



мость от частоты тангенциальной компоненты электрического поля E_y возникает только в случае частотной дисперсии компонент тензора магнитной проницаемости [3].

Найдем нормальную компоненту волнового вектора k_z . С учетом условия непрерывности для тангенциальных компонент волнового вектора получаем $k_y = k_0$. Нормальная компонента волнового вектора в магнитной среде находится подстановкой (3) в первое уравнение (2):

$$k_z = \sqrt{\omega^2 \varepsilon_0 \mu_{xx} - k_y^2} = \omega \sqrt{\varepsilon_0} \sqrt{\mu_{xx} - \mu_0}.$$
 (4)

Из (4) следует, что угол преломления в данном случае равен

$$\alpha = \operatorname{arctg}(k_y/k_z) = \operatorname{arctg}\sqrt{\mu_0/(\mu_{xx} - \mu_0)}.$$
 (5)

Компоненты вектора Пойтинга вычисляются с использованием соотношений [5]

$$S_z = -E_y H_x^* = \frac{k_z}{\omega \varepsilon} H_x^2 = \sqrt{\frac{\mu_{xx} - \mu_0}{\varepsilon_0}} H_x^2, \quad (6)$$

$$S_y = E_z H_x^* = \frac{k_y}{\omega \varepsilon_0} H_x^2 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = \rho_0 H_x^2$$
. (7)

Таким образом, обыкновенная волна имеет как действительную нормальную компоненту волнового вектора (4), так и действительную нормальную компоненту вектора Пойтинга (6). Следовательно, в анизотропной среде должна существовать объемная распространяющаяся волна. Угол распространения потока мощности [см. (6) и (7)] равен:

$$\alpha_S = \operatorname{arctg} \sqrt{\mu_0 / (\mu_{xx} - \mu_0)}.$$
 (8)

Сравнив (5) и (8), имеем $\alpha_S = \alpha$, т. е. фронт волны и поток мощности распространяются в одном направлении, как в обычной изотропной среде.

Необыкновенная волна. Геометрия рассматриваемой задачи представлена на рис. 3. Используя второе, третье и четвертое уравнения (2), получим соотношения между компонентами полей для необыкновенной волны (E_x, H_y, H_z) :

$$H_{y} = -\frac{k_{z}\mu_{zz} + k_{y}\mu_{yz}}{\omega(\mu_{yy}\mu_{zz} - \mu_{yz}\mu_{zy})}E_{x} = \chi_{y}E_{x}, \quad (9)$$

$$H_z = \frac{k_y \mu_{yy} + k_z \mu_{zy}}{\omega \left(\mu_{yy} \mu_{zz} - \mu_{yz} \mu_{zy}\right)} E_x = \chi_z E_x, \quad (10)$$

где

$$\chi_{y} = -\frac{k_{z}\mu_{zz} + k_{y}\mu_{yz}}{\omega(\mu_{yy}\mu_{zz} - \mu_{yz}\mu_{zy})};$$
$$\chi_{z} = \frac{k_{y}\mu_{yy} + k_{z}\mu_{zy}}{\omega(\mu_{yy}\mu_{zz} - \mu_{yz}\mu_{zy})}.$$



Нормальная компонента волнового вектора находится подстановкой (9) и (10) в четвертое уравнение (2):

$$k_{z} = \frac{k_{y} \left(\mu_{yz} + \mu_{zy}\right)}{2\mu_{zz}} \pm \left[\frac{k_{y}^{2} \left(\mu_{yz} + \mu_{zy}\right)^{2}}{4\mu_{zz}^{2}} - \frac{k_{y}^{2} \mu_{yy} - \omega^{2} \varepsilon_{0} \left(\mu_{yy} \mu_{zz} - \mu_{yz} \mu_{zy}\right)}{\mu_{zz}}\right]^{0.5}.$$
 (11)

Прямая волна имеет волновой вектор, определяемый (11) со знаком "плюс", обратная – со знаком "минус". Угол распространения фронта волны по отношению к нормали

$$\alpha = \operatorname{arctg}\left(k_{y}/k_{z}\right). \tag{12}$$

Компоненты вектора Пойтинга необыкновенной волны определяются следующим образом:

$$S_{z} = E_{x}H_{y}^{*} = -\frac{k_{z}\mu_{zz} + k_{y}\mu_{yz}}{\omega(\mu_{yy}\mu_{zz} - \mu_{yz}\mu_{zy})}E_{x}^{2}, \quad (13)$$

$$S_{y} = -E_{x}H_{z}^{*} = -\frac{k_{y}\mu_{yy} + k_{z}\mu_{zy}}{\omega(\mu_{yy}\mu_{zz} - \mu_{yz}\mu_{zy})}E_{x}^{2}.$$
 (14)

Угол распространения потока мощности по отношению к нормали:

$$\alpha_S = \operatorname{arctg} \frac{k_y \mu_{yy} + k_z \mu_{zy}}{k_z \mu_{zz} + k_y \mu_{yz}}.$$
 (15)

Анализ полученных уравнений показывает, что прошедшая волна имеет действительные нормальную (13) и тангенциальную (14) компоненты вектора Пойтинга. Следовательно, мощность этой волны в анизотропной среде распространяется под углом (15), не совпадющим с углом распространения фронта волны (12). Причем в зависимости от параметров среды и угла наклона оси анизотропии этот угол может быть как положительным, так и отрицательным.

Распространение отраженной волны. Как показано ранее, плоская гармоническая волна, распространяющаяся параллельно границе раздела вакуума и анизотропной среды, может возбуждать в этой среде объемную волну, распространяющуюся под произвольным углом к нормали. Рассмотрим распространение отраженной волны в вакууме, если она существует.

Учитывая, что тангенциальные компоненты волнового числа падающей, отраженной и прошедшей волн должны быть равны между собой и равны волновому числу в вакууме:

$$k_{\text{пад}} = k_{y \text{ пр}} = k_{y \text{ отр}} = k_0 = \omega \sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}$$

Предположим, что для удовлетворения условий непрерывности тангенциальных компонент волнового вектора отраженная волна должна распространяться либо вдоль границы, либо перпендикулярно к ней. В противном случае либо отраженная волна должна иметь большую частоту, либо не будут удовлетворены граничные условия. Действительно, если отраженная волна распространяется под произвольным углом к нормали и тангенциальная компонента равна волновому числу в вакууме, то

$$k_{\rm orp} = \sqrt{k_y^2 + k_z^2} = \sqrt{k_0^2 + k_z^2} > k_0$$

Более того, прошедшая волна имеет тангенциальную компоненту электрического поля для обыкновенной волны и тангенциальную компоненту магнитного поля для необыкновенной волны. Поскольку падающая волна таких компонент не имеет, то они должны существовать у отраженной волны, что невозможно при распространении отраженной волны вдоль границы раздела сред.

Исходя из этих соображений, предположим, что отраженная волна должна быть линейно поляризованной и распространяться перпендикулярно границе раздела вакуума и анизотропной среды.

Коэффициенты отражения и прохождения обыкновенной волны. Рассмотрим идеальный случай плоской волны над границей раздела вакуума и одноосной анизотропной среды. Из (3) следует, что прошедшая волна имеет компоненты E_z, E_y, H_x . Таким образом, отраженная волна также должна содержать компоненту E_y , которая отсутствует в падающей волне.

Запишем условия непрерывности для компонент полей на границе раздела вакуума и анизотропной среды [5]:

$$\begin{cases} H_{\text{пад}} + H_{\text{отр}} = H_{\text{пр}}; \\ -E_{y \text{ отр}} = E_{y \text{ пр}}; \\ D_{z \text{ пад}} = D_{z \text{ пр}} + \sigma, \end{cases}$$
(16)

где $D_{z \text{ пад}}$ и $D_{z \text{ пр}} - z$ -компоненты векторов электрической индукции падающей и прошедшей волн соответственно.

Учитывая, что в свободном пространстве $E_v = \rho_0 H_x$ и $E_z = -\rho_0 H_x$, из (16) получим:

$$\begin{cases} 1 + R_{\text{of}} = T_{\text{of}}; \\ -\rho_0 R_{\text{of}} = \left[k_z / (\omega \varepsilon_0) \right] T_{\text{of}}; \\ \varepsilon_0 \rho_0 = \left(k_y / \omega \right) T_{\text{of}} + \sigma, \end{cases}$$
(17)

где $R_{\rm ob} = H_{x\,\rm otp} / H_{x\,\rm nag}$, $T_{\rm ob} = H_x / H_{x\,\rm nag}$ – коэффициенты отражения и прохождения обыкновенной волны соответственно; σ – плотность поверхностного заряда на границе раздела. Тогда из (17) найдем коэффициенты прохождения и отражения, а также плотность поверхностного заряда

$$T_{\rm of} = \frac{\sqrt{\mu_0}}{\sqrt{\mu_0} + \sqrt{\mu_{xx} - \mu_0}},$$
 (18)

$$R_{\rm of} = \frac{\sqrt{\mu_{xx} - \mu_0}}{\sqrt{\mu_0} + \sqrt{\mu_{xx} - \mu_0}},$$
 (19)

$$\sigma = \frac{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0} \sqrt{\mu_{xx} - \mu_0}}{\sqrt{\mu_0} + \sqrt{\mu_{xx} - \mu_0}}.$$
 (20)

Анализ полученных выражений показывает, что доли электромагнитной волны, прошедшей в среду и отраженной от границы раздела, зависит только от параметров среды и не зависит в явном виде от частоты. Частотная зависимость будет наблюдаться только в случае частотной дисперсии элементов тензора магнитной проницаемости [3]. Кроме того, коэффициенты в (18)–(20) не зависят от угла наклона оси анизотропии. На поверхности раздела существует электрический заряд, являющийся следствием поляризации молекул в электромагнитном поле.

Коэффициенты отражения и прохождения необыкновенной волны. Граничные условия для компонент электромагнитного поля в данном случае (см. рис. 3) имеют вид

$$\begin{cases} E_{\text{пад}} + E_{\text{отр}} = E_{\text{пр}}; \\ -H_{y \text{ отр}} = H_{y \text{ пр}} + J_{x}; \\ -\mu_{0}H_{z \text{ пад}} = \mu_{zy}H_{y} + \mu_{zz}H_{z}, \end{cases}$$
(21)

где J_x – поверхностный ток.

Учитывая, что $E_x = -\rho_0 H_y$, $E_x = \rho_0 H_z$, и введя коэффициенты отражения $R_{\rm H} = E_{x\,{\rm orp}}/E_{x\,{\rm nag}}$ и прохождения $T_{\rm H} = E_{x\,{\rm np}}/E_{x\,{\rm nag}}$, преобразуем (21) к виду

$$\begin{cases} 1 + R_{\rm H} = T_{\rm H}; \\ R/\rho_0 = \chi_y T + J_x; \\ -\mu_0/\rho_0 = \mu_{zy} \chi_y T + \mu_{zz} \chi_z T. \end{cases}$$

Откуда найдем

$$\begin{cases} R_{\rm H} = \frac{\mu_0 - \rho_0 \left(\mu_{zy} \chi_y + \mu_{zz} \chi_z\right)}{\rho_0 \left(\mu_{zy} \chi_y + \mu_{zz} \chi_z\right)}; \\ T_{\rm H} = \frac{\mu_0}{\rho_0 \left(\mu_{zy} \chi_y + \mu_{zz} \chi_z\right)}; \\ J_x = -\frac{\mu_0 \left(1 + \chi_y \rho_0\right) - \rho_0 \left(\mu_{zy} \chi_y + \mu_{zz} \chi_z\right)}{\rho_0^2 \left(\mu_{zy} \chi_y + \mu_{zz} \chi_z\right)}. \end{cases}$$
(22)

После преобразований (22) получим окончательные выражения коэффициентов отражения, прохождения и поверхностного тока:

$$R_{\rm H} = 0; \tag{23}$$

$$T_{\rm H} = 1;$$
 (24)

$$J_{x} = \frac{\mu_{0} \left(k_{z} \mu_{zz} + k_{y} \mu_{yz} \right)}{k_{y} \left(\mu_{yy} \mu_{zz} - \mu_{yz} \mu_{zy} \right)}.$$
 (25)

Таким образом, при распространении плоской гармонической волны, включающей компоненты E_x, H_y, H_z , вдоль границы раздела вакуума и анизотропной среды отраженная волна отсутствует (23), коэффициент прохождения равен единице (24), а на границе раздела существуют поверхностные токи (25). Данные токи фактически являются токами смещения и связаны с явлением поляризации молекул в электромагнитном поле. Они зависят от параметров среды и угла наклона оси анизотропии.

В настоящей статье рассмотрены эффекты, возникающие при распространении плоской гармонической волны параллельно границе раздела вакуума и одноосной анизотропной магнитной среды. Показано, что прошедшая в анизотропную среду волна имеет как нормальную компоненту волнового вектора, так и нормальную компоненту вектора Пойтинга. Доказано также, что в данном случае отраженная волна должна распространяться перпендикулярно границе раздела. При этом для необыкновенной волны отраженная волна вообще отсутствует. Коэффициенты отражения и прохождения в рассмотренной модели не зависят от частоты при отсутствии частотной дисперсии материальных параметров.

Важно остановиться на практическом использовании данного явления. В частности отметим,

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Vytovtov K., Mospan L. Penetration Effect in Gyrotropic Slab: Theory and Applications // J. of Optical Society of America. 2012. Vol. 29, № 6. P. 877–882.

2. Vytovtov K., S. Zouhdi S. Exotic Reflection of Plane Waves by Anisotropic Structures // Metamaterials'2012: The 6th Int. Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics, 17–22 sept. 2012, St. Petersburg, Russia / Roma. Metamorphose vi AISBL. 2012. P.432–434.

 Лакс Б., Баттон К. Сверхвысокочастотные ферриты и ферримагнетики. М.: Мир, 1965. 676 с.

4. Лурье А. И. Аналитическая механика. М.: Физматлит, 1961. 824 с.

5. Федоров Н. Н. Основы электродинамики. М.: Высш. шк., 1980. 399 с.

Статья поступила в редакцию 13 января 2017 г.

что его необходимо учитывать при расчете и проектировании сверхвысокочастотных и оптических систем связи. Кроме того, эффект втягивания дает возможность создания новых сверхвысокочастотных устройств, таких как делители мощности [1], частотные детекторы с вентильными свойствами, фильтры с вентильными свойствами [6], дуплексные вентили [7], переключатели [8] для телекоммуникационных систем.

6. Vytovtov K., Gnatushenko V., Zouhdi S. Terahertz Range Double Direction Isolator Based on Stratified Antiferromagnetic–Dielectric Structures. Theoretical Investigation // Elektronika. 2015. Vol. 2. P. 75–78.

7. The Terahertz Controlled Duplex Isolator: Physical Grounds and Numerical Experiment / K. Vytovtov, S. Zouhdi, R. Dubrovka, V. Hnatushenko // Int. J. of Microwave Science and Technology. Hindawi Publishing Corporation. 2016. Vol. 2016. ID 1468508. 7 p.

8. Barabanov I. O., Maltseva N. S., Barabanova E. A. Switching Cell for Information Transmission Optical Systems // 2016 Int. Conf. on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE 2016). Conf. Proc. P. 343–347.

Для цитирования: Вытовтов К. А. Эффект втягивания электромагнитной волны одноосной анизотропной средой с магнитной анизотропией // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 2. С. 33–39.

Вытовтов Константин Анатольевич – кандидат физико-математических наук (2003), доцент (2005), доцент кафедры "Связь" Астраханского государственного технического университета. Автор более 70 научных работ. Сфера научных интересов – анизотропные и бианизотропные материалы; метаматериалы; математические методы.

E-mail: vytovtov_konstan@mail.ru

K. A. Vytovtov Astrakhan State Technical University

Penetration Effect of an Uniaxial Anisotropic Medium with Magnetic Anisotropy

Abstract. The propagation of plane harmonic wave parallel to the boundary between vacuum and uniaxial anisotropic medium is considered. The so-called penetration effect is described. It is shown that bulk wave must exist in anisotropic medium, and reflected wave must propagate perpendicular to the interface. Behavior of two types of waves within anisotropic medium is studied: an ordinary wave and an extraordinary wave behavior. For the case considered, the reflection and transmission coefficients are obtained. It is interesting to note that in case of extraordinary wave the reflection coefficient is equal to zero. Besides, surface charges and surface currents are found to exist at the interface in case of ordinary and extraordinary waves respectively. Note that all expressions are derived directly from the Maxwell's equations by means of accurate algebraic transformation.

Keywords: Uniaxial Anisotropic Medium, Penetration Effect, Reflection Coefficient, Transmission Coefficient.

REFERENCES

1. Vytovtov K., Mospan L. Penetration Effect in Gyrotropic Slab: Theory and Applications. J. of Optical Society of America, 2012, vol. 29, no. 6, pp. 877–882.

2. Vytovtov K., Zouhdi S. Exotic Reflection of Plane Waves by Anisotropic Structures. Metamaterials'2012: The 6th Int. Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics, 17–22 sept. 2012, St. Petersburg, Russia / Roma. Metamorphose vi AISBL., 2012, pp. 432–434.

3. Laks B., Batton K. *Sverkhvysokochastotnye ferrity i ferrimagnetiki* [Super high frequency ferrites and ferrimagnets]. Moscow, *Mir*, 1965, 676 p. (In Russian)

4. Lur'e A. I. *Analiticheskaya mekhanika* [Analytical Mechanics]. Moscow, *Fizmatlit*, 1961, 824 p. (In Russian)

5. Fedorov N. N. *Osnovy elektrodinamiki* [Fundamentals of Electrodynamics]. Moscow, *Vysshaya shkola*, 1980, 399 p. (In Russian)

6. Vytovtov K., Gnatushenko V., Zouhdi S. Terahertz Range Double Direction Isolator Based on Stratified Antiferromagnetic–Dielectric Structures. Theoretical Investigation. Elektronika, 2015, vol. 2, pp. 75–78.

7. Vytovtov K., Zouhdi S., Dubrovka R., Hnatushenko V. The Terahertz Controlled Duplex Isolator: Physical

Received January, 13, 2017

For citation: Vytovtov K. A. Penetration effect of an uniaxial anisotropic medium with magnetic anisotropy. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 2, pp. 33–39. (In Russian)

Konstantin A. Vytovtov – Ph.D. in Physics and Mathematics (2003), Associate Professor (2005), Associate Professor the Communication Department of Astrakhan State Technical University (Astrakhan). The author of more than 70 scientific publications. Area of expertise: anisotropic, bianisotropic materials; metamaterials; mathematical methods.

E-mail: vytovtov konstan@mail.ru

УДК 621.396.677

Р. Ю. Бородулин Военная академия связи им. маршала Советского Союза С. М. Буденного (Санкт-Петербург)

Методы увеличения эффективности антенн, погруженных в диссипативные среды

Рассмотрены методы увеличения эффективности антенн, погруженных в грунт с различными электрическими параметрами. Приведены результаты численного анализа действующих длин, коэффициентов усиления и входных сопротивлений погруженных вибраторов различных конструкций. Представлены результаты сравнительного анализа эффективности работы цилиндрического и пластинчатого вибраторов. Раскрыты особенности построения пластинчатых вибраторов и их преимущества перед погруженными антеннами других типов.

Погруженная антенна, изолированный вибратор, пластинчатый вибратор, коэффициент усиления, входное сопротивление, действующая длина, эффективность антенны, многовибраторная синфазная система

Интерес к антеннам, размещенным на некоторой глубине в диссипативной среде (среде с потерями), довольно высок. Указанные антенны известны достаточно длительное время, их исследованию посвящены обширные монографии и технические отчеты отечественных и зарубежных специалистов [1]–[4] и др.

Применение погруженных антенн (ПА) на практике связано с рядом особенностей распространения радиоволн в диссипативных средах. Известны попытки использования указанных антенн для увеличения помехоустойчивости радиолиний, для радиосвязи в шахтах на большой глубине, в системах посадки самолетов, радиогеологии, радиосвязи с заглубленными и погруженными объектами и т. п. [1]. Однако эффективность таких антенн остается довольно низкой по сравнению с антеннами, расположенными в воздушном пространстве, из-за влияния среды с потерями на их характеристики.

Исторически большинство исследований электрических характеристик и параметров ПА проводились экспериментально. Однако имеются примеры расчета таких антенн с использованием приближенной теории линий передач с потерями, которая получила существенное развитие во второй половине прошлого века. Например, проф. Б. В. Сосуновым аналитически учтено влияние электри-

Science and Technology, Hindawi Publishing Corporation, 2016, vol. 2016, ID 1468508, 7 p.
8. Barabanov I. O., Maltseva N. S., Barabanova E. A.
Switching Cell for Information Transmission Optical

Grounds and Numerical Experiment. Int. J. of Microwave

Switching Cell for Information Transmission Optical Systems. Int. Conf. on Actual Problems of Electron Devices Engineering (APEDE 2016), Conf. Proc., pp. 343–347.

чески близко расположенной границы раздела двух сред ("воздух-среда с потерями") за счет оригинального решения задачи Зоммерфельда [5]. Полученные выражения стали основой для расчета изолированных и неизолированных ПА цилиндрического сечения. Однако проблема электродинамического анализа ПА произвольной формы осталась.

С появлением современных численных методов электродинамики, развитием основанных на них алгоритмов и программ встал вопрос о возможности расчета ПА указанными методами, хорошо зарекомендовавшими себя при расчетах антенн в свободном пространстве (воздух). Численные методы электродинамики позволяют моделировать излучатели произвольной формы. Найдены решения ряда задач по возможности моделирования подземных антенн методом конечных элементов (МКЭ) [6], [7] и методом конечных разностей во временной области (КРВО) [6], [8] с использованием искусственно вводимых поглощающих слоев, иначе называемых в литературе идеально-согласованными слоями (Perfectly Matched Layer – PML) [9]. Реализованная возможность применения для расчета ПА современных численных методов позволила начать работу по исследованию путей увеличения их эффективности без проведения трудоемких и дорогих экспериментов [10]. В настоящей статье представлены некоторые результаты этой работы, посвященные увеличению коэффициента полезного действия (КПД) ПА.

Для уменьшения влияния среды заложения ПА, увеличения КПД за счет уменьшения потерь известен способ, заключающийся в применении вибраторов с диэлектрическим покрытием. Обычно такие вибраторы изготавливаются из радиочастотных (коаксиальных) кабелей без внешних экранной и защитной оболочек. Для увеличения эффективности радиус диэлектрического покрытия (изоляции) вибратора b обычно берется много большим радиуса центрального проводника a. Для примера, возьмем b = 3a.

Известно, что вибраторы с диэлектрическим покрытием обладают большим коэффициентом усиления (КУ) по сравнению с неизолированными вибраторами цилиндрической формы, зависящим в том числе и от электрических параметров почвы [5]. В классе изолированных вибраторов (ИВ) существенный выигрыш по КУ может быть достигнут за счет изменения радиуса изоляции или радиуса самого проводника. Рассмотрим результаты расчета размеров ИВ при помощи метода, основанного на теории линий передач с потерями (ТЛПП) [5]. Выяснилось, что для ИВ различных радиусов *a* фиксированной длины *l* действующие длины $l_{\rm d}$ в полосе частот не имеют существенных отличий вне зависимости от электрических параметров среды заложения. Для примера рассмотрим значения $l_{\rm d}$ в зависимости от частоты для влажной почвы с относительной диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_{\rm r} = 10$ и

удельной проводимостью $\sigma = 10^{-2}$ См/м (рис. 1).

КУ (G) в зависимости от толщины вибраторов отличаются почти в 2 раза (рис. 2). Это вызвано в первую очередь разницей активных составляющих входных сопротивлений R_a . У более толстого вибратора (диаметр самого толстого вместе с изоляцией составляет b = 0.344 м) в сухой почве значение R_a ниже, что и приводит к такому эффекту.

Похожий эффект может быть достигнут при применении эквивалентных пластинчатых вибраторов. Преимуществом данного типа антенн является их малая толщина и простота изготовления. Эквивалентный цилиндрическому пластинчатый вибратор имеет длину, равную длине цилиндрического вибратора l и ширину пластины w, равную четырем радиусам a цилиндрического вибратора (рис. 3, a = 0.25w, $w \ll l$, $w \ll \lambda$).

Соотношение размеров пластинчатого и цилиндрического вибраторов, при которых их электрические характеристики эквивалентны в свободном пространстве, получены Батлером [11].





Численные расчеты, проведенные современными методами, подтвердили, что практически идентичными оказываются диаграмма направленности (ДН), коэффициенты направленного действия и входные сопротивления в области первого (последовательного) резонанса. На других частотах входное сопротивление оказывается ниже приблизительно в 2 раза по сравнению с вибраторами цилиндрической формы. Однако все вышеизложенное справедливо для свободного пространства. Для диссипативных сред анализ эквивалентности пластинчатых и цилиндрических вибраторов не проводился.

Чтобы исправить данную ситуацию, был проведен численный эксперимент. В ходе проведенных численных тестов модель представляла собой погруженный на 0.5 м неизолированный вибратор длиной 5 м и радиусом a = 0.043 м. Эквивалентный ему пластинчатый вибратор имел ширину пластины w = 0.172 м. Вибраторы моделировались без изоляции во влажной почве с параметрами $\varepsilon_r = 10$, $\sigma = 10^{-2}$ См/м при наличии границы раздела сред "воздух-земля".

Первый тест был проведен на основе модели подземной антенны, рассчитанной МКЭ. Сравнивались коэффициенты усиления G (рис. 4) и составляющие X_a , Y_a входных сопротивлений Z_a (рис. 5) цилиндрического (кривые l) и пластинчатого (кривые 2) вибраторов.

Оказалось закономерным указанное Батлером практически полное совпадение КУ в диапазоне частот. В то же время составляющие входного сопротивления Z_a изменяются не так однозначно: в то время как реактивные составляющие X_a оказались примерно одинаковыми, активные со-





ставляющие R_a, фактически определяющие сопротивление излучения, в отличие от свободного пространства различаются примерно в 1.5 раза (рис. 5). Таким образом, в диапазоне частот входные сопротивления не совпали, нарушив эквивалентность. Полученный факт можно объяснить тем, что цилиндрический вибратор, даже будучи погруженным в диссипативную среду, имеет более высокую добротность по сравнению с пластинчатым. Меньшая разница в значениях R_a (по сравнению с воздухом) говорит о влиянии проводимости диссипативной среды, в которую помещаются сравниваемые вибраторы (напомним, что в рассмотренном тесте обе антенны не изолированы от среды с потерями). Компенсация данной разницы в значениях КУ (рис. 4) косвенно говорит о большем КПД пластинчатого вибратора.

Для сравнения пластинчатых вибраторов с цилиндрическими ИВ был проделан следующий тест. Сравнивались (рис. 6) параметры тонкого ИВ (a = 3 мм, b = 3a, l = 5 м), рассчитанного по методу ТЛПП (сплошная кривая), с параметрами пластинчатого вибратора, форма которого аналогична рассмотренной ранее (рис. 3), рассчитанного МКЭ (штриховые кривые). Пластина имела размеры w = 500 мм и l = 5 и 6 м, помещалась во влажный грунт на глубину h = 0.5 м. Расчет произведен в декаметровом диапазоне.

Для влажной почвы в нижней части диапазона частот пластинчатые вибраторы указанной шири-



ны несколько проигрывают цилиндрическому. Начиная примерно с середины диапазона (около 14 МГц) КУ пластинчатых вибраторов постепенно увеличиваются, в то время как цилиндрический вибратор показывает гораздо худшие результаты. Рассмотрим причины данного эффекта.

Для цилиндрического симметричного вибратора, ориентированного параллельно границе раздела (ось *y*), в соответствии с теоремой взаимности коэффициент усиления равен [12]:

$$G = \frac{120\pi^2 |l_{\pi}|^2}{\lambda^2 R_{\rm a}} = \frac{120\pi^2 \left| \frac{E_{y2}}{E_0 I_{\rm a}} \int_{-l}^{l} I(y) dy \right|^2}{\lambda^2 R_{\rm a}}, \quad (1)$$

где $R_a = \text{Re}(Z_a)$ – действительная составляющая входного сопротивления; E_{y2} – амплитуда прошедшей в нижнее полупространство горизонтальной компоненты напряженности электрического поля; E_0 – амплитуда вектора падающей на границу раздела сред волны; I_a – ток в области возбуждения; l – длина вибратора; I(y) – распределение тока по проводникам антенны в режиме передачи.

Для пластинчатого вибратора при достаточно малых площадях торцевых поверхностей справедливо приближенное равенство

$$G \approx \frac{120\pi^2 \left| \frac{E_{y2}}{E_0 I_a} \int_S \mathbf{J}_S dS \right|^2}{\lambda^2 R_a}, \qquad (2)$$

где **J**_s – плотность поверхностного тока, текущего по пластине площадью *S*.

Из анализа (1) и (2) следует, что рассматриваемые вибраторы можно характеризовать множителем $l_{\rm A}^2/R_{\rm a}$, описывающим площадь эффективной поверхности с постоянным распределением тока, отнесенную к 1 Ом активной составляющей входного сопротивления. Отмеченные ранее различия в КУ (см. рис. 6) можно объяснить разными значениями $l_{\rm A}^2/R_{\rm a}$, даже несмотря на то что полученные результаты не сильно отличаются для влажной почвы (рис. 7).

Для пластинчатых вибраторов указанное соотношение на частотах, превышающих 14 МГц, более выгодно (рис. 7), что объясняется меньшей зависимостью действующей длины и входного сопротивления от частоты. Слабая частотная за-



висимость действующей длины достигается гораздо меньшим взаимодействием противофазных токов в силу большой ширины пластины, в то время как для цилиндрического вибратора, хоть и в изоляции, противофазные токи находятся гораздо ближе. Увеличение ширины пластин приводит к еще большему уменьшению составляющих входного сопротивления (понижению добротности) при некотором увеличении действующей длины, что приводит к росту КУ.

При размещении антенны в сухой земле с параметрами $\varepsilon_r = 5$, $\sigma = 10^{-3}$ См/м картина распределения КУ в диапазоне частот существенно меняется (рис. 8) (результат получен МКЭ). Для такого типа почвы изменением ширины либо длины пластинчатых вибраторов можно добиться более высоких показателей КУ в нижней части диапазона частот. В верхней части диапазона большие значения КУ имеют более длинные вибраторы (с длиной плеча 7 м), но стабильно широкую полосу по КУ все же дают короткие (с длиной плеча 4 м).

Увеличение ширины вибраторов при сохранении постоянной длины приводит к сдвигу полосы равномерного КУ в нижнюю часть диапазона. Для цилиндрического изолированного вибратора (рис. 8, сплошная кривая) более низкие потери в сухой земле по сравнению с влажной дают высокий пик КУ на частоте, близкой к резонансной, с



учетом коэффициента укорочения в земле. Однако коэффициенты усиления пластинчатых неизолированных вибраторов более равномерны в широкой полосе частот.

Рассмотрим причины такой частотной зависимости КУ вибраторов в сухой почве в диапазоне частот на основании соотношения l_{π}^2/R_a (рис. 9).

Несмотря на то что равномерность величины $l_{\rm A}^2/R_{\rm a}$ цилиндрического вибратора (рис. 9, сплошная кривая) в нижней части диапазона более высокая, пластинчатые вибраторы показывают существенно лучшие результаты, в том числе зависящие от их длины. Увеличение ширины пластин до 1.5 м расширяет зону равномерности этой величины.

Отмеченный факт говорит о том, что для сухих почв пластинчатые вибраторы с большими значениями параметра w обладают аналогичными или несколько большими максимальными значениями КУ по сравнению с изолированными цилиндрическими вибраторами. Наряду с этим, пластинчатые вибраторы имеют гораздо более широкую полосу равномерности КУ и согласованности по входному сопротивлению в рабочем диапазоне частот за счет существенного снижения добротности пластин.

Таким образом, для обеспечения высокой стабильности электрических характеристик в полосе рабочих частот ПА применение пластинчатых вибраторов более целесообразно. Данное утверждение касается сухих и влажных типов почв, а также промежуточных значений их электрических параметров. С уменьшением потерь в земле за счет снижения проводимости (влажности) резонансные свойства тонких цилиндрических вибраторов становятся более выраженными, что требует лучшего согласования с линиями



питания. Частотная зависимость КУ таких антенн от их резонансной длины выражена в большей мере по сравнению с пластинчатыми вибраторами.

Рассмотрим возможности дальнейшего повышения эффективности пластинчатых вибраторов.

Устройство ПА в виде системы параллельно расположенных и синфазно питаемых линейных горизонтальных проводников является эффективным способом увеличения КУ [5]. Разветвление тока по многим проводникам приводит к уменьшению напряженности поля у их поверхности и, следовательно, к снижению потерь в окружающей проводящей среде. В отличие от многократных заземлений ПА в виде многовибраторной системы конструируется так, чтобы обеспечивалось максимальное излучение в верхнее полупространство. С этой целью вибраторы питаются синфазно и располагаются параллельно на таком расстоянии друг от друга, чтобы взаимное влияние между ними было малым.

Известно, что КУ синфазной системы антенн зависит от оптимального взаимного расположения входящих в нее элементов [5]. При этом может быть достигнут выигрыш, определяемый приближенным соотношением

$$G_N \approx NG_1,$$
 (3)

где G_N – КУ *N*-вибраторной антенны; G_1 – КУ одиночного вибратора в секции.

Выражение (3) является сильно приближенным, поскольку введено на основе только экспериментальных наблюдений, без учета частотной зависимости КУ, получаемого для различных расстояний между вибраторами при разных типах почв. Уточним его.

Для поиска оптимальных расстояний между вибраторами рассмотрена двухвибраторная синфазная система из изолированных цилиндрических вибраторов. Вибраторы моделировались МКЭ в среде с параметрами сухой почвы в диапазоне декаметровых волн. В результате проведенных расчетов получены зависимости параметра *N* от расстояний *d* между вибраторами (рис. 10).

Полученные зависимости справедливы для любых типов подземных вибраторов, в том числе и пластинчатых. Анализ графиков показывает, что в области низких частот выигрыш системы из двух вибраторов может быть достигнут для расстояний до 1 м. В средней части диапазона (10 МГц) значения становятся примерно постоянными начиная с 0.7 м.



Отмеченный факт говорит о том, что для пластинчатых вибраторов расстояние *d* определяет максимальное разнесение между фазовыми центрами пластин. Ширину таких антенных полотен целесообразно брать равной 1 м или, при необходимости, немного больше. Показанная ранее тенденция увеличения КУ пластинчатых вибраторов в нижней части диапазона рабочих частот (см. рис. 8) позволит сделать результирующий КУ многовибраторной системы, помещаемой в сухую почву, более высоким именно в этой части диапазона, достигается существенный энергетический выигрыш в сравнении с тонкими изолированными цилиндрическими вибраторами.

Для влажной почвы выигрыш по КУ имеет несколько иную тенденцию (рис. 11). С учетом увеличения КУ пластинчатых вибраторов, помещенных во влажную почву, в верхней части декаметрового диапазона волн (см. рис. 6) показан-



ный на графике выигрыш именно в данной части диапазона приведет к еще большему увеличению КУ пластин на верхних частотах.

Указанные преимущества систем пластинчатых вибраторов следуют и из анализа зависимостей на рис. 6, 8, поскольку указанные вибраторы можно аппроксимировать решеткой тонкопроволочных вибраторов с малыми электрическими расстояниями между ними. Такой подход позволяет описать, в частности, характерное увеличение КУ системы двух синфазных пластинчатых вибраторов во влажной почве в верхней части диапазона (рис. 11). Тем не менее, полная металлизация земли за счет сплошного металла пластин приводит к лучшим показателям эффективности ПА за счет более равномерного распределения токов.

Остается вопрос определения количества плоскостных вибраторов и их размещения в многовибраторной системе, поскольку при слишком большой



ее ширине будет проявляться эффект синфазной антенной решетки, сужающий ДН в вертикальной плоскости, что может привести к резкому снижению дальности связи ионосферными волнами.

Для анализа степени проявления указанной проблемы проведен анализ ДН синфазной системы двух вибраторов для увеличенных расстояний: 6 и 7.5 м (рис. 12).

На представленных ДН видно их закономерное вытягивание в азимутальной плоскости вдоль оси вибраторов с повышением частоты. Однако в меридиональной плоскости (нижние графики) существенного сужения ДН не наблюдается, что говорит о возможности размещения в многовибраторной системе до 6–7 пластинчатых вибраторов шириной порядка 1 м каждый. В случае более широких одиночных пластин количество вибраторов должно быть уменьшено для сохранения общего габарита многовибраторной синфазной системы.

На основании представленных результатов можно сделать вывод о том, что применение, например, трех многовибраторных синфазных систем подземных пластинчатых вибраторов, погруженных в сухой грунт, позволит получить КУ, равный КУ мачтовой антенны горизонтальных вибраторов типа ВГД. При этом ПА может использоваться для радиолиний, использующих ионосферное распространение радиоволн. Она может иметь сопоставимый с мачтовыми антеннами КУ, не требуя регламентного обслуживания мачт. Площадь антенного поля будет значительной (порядка 21×10 м), но все преимущества такой антенны очевидны.

Таким образом, несмотря на низкую эффективность одиночных ПА, их применение в составе многовибраторной синфазной системы на оптимальных взаимных расстояниях может быть оправданно. Применение современных численных методов для анализа ПА раскрыло возможности повышения их эффективности, но необходимость в экспериментальных измерениях остается, поскольку для конкретного места заложения будут характерны свои электрические параметры диссипативных сред, точно измерить которые довольно проблематично.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

 Лавров Г. А., Князев А. С. Приземные и подземные антенны. Теория и практика антенн, размещенных вблизи поверхности земли. М.: Сов. радио, 1965. 474 с.

2. King R. W. P. Dipoles in Dissipative Media // Electromagnetic Waves; ed. by R. E. Langer. Madison: University of Wisconsin Press, 1962. P. 199–241.

3. lizuka K., King R. W. P. An Experimental Study of the Properties of Antennas Immersed in Conducting Media, Cruft Laboratory Scientific Report 2, Harward University, 1961. URL: http://oai.dtic.mil/oai/oai?verb=getRecord&metadataPrefix=html&identifier=AD0273687 (дата обращения 28.03.2017).

4. Galleys J. Antennas in Inhomogeneous Media. Oxford: Pergamon Press Inc, 1969. 294 p.

5. Сосунов Б. В., Филиппов В. В. Основы расчета подземных антенн / ВАС. Л., 1990. 82 с.

6. Бородулин Р. Ю. Численные методы электродинамики / ВАС. СПб., 2016. 180 с. 7. Jin J. The Finite Element Method in Electromagnetics. 2nd ed. New York: John Willey & Sons, Inc., 2002. 753 p.

8. Stutzman W. L., Thiele G. A. Antenna Theory and Design. 3rd ed. New York: John Willey & Sons, Inc, 2012. 848 p.

9. Berenger J. P. A Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves // J. Comp. Phys. 1994. Vol. 114, № 2. P. 185–200.

10. Бородулин Р. Ю., Ключко Н. Ю. Методика расчета характеристик антенн, расположенных в полубесконечной среде с потерями, методом конечных элементов // Информация и космос: науч.-техн. журн. 2016. № 2. С. 41–44.

11. Batler C. M. The Equivalent Radius of a Narrow Conducting Strip // IEEE Trans. Ant. & Prop. 1982. Vol. AP-30, № 7. P. 755–758.

12. Антенны: в 2 т. Т. 1 / Н. П. Гавеля, А. Д. Истрашкин, Ю. К. Муравьев, В. П. Серков; под ред. Ю. К. Муравьева / ВКАС. Л., 1963. 142 с.

Статья поступила в редакцию 19 декабря 2016 г.

Для цитирования: Бородулин Р. Ю. Методы увеличения эффективности антенн, погруженных в диссипативные среды // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 2. С. 39–46.

Бородулин Роман Юрьевич – кандидат технических наук (2010), докторант кафедры радиосвязи Военной академии связи им. маршала Советского Союза С. М. Буденного (Санкт-Петербург). Автор более 40 научных работ. Сфера научных интересов – численные методы электродинамики; техническая электродинамика; антенно-фидерные устройства; распространение радиоволн. E-mail: borodulroman@yandex.ru

R. Yu. Borodulin

Military Academy of Communication (Saint Petersburg)

Methods of Increasing Efficiency of Antennas Embedded in Dissipative Media

Abstract. The article considers the problem of increasing efficiency for antennas embedded in dissipative media that has limited number of solutions today. The author makes attempts to study the possibility of using plate antennas for different parameters of dissipative media. The research is carried out by means of analytical and computer electromagnetic methods. It makes possible to refine some effects and reveal new patterns. The article provides sound approaches to increase efficiency of antennas embedded in dissipative media. The results are confirmed with numerical calculations.

The article presents the methods of increasing efficiency of antennas embedded in soil with different electrical parameters. The results of numerical analysis of antenna length, gain and impedances for embedded antennas of various constructions are given. Comparative analysis of the efficiency of cylindrical and plate antennas is provided. Special considerations of plate antenna construction and their advantages over embedded antennas of different types are revealed.

Key words: Embedded Antenna, Isolated Dipoles, Plate Antenna, Gain, Impedance, Length of Antenna, Efficiency of Antenna, the System of Dipoles.

REFERENCES

1. Lavrov G. A., Knyazev A. S. *Prizemnye i podzemnye antenny. Teoriya i praktika antenn, razmeshchennykh vblizi poverkhnosti zemli* [Underground and ground antennas. Theory and practice of antennas placed near the surface of the Earth]. Moskow, *Sovetskoe Radio* Publ., 1965, 474 p. (In Russian)

2. King R. W. P. Dipoles in Dissipative Media. Electromagnetic Waves; ed. by R. E Langer. Madison, University of Wisconsin Press, 1962, pp. 199–241.

3. lizuka K., King R. W. P. An Experimental Study of the Properties of Antennas Immersed in Conducting Media. Cruft Laboratory Scientific Report 2, Harward University, 1961. Available at: http://oai.dtic.mil/oai/oai?verb= =getRecord&metadataPrefix=html&identifier=AD0273687 (accessed: 28.03.2017). (In Russian)

4. Galleys J. Antennas in Inhomogeneous Media. Oxford, Pergamon Press Inc, 1969, 294 p.

5. Sosunov B. V., Filippov V. V. *Osnovy rascheta podzemnykh antenn* [Underground antenna calculating basis]. L., VAS, 1990, 82 p. (In Russian)

6. Borodulin R. Yu. *Chislennye metody elektrodinamiki* [Numerical methods of electrodynamics]. SPb., VAS Publ., 2016, 180 p. (In Russian) 7. Jin J. The Finite Element Method in Electromagnetics. 2nd ed. New York, John Willey & Sons, Inc., 2002, 753 p.

8. Stutzman W. L., Thiele G. A. Antenna Theory and Design. 3rd ed. New York, John Willey & Sons, Inc., 2012, 848 p.

9. Berenger J. P. A Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves. J. Comp. Phys., 1994, vol. 114, no. 2, pp. 185–200.

10. Borodulin R. Yu., Klyuchko N. Yu. *Metodika* rascheta kharakteristik antenn, raspolozhennykh v polubeskonechnoi srede s poteryami, metodom konechnykh elementov [Calculating technique of antenna characteristics located in semi-infinite lossy medium by the finite element method]. Informatsiya i kosmos. Nauchnotekhnicheskii zhurnal, 2016, no. 2, pp. 41–44. (In Russian)

11. Batler C. M. The Equivalent Radius of a Narrow Conducting Strip. IEEE Trans. Ant. & Prop., 1982, vol. AP-30, no. 7, pp. 755–758.

12. Gavelya N. P., Istrashkin A. D., Murav'ev Yu. K., Serkov V. P.; pod red. Murav'eva Yu. K. *Antenny: v 2 t. T. 1* [Antennas: 2 vol. Vol. 1]. L., VKAS Publ., 1963, 142 p. (In Russian)

Received December, 19, 2016

For citation: Borodulin R. Yu. Methods of increasing the efficiency of antennas embedded in a dissipative media. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 2, pp. 39–46. (In Russian)

Roman Yu. Borodulin – Ph.D. in Engineering (2010), Doctoral of the Department of Radio Communication of Military Academy of Communications (Saint Petersburg). Author of over 40 scientific papers. Area of expertise: numerical methods of electrodynamics; technical electrodynamics; antenna-feeder devices; radio wave propagation. E-mail: borodulroman@yandex.ru

УДК 621.391.1

В. В. Егоров ПАО "Российский институт мощного радиостроения" (Санкт-Петербург)

Адаптивное управление параметрами коротковолновых систем передачи данных

Рассмотрен выбор оптимальных параметров адаптивных систем передачи данных по коротковолновому радиоканалу по критериям максимума средней информационной скорости и максимума вероятности доставки сообщения за время, не превышающее заданного.

Системы передачи данных по коротковолновому радиоканалу, многопараметрическая адаптация, критерии эффективности

Для беспроводной передачи данных на большие расстояния могут быть использованы коротковолновые (КВ) системы передачи данных, преимуществом которых является возможность передачи информации на большие расстояния без промежуточных ретрансляционных станций при относительно небольшой мощности передатчиков, а также автономность, самодостаточность, быстрая развертываемость и высокая живучесть [1]. Особую актуальность такие системы приобретают в связи с освоением Крайнего Севера и необходимостью создания информационной инфраструктуры. Однако указанный диапазон характеризуется высокой загрузкой помехами от сторонних радиоэлектронных средств, замираниями сигналов, многолучевым распространением, влиянием доплеровского сдвига частот, что не позволяет традиционными способами передавать большие объемы данных с высокой скоростью и достоверностью. Для обеспечения требуемых на сегодняшний день скоростей и достоверности передачи данных необходимо использовать методы многопараметрической адаптации к динамически изменяющейся сигнально-помеховой обстановке.

Применение адаптивных систем КВ-радиосвязи позволяет организовывать оперативную передачу данных в интересах территориально распределенных автоматизированных систем управления (АСУ), в которых требования по достоверности определяются возможностями современных методов сжатия и криптографической защиты информации. Так, допустимое значение вероятности необнаруженной ошибки на бит сообщения составляет, как правило, $10^{-9} \dots 10^{-11}$ [2].

При передаче сообщений по КВ-радиоканалам на фиксированной частоте с постоянной скоростью передачи и с неизменяющимся помехоустойчивым кодом удается передавать файлы относительно небольших объемов (не более 10 Кбайт) со средней информационной скоростью порядка 100 бит/с и вероятностью ошибки на бит $10^{-3}...10^{-4}$, что явно не удовлетворяет потребностям современных АСУ [3]. Поэтому при передаче файловых данных достаточно большого объема по КВрадиоканалам необходимо в полной мере использовать возможности адаптивного управления. В зависимости частности, В от сигнальнопомеховой обстановки следует изменять рабочую частоту, техническую скорость передачи за счет изменения кратности модуляции, избыточность и параметры помехоустойчивого кода, длительности защитного интервала и элементарного сигнала, количество и расстановку используемых субчастот при работе сигналами OFDM, а также адаптивное перераспределение информационного потока и мощности передатчика между субчастотами сигналов OFDM [4].

Функционирование адаптивной КВ-радиолинии при передаче файловых данных в полудуплексном режиме сводится к циклическому чередованию интервалов передачи сегментов сообщения, называемых канальными блоками, и приема квитанций по каналу обратной связи. С учетом переменной скорости передачи сообщений канальный блок может содержать различное количество кодовых блоков. Квитанция на принятый канальный блок содержит информацию о номерах обнаруженных искаженных кодовых блоков и управляющую информацию об изменении параметров системы передачи данных.

Функционирование адаптивной КВ-радиолинии при передаче файловых сообщений можно представить в виде последовательного переключения системы из одного состояния в другое после приема квитанции с целью достижения максимума заданного критерия эффективности. В задачах межкомпьютерного обмена в качестве такого критерия наиболее часто выступает средняя информационная скорость.

Каждому *j*-му состоянию системы соответствует частота, виды сигнала и помехоустойчивого кода – сигнально-кодовая конструкция (СКК). Пусть v_{Tj} и R_j – техническая скорость передачи информации и кодовая скорость при нахождении в состоянии *j*, а $p_{\rm OIII/битj}$ – вероятность ошибки на бит при нахождении системы в этом состоянии Тогда условием обеспечения максимума средней скорости передачи информации является выбор при передаче каждого канального блока СКК, обеспечивающей в течение передачи следующего канального блока максимальную информационную скорость. Традиционно используемым критерием выбора СКК на каждом кодовом блоке для алгоритмов порогового типа является выполнение условия

$$\max_{j} \left(v_{\mathrm{T}j} R_{j} \right) \tag{1}$$

при выполнении ограничения $p_{\text{ош}j} < p_{\text{ош},\text{доп}j}$, где $p_{\text{ош}j}$ – вероятность ошибки на бит в *j*-м состоянии; $p_{\text{ош},\text{доп}j}$ – пороговое значение, зависящее от вида помехоустойчивого кода, используемого в *j*-м состоянии.

Обычно $p_{\text{ош.доп}j}$ выбирается из условия безошибочного декодирования кодового блока с заданной вероятностью, определяющей среднее количество переспросов искаженных кодовых блоков, обнаруженных с помощью циклической контрольной суммы CRC [5]. Для упрощения процесса восстановления с помощью переспроса искаженных информационных блоков все используемые помехоустойчивые коды должны иметь количество информационных символов, кратное некоторому минимальному сегменту – кванту сообщения [5]. В этом случае возникает возможность кодирования *n* квантов сообщения при одинаковой кодовой скорости как минимум двумя способами:

 – канальный блок представляет собой *n* кодовых конструкций, в которых количество информационных символов совпадает с их количеством в кванте сообщения;

 – канальный блок кодируется одним кодом, у которого количество информационных символов равно *n* квантов.

Обе приведенные кодовые конструкции обладают одинаковой кодовой скоростью. Проведем оценку сравнительной эффективности кодовых конструкций по критерию временны́х потерь, связанных с необходимостью передачи ошибочно принятых квантов сообщения.

Средние временные потери для первого способа определяются выражением

$$T_{\text{nor}}^{(1)} = \sum_{k=1}^{n} C_n^k P_1^k \left(1 - P_1\right)^{n-k} kT_1, \qquad (2)$$

где C_n^k – количество сочетаний из *n* по *k*; P_1 – вероятность ошибочного декодирования кодового блока, переносящего один квант сообщения; T_1 – интервал времени, в течение которого передается один квант сообщения.

После алгебраических преобразований (2) получим:

$$T_{\Pi OT}^{(1)} = P_1 T_{\kappa.\mathfrak{S}},$$

где $T_{\kappa.6} = n_k T_1$ – длительность канального блока.

Для второго способа средние временные потери определяются выражением

$$T_{\Pi OT}^{(2)} = P_2 T_{\kappa. \overline{O}},$$

где *P*₂ – вероятность ошибочного декодирования кодового блока, переносящего *n* квантов сообщения.

Очевидным критерием выбора вида помехоустойчивого кода при одинаковых кодовой скорости и виде сигналов является минимизация временных потерь, связанных с повторной передачей непринятых квантов сообщения, что эквивалентно выполнению условия min $\{P_1, P_2\}$.

Информационная скорость с учетом временны́х затрат на переспрос искаженных блоков при нахождении системы в *j*-м состоянии определяется как

$$v_{\mathrm{H}j} = v_{\mathrm{T}j} R_j \left(1 - Q_j \right),$$

где Q_j – вероятность неприема одного кодового блока, используемого в *j*-м состоянии.

На основе проведенного анализа выбора СКК из нескольких возможных альтернатив, обладающих одинаковой кодовой скоростью, можно сформулировать условие выбора СКК как условие обеспечения максимума информационной скорости. Поскольку значение Q_j является функцией $p_{\text{ош/бит}j}$, обобщенным критерием выбора нового рабочего состояния будет выполнение условия

$$\max_{j} \left\{ v_{\mathrm{T}j} R_{j} \left[1 - Q_{j} \left(p_{\mathrm{OIII}/\mathrm{GHT}j} \right) \right] \right\}$$

Аналитическое выражение для $Q_j(p_{\text{ош/бит}j})$ является громоздким, оно приведено в [6].

Приведенный критерий можно трактовать как выбор СКК, в которой кодовый блок с информационной частью, содержащей несколько квантов, передается с максимальной информационной скоростью. Отличительной особенностью сформированного критерия является тот факт, что он не зависит от субъективно назначаемого порогового значения $p_{\text{ош.доп}j}$, которое используется в критерии (1).

Исходными данными для выбора нового состояния системы передачи данных являются вероятности ошибки на бит для всех сигналов, потенциально используемых при передаче канального блока. Эти вероятности получены на основе статистической обработки информационных сигналов не только для используемого режима, но и для всех возможных в системе режимов, а также обработки вторичных продуктов декодирования помехоустойчивых кодов, таких, как статистическое распределение появления синдромов, соответствующих различному количеству ошибок в кодовом блоке, методами, приведенными в [7], [8].

В качестве критерия эффективности систем связи также часто используется вероятность безошибочного доведения сообщения определенного объема за время не больше заданного. В нестационарных КВ-радиоканалах использование режима с неизменными параметрами передачи не позволяет достигнуть высокого значения названного критерия. Вместе с тем, при использовании методов адаптации возникает возможность максимизации этого показателя за счет выбора оптимальных параметров.

Процесс функционирования системы заключается в изменении СКК, т. е. номера состояния, на каждом временном интервале (такте) в зависимости от динамически изменяющихся характеристик канала связи. Для обеспечения безошибочного доведения сообщения по КВ-радиоканалу необходимо использовать помехоустойчивые коды с контролем достоверности и осуществлять переспрос непринятых или искаженных информационных блоков. Для упрощения операции переспроса будем считать, что кодовые блоки содержат одинаковое количество информационных бит, при этом количество проверочных бит помехоустойчивого кода может адаптивно изменяться. Также адаптивно может изменяться техническая скорость передачи за счет изменения позиционности модуляции и количества субчастот OFDM-сигнала. Будем также считать, что временные интервалы, в течение которых осуществляется передача информации с выбранными параметрами СКК, имеют одинаковую длительность. В этом случае на длительности одного такта может передаться несколько информационных блоков, количество которых зависит от технической скорости и кодовой избыточности.

Для построения алгоритма выбора оптимальной СКК на каждом шаге допустим, что сообщение разбивается на N одинаковых информационных блоков, каждый из которых на длительности одного такта передается с использованием одной из разрешенных СКК. Выделенное для передачи сообщения время разбивается на m одинаковых тактов. Непринятые или отбракованные информационные блоки передаются заново, в общем случае с другими параметрами СКК.

Тогда оптимальная стратегия передачи сообщения с целью достижения максимума вероятности безошибочного доведения сообщения не более чем за *m* тактов строится на методах пошагового управления по мере получения необходимой информации для выработки управляющего воздействия.

На первом шаге вычисляются вероятности доставки N информационных блоков не более чем за m тактов для всех возможных режимов при условии, что характеристики достоверности приема для каждого из информационных сигналов остаются неизменными в течение всех m тактов передачи. При использовании СКК, характеризуемой текущим номером j, в течение одного такта можно передать N_j информационных блоков. Тогда условная вероятность безошибочной доставки всего сообщения в j-м режиме на первом шаге определяется выражением

$$P_{j1} = \sum_{t=N}^{mN_j} C_{mN_j}^t W_{j1}^t (1 - W_{j1})^{mN_j - t}$$

где W_{j1} – оценка вероятности безошибочного декодирования кодового блока на первом такте при использовании для передачи сообщения СКК с номером *j*. Выражение для W_{j1} определяется вероятностью ошибки на бит для используемого в *j*-м режиме сигнала и параметрами помехоустойчивого кода [6]. Тогда в качестве рабочего выбирается режим с номером, для которого выполняется условие

$$\max_{i} P_{j1}$$

После приема сегмента сообщения, содержащего N_j информационных блоков, подсчитывается количество безошибочно принятых на первом такте информационных блоков s_1 . Также на длительности первого такта определяется вектор уточненных текущих значений вероятностей ошибки на бит для всех возможных сигналов, используемый для выработки решения на втором такте.

На втором шаге на основе полученных в течение первого такта сведений о достоверности приема в канале связи и количестве принятых информационных блоков вычисляются условные вероятности безошибочной доставки сообщения не более чем за (m-1) тактов для всех возможных СКК в предположении, что на (m-1)-м такте характеристики радиоканала остаются неизменными:

$$P_{j2} = \sum_{t=N-s_1}^{(m-1)N_j} C_{(m-1)N_j}^t W_{j2}^t (1 - W_{j2})^{(m-1)N_j - t}$$

где W_{j2} – оценка вероятности безошибочного декодирования кодового блока на втором такте при использовании для передачи сообщения СКК с номером *j*, при расчете которой используется новое значение оценки вероятности ошибки на бит, сформированное на первом такте передачи. На этом шаге в качестве рабочего выбирается режим с номером, для которого выполняется условие

$$\max_{j} P_{j2}$$

По аналогии на *i*-м такте передачи при выработке решения о выборе оптимальной СКК используется вектор вероятностей ошибки на бит, сформированный на (i-1)-м такте, а также сведения о количестве безошибочно принятых информационных блоков за (i-1) такт передачи. Выражение для условных вероятностей безошибочного доведения сообщения в *j*-м режиме не более чем за (m-i+1) тактов имеет вид

$$\begin{split} P_{ji} &= \sum_{t=N-s_1-s_2-\ldots-s_i-1}^{(m-i+1)N_j} C_{(m-i+1)N_j}^t \times \\ &\times W_{ji}^t \left(1-W_{ji}\right)^{(m-i+1)N_j-t}, \end{split}$$

где W_{ji} – вероятность безошибочного приема информационного блока на *i*-м такте при использовании СКК с номером *j*.

.....

Номер оптимального режима для передачи на *i*-м такте определяется из условия

$$\max_{j} P_{ji}$$

Рассмотренный алгоритм пошагового управления передачей сообщения на каждом шаге полностью описывается достоверностью передачи сообщения в каждом из режимов и общим количеством уже принятых кодовых блоков. Процесс оптимизации передачи сообщения сводится к задаче управления марковским случайным процессом [9].

Предложенный алгоритм является конструктивным, поскольку все необходимые исходные данные для его реализации известны к началу очередного временного такта. Вектор вероятностей ошибки на бит для всех возможных режимов может быть получен в процессе передачи сегмента сообщения в результате анализа информационных сигналов и продуктов декодирования. Исключение составляет первый шаг. Для него необходимые выборочные данные для оценки вектора вероятностей ошибки на бит формируются посредством обработки вызывного сигнала, поскольку его структура идентична информационному сигналу и его параметры заранее оговорены. Решение о рабочем режиме на каждом шаге вырабатывается на приемной стороне системы передачи данных, так как только она обладает всеми необходимыми для выработки управляющего воздействия исходными данными, и по каналу обратной связи доводится до передающей стороны методами, при которых ошибки при передаче команд управления не приводят к обрыву связи [10].

Рассмотренный метод предполагает на каждом шаге адаптацию по виду СКК. Вместе с тем сущность метода принципиально не изменится, если на каждом такте в число изменяемых параметров включить рабочую частоту. В этом случае увеличится количество возможных сочетаний параметров передачи. Один из возможных подходов к оцениванию векторов вероятностей ошибки на бит для всех возможных видов информационных сигналов на всех рабочих частотах без обрыва процесса передачи информации приведен в [11]. В этом подходе информация о качестве резервных частот формируется периодической передачей информационных блоков на запасных частотах. Рассмотренные в статье методы адаптивного выбора параметров КВ-системы передачи данных являются конструктивными, поскольку вся необходимая информация для выбора оптимального режима формируется с необходимой точностью в процессе передачи сообщений. Разработанные методы могут быть использованы в адаптивных системах передачи данных по нестационарным радиоканалам не только КВ, но и других диапазонов с учетом особенностей физических процессов распространения радиоволн в этих диапазонах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Березовский В. А., Дулькейт И. В., Савицкий О. К. Современная декаметровая радиосвязь: оборудование, системы и комплексы. М.: Радиотехника, 2011. 444 с.

2. Каплин Е. А., Лебединский Е. В., Егоров В. В. Современные системы передачи данных по КВ-радиоканалам // Электросвязь. 2003. № 7. С. 47–48.

3. Антонюк Л. Я., Семисошенко М. А. Адаптивная радиосвязь в системах связи специального назначения // Электросвязь. 2007. № 5. С. 17–20.

4. Егоров В. В., Мингалев А. Н. Адаптивное управление мощностью и видом модуляции в субканалах OFDM сигналов // Новые технологии: материалы XIII Всерос. конф. по новым технологиям, г. Миасс, 11–13 окт. 2016 г. М.: Изд-во РАН, 2016. С. 64–70.

 Семисошенко М. А. Управление автоматизированными сетями декаметровой связи в условиях сложной радиоэлектронной обстановки / ВАС. СПб., 1997. 364 с.

6. Clark G. C, Jr., Cain J. B. Error-Correction Coding for Digital Communications. New York: Plenum Press, 1982. 432 p.

7. Егоров В. В., Смаль М. С. Оценка вероятности ошибки на бит по результатам декодирования кодо-

Статья поступила в редакцию 11 марта 2017 г.

вых слов // Журн. радиоэлектроники. 2014. № 4. URL: http://jre.cplire.ru/jre/apr14/4/text.pdf (дата обращения 12.03.2017).

8. Егоров В. В., Смаль М. С. Прогнозирование достоверности приема ОФМ сигналов для потенциально возможных режимов работы // Журн. радиоэлектроники. 2014. № 4. URL: http://jre.cplire.ru/jre/apr14/5/text.pdf (дата обращения 12.03.2017).

9. Дынкин Е. Б., Юшкевич А. А. Управляемые марковские процессы и их приложения. М.: Наука, 1975. 341 с.

10. Егоров В. В., Тимофеев А. Е. Обратный канал в адаптивных коротковолновых радиосистемах передачи информации // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 6. С. 3–8.

11. Pat. RU 2477925. C2. МПК H04L1/04, H04B 7/12 (2006.01). Способ частотного зондирования, совмещенный с процессом передачи данных / Р. К. Гребнева, В. В. Егоров, А. А. Катанович, С. А. Лобов, А. Н. Мингалев, А. Е. Тимофеев; опубл. 20.03.2013. Бюл. № 8.

Для цитирования: Егоров В. В. Адаптивное управление параметрами коротковолновых систем передачи данных // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 2. С. 47–52.

Егоров Владимир Викторович – кандидат технических наук (1987), старший научный сотрудник (1992), ведущий научный сотрудник ПАО "Российский институт мощного радиостроения" (Санкт-Петербург). Автор более 120 научных работ. Сфера научных интересов – адаптивные системы передачи информации, цифровая обработка сигналов, статистическое моделирование систем и процессов. E-mail: rimr500@mail.ru

V. V. Egorov

PJSC Russian Institute for Power Radiobuilding (Saint Petersburg)

Adaptive Control of Short-Wave Data Transmission System Parameters

Abstract. We consider a problem of adaptive parameter selection of short-wave data transmission systems such as information signal type, noise combating code type and parameters, operating frequency in case of step-by-step control of transmission process in dynamically changing conditions of radio wave propagation and interference environment. We have obtained explicit expressions of objective functions for reaching the maximum information rate of data transmission and maximum probability of exact message delivery within the time not exceeding the given time. The distinguishing feature of the objective functions is the fact that they do not depend on threshold values established subjectively. The feasibility of the suggested algorithms is guaranteed due to the fact that all the original data required for adaptive control including information on standby frequencies are formed with the given accuracy during information exchange by means of analyzing working signals and secondary decoding products.

Keywords: Data Transmission Systems over Short-Wave Radio Channel, Multiparametric Adaptation, Efficiency Criteria

REFERENSES

1. Berezovsky V. A., Dulkeit I. V., Savitsky O. K. Sovremennaya dekametrovaya radiosvyaz': oborudovanie, sistemy i kompleksy [Modern Decameter Radio Communication: Equipment, Systems and Complexes]. Moscow, Radiotekhnika, 2011, 444 p. (In Russian)

2. Kaplin E. A., Lebedinsky E. V., Egorov V. V. Sovremennye sistemy peredachi dannykh po KV radiokanalam [Modern Systems of Data Transmission Over HF Radio Channels]. *Elektrosvyaz*', 2003, no. 7, pp. 47–48. (In Russian)

3. Antonyuk L. Ya., Semisoshenko M. A. Adaptivnaya radiosvyaz' v sistemakh svyazi spetsial'nogo naznacheniya [Semisoshenko M. A. Adaptive Radio Communication In Special-Purpose Communication Systems]. Elektrosvyaz', 2007, no. 5, pp. 17–20. (In Russian)

4. Egorov V. V., Mingalev A. N. Adaptive Power Control and Type of Modulation In Sub-Channels of OFDM Signals. Novye tekhnologii. Materialy XIII Vseros. konf. po novym tekhnologiyam, 11–13 okt. 2016 g. Miass, Moscow, RAN Publ., 2016, pp. 64–70. (In Russian)

5. Semisoshenko M. A. Upravlenie avtomatizirovannymi setyami dekametrovoi svyazi v usloviyakh slozhnoi radioelektronnoi obstanovki [Management of Automated Networks of Decameter Communication Under the Conditions of Complex Radioelectronic Situation]. St. Petersburg, VAS, 1997, 364 p. (In Russian)

6. Clark G. C, Jr., Cain J. B. Error-Correction Coding for Digital Communications. New York, Plenum Press, 1982, 432 p. 7. Egorov V. V., Smal M. S. Otsenka veroyatnosti oshibki na bit po rezul'tatam dekodirovaniya kodovykh slov [Estimation of Error Probability Per Bit Based on the Results of Codeword Decoding]. *Zhurnal radioelektroniki*, 2014, no. 4. Available at: http://jre.cplire.ru/jre/apr14/4/text.pdf (accessed: 12.03.2017). (In Russian)

8. Egorov V. V., Smal M. S. Prognozirovanie dostovernosti priema OFM signalov dlya potentsialno vozmozhnykh rezhimov raboty [Reliability Prediction of OPM Signal Reception for Potential Operating Modes]. *Zhurnal radioelektroniki*, 2014, no. 4. Available at: http://jre.cplire.ru-/jre/apr14/5/text.pdf (accessed: 12.03.2017). (In Russian)

9. Dynkin E. B., Yushkevich A. A. *Upravlyaemye markovskie protsessy i ikh prilozheniya* [Managed Markov Processes and Their Applications]. Moscow, *Nauka*, 1975, 341 p. (In Russian)

10. Egorov V. V., Timofeev A. E. Obratnyi kanal v adaptivnykh korotkovolnovykh radiosistemakh peredachi in-formatsii [Reverse Channel in Adaptive Short-Wave Radio Systems for Data Transmission]. Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika, 2013, no. 6, pp. 3–8. (In Russian).

11. Grebneva R. K., Egorov V. V., Katanovich A. A., Lobov S. A., Mingalev A. N., Timofeev A. E. *Sposob chastotnogo zondirovaniya*, *sovmeshchennyi s protsessom peredachi dannykh* [The Method of Frequency Sounding Combined with Data Transmission]. Pat. RF, no. 2477925, 2013.

Received March, 11, 2017

For citation: Egorov V. V. Adaptive Control of Short-Wave Data Transmission System Parameters. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 2, pp. 47–52. (In Russian)

Vladimir V. Egorov – Ph.D. in Engineering (1987), SRF (1992), Leading Researcher of the Russian Institute for Power Radiobuilding. The author of more than 120 scientific publications. Area of expertise: data transmission adaptive systems; digital signal processing; system and process statistical modeling. E-mail: diofant2912@mail.ru

УДК 621.396.62

В. А. Сьянов Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева

Подавление боковых лепестков составных фазокодомодулированных сигналов на основе кодов Баркера

Рассмотрен метод подавления боковых лепестков составных фазокодомодулированных сигналов на основе кодов Баркера с малым числом различающихся весовых коэффициентов. Оценены потери в отношении "сигнал/шум" и уровни подавления боковых лепестков составных сигналов.

Автокорреляционная функция, передаточная функция, инверсный фильтр, составные фазокодомодулированные сигналы Баркера

Повышение динамического диапазона по полезным сигналам в радиолокационных системах (РЛС) позволяет существенно улучшить качество получаемой информации. В [1] предложен метод подавления боковых лепестков (БЛ) фазокодомодулированных (ФКМ) сигналов Баркера инверсным фильтром, следующим за согласованным, с малым числом различающихся весовых коэффициентов. Показано, что применение таких устройств приводит к потерям в отношении "сигнал/шум" (ОСШ), не превышающим 1 дБ, что мало отличает подобное устройство от согласованного фильтра. Одним из недостатков предложенного устройства является малая база сигнала, ограниченная числом элементов кода Баркера N≤13. Известно, что увеличение базы зондирующего импульса позволяет увеличить дальность действия или разрешающую способность, а также помехозащищенность РЛС [2]. Одним из путей роста базы зондирующего импульса сложного ФКМ-сигнала на основе кодов Баркера является применение составных сигналов [3].

Составные бинарные ФКМ-сигналы Баркера являются частью большого класса составных сигналов. Они образуются, если каждый из элементов исходного кода Баркера представляет собой также ФКМ-сигнал. Такой составной код может быть представлен в виде свертки двух сигналов. Полученный таким образом составной код

РЛС) элементов внешнего и внутреннего кодов соответственно. Внутренний код N_2 , в свою очередь, может быть внешним кодом для сигнала N_3 . Полученный таким образом составной ФКМ-сигнал маиченный таким образом составной ФКМ-сигнал $N_1 \times N_2 \times N_3$ будет иметь базу $B = N_1 N_2 N_3$ и т. д. Подобным способом база ФКМ-сигнала на основе кодов Баркера может быть увеличена до сколь угодно большого значения. Рассмотрим свойства автокорреляционной функции (АКФ) составного кода Баркера на примере составного сигнала 3×5 . Решетчатая функ-

функции (АКФ) составного кода Баркера на примере составного сигнала 3×5 . Решетчатая функция комплексной огибающей сигнала единичной амплитуды, характеризующая его значения в дискретные моменты времени $t_i = i\tau_0$, i = 0, 1, 2, ...,где τ_0 – длительность парциального импульса внутреннего кода, имеет вид

Баркера обозначим $N_1 \times N_2$, где N_1 , N_2 – числа

$$S_{3\times5} = (S_{(3\times5)i}) =$$

= (1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, -1), i = $\overline{1, 15}$.

и представлена на рисунке.



Левая половина симметричной решетчатой АКФ составного сигнала 3×5 имеет вид

$$R_{3\times5} = (-1, 0, -1, 0, -5, 0, -1, 0, -1, 0, 3, 0, 3, 0, 15, \ldots).$$

В области максимума АКФ уровень БЛ определяется внутренним кодом Баркера $N_2 = 5$, на периферии же уровень БЛ зависит от внешнего кода $N_1 = 3$. Несмотря на то что база составного ФКМ-сигнала $B = N_1N_2 = 15$ возросла по отношению к исходному сигналу N_2 , относительный уровень БЛ на периферии $\mu_1 = 1/3$ и вблизи максимума $\mu_2 = 1/5$ определяется составляющими сигнал кодами Баркера. Поэтому с ростом базы составного сигнала уровень БЛ не уменьшается. Покажем, что задача их подавления может быть решена установкой инверсных фильтров подавления БЛ, предложенных в [1].

Найдем спектр составного кода Баркера $N_1 \times N_2$ на выходе согласованного фильтра как преобразование Фурье от АКФ сигнала [4]:

$$G_{\rm K}(f) = G_0(f)H_1(f)H_2(f),$$
 (1)

где

$$G_0(f) = c \left(\frac{\sin \pi f \tau_0}{\pi f \tau_0}\right)^2$$

– спектр парциального треугольного импульса внутреннего кода Баркера; $H_1(f)$, $H_2(f)$ – множители, обусловленные фазовой манипуляцией внутренним и внешним кодами Баркера соответственно, причем c = const; τ_0 – длительность парциального импульса. Множители имеют следующий вид [1]:

$$H_{1}(f) = \begin{cases} N_{1} - 1 + \frac{\sin 2\pi f B \tau_{0}}{\sin 2\pi f N_{2} \tau_{0}}, N_{1} = 5, 13; \\ N_{1} + 1 - \frac{\sin 2\pi f N_{2} \tau_{0}}{\sin 2\pi f N_{2} \tau_{0}}, N_{1} = 3, 7, 11; \end{cases}$$
$$H_{2}(f) = \begin{cases} N_{2} - 1 + \frac{\sin 2\pi f N_{2} \tau_{0}}{\sin 2\pi f \tau_{0}}, N_{2} = 5, 13; \\ N_{2} + 1 - \frac{\sin 2\pi f N_{2} \tau_{0}}{\sin 2\pi f \tau_{0}}, N_{2} = 3, 7, 1, \end{cases}$$

где $B = N_1 N_2$ – база составного кода.

Из (1) следует, что наличие множителей $H_1(f), H_2(f)$ позволяет подавлять БЛ, последовательно соединяя инверсные фильтры внутреннего и внешнего кода либо по отдельности, либо одновременно [1]. Передаточная функция 54

инверсного фильтра подавления БЛ составного кода Баркера $N_1 \times N_2$ для фильтров приближений l_1 и l_2 имеет вид

$$G_{l_1 l_2}^{(N_1 \times N_2)}(f) = G_{l_1}^{(N_1)}(f) G_{l_2}^{(N_2)}(f), \qquad (2)$$

где $G_{l_1}^{(N_1)}(f)$, $G_{l_2}^{(N_2)}(f)$ – передаточные функции инверсных фильтров подавления боковых лепестков внешнего кода N_1 в приближении l_1 и внутреннего кода N_2 в приближении l_2 соответственно.

Передаточные функции составляющих фильтров определяются следующим образом:

$$\begin{split} G_{l_1}^{\left(N_1\right)}(f) &= \alpha_{l_1}^{\left(N_1\right)} + \\ &+ \phi_{N_1}(f) \bigg[\alpha_{l_1-1}^{\left(N_1\right)} + ... + \phi_{N_1}(f) \bigg[\alpha_1^{\left(N_1\right)} + \phi_{N_1}(f) \bigg] ... \bigg]; \\ G_{l_2}^{\left(N_2\right)}(f) &= \alpha_{l_2}^{\left(N_2\right)} + \\ &+ \phi_{N_2}(f) \bigg[\alpha_{l_2-1}^{\left(N_2\right)} + ... + \phi_{N_2}(f) \bigg[\alpha_1^{\left(N_2\right)} + \phi_{N_2}(f) \bigg] ... \bigg], \\ \text{где } \alpha_{l_1}^{\left(N_1\right)}, \ \alpha_{l_1-1}^{\left(N_1\right)}, \ ..., \ \alpha_1^{\left(N_1\right)} - \text{ весовые коэффициен-ты внешнего кода N_1 приближения $l_1 = 1, 2, 3, \ldots; \end{split}$$$

$$\varphi_{N_1}(f) = \frac{\sin 2\pi f \tau_0 B}{\sin 2\pi f N_2 \tau_0} - 1$$

– спектр АКФ боковых лепестков внешнего кода N_1 ; $\alpha_{l_2}^{(N_2)}, \alpha_{l_2-1}^{(N_2)}, ..., \alpha_1^{(N_2)}$ – весовые коэффициенты внутреннего кода N_2 приближения $l_2 = 1, 2, 3, ...;$

$$\varphi_{N_2}(f) = \frac{\sin 2\pi f \tau_0 N_2}{\sin 2\pi f \tau_0} - 1$$

– спектр АКФ боковых лепестков внутреннего кода N_2 .

Фурье-преобразование (2) дает импульсную характеристику инверсного фильтра

$$g_{l_1 l_2}^{(N_1 \times N_2)}(t) = g_{l_1}^{(N_1)}(t) \otimes g_{l_2}^{(N_2)}(t),$$

где $g_{l_1}^{(N_1)}(t)$, $g_{l_2}^{(N_2)}(t)$ – импульсные характеристики инверсных фильтров внешнего кода в приближении l_1 и внутреннего кода в приближении

 l_2 соответственно; \otimes – символ операции свертки.

Импульсная характеристика инверсного фильтра внешнего кода в приближении *l*₁ имеет вид

$$g_{l_1}^{(N_1)}(t) =$$

= $\alpha_{l_1}^{(N_1)} \delta \left[t - t_{l_1}^{(N_1)} \right] + g_{N_1}(t) \otimes \left\{ \alpha_{l_1-1}^{(N_1)} \delta \left[t - t_{l_1-1}^{(N_1)} \right] + \dots + g_{N_1}(t)(t) \otimes \left\{ \alpha_1^{(N_1)} \delta \left[t - t_1^{(N_1)} \right] + g_{N_1}(t) \right\} \dots \right\},$

где δ[·] – дельта-функция Дирака;

$$t_{l_1-i+1}^{(N_1)} = i(N_1-1)N_2\tau_0, \ i \in [1, l_1]$$

– задержки между отводами с весовыми коэффициентами $\alpha_{l_i}^{(N_1)}$ в инверсном фильтре внешнего кода N_1 ;

$$g_{N_{1}}(t) = \sum_{i=0}^{N_{1}-1} \delta(t - 2iB\tau_{0}) - \delta\left[t - t_{1}^{(N_{1})}\right]$$

– фурье-преобразование $\varphi_{N_1}(f)$.

Инверсный фильтр внутреннего кода в приближении *l*₂ имеет импульсную характеристику

$$g_{l_2}^{(N_2)}(t) =$$

= $\alpha_{l_2}^{(N_2)} \delta \left[t - t_{l_2}^{(N_2)} \right] + g_{N_2}(t) \otimes \left\{ \alpha_{l_2-1}^{(N_2)} \delta \left[t - t_{l_2-1}^{(N_2)} \right] +$
+ ... + $g_{N_2}(t)(t) \otimes \left\{ \alpha_1^{(N_2)} \delta \left[t - t_1^{(N_2)} \right] + g_{N_2}(t) \right\} \dots \right\},$

где

$$t_{l_2-j+1}^{(N_2)} = j(N_2-1)\tau_0, \ j \in [1, l_2]$$

- задержки между отводами с весовыми коэффициентами $\alpha_{l_j}^{(N_2)}$ в инверсном фильтре внутреннего кода;

$$g_{N_2}(t) = \sum_{j=0}^{N_2-1} \delta(t-2jN_2\tau_0) - \delta\left[t-t_1^{(N_2)}\right]$$

– фурье-преобразование $\phi_{N_2}(f)$.

Структуры инверсных фильтров и их весовые коэффициенты приведены в [1].

					,					
Пара-	Ν									
метр, дБ	3	5	7	11	13					
ρ_1	-0.56	-0.36	-0.42	-0.31	-0.14					
ρ ₂	-0.98	-0.56	-0.66	-0.46	-0.21					
ρ ₃	-1.06	-0.65	-0.84	-0.60	-0.21					
μ_1	-20.00	-25.00	-21.50	-24.00	-34.00					
μ ₂	-29.00	-35.50	-27.70	-29.40	-45.50					
μ3	-32.50	-43.00	-30.60	-31.70	-54.80					

Таблица 1

			Таблица 2
Составной код Баркера	ρ, дБ	μ, дБ	База сигнала
3×3	1.12	20.0	9
5×5	0.72	25.0	25
5×5	1.12	35.5	25
7×7	1.32	27.7	49
5×11	1.16	31.7	55
7×11	1.12	27.7	77
11×11	0.92	29.4	121
$5 \times 5 \times 5$	1.08	25.0	125
13×13	0.28	34.0	169
13×13	0.42	45.5	169
13×13	0.42	54.8	169
5×13×13	0.84	34.0	845
5×13×13	1.07	43.0	845
11×13×13	0.88	31.7	1859
13×13×13	0.42	34.0	2197
13×13×13	0.63	45.5	2197
13×13×13	0.63	54.8	2197
5×13×13×13	0.98	34.0	10 985
13×13×13×13	0.84	54.8	28 561
13×13×13×13×13	1.05	54.8	371 293
13×13×13×13×13×13	0.84	34.0	4 826 809

Коэффициент потерь в ОСШ для инверсного фильтра подавления БЛ составного кода Баркера $N_1 \times N_2$ ввиду линейности схемы обработки можно найти в виде суммы $\rho = \rho_{l_1} + \rho_{l_2}$, где ρ_{l_1} , ρ_{l_2} – коэффициенты потерь инверсных фильтров l_1 -го и l_2 -го приближений внешнего и внутреннего кодов соответственно. В табл. 1 [1] представлены коэффициенты потерь и относительные уровни подавления БЛ инверсными фильтрами, определенные с использованием первого, второго и третьего приближений для порождающей последовательности Баркера длиной *N*.

Воспользовавшись данными табл. 1, найдем некоторые составные коды с коэффициентом потерь в ОСШ примерно –1 дБ (табл. 2).

Из представленных данных видно, что составные ФКМ-сигналы имеют пренебрежимо малые потери ОСШ, т. е. дают результаты, мало отличающиеся от согласованной фильтрации. Уровень подавления БЛ относительно нормированного к единице максимума сигнала зависит от потерь в ОСШ и порядка l_i-го приближения инверсного фильтра подавления БЛ и может достигать значения -54 дБ. Высокой эффективностью подавления БЛ при условии малости потерь обладают коды Баркера из пяти и тринадцати элементов. Из представленных данных видно, что использование составных сигналов на основе тринадцатиэлементных кодов Баркера позволяет увеличить базу импульсного сигнала до значения 10⁶ и более при условии малости потерь в ОСШ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сьянов В. А. Весовая обработка сигналов на основе кодов Баркера с малым числом различающихся весовых коэффициентов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. № 6. С. 3–7.

2. Бакулев П. А. Радиолокационные системы: учеб. для вузов. М.: Радиотехника, 2004. 320 с.

Статья поступила в редакцию 16 декабря 2016 г.

 Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.

 Лезин Ю. С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем. М.: Радио и связь, 1986. 280 с.

Для цитирования: Сьянов В. А. Подавление боковых лепестков составных фазокодомодулированных сигналов на основе кодов Баркера // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 2. С. 53–56.

Сьянов Владимир Александрович – кандидат технических наук (1984), доцент (1991) кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация, цифровая обработка сигналов. E-mail: suanov51@mail.ru

V. A. Syanov

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

Suppression of Side Lobe Signals Based on Compound Barker Codes

Abstract. A method of side lobe suppression for PSK signals based on the compound Barker codes with a small number of distinct weights is considered. Mismatched filters are then used in cascade with the matched filter to suppress the side lobes. The mismatched filter is based on an implementation of inverse of the autocorrelation function of the compound Barker code used. The technique of SNR loss estimation of compound Barker codes is presented. The different combinations of compound Barker codes with SNR losses not exceeding 1dB are given. The possibility to increase processing gain up to the value of 10⁶ is described.

Key words: Autocorrelation Function, Transfer Function, Inverse Filter, Compound Barker Codes

REFERENCES

1. Syanov V. A. Weighted signal processing based on Barker codes with a small number of differing weight coefficients. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2015, no. 6, pp. 3–7. (In Russian)

2. Bakulev P. A. *Radiolokatsionnye sistemy. Uchebnik dlya vuzov* [Radar Systems. Textbook for High Schools]. Moscow, *Radiotekhnika*, 2004, 320 p. (In Russian) Received December, 16, 2016 3. Varakin L. E. Sistemy svyazi s shumopodobnymi signalami [Communication Systems with Noise-Like Signals]. Moscow, *Radio i svyaz'* Publ., 1985, 384 p.

4. Lezin Yu. S. Vvedenie v teoriyu i tekhniku radiotekh-nicheskikh system [Introduction to Radio Engineering System Theory and Technology]. Moscow, *Radio i svyaz'* Publ., 1986, 280 p. (In Russian)

For citation: Syanov V. A. Suppress of Side Lobe Signals Based on the Compound Barker Codes. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 2, pp. 53–56. (In Russian)

Vladimir A. Syanov – Ph.D. in Engineering (1984), Associate Professor (1991) of the Department of Information Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; digital signal processing. E-mail: suanov51@mail.ru

УДК 621.396.96

Е. А. Колокольцев, А. В. Мякиньков Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева

Использование сверхширокополосного сигнала с повышенной частотой повторения в просветной многопозиционной радиолокационной системе

Рассмотрена структура многопозиционной сверхширокополосной просветной радиолокационной системы охраны периметра. Предложен способ формирования и обработки сверхширокополосного сигнала с повышенной частотой повторения, при котором обеспечивается расширение зоны обнаружения и однозначное измерение суммарной дальности на каждой приемной позиции. Получены оценки зон обнаружения, а также зависимости максимальной суммарной дальности и вероятности правильного обнаружения от мощности передатчика.

Сверхширокополосный сигнал, повышенная частота повторения, просветная радиолокационная система, зона обнаружения

Одной из наиболее сложных задач радиолокации является обнаружение медленно движущихся объектов в условиях лесистой или пересеченной местности. Для ее решения возможно применение принципа локации на просвет [1], [2], который позволяет повысить эффективность обнаружения целей по сравнению с совмещенной радиолокационной системой (РЛС) за счет резкого увеличения эффективной площади рассеяния (ЭПР) цели при нахождении ее в области между передатчиком и приемником (просветного эффекта) [3]. Использование в просветной РЛС узкополосного импульсного зондирующего сигнала не позволяет обеспечить требуемое разрешение по временной задержке сигнала [3], необходимое для обнаружения рассеянного целью сигнала на фоне мощного прямого сигнала передатчика. Альтернативными способами решения проблемы являются использование разрешения по частоте Доплера или применение сверхширокополосных (СШП) импульсных сигналов с высоким разрешением по задержке.

Разрешение по частоте Доплера весьма удобно использовать при обнаружении воздушных целей. При этом применяется узкополосный непрерывный зондирующий сигнал [3], что существенно упрощает систему его формирования и обработки. Однако при обнаружении медленно движущихся наземных целей на фоне отражений от растительности доплеровский сдвиг частоты оказывается сравним с шириной спектра пассивной помехи, что сильно усложняет селекцию целей [4].

Применение СШП-сигнала обеспечивает высокое разрешение по задержке. При распределенном характере пассивной помехи это существенно снижает ее мощность в элементе разрешения. Однако относительно низкий уровень мощности излучения передатчика СШП-сигналов приводит к резкому снижению дальности действия по сравнению с использованием непрерывного сигнала. Повысить дальность действия можно за счет использования сигнала с повышенной частотой повторения (ПЧП) [5]. ПЧП импульсов – частота, при которой период излучения оказывается много меньше (в *N* ≫1 раз) задержки сигнала, отраженного от цели, находящейся на максимальной дальности. При этом возникает неоднозначность измерения дальности. В настоящей статье предложен способ формирования и обработки СШП-сигнала с ПЧП, обеспечивающий однозначное измерение дальности до цели. Способ рассмотрен применительно к многозвенной просветной РЛС, предназначенной для обнаружения и определения местоположения объектов, проникающих на охраняемую территорию.

Структура просветной системы. Структурная схема СШП-просветной РЛС охраны периметра приведена на рис. 1. РЛС состоит из распределенной по периметру системы приемопередающих модулей Пд/Пр. Соседние модули находятся на расстояниях d_{ij} , где i, j – номера двух позиций, причем *i*-я позиция является соседом, расположенным против часовой стрелки относительно *j*-й позиции. Антенны приемопередающих позиций слабонаправлены, однако сигнал, излученный *i*-й



позицией, выделяется только *j*-й позицией. Это достигается использованием для разных пар позиций ортогональных сигналов. Ортогональность обеспечивается фазовой модуляцией последовательностей импульсов по законам разных псевдослучайных последовательностей (ПСП). При этом на *i*-й позиции одновременно происходит излучение "своего" СШП-сигнала и прием и обработка СШП-сигналов, излученных *j*-й позицией.

При приближении цели (\coprod_k , k = 1, 2) к охраняемому периметру в окрестности линии базы d_{ij} происходит ее обнаружение в приемном канале *j*-й позиции и измерение суммарной дальности $l_k = r_{i,k} + r_{j,k}$.

Формирование сигнала. Рассмотрим формирование сигнала в отдельной позиции системы.

Процедуры формирования и приема импульсов в СШП-радиолокаторе имеют существенные особенности по сравнению с узкополосными и широкополосными системами [6]–[8]. Это связано, во-первых, с крайне малой энергией одиночного импульса. Во-вторых, для получения цифровых отсчетов СШП-сигнала необходимо применять аналого-цифровой преобразователь (АЦП) с очень высокой скоростью преобразования (несколько гигагерц).

Для одновременного решения обеих указанных проблем используется следующий способ



получения цифровых отсчетов. При накоплении очередного отсчета по дальности обрабатывается пачка импульсов. Импульсы внутри пачки при излучении модулируются по фазе двоичной ПСП.

Схема формирования цифровых отсчетов сигнала в такой системе представлена на рис. 2 [6]. Отраженный сигнал после предварительного усиления 2 и фильтрации 1, 3 поступает на вход интегратора 4, который открывается лишь на короткое время, накапливая сигналы, пришедшие с определенной задержкой. Синхронизатор 6 подстраивает фазу генератора тактовых импульсов (ГТИ) 10 по прямому сигналу передатчика. По фронтам импульсов, вырабатываемых ГТИ, блоком 11 формируются импульсы стробирования интегратора. Временное положение стробирующих импульсов на управляющем входе интегратора 4 регулируется перестраиваемой линией задержки 8. Регулирование задержки производится по сигналам блока управления (БУ) 7, который привязывает начало периода зондирования к положению фронтов импульсов, вырабатываемых ГТИ.

Время накопления сигнала в интеграторе 4 (*RC*-цепи) много меньше времени разряда, поэтому накопление пачки СШП-импульсов, соответствующих одному импульсу последовательности $s_1(t)$ (рис. 3, *a*), происходит практически так же, как накопление прямоугольного импульса такой же длительности. При смещении строба по интервалу задержек отраженного сигнала формируются им-



Puc. 3

пульсы $s_2(t)$, пропорциональные по амплитуде и соответствующие по знаку значениям отраженного СШП-сигнала, пришедшего с заданной задержкой. После сглаживающего фильтра (Ф) 5 (рис. 2) последовательность импульсов преобразуется в низкочастотный сигнал $s_3(t)$, форма которого соответствует форме отраженного от цели СШП-сигнала (рис. 3, δ), преобразуемый АЦП 9 (рис. 2) в цифровые отсчеты, которые обрабатываются системой цифровой обработки сигналов (ЦОС) 12 (рис. 2).

Для увеличения энергии пачки импульсов частоту повторения предлагается увеличить в K раз. Такой сигнал можно сформировать за счет объединения K последовательностей с разным периодом повторения (рис. 4, *a*, *в*). Парциальные последовательности манипулируются по фазе разными ПСП (рис. 4, *б*, *г*). Затем они складываются, и результирующий сигнал излучается в пространство (рис. 4, *д*).

В результате сложения последовательностей с разными периодами повторения формируется пачка импульсов с повышенной частотой повторения. Период следования импульсов $T_{\text{peз }i}$ этой последовательности оказывается вобулированным, а средний период повторения пачки определяется как

$$T_{\text{pe3.cp}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} T_{\text{pe3} i}$$

Функциональная схема накопления СШП-сигнала с повышенной частотой повторения представлена на рис. 5. Отраженный сигнал, соответствующий каждой из последовательностей, накапливается в отдельных каналах, после чего результаты когерентно складываются. Для накопления в каждом канале принятый сигнал умножается на опорную импульсную последовательность с имеющей закон фазовой модуляцией, соответствующей требуемой ПСП. Эта последовательность формируется генератором ПСП (ГПСП), синхронизируемым по прямому сигналу передатчика (бистатический режим). Для этого используется согласованный фильтр для ПСП (СФ ПСП), соответствующей конкретному каналу. По положению максимума на выходе СФ ПСП подстраиваются фаза генератора ПСП и начальное положение строба. Выделенный сигнал накапливается схемой, аналогичной схеме, приведенной на рис. 2.

При использовании квазиортогональных ПСП с низким уровнем боковых лепестков взаимно корреляционной функции сигнал, соответствующий одной из ПСП, в каналах, настроенных на другие последовательности, будет иметь низкий уровень. Благодаря этому измерение дальности является однозначным. Когерентное сложение сигналов, модулированных разными ПСП, обеспечивается известными задержками между последовательностями. Для выравнивания задержек сигналов в разных каналах используются линии задержки τ_i (рис. 5). За счет когерентного накопления сигналов, соответствующих разным ПСП,





увеличивается суммарная энергия полезного сигнала и, следовательно, дальность действия.

Временные диаграммы, иллюстрирующие результаты работы описанных алгоритмов, приведены на рис. 6–8. На рис. 6 показана реализация процесса на входе приемника. Отраженный от



цели сигнал на этой временной диаграмме визуально не наблюдается на фоне шума.

На рис. 7, 8 показаны дискретные отсчеты сигналов на выходах АЦП каналов накопления, соответствующих двум разным периодам повторения, сигналы которых модулируются двумя разными ПСП. После накопления сигналов в каналах наблюдаются импульсы с разными периодами повторения, причем в каждом из каналов только импульсы с тем периодом повторения, на который настроен данный канал.

Анализ возможностей расширения зоны обнаружения. Оценим зону обнаружения СШП-просветной РЛС при обнаружении человека. Мощность сигнала на входе приемника определим из основного уравнения радиолокации:

$$P_{\rm np} = \frac{P_{\rm ng} G_{\rm np} G_{\rm ng} \sigma_{\rm u} \eta \lambda^2 A_{\rm np}^2 A_{\rm ng}^2}{64\pi^3 \eta^2 r_2^2}, \qquad (1)$$

где $P_{\Pi \Lambda}$ – импульсная мощность передатчика; $G_{\Pi p}$, $G_{\Pi \Lambda}$ – коэффициенты усиления приемной и передающей антенн соответственно; σ_{II} – просветная ЭПР цели; η – результирующий коэффициент полезного действия передающего и приемного трактов; λ – длина волны излучения передатчика; $A_{\Pi p}$, $A_{\Pi \Lambda}$ – нормированные диаграммы направленности приемника и передатчика соответственно; η , r_2 – расстояния от цели до передающей и приемной позиций соответственно.

Для представленных далее результатов принято $P_{\Pi A} = 100 \text{ мBt}$, ЭПР человека $\sigma_{\Pi} = 1 \text{ м}^2$. Антенны считаем слабонаправленными $G_{\Pi p} = G_{\Pi A} = 2 \text{ дБ}$, $A_{\Pi p} = A_{\Pi A} = 1$. Сигнал излучается в миллиметро-

вом диапазоне длин волн, средняя длина волны $\lambda = 44$ мм.

Положим, что на приемной стороне реализуется оптимальное накопление просветного сигнала. При таком накоплении рассеянного сигнала с неизвестной начальной фазой отношение "сигнал/шум" (ОСШ) определяется следующим выражением: $\rho = E/N_0$, где E – энергия просветного сигнала; N_0 – спектральная плотность мощности собственного шума приемника.

Энергия накопленного сигнала определяется как

$$E = P_{\rm IID} N \tau_{\rm M}, \qquad (2)$$

где *N* – число импульсов; $\tau_{\rm H}$ – длительность импульса.

Для расчета требуемой энергии сигнала определим спектральную плотность мощности шума:

$$N_0 = k n_{\rm III} T_{\rm III},$$

где $k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж/K}$ – постоянная Больцмана; $n_{\rm III}$ – шум-фактор приемника; $T_{\rm III}$ – шумовая температура. Приняв $n_{\rm III} = 3$, $T_{\rm III} = 293$ K, получим $N_0 = 1213 \cdot 10^{-23}$ Вт/Гц.

Зону обнаружения (ЗО) на плоскости x0y определим как область, в пределах которой ОСШ q не меньше порогового значения, которое необходимо для обеспечения требуемой вероятности правильного обнаружения. Зададимся значениями вероятностей правильного обнаружения D = 0.6и ложной тревоги $F = 10^{-6}$. При этом пороговое ОСШ составляет 14.2 дБ.

ЗО при указанных параметрах при периоде повторения, обеспечивающем однозначное измерение, представлена на рис. 9.

При увеличении числа импульсов увеличивается энергия, ОСШ и появляется возможность увеличить ЗО. Варианты расширения ЗО отдельного бистатического звена многопозиционной системы изображены на рис. 10, где Пд и Пр – передающая и приемная позиции соответственно; *b* –



база системы; $r_{\rm lm}$ и $r_{\rm 2m}$ – дальности до передающей и приемной позиций, соответствующие максимальному удалению цели от линии базы в режиме зондирования с однозначным измерением дальности без использования ПЧП-сигнала; $r'_{\rm m}$ и $r'_{\rm 2m}$ – то же с использованием ПЧП-сигнала. На рис. 10, *а* представлено расширение ЗО при сохранении расстояния между передатчиком и приемником (длина линии базы *b*).

На рис. 10, б показан другой способ расширения ЗО, заключающийся в увеличении длины линии базы при сохранении ширины зоны обнаружения (Пр' – новая приемная позиция). Данный способ более эффективен для просветной системы охраны периметра. В этом случае при неизменном числе позиций увеличивается периметр либо при фиксированном периметре можно уменьшить число позиций.

На рис. 11 приведены оценки ЗО просветной системы как звена многопозиционной системы охраны периметра, построенные при тех же параметрах, что и для рис. 9, но с использованием восьми ортогональных ПСП, которым соответствует N = 4088 импульсов в пачке. Рис. 11, *a* соответствует расширению ЗО (рис. 10, *a*), рис. 11, *б* – увеличению длины базы (рис. 10, *б*). Как следует из рис. 11, в обоих случаях при использовании СШП-сигнала с ПЧП размеры ЗО увеличиваются

61







по сравнению с использованием одной последовательности (см. рис. 9).

Математическим моделированием построены зависимости максимальной суммарной дальности обнаружения L_{max} от мощности передатчика $P_{\Pi A}$ (рис. 12) и вероятности правильного обнаружения от мощности передатчика при фиксированной вероятности ложной тревоги $F = 10^{-6}$ и максимальной суммарной дальности $L_{\text{max}} = 22$ м (рис. 13). На приведенных графиках кривая I соответствует накоплению одной ПСП, кривая 2 – двух последовательностей, а кривая 3 – четырех.

Из приведенных графиков видно, что при фиксированной мощности передатчика применение режима локации с ПЧП обеспечивает увеличение максимальной суммарной дальности обнаружения цели, а при фиксированной суммарной дальности и мощности передатчика обеспечивается более надежное обнаружение.

Результаты проведенного исследования позволяют сделать вывод о том, что использование предложенных способов формирования и обра-



ботки сигнала с ПЧП при создании многопозиционных просветных РЛС охраны периметра позволяет расширить ЗО каждого бистатического звена системы при сохранении однозначного измерения суммарной дальности. Оптимальным способом расширения зоны обнаружения является увеличение длины линии базы. В соответствии с (1) и (2) потенциально достижимое увеличение длины базы (при пренебрежении влиянием земной поверхности) определяется корнем четвертой степени из числа ортогональных сигналов, составляющих суммарный результирующий сигнал. Как следует из зависимостей на рис. 12, при использовании четырех последовательностей вместо одной максимальная суммарная дальность увеличивается примерно в $\sqrt{2}$ раз. Это обеспечивает возможность увеличения периметра при сохранении числа позиций или уменьшения числа позиций при той же длине периметра. Так, использование суммарного сигнала, составленного из шестнадцати ортогональных ПСП, позволяет сократить общее число позиций в 2 раза.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Blyakhman A. B., Runova I. A. Forward Scattering Radiolocation Bistatic RCS and Target Detection // Proc. of the 1999 IEEE Radar Conf., Waltham, USA, Apr. 1999. Piskatewey: IEEE, 1999. P. 203–208. 2. Чапурский В. В. Расчет спектров обращенных голограмм и ЭПР сложных объектов при рассеянии вперед // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 1989. Т. 32, № 7. С. 75–77.

3. Bistatic Radar: Principles and Practice / ed. by M. Cherniakov. Chichester, England: John Wiley & Sons, Ltd, 2007. 518 p.

4. Мякиньков А. В., Рындык А. Г., Смирнова Д. М. Многопозиционная просветная радиолокационная система обнаружения наземных целей // Вопр. радиоэлектроники. Сер. РЛТ. 2013. Вып. 1. С. 44–50.

5. Кошелев В. И. Метод повышения дальности действия РЛС с квазинепрерывным сигналом // Радиотехнические и измерительные системы. 2012. № 1. С. 31–35. 6. Пат. RU 2258942 C1. МПК G01S13/00 (2000.01). Способ стабилизации временного положения сверхширокополосного сигнала и локатор для мониторинга живых объектов, реализующий этот способ / А. В. Андриянов, Г. С. Икрамов, С. В. Курамшев; опубл. 20.08.2005. Бюл. № 23.

7. Скосырев В. Н., Ананенков А. Е. Применение сверхкороткоимпульсных сигналов в РЛС малой дальности. М.: Эдитус, 2015. 138 с.

8. Андриянов А. В., Икрамов Г. С. Приборы для обнаружения живых людей и контроля физиологической активности // Датчики и системы. 2013. № 7. С. 15–19.

Статья поступила в редакцию 19 декабря 2016 г.

Для цитирования: Колокольцев Е. А., Мякиньков А. В. Использование сверхширокополосного сигнала с повышенной частотой повторения в просветной многопозиционной радиолокационной системе // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 2. С. 57–64.

Колокольцев Евгений Александрович – магистр техники и технологии по направлению "Радиотехника" (2015), аспирант кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Сфера научных интересов – радиолокация; цифровая обработка сигналов. E-mail: jvs 91@mail.ru

Мякиньков Александр Валерьевич – доктор технических наук (2013), доцент (2010), профессор кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева. Автор 79 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация; цифровая обработка сигналов. E-mail: redvillage@mail.ru

E. A. Kolokoltsev, A. V. Myakinkov Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev

Application of Ultra Wideband Signal with High Repetition Rate in Forward Scatter Multi-Static Radar System

Abstract. The paper deals with the problem of detection of slow-moving ground targets in the multi-static ultra wideband forward-scatter radar. The existing methods of ground target detection cannot simultaneously provide high efficiency in conditions of clutter and required resolution. The author proposes algorithms of UWB signal forming and processing which provides the increase of the coverage when detecting ground targets and high range resolution. The considered approach is based on the use of ultra-wideband signal with high repetition rate. Such signal is generated by means of combination of a number of sequences with different repetition periods. Integration of target reflected signal at the receiving side is performed in separate channels for each sequence. After that, the results of integration are summed up coherently. This approach allows to disambigue range measurements and increase total energy of the signal.

The coverage of forward-scatter radar when using UWB probing signal is analyzed. The estimation of UWB FSR coverage is obtained for the case when different numbers of quasi-orthogonal sequences with different repetition periods are used for complex probing signal formation. It is shown that the increase of the number of sequences allows the reduction of the required number of positions when keeping the controlled perimeter or the increase of controlled perimeter with the same number of positions.

Key words: Ultra Wideband Signal, High Repetition Rate, Forward Scatter Radar, Detection Area

REFERENSES

1. Blyakhman A. B., Runova I. A. Forward Scattering Radiolocation Bistatic RCS and Target Detection. Proc. of the 1999 IEEE Radar Conference, Waltham, USA, Apr. 1999. Piscataway, IEEE, 1999, pp. 203–208.

2. Chapursky V. V. Calculation of Reversed Hologram Spectra and Complex Object RCS for Forward Scattering. *Izv. vuzov. Radioelektronika*, 1989, vol. 32, no. 7, pp. 75–77. (In Russian)

3. Bistatic Radar: Principles and Practice, ed. by M. Cherniakov. Chichester, England, John Wiley & Sons, Ltd, 2007, 518 p.

4. Myakinkov A. V., Ryndyk A. G., Smirnova D. M. Multi-Static Forward-Scattering Radar System for Ground Target Detection. *Vopr. radioelektroniki.* Ser. RLT, 2013, no. 1, pp. 44–50. (In Russian)

5. Koshelev V. I. Method of Range Increase for Radar Systems with Quasi-Continuous Signal. *Radiotekhnicheskie i izmeritel'nye sistemy*, 2012, no. 1, pp. 31–35. (In Russian)

6. Andriyanov A. V., Ikramov G. S., Kuramshev S. V. Sposob stabilizatsii vremennogo polozheniya sverkhshirokopolosnogo signala i lokator dlya monitoringa zhivykh ob"ektov, realizuyushchii etot sposob [Method for Stabilizing the Temporal Position of Ultrawide-Band Signal and Living Object Monitoring Locator Used to Realize the Method]. Pat. RF, no. 2258942, 2005. (In Russian)

7. Skosyrev V. N., Ananenkov A. E. Primenenie sverkhkorotkoimpul'snykh signalov v RLS maloi dal'nosti [Application of Super-Short Pulse Signals in a Short-Range Radar]. Moscow, Editus, 2015, 138 p. (In Russian)

8. Andriyanov A. V., Ikramov G. S. Devices for Detecting Living People and Controlling Physiological Activity. *Datchiki i sistemy*, 2013, no. 7, pp. 15–19. (In Russian)

Received November, 28, 2016

For citation: Kolokoltsev E. A., Myakinkov A. V. Application of Ultra Wideband Signal with High Repetition Rate in Forward Scatter Multi-Static Radar System. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 2, pp. 57–64. (In Russian)

Evgeny A. Kolokoltsev – Master of Science in Radio engineering (2015), the postgraduate student of the department of Informational Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. Area of expertise: radiolocation, digital signal processing.

E-mail: jvs_91@mail.ru

Aleksandr V. Myakinkov – D.Sc. in engineering (2013), Associate Professor (2010), Professor of the department of Informational Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of 79 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; digital signal processing. E-mail: redvillage@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 и тематический заголовки. Под рисунком размещаются нумерационный заголовок и через точку – тематический. Строка (строки), содержащая заголовки, центрируется относительно рисунка. Переносы в словах в этой области недопустимы.

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 следующих элементов: нумерационного и тематического заголовков; 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). На следующей строке дается тематический заголовок (выравнивается по центральному полю таблицы и выделяется жирным прямым; после него точка не ставится). 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, буквенные 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 Российская академия наук Институт проблем машиноведения Российской академии наук Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого Российское научно-техническое вакуумное общество имени академика С. А. Векшинского

24-я Всероссийская научно-техническая конференция с международным участием

«ВАКУУМНАЯ ТЕХНИКА и ТЕХНОЛОГИИ – 2017»



6–8 июня 2017 Санкт-Петербург, Россия June 6–8, 2017 St.-Petersburg, Russia



24-d All-Russian conference with international participation «VACUUM TECHNIQUE and TECHNOLOGY – 2017»



Приглашаем всех желающих принять участие в 24-й Всероссийской научно-технической конференции с международным участием "ВАКУУМНАЯ ТЕХНИКА и ТЕХНОЛОГИИ – 2017"

Конференция направлена на рассмотрение результатов исследований в области физики вакуума, вакуумметрии, масс-спектрометрии и контроля герметичности. Будут рассмотрены актуальные вопросы получения вакуума, создания вакуумного оборудования и разработки новых технологических процессов. Особое внимание будет уделено решению задач вакуумной техники в формировании пленок и покрытий плазменными и смежными методами, изучению свойств покрытий и методам их исследования, новым материалам покрытий, в том числе наноматериалам, новым областям их использования, разработке современного оборудования и технологических процессов. Будут обсуждаться вопросы, связанные с проблемами отраслевой кооперации и сотрудничества в рамках федеральных целевых программ и формирования общей стратегии развития вакуумной техники и технологии как самостоятельной высокотехнологичной отрасли производства.

Информация о конференции представлена на сайтах:

www.ipme.ru www.vacuum.ru www.eltech.ru



14-я Международная конференция *"Телевидение: передача и обработка изображений"* состоится <u>27–28 июня 2017 г.</u> в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете "ЛЭТИ".

В работе конференции примут участие предприятия, фирмы, научно-исследовательские и проектные институты, учебные заведения, ученые и специалисты, занимающиеся разработкой, производством, эксплуатацией и распространением радиоэлектронного оборудования.

Тематика конференции:

- Телевидение высокой четкости.
- Цифровое телевизионное вещание.
- Формирование сигналов телевизионных изображений.
- Обработка сигналов телевизионных изображений.
- Сжатие и кодирование сигналов изображений.
- Телевидение нового качества (стерео-, многоракурсное, 3D).
- Измерения и оценка качества изображений.
- Системы видеонаблюдения.
- Телевизионные системы специального назначения.
- История телевидения.
- Видеоаналитика.

Сборник материалов конференции включен в систему Российского индекса научного цитирования (РИНЦ).

Порядок предоставления материалов для участия в Международной конференции:

Тезисы доклада и заявка на участие в конференции предоставляются в электронном виде <u>не позд-</u> <u>нее 01 мая 2017 г</u>. e-mail: <u>info@tv-conference.ru</u>. Рабочие языки конференции – русский, английский.

Взнос за участие в конференции и получение одного комплекта материалов составляет 3000 р. (для коллектива соавторов сумма взноса такая же). Стоимость каждого дополнительного комплекта материалов составляет 500 р.

Для аспирантов, магистрантов и студентов взнос за участие в конференции и получение одного комплекта материалов составляет 1000 р. (для коллектива соавторов сумма взноса такая же). Стоимость каждого дополнительного комплекта материалов составляет 500 р. Форма оплаты наличный или безналичный расчет (с обязательным указанием в платежном поручении Ф. И. О автора). Реквизиты для оплаты будут выложены на сайте конференции.

Требования к оформлению материалов:

Материалы представляются готовыми к публикации только в электронном виде по электронной почте по адресу <u>info@tv-conference.ru</u>. Правила подачи заявок на участие в конференции, а также образцы необходимых документов представлены на официальном сайте конференции – tv-conference.ru.

Присланные материалы при несоответствии требованиям оформления не редактируются, а высылаются на доработку. Требования оформления выложены на сайте конференции. Место проведения Международной конференции: 197376, Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) Проезд: ст. метро "Петроградская", автобус 128, 185, троллейбус 31. Телефоны для контактов: +7 (911) 244-66-64 – Манцветов Андрей Александрович +7 (921) 368-77-19 – Баранов Павел Сергеевич +7 (905) 228-90-82 – Мотыко Александр Александрович Телефон (факс): +7 (812) 346-47-84

Уважаемые коллеги!

От имени организационного комитета конференции сообщаем вам, что в Санкт-Петербургском государственном электротехническом университете "ЛЭТИ" (СПбГЭТУ) с 29 мая по 1 июня 2017 года состоится Шестая Всероссийская научно-техническая конференция

"Электроника и микроэлектроника СВЧ"

(http://mwelectronics.ru/index.html)

Научная программа предполагает проведение пленарных докладов (до 30 мин.), секционных докладов (до 15 мин.), оригинальных сообщений (до 12 мин.) и стендовых докладов по следующим основным направлениям:

1. Физические явления и материалы СВЧ-электроники и микроэлектроники.

2. Пассивные элементы и устройства СВЧ-электроники и микроэлектроники.

3. Приборы твердотельной СВЧ-электроники и микроэлектроники.

4. Приборы вакуумной и плазменной СВЧ-электроники и микроэлектроники.

5. Антенны и фазированные антенные решетки.

6. Измерения на СВЧ и междисциплинарные исследования.

7. Радиофотоника.

8. Биомедицинские приложения СВЧ-электроники.

Окончание регистрации докладов 30 апреля 2017 г.

Регистрация участников проходит только через Личный кабинет: (<u>http://www.mwelectronics.ru/account/login.php</u>)

Организационный взнос за участие в конференции 3500 р.

Сборник трудов Конференции оплачивается отдельно. Стоимость – 1000 р.

Для студентов и аспирантов высших учебных заведений Российской Федерации участие в конференции бесплатное.

Доклады, присланные для включения в сборник трудов конференции, будут проиндексированы

Российским индексом научного цитирования (РИНЦ)

Конференция будет проводиться на базе университетского комплекса СПбГЭТУ "ЛЭТИ",

ул. Профессора Попова, д. 5

(ст. метро "Петроградская" – 15 минут пешком, ст. метро "Выборгская" – 30 минут пешком,

ст. метро "Лесная" закрыта)