



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 Минобрнауки 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

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. Калинин, д. ф.-м. н., проф. (Санкт-Петербург)

Э. Ляхдеранта, д., проф. (Лаппеенранта)

С. Б. Макаров, д. т. н., проф. (Санкт-Петербург)

Ф. Мартин, д., проф. (Барселона)

В. А. Обуховец, д. т. н., проф. (Ростов-на-Дону) – Южная
региональная секция

Б. А. Панченко, д. т. н., проф. (Екатеринбург) – Уральская
региональная секция

В. А. Пахотин, д. ф.-м. н., проф. (Калининград) – Западная
региональная секция

А. А. Потапов, д. ф.-м. н., проф. (Москва)

А. Д. Плужников, д. т. н., проф. (Нижний Новгород) – Поволжская
региональная секция

А. В. Соломонов, д. ф.-м. н., проф. (Санкт-Петербург)

Р. М. Степанов, д. т. н., проф. (Санкт-Петербург)

Ю. М. Таиров, д. т. н., проф. (Санкт-Петербург)

А. Л. Толстихина, д. ф.-м. н. (Москва)

И. Б. Федоров, академик РАН, д. т. н., проф. (Москва)

Ю. В. Филатов, д. т. н., проф. (Санкт-Петербург)

М. Хайн, д., проф. (Ильменау)

Й. Хорстман, д. (Гестахт)

В. А. Шевцов, д. т. н., проф. (Москва)

Редакционная коллегия

К. Е. Аббакумов, д. т. н., проф.

В. В. Алексеев, д. т. н., проф.

Е. М. Антонюк, д. т. н., проф.

А. М. Боронахин, д. т. н., проф.

С. А. Баруздин, д. т. н., проф.

А. А. Бузников, д. т. н., проф.

В. И. Веремьев, к. т. н., доц.

А. А. Головков, д. т. н., проф.

А. Д. Григорьев, д. т. н., проф.

В. П. Ипатов, д. т. н., проф.

Н. В. Лысенко, д. т. н., проф.

И. Г. Мироненко, д. т. н., проф.

А. А. Монаков, д. т. н., проф.

А. М. Мончак, к. т. н., доц.

В. А. Мошников, д. ф.-м. н., проф.

Н. Н. Потрахов, д. т. н., проф.

А. Б. Устинов, д. ф.-м. н., проф.

В. Н. Ушаков, д. т. н., проф.

З. М. Юлдашев, д. т. н., проф.



Founder:

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

Founded in 1998
Issued 6 times a year

Editorial address:

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. S. Nikolaeva

Editor-in-Chief

Viktor N. Malyshev, D. Sc. in Engineering, Prof.

Editorial Council

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

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

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

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

Editorial Board

K. E. Abbakumov, D. Sc. in Engineering, Prof.
V. V. Alekseev, D. Sc. in Engineering, Prof.
E. M. Antonyuk, D. Sc. in Engineering, Prof.
A. M. Boronakhin, D. Sc. in Engineering, Prof.
S. A. Baruzdin, D. Sc. in Engineering, Prof.
A. A. Buznikov, D. Sc. in Engineering, Prof.
A. A. Golovkov, 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.

СОДЕРЖАНИЕ № 3/2018

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

Боровицкий Д. С., Жестерев А. Е., Ипатов В. П., Мамчур Р. М. Выбор модуляционного формата и параметров сигнала спутникового высотомера.....	5
Гоголев И. В., Яшин Г. Ю. Статистические характеристики оценки параметров сигнала по максимуму нормированного коррелятора.....	15
Климентьев В. П., Сергиенко А. Б. Оптимизация итерационных алгоритмов оценки состояния канала связи в системе множественного доступа с разреженным кодированием	23
Данг Куанг Хиеу, Нгуен Суан Чьонг. Метод обработки данных в комплексе прибрежных РЛС средней дальности	35

Проектирование и технология радиоэлектронных средств

Цицикян Г. Н., Сенченко А. И. Взаимная индуктивность двух прямоугольных компланарных контуров с симметричным внутренним расположением.....	42
Соколов С. С. Оптимальная длительность интервала наблюдения нестационарного потока отказов радиоэлектронных средств	48

Телевидение и обработка изображений

Лысенко Н. В., Мончак А. М. Анализ эффективности гетерогенных видеоинформационных систем на основе критерия доминирования.....	57
---	----

Радиолокация и радионавигация

Боровиков С. Г., Ивенский А. А. Особенности определения местоположения источника помех, находящегося в непосредственной близости к радиоэлектронному средству с многоканальным приемным устройством, и оценки точности результатов.....	63
--	----

Радиофотоника

Чеплагин Н. А., Зарецкая Г. А., Калиникос Б. А. Аналитическая теория дисперсии оптических волн регулярных микроволноводов.....	71
--	----

Электроника СВЧ

Нечаев В. Г., Загородний А. С., Добриков А. И. Температурная коррекция широкополосных детекторов мощности на основе низкобарьерных диодов.....	79
Богданов С. А., Куприянов П. В., Николаев С. В., Петров С. А. Исследование путей расширения динамического диапазона широкополосных приемных устройств СВЧ в многосигнальном режиме.....	85
Правила для авторов статей	91

CONTENTS № 3/2018

 Radio Electronic Facilities of Transmitting, Receiving and Processing Of Signals	
Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Choice of Modulation Mode and Satellite-Based Radar Altimeter Parameters.....	5
Gogolev I. V., Yashin G. Yu. Statistical Characteristics of Signal Parameter Estimation by Normalized Correlation Function Maximization.....	15
Klimentyev V. P., Sergienko A. B. Optimization of Iterative Channel State Estimation Algorithms in SCMA System.....	23
Dang Quang Hieu, Nguyen Xuan Truong Data Processing Method in Medium Range Coastal Radar Complex.....	35
 Engineering Design and Technologies of Radio Electronic Facilities	
Tsitsikyan G. N., Senchenko A. I. Mutual Inductance of Two Coplanar Rectangular Contours with Symmetrical Internal Arrangement	42
Sokolov S. S. Optimal Monitoring Time Interval for Radio-Electronic Equipment Unsteady Failure Rate.....	48
 Television and Image Processing	
Lysenko N. V., Monchak A. M. Analysis of the Effectiveness of Heterogeneous Video Information Systems on the Basis of the Dominance Criterion.....	57
 Radiolocation and Radio Navigation	
Borovikov S. G., Ivensky A. A. Special Aspects of Fixing Interfering Source Located in Close Proximity to Radio-Electronic Equipment with Multi-Channel Receiver and Estimate of Accuracy.....	63
 Radio-phonic Technology	
Cheplagin N. A., Zaretskaya G. A., Kalinikos B. A. Analytical Dispersion Theory for Optical Waves in Regular Microwaveguides.....	71
 Microwave Electronics	
Nechaev V. G., Zagorodny A. S., Dobrikov A. I. Temperature Correction of Broadband Power Detectors Based on Low-Barrier Diodes.....	79
Bogdanov S. A., Kupriyanov P. V., Nikolaev S. V., Petrov S. A. Investigation of Ways of Dynamic Range Expansion for Broadband Receiver Microwave Devices in Multi-Signal Mode.....	85
Author's Guide	91



УДК 621.396.96

Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев
АО "Российский институт радионавигации и времени"
пр. Обуховской Обороны, д.120, лит. ЕЦ, Санкт-Петербург, 192012, Россия
В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

Выбор модуляционного формата и параметров сигнала спутникового высотомера

Аннотация. Спутниковым радиовысотомерам отводится ключевая роль в программах дистанционного зондирования Земли. Для достижения сантиметровой точности в рамках ограниченного энергоресурса зондирующий сигнал высотомера должен иметь частотно-временное произведение порядка десятков тысяч. В этих условиях два варианта угловой модуляции (линейная частотная и бинарная фазовая) равноценны по тактическим показателям. Предпочтение, отданное в современных зарубежных образцах линейной частотной модуляции, отражает стремление снизить требования к быстродействию цифрового процессора за счет возложения широкополосной обработки на аналоговую часть приемника. Вместе с тем возможности новейшей элементной базы позволяют реализовать цифровую обработку сигналов с полосой в сотни мегагерц и тем самым перейти на фазоманипулированные (ФМ) сигналы, свободные от таких недостатков, как чувствительность к уходам и дрейфам, жесткие требования к линейности закона модуляции и пр. В статье сопоставлены указанные варианты сигнальных форматов и даны рекомендации по выбору структуры и параметров ФМ-сигнала.

Ключевые слова: спутниковый высотомер, зондирующий сигнал, сигнал с линейной частотной модуляцией, фазоманипулированный сигнал, структура приемника

Для цитирования: Выбор модуляционного формата и параметров сигнала спутникового высотомера / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 3. С. 5–14.

D. S. Borovitsky, A. E. Zhesterev
JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time"
120, Obukhovskoy Oborony Pr., bld. EC, 192012, St. Petersburg, Russia
V. P. Ipatov, R. M. Mamchur
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

Choice of Modulation Mode and Satellite-Based Radar Altimeter Parameters

Abstract. Satellite altimeters play a key role in Earth remote sensing programs. To attain a centimeter accuracy level within the limited energy budget the altimeter probing signal should have a processing gain of the order of tens of thousands. Under such circumstances both of the angle modulation modes (LFM, BPSK) are equivalent as for their tactical performance. Preference of LFM in modern foreign devices is based on the tendency to reduce demands to digital processing operation speed by transferring wide-band processing to the analog receiver part. However, modern circuitry capabilities allow to implement digital processing of the signals with the bandwidth of hundreds MHz, giving thereby the way to involving BPSK signals which are not that susceptible to various drifts and external disturbances, do not require frequency modulation super-linearity, etc. In the paper both modulation formats are compared and recommendations are given on how to choose the structure and parameters of BPSK signal.

Key words: satellite altimeter, probing signal, LFM signal, PSK signal, receiver structure

For citation: Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Choice of Modulation Mode and Satellite-Based Radar Altimeter Parameters. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 3, pp. 5–14. (In Russian)

Введение. Высотомеры (альтиметры) космического базирования, входящие в качестве неотъемлемого элемента в любые миссии дистанционного зондирования Земли, предназначены для точных измерений текущей высоты космического носителя, степени взволнованности исследуемой акватории, отражающих свойств облучаемой поверхности и пр. При проектировании подобных приборов встает естественный вопрос о рациональном выборе формата модуляции и структуры зондирующего сигнала. Накопленный опыт построения спутниковых альтиметров свидетельствует, что достижение требуемых точностных показателей в рамках жестких лимитов на пиковую мощность (5...10 Вт) возможно лишь с применением широкополосных сигналов, имеющих частотно-временное произведение порядка десятков тысяч [1]–[5]. Так, при полосе сигнала $W = 200$ МГц и его длительности $T = 100$ мкс упомянутое произведение составит $WT = 2 \cdot 10^4$, а для высотомера Altika ($W = 500$ МГц, $T = 110$ мкс) $WT = 5.5 \cdot 10^4$ [5]. При подобном порядке частотно-временного произведения любые модуляционные форматы в принципиальном отношении примерно равноценны, так что предпочтение, отданное частотной модуляции относительно фазовой, характерное для спутниковых альтиметров всех состоявшихся миссий, обусловлено исключительно соображениями технологического характера [1]–[5]. Речь идет о том, что при полосах порядка сотен мегагерц стандартный цифровой приемник фазоманипулированного (ФМ) сигнала должен работать с быстродействием в сотни миллионов операций в секунду, что для современной микроэлементной базы является требованием весьма жестким, особенно с учетом условий космоса. При использовании же линейной частотной модуляции (ЛЧМ) проблемы, связанные с широкополосностью сигнала, переносятся на аналоговую часть приемника, осуществляющую сжатие спектра сигнала в обычном смесителе.

Начнем более детальное сопоставление указанных альтернатив с последнего варианта.

Зондирующий ЛЧМ-сигнал. Сжатие сигнала по спектру. Как уже отмечено, широкополосный ЛЧМ-сигнал может быть сжат по спектру в линейном тракте приемника. Соответствующая процедура, фигурирующая в зарубежных источниках под наименованием "deramping", сводится

к время-частотной конверсии, т. е. к преобразованию временного сдвига принимаемого сигнала относительно местной ЛЧМ-опоры в разностную частоту биений. Подобный принцип издавна применялся в частотных дальномерных системах, например в авиационных радиовысотомерах с частотной модуляцией [6], [7]. Покажем, что подобное преобразование реализует оптимальный оператор обработки сигнала в гауссовском канале.

Комплексная огибающая ЛЧМ-импульса задается выражением

$$\dot{S}(t) = \begin{cases} S(t) \exp\left(-j \frac{\pi W t^2}{T}\right), & t \in [0, T]; \\ 0, & t \notin [0, T], \end{cases}$$

где $S(t)$ – действительная огибающая импульса.

Заметим, что при больших значениях индекса модуляции WT ширина спектра ЛЧМ-сигнала совпадает с девиацией [8], [9], что делает ненужным использование для последней индивидуального символа.

Для измерения запаздывания сигнала τ необходимо сформировать огибающую $Z(\tau)$ взаимной корреляции наблюдения с местными репликами сигнала, имеющими различные временные сдвиги τ . Если $\dot{Y}(t)$ – комплексная огибающая наблюдения, то

$$Z(\tau) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(t) \dot{S}^*(t - \tau) dt \right| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(t) S(t - \tau) \exp\left[j \frac{\pi W (t - \tau)^2}{T}\right] dt \right|.$$

Раскрытие скобок в показателе экспоненты приводит это выражение к виду

$$Z(\tau) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(t) S(t - \tau) \exp\left(j \frac{\pi W t^2}{T}\right) \exp\left(-j \frac{2\pi W \tau t}{T}\right) dt \right|.$$

Если зона неопределенности запаздывания τ мала в сравнении с длительностью сигнала T , а импульс имеет прямоугольную форму, можно записать:

$$Z(\tau) \approx \left| \int_0^T \dot{Y}(t) \exp\left(j \frac{\pi W t^2}{T}\right) \exp\left(-j \frac{2\pi W \tau t}{T}\right) dt \right| = \left| \int_0^T \dot{Y}(t) \exp\left(j \frac{\pi W t^2}{T}\right) \exp(-j 2\pi f t) dt \right|, \quad (1)$$

где $f = W\tau/T$. Как следует из (1), обработка наблюдения может осуществляться в два этапа: на первом осуществляется компенсация частотной модуляции (сжатие спектра) умножением наблюдаемой комплексной огибающей на опору $\exp(j\pi Wt^2/T)$, на втором полученное колебание подвергается преобразованию Фурье. В итоге в частотной области формируется амплитудный спектр искомой действительной огибающей $Z(\tau)$, аргумент которого f линейно связан с переменной τ :

$$Z(\tau) = |\tilde{Y}_1(W\tau/T)|,$$

где $\tilde{Y}_1(f) = \int_0^T \dot{Y}_1(t) \exp(-j2\pi ft) dt$ – спектр колебания $\dot{Y}_1(t) = \dot{Y}(t) \exp(j\pi Wt^2/T)$.

В реальности сжатие по спектру осуществляется в смесителе с последующим выделением колебания разностной частоты. Поскольку такое колебание инвариантно к знаку разности частот входного и местного колебаний, в нем не содержится информации о знаке переменной τ . Поэтому на этапе сжатия спектра опорный сигнал следует выбрать так, чтобы его мгновенная частота была заведомо выше (или, наоборот, ниже) мгновенной частоты полезного сигнала при любых $\tau > \tau_{\min}$, где τ_{\min} – минимально возможное запаздывание сигнала. Этому условию удовлетворяет опора вида $\exp[j\pi W(t - \tau_{\min})^2/T]$. Вычислив амплитудный спектр полученного подобным сжатием колебания

$$\dot{Y}_2(t) = \dot{Y}(t) \exp\left[j\frac{\pi W(t - \tau_{\min})^2}{T}\right],$$

имеем:

$$|\tilde{Y}_2(f)| = \left| \int_0^T \left\{ \dot{Y}(t) \exp\left(j\frac{\pi Wt^2}{T}\right) \times \exp\left[-j2\pi\left(f + \frac{W\tau_{\min}}{T}\right)t\right] dt \right\} \right|. \quad (2)$$

Сравнив (2) с (1), можно видеть, что $|\tilde{Y}_2(f)| = |\tilde{Y}_1(f + W\tau_{\min}/T)|$, так что

$$Z(\tau) = \left| \tilde{Y}_2\left(W\frac{\tau - \tau_{\min}}{T}\right) \right|. \quad (3)$$

При определении времени прихода импульса, отраженного точечной целью, оптимальный при-

емник представляет собой соединение согласованного фильтра и амплитудного детектора с фиксацией момента максимума колебания на выходе последнего. Соотношение (3) показывает, что эквивалентной структурой является последовательность смесителя, осуществляющего сжатие наблюдаемого колебания по спектру, и спектроанализатора. Зафиксировав частоту \hat{f} максимума спектра, вычисленного последним, можно затем пересчитать ее в оценку запаздывания принятого сигнала:

$$\hat{\tau} = \tau_{\min} + \hat{f}(T/W).$$

Согласно (3) запаздывание сигнала τ пересчитывается в частоту сжатого спектра как

$$f = W(\tau - \tau_{\min})/T,$$

поэтому полный частотный диапазон F_a , охватываемый анализатором спектра, должен быть не меньше

$$F_a \geq W(\tau_{\max} - \tau_{\min})/T, \quad (4)$$

где τ_{\max} – максимально возможное время прихода сигнала. Пусть $W = 320$ МГц, $T = 100$ мкс – типичные значения для современных высотометров, а максимальная априорная неопределенность высоты космического аппарата (КА) составляет ± 100 м, что соответствует разности $\tau_{\max} - \tau_{\min} = 4/3$ мкс. Предусматривая страховочный запас, увеличим это значение до 1.5 мкс и получим ширину частотного окна анализатора:

$$F_a = \frac{320 \cdot 10^6 \cdot 1.5 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-6}} = 4.8 \text{ МГц.}$$

При реализации средствами цифровой вычислительной техники спектроанализатор определяет лишь отсчеты спектра на дискретной сетке частот. Поэтому возникает вопрос о надлежащем выборе шага дискретизации по частоте. При ширине спектра сигнала W дискретизация $Z(\tau)$ (огибающей на выходе согласованного фильтра) согласно принципу Котельникова–Найквиста должна осуществляться с шагом $\delta\tau \leq 1/W$. Учитывая связь запаздывания с частотой сжатого спектра, приходим к шагу дискретизации по частоте:

$$\delta f = (W/T)\delta\tau = 1/T,$$

что для принятого значения длительности импульса составляет $\delta f = 10$ кГц. Таким образом, для полного охвата анализируемого спектрального окна достаточен банк из $n_c = 480$ частотных

каналов (gates в англоязычной терминологии [2], [4]). Это число, однако, может быть кратно уменьшено за счет последовательного исполнения процедур поиска и слежения за запаздыванием сигнала. В самом деле, в импульсно-ограниченном спутниковом высотомере измеряется время прихода не отдельного отраженного сигнала, а суперпозиции сигналов, отраженных всеми точками пятна, освещаемого зондирующим импульсом. Эта суперпозиция, регистрируемая приемником как профиль принимаемой мощности, имеет протяженность во времени, многократно превышающую длительность сжатого импульса. Так, из результатов [10] следует, что при ширине диаграммы направленности антенны (ДНА) 0.6° длительность профиля по половинному уровню не меньше 25 нс независимо от ширины спектра зондирующего сигнала. Поэтому для надежной фиксации принимаемого профиля достаточно разместить частотные каналы анализатора с шагом $25 \cdot 10^{-9} W/T$ Гц. При $W = 320$ МГц, $T = 100$ мкс этот шаг составит 80 кГц, что требует для поиска лишь $n_c = 60$ каналов. Прием удобную для реализации быстрого преобразования Фурье цифру $n_c = 64$. По завершении же поиска интервал неопределенности по запаздыванию сократится в n_c раз, в результате чего при принятых значениях параметров ширина анализируемого частотного окна сузится до 80 кГц. Для перекрытия этого диапазона с шагом 10 кГц достаточно лишь восьми частотных каналов. Однако к реальной аппаратно-программной экономии опора на этот факт не приведет, поскольку число каналов зафиксировано нуждами поиска.

Структура и параметры приемника ЛЧМ-сигнала. Упрощенная структурная схема приемного устройства высотомера с ЛЧМ зондирующим сигналом для режима поиска приведена на рис. 1. На схеме отражены лишь блоки, выполняющие ключевые операции. Присутствующие в реальном приемнике дополнительные звенья – усилители, преобразователи частоты, полосовые и низкочастотные фильтры, буферная память и пр. – на рисунке опущены.

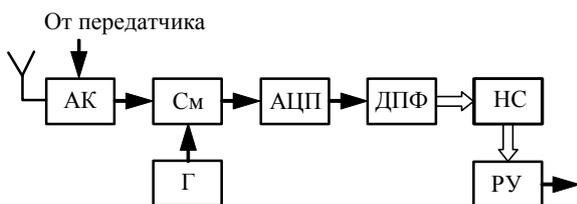


Рис. 1

Принятое антенной колебание через антенный коммутатор (АК) поступает на смеситель (См), на второй вход которого подается опорное колебание с гетеродина (Г), представляющее собой точную реплику зондирующего ЛЧМ-импульса, запаздывающую на время τ_{\min} .

Сжатый по спектру сигнал длительности T со См поступает на аналого-цифровой преобразователь (АЦП), где преобразуется в цифровой поток с частотой следования отсчетов $f_s \geq 2F_a$. Далее массив из $n_s = f_s T$ отсчетов в пределах отрезка длительности T подается в банк из n_c частотных каналов, реализующих вычисление компонентов энергетического спектра посредством дискретного преобразования Фурье (ДПФ) с разрешением

$$\delta f_s = f_s / (2n_c). \quad (5)$$

Полученный в текущем зондировании n_c -мерный вектор отсчетов энергетического спектра передается в накапливающий сумматор (НС), где покомпонентно суммируется с аналогичными векторами предыдущих зондирований для сглаживания флуктуаций, обусловленных как присутствием шума, так и случайностью самого принятого профиля. По истечении заданного числа зондирований N сглаженные компоненты спектра с выхода НС вводятся в решающее устройство (РУ).

Определим значения параметров схемы (рис. 1) для ранее принятых значений параметров сигнала $W = 320$ МГц, $T = 100$ мкс. Для режима поиска минимальное время запаздывания определяется из соотношения

$$\tau_{\min} \leq 2h/c - T_a/2, \quad (6)$$

где c – скорость света; $T_a = \tau_{\max} - \tau_{\min}$ – априорная зона неопределенности по запаздыванию. При номинальной высоте орбиты $h = 1000$ км и значении $T_a = 1.5$ мкс правая часть (6) равна 6666.91(8) мкс, так что можно принять $\tau_{\min} = 6666.9$ мкс.

При указанных значениях W , T и T_a для ширины спектрального окна по (4) получено $F_a = 4.8$ МГц, так что можно положить $f_s = 9.6$ МГц.

При использовании $n_c = 64$ частотных каналов из (5) получим $\delta f_s = 75$ кГц, что меньше оцененного ранее максимального разнеса компонентов спектра (80 кГц), необходимого для надежного поиска.

Логика работы РУ может быть различной, однако, как показано в [10], уже для самого простого правила, обнаруживающего передний фронт принимаемого профиля по первому слева превышению предустановленного порога в n_c частотных каналах, достигается весьма высокая достоверность поиска при временных затратах порядка десятков миллисекунд.

В режиме слежения в роли РУ выступает временной дискриминатор (ВД), вырабатывающий сигнал рассогласования между временным положением принимаемого профиля и серединой следящего окна (рис. 2). В частотной области следящее окно имеет протяженность, сокращенную по сравнению с окном режима поиска в n_c раз, что соответствует уменьшению во столько же раз зоны неопределенности по времени после завершения поиска. Так, при прежних параметрах зондирующего сигнала и $n_c = 64$ каналов ДПФ ширина окна в режиме слежения составит 75 кГц, что отвечает зоне неопределенности во временной области около 23.4 нс. Алгоритм работы ВД опять же допускает большую вариативность, однако согласно [11] весьма простой дискриминатор, вырабатывающий сигнал ошибки, пропорциональный рассогласованию между серединой следящего окна и точкой прохождения нарастающим профилем уровня половинной мощности, вполне удовлетворителен в плане точности и динамических характеристик следящей петли.

Сигнал ошибки с ВД после сглаживания петлевым фильтром (ПФ) поступает на блок управления задержкой (УЗ) Г, замыкая обратную связь петли системы слежения за запаздыванием (ССЗ) (рис. 2). В результате в ССЗ с указанным простейшим ВД запаздывание опоры будет постоянно корректироваться с целью удержания частоты, соответствующей половинной мощности сформированного спектроанализатором рельефа, в середине частотного окна между ДПФ-каналами с номерами $n_c/2$ и $n_c/2+1$. В частности, при $n_c = 64$ ССЗ будет управлять задержкой сигнала Г так, чтобы точка половинной мощности приходилась на частоту, близкую к 37.5 кГц.

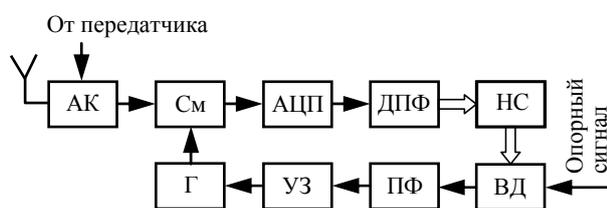


Рис. 2

Зондирующий ФМ-сигнал. Как уже отмечалось, при большом частотно-временном произведении WT любые модуляционные форматы практически равноценны с точки зрения достижения требуемых тактических характеристик, так что предпочтения какого-либо из них во многом связаны с соображениями технологического порядка. Современная цифровая микросхемотехника предоставляет достаточный арсенал средств для реализации операций корреляционного типа на скоростях потока данных до сотен миллионов отсчетов в секунду. Опираясь на этот факт, можно считать реалистичным построение спутникового альтиметра на базе ФМ-сигнала с полосой, по крайней мере, 250...300 МГц.

ФМ-сигнал можно трактовать как последовательность элементарных импульсов (чипов), следующих с постоянным интервалом повторения и манипулированных по фазе в соответствии с некоторым законом [8], [9]. Таким образом, комплексная огибающая импульсного ФМ-сигнала может быть представлена в форме

$$\dot{S}(t) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i s_0(t - i\Delta), \quad (7)$$

где L – длина ФМ-сигнала, т. е. число чипов в нем; $\{a_i\}$, $|a_i| = 1$, $i = 0, L-1$ – последовательность комплексных амплитуд чипов, называемая кодовой (или просто кодом); $s_0(t)$ – функция, задающая форму чипа; Δ – интервал повторения чипов. Ограничимся простейшим алфавитом этого вида модуляции $a_i = \pm 1$, $i = 0, L-1$, т. е. бинарной ФМ.

С учетом связи ширины спектра сигнала (7) с длительностью чипа $W \approx 1/\Delta$, для частотно-временного произведения ФМ-импульса получится $WT \approx T/\Delta = L$. Тем самым ФМ-сигнал длительностью $T = 100$ мкс, составленный из чипов длительностью $\Delta = 3.125$ нс, будет иметь длину $L = 32\,000$ при полосе $W \approx 320$ МГц. Иными словами, ФМ-сигнал по своим тактическим характеристикам (например, точности измерения запаздывания) сопоставим с ЛЧМ-сигналом той же длительности, если девиация частоты последнего выбрана как $W \approx 1/\Delta$.

Значение частотно-временного произведения порядка десятков тысяч фактически снимает вопрос о синтезе кодовой последовательности ФМ-сиг-

нала в традиционном направлении минимизации уровня боковых лепестков автокорреляционной функции (АКФ), так как практически любая из популярных псевдослучайных последовательностей окажется в этом смысле удовлетворительной. Так, сгенерированная датчиком случайных чисел последовательность длины $L = 32\,000$ имеет максимальный боковой лепесток АКФ -33.8 дБ, а среднеквадратический -48.0 дБ.

В реальном высотомере целесообразнее использовать какую-либо регулярную псевдослучайную последовательность с простым алгоритмом генерации. К числу таковых, в частности, относится m -последовательность, при необходимости укороченная до необходимой длины. Остановимся, например, на длительности чипа $\Delta = 4$ нс, что при длительности зондирующего импульса $T = 100$ мкс отвечает длине $L = 25\,000$ и ширине спектра $W \approx 250$ МГц. Возьмем любую m -последовательность с порождающим полиномом 15-й степени, к примеру, порождаемую простейшим примитивным полиномом

$$f(x) = x^{15} + x + 1. \quad (8)$$

Регистр с линейной обратной связью, описываемой (8), генерирует m -последовательность длины $L_0 = 2^{15} - 1 = 32\,767$, однако принудительный сброс его в начальное состояние после 25 000 тактов позволит сформировать последовательность нужной длины $L = 25\,000$. Уровень максимального бокового лепестка АКФ полученной последовательности составляет -40.4 дБ, а среднеквадратический уровень боковых лепестков составляет -50.1 дБ.

Структура приемника для зондирующего ФМ-сигнала. Ключевой операцией, выполняемой приемником высотомера, является вычисление корреляции $Z(\tau)$ принятой комплексной огибающей $\dot{Y}(t)$ с задержанной на τ репликой комплексной огибающей полезного сигнала (7):

$$Z(\tau) = \left| \int_{\tau}^T \dot{Y}(t) \dot{S}^*(t-\tau) dt \right|. \quad (9)$$

Наличие в приемнике n_c квадратурных корреляторов позволит вычислить значение (9) параллельно для n_c значений запаздывания τ . Схема приемного устройства, основанного на прямой реализации операции (9), достаточно очевидна. Для режима поиска она поясняется рис. 3. Принятое

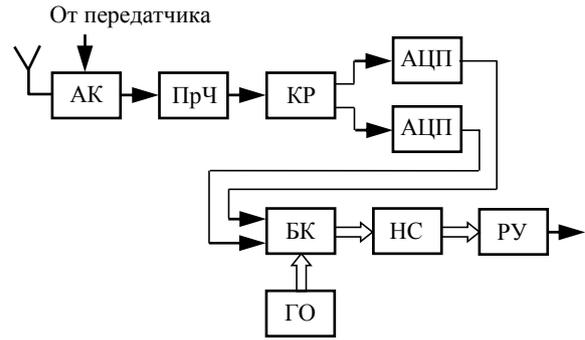


Рис. 3

колебание преобразователем частоты (ПрЧ) переносится на удобную промежуточную частоту, после чего подвергается стандартному квадратурному расщеплению (КР) на два квадратурных видеочастотных компонента. Односторонняя ширина спектра последних равна $W/2$, так что минимальная частота дискретизации f_s квадратур в последующих АЦП должна быть выбрана как $f_s = W$. Потоки данных с выходов АЦП поступают в блок корреляторов (БК), содержащий n_c корреляторов. В БК вычисляются n_c статистик (9) для значений τ , равномерно распределенных по априорной зоне запаздываний с шагом T_a/n_c . С этой целью на опорный вход каждого из корреляторов от генератора опор (ГО) подается местная реплика ФМ-сигнала с соответствующим временным сдвигом. Как указывалось ранее, протяженность зоны неопределенности запаздывания $T_a = 1.5$ мкс. При использовании $n_c = 64$ корреляторов шаг по запаздыванию $T_a/n_c \approx 23.4$ нс, тогда как (см. ранее) протяженность принимаемого профиля на уровне половинной мощности не меньше 25 нс. Тем самым, как и в случае ЛЧМ-зондирования, выбор $n_c = 64$ вполне адекватен для режима поиска. Дальнейшие операции в приемнике ФМ-сигнала не отличаются от ранее описанных: n_c -мерные векторы корреляций в отдельных зондированиях сглаживаются НС за N зондирований, формируя статистику, на основании которой РУ выносит решение о временном положении нарастающего фронта принятого отраженного сигнала.

Как и в случае ЛЧМ-приемника, при переходе к режиму слежения РУ преобразуется в ВД, вырабатывающий сигнал рассогласования между временным положением принимаемого профиля и серединой следящего окна протяженности T_a/n_c . Если в режиме слежения задействовать

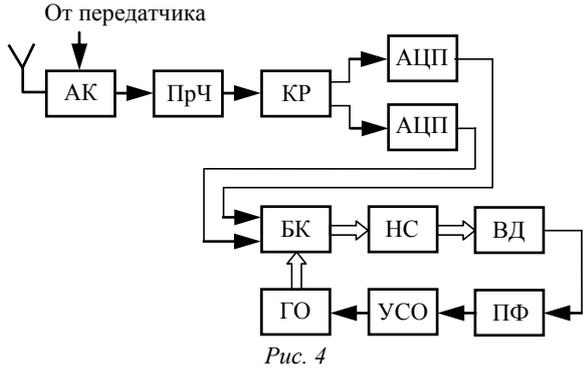


Рис. 4

все имеющиеся n_c корреляторов, относительный сдвиг соседних опор по времени составит T_a/n_c^2 , т. е. при прежних значениях параметров примерно 0.37 нс. Столь частая сетка значений задержки опор, очевидно, избыточна, и ее огрубление за счет уменьшения n_c до 8...16 представляется целесообразным.

Последующие операции в приемнике (рис. 4), повторяют ранее описанные: сигнал ошибки с ВД, сглаженный ПФ, управляет устройством сдвига опор (УСО) так, чтобы удерживать характерную точку принятого профиля (например, точку половинной мощности) в окрестности центра окна сопровождения, т. е. между запаздываниями опор с номерами $n_c/2$ и $n_c/2 + 1$.

Выбор периода зондирования. Какой бы модуляционный формат не был окончательно предпочтен, сигнал будет полностью определен лишь после конкретизации периода повторения зондирующих импульсов T_s . Подчеркнем, что оптимизация этого параметра отражает стремление к максимальной энергоэффективности системы в рамках ее заданной геометрии и не имеет отношения к способу модуляции.

С точки зрения сближения средней мощности передатчика с пиковой желательно при фиксированной длительности зондирующего импульса T минимизировать длительность паузы T_p между импульсами. С другой стороны, значение T_p должно быть достаточным для размещения в паузе отражений от всего освещаемого пятна. Пусть τ_{\min} и τ_{\max} – минимально и максимально возможные запаздывания отраженного сигнала относительно зондирующего соответственно. Если $\pm\delta h$ – априорная неопределенность высоты h спутника над зондируемой поверхностью, то

$$\tau_{\min} = 2(h - \delta h)/c.$$

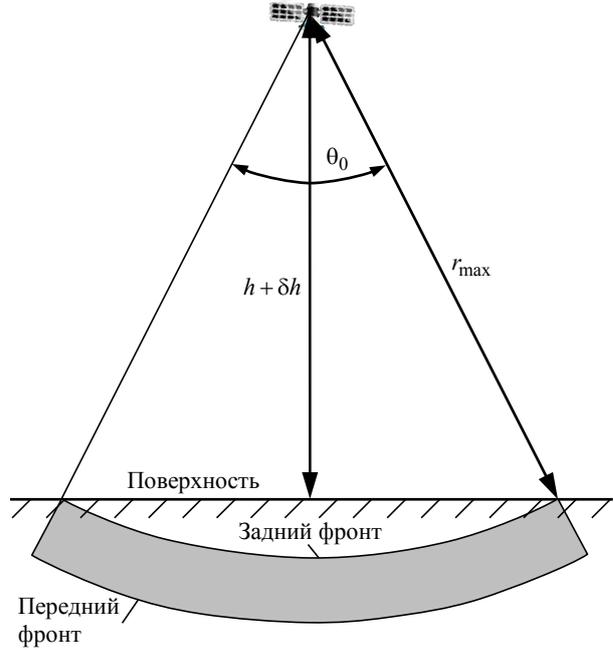


Рис. 5

Для нахождения τ_{\max} воспользуемся рис. 5, на котором θ_0 – ширина луча антенны, а r_{\max} – максимальное расстояние, с которого на вход приемника высотомера поступает отражение от поверхности. Очевидно, что

$$\tau_{\max} = 2 \frac{h + \delta h}{c \cos(\theta_0/2)}.$$

Для того чтобы уложить повторяющиеся с каждым зондированием отражения с учетом разброса их запаздываний в паузы между зондирующими импульсами, необходимо выполнить следующие условия:

1. Передний фронт отражения с задержкой τ_{\min} должен располагаться правее заднего фронта предшествующего зондирующего импульса (рис. 6, а, б), иначе часть отраженного импульса будет потеряна из-за блокировки приемника на время передачи.

2. Задний фронт отражения с задержкой τ_{\max} не должен попадать на следующий зондирующий импульс во избежание тех же последствий (рис. 6, а, в).

Формализуя эти требования, имеем:

$$\tau_{\min} \geq nT_s + T; \quad \tau_{\max} + T \leq (n+1)T_s, \quad (10)$$

где n – неотрицательное целое; $T_s = T + T_p$ – период повторения зондирующих импульсов.

Перепишем (10) как систему неравенств относительно T_s :

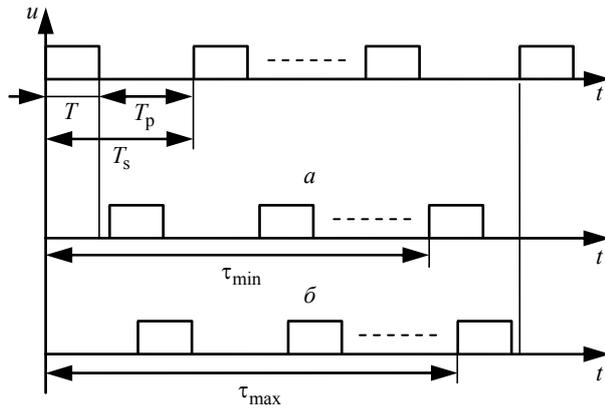


Рис. 6

$$T_s \leq \frac{\tau_{\min} - T}{n}; \quad T_s \geq \frac{\tau_{\max} + T}{n + 1}.$$

Данная система совместна только при соблюдении неравенства

$$\frac{\tau_{\max} + T}{n + 1} \leq \frac{\tau_{\min} - T}{n},$$

т. е. при n , удовлетворяющем условию

$$n \leq \frac{\tau_{\min} - T}{2T + \tau_{\max} - \tau_{\min}}.$$

Имея в виду желательность сокращения периода зондирования, следует предпочесть наибольшее из таких чисел:

$$n = \left\lfloor \frac{\tau_{\min} - T}{2T + \tau_{\max} - \tau_{\min}} \right\rfloor,$$

где символ $\lfloor \cdot \rfloor$ отвечает округлению в сторону нуля.

При знании номинальной высоты орбиты КА с точностью $h = 990 \pm 50$ км, максимальной априорной неопределенности высоты КА ± 100 м и

ширине ДНА 0.6° T_s может быть выбрано в пределах $879.25 \dots 880.86$ мкс. В частности, можно положить $T_s = 880$ мкс, что соответствует частоте повторения импульсов $F_s = 1/T_s \approx 1.136$ кГц. Частоту повторения, однако, можно существенно повысить, если устанавливать ее значение, исходя из фактической высоты КА с учетом диапазона априорной неопределенности. Скажем, для номинальной высоты $h = 1000$ км и $\delta h = 100$ м период повторения T_s окажется в промежутке $251.48 \dots 251.54$ мкс.

Заключение. Для компромисса между высокой требуемой точностью измерения высоты (в пределах сантиметров) и приемлемой пиковой мощностью передатчика (единицы ватт) необходимы сигналы с частотно-временным произведением порядка десятков тысяч. При подобном частотно-временном произведении любые способы модуляции принципиально равноценны, поэтому в выборе формата сигнала преобладают предпочтения технологического характера. В качестве возможных альтернатив рассмотрены ЛЧМ- и ФМ-сигналы, для каждого из которых даны общие рекомендации, касающиеся архитектуры и параметрического синтеза приемного устройства. В сопоставлении ЛЧМ- и ФМ-сигналов преимущество первых состоит в возможности сжатия по спектру (deramping) в аналоговом тракте приемника, что радикально ослабляет требования к быстродействию последующего цифрового процессора. С другой стороны, при наличии цифровой элементной базы с быстродействием в сотни миллионов операций в секунду ФМ-сигналы вполне конкурентоспособны и позволяют в известной мере избавиться от таких недостатков аналогового сжатия по спектру, как чувствительность к внешним условиям, реализационным допускам и пр.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Комплексный спутниковый мониторинг морей России / О. Ю. Лаврова, А. Г. Костяной, С. А. Лебедев, М. И. Митягина, А. И. Гинзбург, Н. А. Шеремет. 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. Martin S. An Introduction to Ocean Remote Sensing. 2nd ed. Cambridge: Cambridge University Press, 2014. 496 p.
4. Satellite Altimetry and Earth Sciences. A Handbook of Techniques and Applications / ed. by L.-L. Fu, A. Cazenave. San Diego: Academic Press, 2001. 463 p.
5. AltiKa: a Ka-Band Altimetry Payload and System for Operational Altimetry During the GMES Period / P. Vin-

- cent, N. Steunou, E. Caubet, L. Phalippou, L. Rey, E. Thouvenot, J. Verron // Sensors. 2006. Vol. 6. P. 208-234.
6. Радиотехнические системы: учеб. для вузов / под ред. Ю. М. Казаринова. М.: Высш. шк., 1990. 496 с.
7. Бакулев П. А. Радиолокационные системы: учеб. для вузов. М.: Радиотехника, 2004. 320 с.
8. Варакин Л. Е. Теория сложных сигналов. М.: Сов. радио, 1970. 376 с.
9. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения / пер. с англ. М.: Техносфера, 2007. 364 с.
10. Поиск эхосигнала спутникового высотомера / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мам-

чур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 4. С. 27–32.

11. Синтез временного дискриминатора следящего контура измерения запаздывания спутникового высо-

Статья поступила в редакцию 28 июня 2017 г.

томера / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 2. С. 5–11.

Боровицкий Дмитрий Сергеевич – кандидат технических наук (2016), ведущий научный сотрудник АО "Российский институт радионавигации и времени" (Санкт-Петербург). Автор 21 научной публикации. 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 30 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 300 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 10 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

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

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

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

5. Vincent P., Steunou N., Caubet E., Phalippou L., Rey L., Thouvenot E., Verron J. AltiKa: a Ka-band altimetry payload and system for operational altimetry during the GMES period. *Sensors*. 2006, vol. 6, pp. 208–234.

6. Kazarinov Yu. M. *Radiotekhnicheskie sistemy: uchebnyk dlja vuzov* [Radio Electronic Systems: Textbook for High School]. Moscow, Vysshaya Shkola, 1990, 496 p. (In Russian)

Received June, 28, 2017

7. Bakulev P. A. *Radiolokatsionnye sistemy* [Radiolocation Systems]. Moscow, Radiotekhnika, 2004, 320 p. (In Russian)

8. Varakin L. E. *Teoriya slozhnykh signalov* [Theory of Wideband Signals]. Moscow, Sov. Radio, 1970, 376 p. (In Russian)

9. Ipatov V. P. Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications, John Wiley & Sons, 2005.

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

11. Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Time Discriminator for Satellite Radar Altimeter Tracker System. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, 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 21 scientific publications. Area of expertise: broadband radiolocation and radionavigation systems; signal theory.

E-mail: dmitry_nepogodin@mail.ru

Alexander E. Zhesterev – Ph.D. in Engineering (1982), Chief of the Department of JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time" (Saint Petersburg). The author of 30 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 300 scientific publications. Area of expertise: radio-electronic system engineering; statistical communication theory; broadband radar, navigation and data systems; signal theory.
E-mail: ival1941@yandex.ru

Ruslan M. Mamchur – Master of Science in Radio Engineering (2015), post-graduate student and assistant of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 10 scientific publications. Area of expertise: statistical communication theory; broadband radar, navigation and data systems; signal theory; technical electrodynamics.
E-mail: ruslan.mamchur@mail.ru

УДК 621.396.96

И. В. Гоголев, Г. Ю. Яшин

АО «НИИ "Вектор"»

Кантемировская ул., д. 10, Санкт-Петербург, 197342, Россия

Статистические характеристики оценки параметров сигнала по максимуму нормированного коррелятора

Аннотация. Приводится подробное исследование дисперсии оценок произвольного вектора параметров сигнала по максимуму нормированного коррелятора (НК) для случая белого и окрашенного шума. Проведено сравнение с нижней границей Крамера–Рао (НГКР).

Показано, что использование НК приводит к появлению поправок к элементам матрицы Фишера, полученным при анализе максимально правдоподобных оценок, и в общем случае дисперсии оценок энергетических параметров по максимуму НК будут отличаться от НГКР.

В качестве конкретного приложения исследуются статистические характеристики оценки доплеровской деформации и задержки сигнала по максимуму НК при наличии неинформативных параметров. Показано, что НК по форме совпадает с известной широкополосной функцией неопределенности, при этом рецепт оценки выводится из неравенства Коши–Буняковского без обращения к закону сохранения энергии.

Также показано, что оценка деформации и задержки при неизвестных начальной фазе и амплитуде сигнала из НК является асимптотически несмещенной и эффективной.

Ключевые слова: деформация, задержка, НГКР, нормированный коррелятор, WBAF

Для цитирования: Гоголев И. В., Яшин Г. Ю. Статистические характеристики оценки параметров сигнала по максимуму нормированного коррелятора // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 3. С. 15–22.

I. V. Gogolev, G. Yu. Yashin

JSC "Vector"

10, Kantemirovskaya Str., 197342, St. Petersburg, Russia

Statistical Characteristics of Signal Parameter Estimation by Normalized Correlation Function Maximization

Abstract. In this paper differences between Fisher Information Matrix (FIM) and inverse covariation matrix of normalized correlation estimations for white and colored noise are investigated.

It's shown that implementation of normalized correlation function estimation leads to modification of maximum likelihood estimation FIM elements, so in case of arbitrary energy affected parameter vector, variance of estimation by normalized correlation function maximization is not equal to Cramer–Rao lower bound.

Statistical characteristics of joint Doppler stretch and delay estimation by maximization of normalized correlation function for signal with nuisance parameters are derived in this paper. It's shown that normalized correlator is equal to wideband ambiguity function, but this method of estimation follows from Cauchy–Schwarz inequality without using energy conservation assumptions.

Besides, it is proved that estimation of Doppler stretch and delay by normalized correlation function or WBAF of signal with random initial phase and gain is asymptotically unbiased and effective.

Keywords: Doppler stretch, delay, CRLB, normalized correlation function, WBAF

For citation: Gogolev I. V., Yashin G. Yu. Statistical Characteristics of Signal Parameter Estimation by Normalized Correlation Function Maximization. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 3, pp. 15–22. (In Russian)

Введение в проблему. В связи с задачами, возникающими в гидроакустике, радио- и геолокации, интенсивно исследовались алгоритмы получения оценок параметра доплеровской деформации в случае использования широкополосных сигналов, а также погрешности этих оценок [1]–[11]. Для активной локации модель измерений состояла в следующем:

- излучается сигнал $s(t)$;
- сигнал с задержкой $\tau/2$ достигает цели, движущейся с постоянной относительно источника радиальной скоростью v , и с коэффициентом отражения α отражается от него;
- в виде реализации $r(t)$ отраженный сигнал в смеси с белым гауссовским шумом со спек-

тральной плотностью N_0 поступает на приемник локатора.

Рассмотрения основывались на анализе функционала правдоподобия

$$\Lambda(r, \mathbf{g}) = K \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int \left[r(t) - \dot{\alpha} s \left(\frac{t-\tau}{\gamma}, t \right) \right]^2 dt \right\}, \quad (1)$$

где $\mathbf{g} = \{g_i\}$ – вектор оцениваемых параметров, включающий в себя задержку τ , параметр доплеровской деформации γ , модуль и фазу комплексного коэффициента отражения сигнала от цели $\dot{\alpha}$; K – постоянный вещественный множитель, не зависящий от параметров сигнала и шума.

Наряду с функцией правдоподобия рассматривалась и так называемая широкополосная функция неопределенности (Wide Band Ambiguity Function – WBAF), введенная в [1], [2] с целью анализа разрешающей способности сонара при появлении в луче двух целей одновременно:

$$W_{rs}(\tau, \gamma) = \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \int r(\tau) s^* \left(\frac{t-\tau}{\gamma} \right) dt. \quad (2)$$

Анализ ситуаций с иными типами шумов в доступной авторам настоящей статьи литературе отсутствует.

Присутствие в функционале (2) множителя $1/\sqrt{\gamma}$ перед интегралом либо не комментируется, либо объясняется законом сохранения энергии. Наличие подобного множителя можно рассматривать как нормировку энергии опорного сигнала, что, в свою очередь, делает параметр деформации неэнергетическим. В работах, посвященных анализу WBAF, не разбирается вопрос эффективности оценок.

Предложено два алгоритма оценки вектора параметров: по методу максимального правдоподобия, т. е. определения \mathbf{g} из системы уравнений, полученных в [5] конкретизацией (1):

$$\frac{\partial \ln \Lambda(\mathbf{g})}{\partial g_i} = \frac{2}{N_0} \int [r(t) - s(t, \mathbf{g})] \frac{\partial s(t, \mathbf{g})}{\partial g_i} dt = 0, \quad (3)$$

и отыскание \mathbf{g} из условия максимума модуля WBAF:

$$\frac{\partial |W_{rs}(\tau, \gamma)|}{\partial g_i} = 0. \quad (4)$$

В [5], [6] $\mathbf{g} = (\tau, \gamma)$ и $s(t, \mathbf{g})$ в (3) предполагаются нормированными.

В [5] сравниваются дисперсии оценок параметров по максимуму WBAF (4) с нижней границей Крамера–Рао (НГКР), полученной из (3). При этом при записи функционала правдоподобия из

вектора оцениваемых параметров исключается модуль $\dot{\alpha}$.

Следует отметить, что проведенное в [5] сравнение оценок дисперсии не имеет под собой оснований: легко показать на конкретном примере, что оценка энергетического параметра γ без одновременной оценки энергии (что происходит при реализации (3)) в общем случае является смещенной, и заключение о существовании НГКР в этой ситуации неприменимо.

В [5] при изучении влияния неопределенности в фазе на дисперсию оценок рассмотрен вектор параметров вида $\mathbf{g} = (\alpha, \varphi, \tau, \gamma)$. Так как параметр α пропорционален амплитуде сигнала, получаемые из (4) в данном конкретном случае результаты в среднем не смещены относительно истинных.

Полученные в [9] НГКР совпадают с оценками в [5], однако в силу ошибочного приравнивания нулю одной из корреляционных функций, результаты в [9] нельзя признать корректными.

Дисперсия асимптотически состоятельной оценки. Белый шум. При большом отношении "сигнал/шум" решение на основе WBAF (4) может быть получено следующим образом. Запишем неравенство Коши–Буняковского в виде

$$\frac{\left| \int r(t) s(t, \mathbf{g}) dt \right|}{\sqrt{E_r E_s(\mathbf{g})}} \leq 1, \quad (5)$$

где

$$E_r = \int r^2(t) dt; \quad E_s(\mathbf{g}) = \int s^2(t, \mathbf{g}) dt.$$

При отсутствии шумов оно переходит в равенство, только если сигналы пропорциональны:

$$r(t) = k s(t, \mathbf{g}), \quad (6)$$

где $k = \text{const}$ – коэффициент.

В этом случае (при известных аналитических ограничениях на зависимости от \mathbf{g}) задача оценки параметров может быть сведена к отысканию максимума левой части (5), т. е. к решению уравнения

$$\frac{\partial}{\partial g_i} \int r(t) \frac{s(t, \mathbf{g})}{\sqrt{E_s(\mathbf{g})}} dt = 0.$$

Перейдем к нормированному опорному сигналу:

$$\xi(t, \mathbf{g}) = \frac{s(t, \mathbf{g})}{\sqrt{E_s(\mathbf{g})}}$$

и получим:

$$\int r(t) \frac{\partial \xi(t, \mathbf{g})}{\partial g_i} dt = 0. \quad (7)$$

Энергия нормированного опорного сигнала $\xi(t, \mathbf{g})$ не зависит от оцениваемого параметра \mathbf{g} . В силу (6) оценка, полученная из (7), является несмещенной. Уравнение для оценки вектора параметров (7) совпадает с полученным в [5] методом максимального правдоподобия, но при его выводе предположение о гауссовском распределении шумов не использовалось. Решение полученного уравнения относительно параметра \mathbf{g} эквивалентно поиску максимума функционала, в настоящей статье названного нормированным коррелятором (НК). В конкретном случае оценка запаздывания и параметра деформации (7) совпадает с (4).

Можно ожидать, что при большом отношении "сигнал/шум" оценка останется несмещенной. Для анализа ее статистических свойств при наличии аддитивного шума $n(t)$ запишем принятый сигнал в виде

$$r(t) = s(t, \mathbf{g}_0) + n(t) = \sqrt{E_s(\mathbf{g}_0)}\xi(t, \mathbf{g}_0) + n(t),$$

где \mathbf{g}_0 – истинное значение вектора параметров. Введем это определение в (7) и разложим полученное выражение вблизи \mathbf{g}_0 :

$$\int \left[\xi(t, \mathbf{g}_0) + \frac{n(t)}{\sqrt{E_s(\mathbf{g}_0)}} \right] \times \left[\frac{\partial}{\partial g_i} \xi(t, \mathbf{g}_0) + \sum_j d_j \frac{\partial^2 \xi(t, \mathbf{g}_0)}{\partial g_i \partial g_j} \right] dt = 0,$$

где $d_j = g_j - g_{0j}$.

Учитывая, что

$$\int \xi(t, \mathbf{g}_0) \frac{\partial \xi(t, \mathbf{g})}{\partial g_i} = 0,$$

решение для $\mathbf{d} = \{d_j\}$ следует искать из системы уравнений

$$\int \frac{n(t)}{\sqrt{E_s}} \frac{\partial \xi(t, \mathbf{g}_0)}{\partial g_i} dt = \sum_j d_j \int \xi(t, \mathbf{g}_0) \frac{\partial^2 \xi(t, \mathbf{g}_0)}{\partial g_i \partial g_j} dt. \quad (8)$$

Из структуры (8) очевидно, что $\langle \mathbf{d} \rangle = 0$ ($\langle \cdot \rangle$ – символ статистического усреднения), т. е. оценка не смещена.

Дважды продифференцировав условие нормировки, установим тождество:

$$\int \xi(t, \mathbf{g}) \frac{\partial^2}{\partial g_i \partial g_j} \xi(t, \mathbf{g}) dt = - \int \frac{\partial \xi(t, \mathbf{g})}{\partial g_i} \frac{\partial \xi(t, \mathbf{g})}{\partial g_j} dt. \quad (9)$$

Из (8) и (9) следует, что элементы ковариационной матрицы σ_{ij}^2 являются решением системы уравнений

$$\begin{aligned} \frac{1}{E_s} \iint \langle n(t)n(u) \rangle \frac{\partial \xi(t, \mathbf{g}_0)}{\partial g_i} \frac{\partial \xi(u, \mathbf{g}_0)}{\partial g_l} dt du = \\ = \sum_{jk} \sigma_{jk}^2 \int \frac{\partial \xi(t, \mathbf{g}_0)}{\partial g_i} \frac{\partial \xi(t, \mathbf{g}_0)}{\partial g_j} dt \times \\ \times \int \frac{\partial \xi(t, \mathbf{g}_0)}{\partial g_l} \frac{\partial \xi(t, \mathbf{g}_0)}{\partial g_k} dt. \end{aligned} \quad (10)$$

Если $n(t)$ – реализация белого шума со спектральной плотностью N_0 , то (10) удовлетворяется решением

$$\sigma_{ik}^2 = [J^{-1}]_{ik},$$

где

$$J_{jl} = \frac{2E_s}{N_0} \int \frac{\partial \xi(t, \mathbf{g}_0)}{\partial g_j} \frac{\partial \xi(t, \mathbf{g}_0)}{\partial g_l} dt. \quad (11)$$

Полученный результат может быть также представлен в виде

$$J_{jl} = \Phi_{jl}^0 - \frac{2E_s}{N_0} \frac{1}{4E^2(\mathbf{g}_0)} \frac{\partial E(\mathbf{g})}{\partial g_j} \frac{\partial E(\mathbf{g})}{\partial g_l}, \quad (12)$$

где

$$\Phi_{jl}^0 = \frac{2}{N_0} \left[\int \frac{\partial s(t, \mathbf{g})}{\partial g_j} \frac{\partial s(t, \mathbf{g})}{\partial g_l} dt \right] \quad (13)$$

– элементы информационной матрицы Фишера, полученные методом максимального правдоподобия при гауссовском распределении шумов [12].

Производные в (11)–(13) берутся при $\mathbf{g} = \mathbf{g}_0$.

Асимптотически состоятельная оценка с наименьшей дисперсией. Окрашенный шум. Для получения оценки при произвольной спектральной плотности шума заметим, что максимум функционала

$$\iint r(t) \Lambda(t, u) \frac{s(u, \mathbf{g})}{\sqrt{N(\mathbf{g})}} dt du, \quad (14)$$

где

$$N(\mathbf{g}) = \iint s(t, \mathbf{g}) \Lambda(t, u) s(u, \mathbf{g}) dt du$$

с положительно-определенным ядром Λ при отсутствии шумов достигается при $\mathbf{g} = \mathbf{g}_0$. Для доказательства достаточно разложить $s(u)$ и $r(t)$ в (14) по собственным функциям ядра и заметить,

что это утверждение эквивалентно теореме Коши–Буняковского в применении к функциям

$$\tilde{r}(t) = \sum_i r_i \lambda_i^{1/2} f_i(t); \quad \tilde{s}(t) = \sum_i s_i \lambda_i^{1/2} f_i(t), \quad (15)$$

где λ_i и $f_i(t)$ – собственные числа и соответствующие им нормированные собственные функции ядра; r_i и s_i – коэффициенты разложения по ним $r(t)$ и $s(t)$.

Аналогом (7) становится система

$$\frac{\partial}{\partial g_i} \iint r(t) \Lambda(t, u) \xi(u, \mathbf{g}) dt du = 0, \quad (16)$$

где

$$\xi(u, \mathbf{g}) = \frac{s(u, \mathbf{g})}{\sqrt{N(\mathbf{g})}}.$$

Разложив (16) вблизи \mathbf{g}_0 , имеем систему уравнений для оценки:

$$\iint r(t) \Lambda(t, u) \frac{\partial \xi(u, \mathbf{g}_0)}{\partial g_i} dt du = 0$$

и аналог (8)

$$\begin{aligned} & \iint \frac{n(t)}{\sqrt{N(\mathbf{g}_0)}} \Lambda(t, u) \frac{\partial \xi(u, \mathbf{g}_0)}{\partial g_i} dt du = \\ & = - \sum_j d_j \int \xi(t, \mathbf{g}_0) \Lambda(t, u) \frac{\partial^2 \xi(u, \mathbf{g}_0)}{\partial g_i \partial g_j} dt du. \end{aligned} \quad (17)$$

В силу тождества, аналогичного (9), правую часть (17) можно представить в более симметричном виде

$$\begin{aligned} & \iint \frac{n(t)}{\sqrt{N(\mathbf{g}_0)}} \Lambda(t, u) \frac{\partial \xi(u, \mathbf{g}_0)}{\partial g_i} dt du = \\ & = \sum_j d_j \int \frac{\partial \xi(t, \mathbf{g}_0)}{\partial g_j} \Lambda(t, u) \frac{\partial \xi(u, \mathbf{g}_0)}{\partial g_i} dt du. \end{aligned} \quad (18)$$

Как и ранее, несмещенность оценки очевидна.

Покажем, что дисперсия оценки оказывается наименьшей при выборе функционала:

$$\Lambda(t, u) = Q_n(t, u),$$

где $Q_n(t, u)$ – ядро, выбеливающее ковариационную функцию шумов (помех).

Уравнение (18) может быть записано в матрично-векторной форме: $\mathbf{y} = \Lambda \mathbf{d}$, где \mathbf{y} , \mathbf{d} – векторы с размером m ; Λ – матрица с размерами $m \times m$, причем m – число оцениваемых параметров.

Элементы вектора \mathbf{y} определяются следующим образом:

$$y_i = \iint \frac{n(t)}{\sqrt{N(\mathbf{g}_0)}} \Lambda(t, u) \frac{\partial \xi(u, \mathbf{g}_0)}{\partial g_i} dt du,$$

а элементы матрицы Λ имеют вид

$$\Lambda_{ij} = \int \frac{\partial \xi(t, \mathbf{g}_0)}{\partial g_j} \Lambda(t, u) \frac{\partial \xi(u, \mathbf{g}_0)}{\partial g_i} dt du,$$

причем матрица Λ симметрична.

При условии, что не существует линейной комбинации параметров, от которой функционал (14) не зависит, детерминант Λ не равен нулю. Тогда существует унитарное преобразование L , приводящее Λ к диагональному виду

$$L \Lambda L^{-1} = \text{diag},$$

и набор ее собственных векторов полон в пространстве с размерами $m \times m$. Переходя в представление собственных векторов, запишем (18) в виде

$$\begin{aligned} & \iint \frac{n(t)}{\sqrt{N(\mathbf{g}_0)}} \Lambda(t, u) \theta_i(u, \mathbf{g}_0) dt du = \\ & = \tilde{d}_i \iint \theta_i(t, \mathbf{g}_0) \Lambda(t, u) \theta_i(u, \mathbf{g}_0) dt du, \end{aligned} \quad (19)$$

где

$$\begin{aligned} \theta_i(u, \mathbf{g}_0) &= \sum_j L_{ij} \frac{\partial \xi(u, \mathbf{g}_0)}{\partial g_j}, \\ \tilde{\mathbf{d}} &= L \mathbf{d}. \end{aligned}$$

Очевидно, что дисперсии компонент $\tilde{\mathbf{d}}$ пропорциональны дисперсиям компонент левой части (19).

Хорошо известно [13], что минимальность дисперсии решений (19) соответствует минимальности дисперсии произвольных линейных комбинаций компонент $\tilde{\mathbf{d}}$, в том числе компонент

$$\mathbf{d} = L^{-1} \tilde{\mathbf{d}}.$$

Возведя (19) в квадрат, для дисперсии i -й компоненты $\tilde{\mathbf{d}}$, получим:

$$\begin{aligned} \sigma_i^2 &= \frac{1}{N(\mathbf{g}_0)} \int \left[\langle n(t) n(t_1) \rangle \Lambda(t, u) \times \right. \\ & \times \theta_i(u, \mathbf{g}_0) \Lambda(t_1, u_1) \theta_i(u_1, \mathbf{g}_0) dt dt_1 du du_1 \left. \right] \times \\ & \times \left[\iint \theta_i(t, \mathbf{g}_0) \Lambda(t, u) \theta_i(u, \mathbf{g}_0) dt du \right]^{-2}. \end{aligned} \quad (20)$$

Для отыскания ядра $\Lambda(t, u)$, минимизирующего σ_i^2 , можно разложить все функции в (20) по произвольной ортонормированной системе, пере-

ведя интегралы в дискретные суммы. Продифференцировав правую часть (20) по матричным элементам Λ_{kl} и приравняв производные к нулю, придем к системе уравнений

$$\theta_{i_k} \sum_{\rho, \chi} N_{\rho\chi} \Lambda_{\rho\chi} \theta_{i_\chi} + \theta_{i_\zeta} \sum_{\rho, \chi} \theta_{i_\rho} \Lambda_{\rho\chi} N_{\chi\kappa} = \theta_{i_k} \theta_{i_\zeta} \eta_i, \quad (21)$$

где $N_{\rho\chi}$, $N_{\chi\kappa}$ – коэффициенты разложения ковариационной функции шумов; $\Lambda_{\rho\chi}$ – коэффициенты разложения искомого ядра;

$$\eta_i = \sum_{\rho, \chi, \mu, \nu} \theta_{i_\rho} \Lambda_{\rho\chi} N_{\chi\mu} \Lambda_{\mu\nu} \theta_{i_\nu} \left[\sum_{\rho, \chi} \theta_{i_\rho} \Lambda_{\rho\chi} \theta_{i_\chi} \right]^{-1} \quad (22)$$

– натуральное число.

Учитывая, что $\theta_i(t, \mathbf{g}_0)$ и, соответственно, θ_{i_k} произвольны, из (21) заключаем, что матрица $\Lambda_{\rho\chi}$ с точностью до множителя η_i обратна матрице $N_{\rho\chi}$. Подставив результат в (22), убеждаемся, что η_i – произвольное вещественное число. Оно может быть выбрано независимым от векторного индекса i , в частности, можно положить $\eta_i = 1$. Из (19), (20) следует, что умножение на произвольное число не изменяет результатов расчета.

Таким образом показано, что $\Lambda(t, u)$ является ядром, выбеливающим ковариационную функцию шумов.

Ковариационная матрица оценки при этом определяется выражением

$$\sigma_{ij}^2 = [J^{-1}]_{ij},$$

где

$$J_{ij} = N(\mathbf{g}_0) \int \frac{\partial \xi(t, \mathbf{g})}{\partial g_j} Q_n(t, u) \frac{\partial \xi(u, \mathbf{g})}{\partial g_i} dt du. \quad (23)$$

Выражение (23) приводится к виду

$$J_{ij} = \Phi_{ij}^0 - \frac{1}{4N(\mathbf{g}_0)} \frac{\partial N(\mathbf{g})}{\partial g_j} \frac{\partial N(\mathbf{g})}{\partial g_i}. \quad (24)$$

В рассматриваемом случае элементы матрицы Фишера в предположении о гауссовском характере шумов определяются следующим образом [12]:

$$\Phi_{ij}^0 = \int \frac{\partial s(t, \mathbf{g})}{\partial g_j} Q_n(t, u) \frac{\partial s(u, \mathbf{g})}{\partial g_i} dt du. \quad (25)$$

Производные в (23)–(25) берутся при $\mathbf{g} = \mathbf{g}_0$.

Отметим, что при выводе (23) не использовались предположения о гауссовости и стационарности шума.

НГКР одновременных оценок времени запаздывания, параметра доплеровской деформации, амплитуды и фазы отраженного сигнала.

Запишем принятый сигнал в виде

$$\begin{aligned} \dot{r}(t) &= \dot{s}(t, a, \tau, \gamma, \varphi) + \dot{n}(t) = \\ &= a \dot{s} \left(\frac{t-\tau}{\gamma} \right) e^{j\varphi} + \dot{n}(t), \end{aligned} \quad (26)$$

где a , φ – амплитуда и начальная фаза сигнала соответственно; $\dot{n}(t)$ – вклад белого гауссовского шума со спектральной плотностью N_0 .

В [14] получена информационная матрица Фишера для совместных оценок параметров сигнала $\mathbf{g} = \{a, \tau, \gamma, \varphi\}$ на фоне белого гауссовского шума в виде

$$\Phi = \frac{2a^2 E_0}{N_0 \gamma} \begin{bmatrix} \gamma^2/a^2 & 0 & \gamma/(2a) & 0 \\ 0 & \bar{\Omega}^2 & t\bar{\Omega}^2 & \bar{\Omega} \\ \gamma/(2a) & t\bar{\Omega}^2 & t^2\bar{\Omega}^2 & t\bar{\Omega} \\ 0 & \bar{\Omega} & t\bar{\Omega} & \gamma^2 \end{bmatrix}, \quad (27)$$

где

$$E_0 = \int \dot{s} \left(\frac{t-\tau}{\gamma} \right) \dot{s}^* \left(\frac{t-\tau}{\gamma} \right) dt;$$

$$\bar{\Omega} = -\frac{1}{E_0} \text{Im} \int \dot{s}(t) \dot{s}'^*(t) dt;$$

$$t\bar{\Omega} = -\frac{1}{E_0} \text{Im} \int t \dot{s}(t) \dot{s}'^*(t) dt;$$

$$\bar{\Omega}^2 = \frac{1}{E_0} \int |\dot{s}(t)|^2 dt;$$

$$t\bar{\Omega}^2 = \frac{1}{E_0} \int t |\dot{s}'(t)|^2 dt;$$

$$t^2\bar{\Omega}^2 = \frac{1}{E_0} \int t^2 |\dot{s}'(t)|^2 dt.$$

Сравним результаты, полученные в условиях воздействия белого шума (12) по методу НК, определяемые матрицей эффективной оценки (27).

Определим энергию сигнала (26) как

$$\begin{aligned} E(\mathbf{g}) &= \int a^2 \dot{s} \left(\frac{t-\tau}{\gamma} \right) \exp(j\varphi) \dot{s}^* \left(\frac{t-\tau}{\gamma} \right) \exp(-j\varphi) dt = \\ &= a^2 \gamma E_0; \end{aligned}$$

Частные производные энергии имеют вид

$$\frac{\partial E(\mathbf{g})}{\partial a} = 2a\gamma E_0; \quad \frac{\partial E(\mathbf{g})}{\partial \tau} = 0;$$

$$\frac{\partial E(\mathbf{g})}{\partial \phi} = 0; \quad \frac{\partial E(\mathbf{g})}{\partial \gamma} = a^2 E_0.$$

а информационная матрица оценок по методу НК записывается следующим образом:

$$J = \frac{2a^2 E_0}{N_0 \gamma} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \overline{\Omega^2} & t\overline{\Omega^2} & \overline{\Omega} \\ 0 & t\overline{\Omega^2} & t^2\overline{\Omega^2} - \frac{1}{4} & t\overline{\Omega} \\ 0 & \overline{\Omega} & t\overline{\Omega} & \gamma^2 \end{bmatrix}.$$

Обнуление элементов матрицы, связанных с амплитудой сигнала, – ожидаемое явление, так как использование НК исключает возможность отыскания оценки амплитуды. Таким образом, из вектора оценки параметров исключается амплитуда сигнала, и для вектора $\mathbf{g} = \{\tau, \gamma, \phi\}$ информационная матрица определяется как

$$J = \frac{2a^2 E_0}{N_0 \gamma} \begin{bmatrix} \overline{\Omega^2} & t\overline{\Omega^2} & \overline{\Omega} \\ t\overline{\Omega^2} & t^2\overline{\Omega^2} - \frac{1}{4} & t\overline{\Omega} \\ \overline{\Omega} & t\overline{\Omega} & \gamma^2 \end{bmatrix}.$$

Запишем алгебраические дополнения к диагональным элементам матрицы Фишера:

$$A_{22}^{\Phi} = \frac{\gamma^2}{a^2} \left[\left(\overline{\Omega^2} \gamma^2 - t\overline{\Omega^2} \right) - \frac{\gamma^2}{4} \right];$$

$$A_{33}^{\Phi} = \frac{\gamma^2}{a^2} \left(\overline{\Omega^2} \gamma^2 - \overline{\Omega^2} \right)$$

и определитель этой матрицы:

$$\det \Phi = \frac{\gamma^2}{a^2} \left[A_{11}^{\Phi} - \frac{1}{4} \left(\overline{\Omega^2} \gamma^2 - \overline{\Omega^2} \right) \right].$$

Можно показать, что существуют следующие соотношения между определителями матрицы Фишера и информационной матрицы, полученной по методу НК:

$$\det J = (a/\gamma)^2 \det \Phi.$$

Отсюда следует, что между алгебраическими дополнениями к диагональным элементам этих матриц существуют соотношения:

$$A_{22}^J = (a/\gamma)^2 A_{33}^{\Phi}; \quad A_{11}^J = (a/\gamma)^2 A_{11}^{\Phi}.$$

Дисперсии оценок параметров определяются диагональными элементами матрицы, обратной информационной. Таким образом, дисперсии оценок задержки и доплеровского масштаба сигнала, полученные по методу НК, совпадают с НГКР:

$$\frac{A_{11}^J}{\det J} = \frac{A_{22}^{\Phi}}{\det \Phi} = \sigma_{\tau}^2; \quad (28)$$

$$\frac{A_{22}^J}{\det J} = \frac{A_{33}^{\Phi}}{\det \Phi} = \sigma_{\gamma}^2. \quad (29)$$

В [15] проанализировано влияние отсутствия априорной информации об амплитуде и фазе на дисперсию оценки произвольного параметра известного сигнала. Показано, что незнание амплитуды сигнала не влияет на смещение и дисперсию оценки неэнергетического параметра. Дисперсия оценки энергетического параметра в общем случае отличается от НГКР.

Полученные результаты (12) и (15) определяют вид поправок к элементам информационной матрицы Фишера при совместной оценке нескольких параметров в присутствии белого шума, а также для шума с произвольной ковариационной матрицей. Сравнение дисперсий оценки задержки и доплеровского масштаба (28), (29) с НГКР показывает, что оценка по максимуму НК, совпадающего по форме с широкополосной функцией неопределенности (2), является асимптотически эффективной.

Заключение. Обращение к неравенству Коши–Буняковского приводит к получению алгоритма оценки энергетического параметра сигнала по максимуму НК. Для оценки доплеровской деформации и задержки сигнала НК по форме совпадает с широкополосной функцией неопределенности.

Показано, что использование НК приводит к появлению поправок к элементам матрицы Фишера, полученным при анализе максимально правдоподобных оценок, и в общем случае дисперсии оценок энергетических параметров по максимуму НК будут отличаться от НГКР.

С другой стороны, дисперсия оценки доплеровской деформации и задержки сигнала при неизвестной начальной фазе и амплитуде сигнала из НК при большом отношении "сигнал/шум" совпадает с границей Крамера–Рао.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Swick D. A. An Ambiguity Function Independent of Assumptions About Bandwidth and Carrier Frequency. NRL Report 6471, 1966. URL: <http://www.dtic.mil/dtic/tr/fulltext/u2/645918.pdf> (дата обращения: 20.02.2018).
2. Swick D. A. A Review of Wideband Ambiguity Function. NRL Report 6994, 1969. URL: <http://www.norbertwiener.umd.edu/crowds/documents/Swick69.pdf> (дата обращения: 25.12.2017).
3. Gassner R., Cooper G. Note on a Generalized Ambiguity Function // IEEE Trans. on Information Theory. 1967. Vol. 13, № 1. P. 126.
4. Swerling P. Parameter Estimation Accuracy Formulas // IEEE Trans. on Information Theory. 1964. Vol. 10, № 4. P. 302–314.
5. Jin Q., Wong K. M., Luo Z. The Estimation of Time Delay and Doppler Stretch of Wideband Signals // IEEE Trans. on Signal Processing. 1995. Vol. 43, iss. 4. P. 904–916.
6. Jin Q., Wong K. M., Luo Z. Wideband Time Delay and Doppler Stretch Estimation: Application of Wavelet Transform and the Optimum Signal // IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP-1993), Minneapolis, USA, 27–30 Apr. 1993. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=319100> (дата обращения: 25.12.2017).
7. Niu X. X., Ching P. C. Accurate Time Delay and Doppler Stretch Estimation in Noisy Environment // Proc. on IEEE TENCON, Perth, WA, Australia, 29–29 Nov. 1996. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=608424> (дата обращения: 25.12.2017).
8. A Novel Approach for Joint Estimation of Time Delay and Scale Factor with Applications to the M-Wave Analysis / W. Muhammad, O. Meste, H. Rix, D. Farina // Proc. on IEEE Engineering in Medicine and Biology Society conf. Istanbul, Turkey, 25–28 Oct. 2001. P. 1093–1096. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1020380> (дата обращения: 20.02.2018).
9. Wei H., Ye S., Wan Q. Influence of Phase on Cramer-Rao Lower Bounds for Joint Time Delay and Doppler Stretch Estimation // Proc. of 9th Intern. Symp. on Signal Processing and Its Applications (ISSPA-2007), Sharjah, 12–15 Feb. 2007. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4555336> (дата обращения: 20.02.2018).
10. Wei Yang, Yaowu Shi. Theoretical Study on Time Delay and Doppler Stretch Estimation of Chirp Signal Based on Wavelet-Cumulants // Proc. on 3rd IEEE ICCSIT, Chengdu, China, 9–11 July 2010. URL: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5564138> (дата обращения: 20.02.2018).
11. Weiss L. G. Wavelets and Wideband Correlation Processing // IEEE Sign. Proc. Magazine Jan. 1994. № 1. P. 13–32.
12. Ван-Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Том I / пер. с англ., под ред. В. И. Тихонова. М.: Сов. радио, 1972. 744 с.
13. Худсон Д. Статистика для физиков. М.: Мир, 1970. 296 с.
14. Гоголев И. В. Граница Крамера-Рао оценки доплеровской деформации и задержки сигнала с произвольной шириной спектра // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2016. № 6. С. 3–6.
15. Куликов Е. И., Трифонов А. П. Оценка параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. радио, 1978. 296 с.

Статья поступила в редакцию 29 декабря 2017 г.

Гоголев Иван Васильевич – магистр по направлению "Инфокоммуникационные технологии и системы связи" (2014), инженер 1-й категории научно-исследовательской лаборатории АО «НИИ "Вектор"», аспирант кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 14 научных работ. Сфера научных интересов – пассивная радиолокация, статистическая радиотехника.
E-mail: ivgogolev@inbox.ru

Яшин Геннадий Юрьевич – кандидат физико-математических наук (1980), главный специалист 1-й категории АО «НИИ "Вектор"». Автор более 60 научных работ. Сфера научных интересов – пассивная радиолокация; статистическая радиотехника.
E-mail: yashin.gamma@yandex.ru

REFERENCES

1. Swick D. A. An Ambiguity Function Independent of Assumptions About Bandwidth and Carrier Frequency. NRL Report 6471, 1966. Available at: <http://www.dtic.mil/dtic/tr/fulltext/u2/645918.pdf> (accessed: 20.02.2018).
2. Swick D. A. A Review of Wideband Ambiguity Function. NRL Report 6994, 1969. Available at: <http://www.norbertwiener.umd.edu/crowds/documents/Swick69.pdf> (accessed: 25.12.2017).
3. Gassner R., Cooper G. Note on a Generalized Ambiguity Function. IEEE Trans. on Information Theory. 1967, vol. 13, no. 1, p. 126.
4. Swerling P. Parameter Estimation Accuracy Formulas. IEEE Trans. on Information Theory. 1964, vol. 10, no. 4, pp. 302–314.
5. Jin Q., Wong K. M., Luo Z. The Estimation of Time Delay and Doppler Stretch of Wideband Signals. IEEE Trans. on Signal Processing. 1995, vol. 43, iss. 4, pp. 904–916.
6. Jin Q., Wong K. M., Luo Z. Wideband Time Delay and Doppler Stretch Estimation: Application of Wavelet Transform and the Optimum Signal. IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP-1993), Minneapolis, USA, 27–30 Apr. 1993. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=319100>

ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=319100 (accessed: 25.12.2017).

7. Niu X. X., Ching P. C. Accurate Time Delay and Doppler Stretch Estimation in Noisy Environment. Proc. on IEEE TENCON, Perth, WA, Australia, 29–29 Nov. 1996. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=608424319100> (accessed: 25.12.2017).

8. Muhammad W., Meste O., Rix H., Farina D. A Novel Approach for Joint Estimation of Time Delay and Scale Factor with Applications to the M-Wave Analysis. Proc. on IEEE Engineering in Medicine and Biology Society conf. Istanbul, Turkey, 25–28 Oct. 2001, pp.1093–1096. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1020380> (accessed: 20.02.2018).

9. Wei H., Ye S., Wan Q. Influence of Phase on Cramer-Rao Lower Bounds for Joint Time Delay and Doppler Stretch Estimation. Proc. of 9th Intern. Symp. on Signal Processing and Its Applications (ISSPA-2007), Sharjah, 12–15 Feb. 2007. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4555336> (accessed: 20.02.2018).

10. Wei Yang, Yaowu Shi. Theoretical Study on Time Delay and Doppler Stretch Estimation of Chirp Signal Based on Wavelet-Cumulants. Proc. on 3rd IEEE ICCSIT, Chengdu, China, 9–11 July 2010. Available at: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5564138> (accessed: 20.02.2018).

11. Weiss L. G. Wavelets and Wideband Correlation Processing. IEEE Sign. Proc. Magazine Jan. 1994, no. 1, pp. 13–32.

12. Van Trees H. L. Detection, estimation and modulation theory. Part 1. New York, Wiley, 1968, 626 p.

13. Hudson D. J. Statistics. Lectures on Elementary Statistics and Probability. CERN, Geneva, 1963, 101 p.

14. Gogolev I.V. Doppler Stretch and Delay Cramer-Rao Lower Bound for Signal with Large Bandwidth. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics], 2016, no. 6, pp. 3–6. (In Russian)

15. Kulikov E. I., Trifonov A. P. *Otsenka parametrov signalov na fone pomekh* [Signal Parameter Estimation on Noised Environment]. Moscow, Soviet Radio publ., 1978, 296 p. (In Russian)

Received December, 29, 2017

Ivan V. Gogolev – Master's Degree in Infocommunication Systems (2014), postgraduate student of Department of Radio Electronic Equipment of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Engineer (2012) in Research and Development Laboratory of JSC «SRI "Vector"» (Saint Petersburg). The author of 14 scientific publications. Area of expertise: passive location, statistical radio engineering.

E-mail: ivgogolev@inbox.ru

Gennady Yu. Yashin – Ph.D. in Physics and Mathematics (1980), senior specialist in research institute JSC «SRI "Vector"» (Saint Petersburg). The author of more than 60 scientific publications. Area of expertise: passive location; statistical radiotechnics.

E-mail yashin.gamma@yandex.ru

УДК 621.391

В. П. Климентьев, А. Б. Сергиенко
 Санкт-Петербургский государственный электротехнический
 университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
 ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, Россия, 197376

Оптимизация итерационных алгоритмов оценки состояния канала связи в системе множественного доступа с разреженным кодированием¹

Аннотация. Проведена оптимизация итерационных алгоритмов оценки состояния канала в системе множественного доступа с разреженным кодированием, направленная на снижение вычислительных затрат приемника. Установлено, что при отношении "сигнал/шум" (ОСШ), меньшем 10 дБ, достаточно одной итерации алгоритма, а увеличение числа итераций не приводит к росту спектральной эффективности (СЭ). Моделирование продемонстрировало возможность обоснованного выбора общего числа итераций декодера и их распределения между различными этапами оценки канала. Для некодированной системы предложена последовательная итерационная переоценка канала, а также способы уменьшения вычислительных затрат при ее выполнении. В кодированной системе при малом ОСШ обеспечиваемые данным алгоритмом параметры СЭ практически не отличаются от параметров метода, в котором для оценки используются только пилот-сигналы. Даны рекомендации по размещению символов данных и пилот-сигналов в блоках ресурсов, позволяющие увеличить СЭ системы.

Ключевые слова: система мобильной связи, неортогональный множественный доступ, множественный доступ с разреженным кодированием, итерационная оценка канала, блок ресурсов

Для цитирования: Климентьев В. П., Сергиенко А. Б. Оптимизация итерационных алгоритмов оценки состояния канала связи в системе множественного доступа с разреженным кодированием // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 3. С. 23–34.

V. P. Klimentyev, A. B. Sergienko
 Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
 5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

Optimization of Iterative Channel State Estimation Algorithms in SCMA System

Abstract. Optimization of iterative algorithms for channel state estimation in a sparse coding multiple-access system (SCMA) is performed to reduce computational costs of the receiver. It is shown that when a signal-to-noise ratio (SNR) does not exceed 10 dB, one iteration of the algorithm is sufficient, and an increase in the number of iterations does not lead to an increase in spectral efficiency. Simulation demonstrates a possibility of a reasonable choice of the total number of decoder iterations and their distribution between different stages of the channel estimation. For an uncoded system, iterative re-estimation of the channel is proposed, as well as ways to reduce computational costs during its calculation. In the coded system, at a low SNR the achieved spectral efficiency values are approximately similar to those with pilot-only channel estimation. The article provides recommendations for the placement of data symbols and pilot signals in re-source blocks to increase the system spectral efficiency.

Key words: mobile communications, non-orthogonal multiple access, sparse code multiple access, iterative channel estimation, resource block

For citation: Klimentyev V. P., Sergienko A. B. Optimization of Iterative Channel State Estimation Algorithms in SCMA System. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 3, pp. 23–34. (In Russian)

Введение. В декабре 2017 г. организацией 3GPP была одобрена спецификация (Release 15) [1] радиointерфейса стандартов мобильной связи пятого поколения (5G) Non-Standalone, совместимого с техно-

логиями Long-Term Evolution (LTE). В июне 2018 г. планируется принятие спецификации Standalone, не зависимой от предыдущих телекоммуникационных стандартов. Основными требованиями к новым

¹ Публикация выполнена в рамках государственной работы "Проведение научно-исследовательских работ" (код проекта 8.7130.2017/8.9) базовой части государственного задания Минобрнауки России.

стандартам являются повышение спектральной эффективности (СЭ), увеличение скорости передачи данных, уменьшение задержек, а также обеспечение режима работы с огромным числом одновременно находящихся в сети пользователей [2].

Схемы неортогонального множественного доступа (НМД) по сравнению с классическими системами ортогонального разделения частотно-временных ресурсов (временное, частотное и кодовое) позволяют увеличить число пользователей, одновременно использующих выделенный ресурс. В настоящее время активно обсуждаются вопросы, связанные с выбором и включением тех или иных схем НМД в стандарты 5G.

В схемах НМД отношение числа пользователей J к числу занимаемых ортогональных ресурсов K называется коэффициентом перенасыщения $\lambda = J/K$. Системы НМД можно разделить на две группы: к первой относятся системы, основанные на разделении мощности между пользователями (примером является NOMA [3]), ко второй – системы, использующие кодовое разделение. Система множественного доступа с разреженным кодированием (МДРК) (Sparse Code Multiple Access – SCMA) [4] относится к системам второго типа. В МДРК используется объединение модуляции и расширения спектра с применением разреженных (содержащих нулевые элементы) кодовых слов. Стоит отметить, что к МДРК можно отнести не только непосредственно SCMA, но и две другие схожие схемы – Low-Density Signature (LDS) [5] и Pattern Division Multiple Access (PDMA) [6]. Первая является частным случаем SCMA, поскольку в ней применяется квадратурная модуляция и расширение спектра посредством умножения на разреженные сигнатуры. Вторая является обобщением SCMA, при котором разные пользователи могут использовать разное число ортогональных ресурсов, что позволяет более гибко управлять соотношением между спектральной эффективностью и помехоустойчивостью. В настоящей статье под МДРК подразумевается исключительно схема SCMA, поскольку в ней все пользователи находятся в равных условиях, в том числе для возможного использования эффекта разнесения.

Для когерентного приема сигналов необходима оценка состояния канала, без которой демодуляция принятого сигнала невозможна. Традиционным методом оценки состояния канала является оценка по пилот-сигналам. Однако при малом их количестве и/или низком отношении "сигнал/шум" (ОСШ) качество полученной оценки оказывает-

ся недостаточным. В настоящей статье для оценки состояния канала сначала применяются пилот-сигналы, а затем для ее уточнения – итерационный алгоритм с обратной связью по решению. В статье проведена оптимизация итерационных алгоритмов оценки состояния канала с целью уменьшения вычислительной сложности приема сигналов МДРК. Оптимальное распределение числа итераций приемника МДРК между фазами оценки канала и финального декодирования позволяет сократить их общее число, а применение последовательного уточнения состояния канала позволяет к тому же уменьшить вычислительные затраты на решение систем уравнений в методе наименьших квадратов (МНК). Наряду с этим даются рекомендации по расположению символов МДРК и пилот-символов на частотно-временной плоскости, позволяющие увеличить общую СЭ системы. Рассмотрены две схемы расположения символов МДРК в блоках ресурсов (БР): схема без разнесения, в которой все символы кодового слова расположены в пределах одного БР, и схема с разнесением, в которой символы кодового слова расположены в различных БР. Исследование выполнено для систем МДРК, работающих в восходящем канале с неселективными рэлеевскими замираниями. В зависимости от наличия или отсутствия помехоустойчивого кодирования анализируемые системы МДРК будут называться кодированными или некодированными соответственно.

Формирование и прием сигнала МДРК. Кодирование в системе МДРК происходит преобразованием m бит в K -мерное комплексное кодовое слово из кодовой книги размера $M = 2^m$ [4]. K -мерные кодовые слова содержат $N < K$ ненулевых элементов (отношение N/K называется коэффициентом разреженности). Пользователю с номером j назначается одна из J кодовых книг. Таким образом, J пользователей могут одновременно передавать информацию, используя K ортогональных ресурсов. Такими ресурсами могут являться, например, поднесущие системы множественного доступа с ортогональным частотным разделением каналов (Orthogonal Frequency-Division Multiple Access, OFDMA).

После прохождения рэлеевского канала с неселективными блоковыми замираниями сигнал определяется следующим выражением:

$$\mathbf{y} = \mathbf{s} + \mathbf{n} = \sum_{j=1}^J \text{diag}(\mathbf{h}_j) \mathbf{x}_j + \mathbf{n}, \quad (1)$$

где \mathbf{s} – полезный сигнал МДРК; \mathbf{n} – отсчеты дискретного комплексного белого гауссовского шума с нулевым средним и дисперсией σ_n^2 ; $\text{diag}(\cdot)$ – оператор, формирующий квадратную матрицу с набором элементов на главной диагонали, заданным аргументом; $\mathbf{h}_j = (h_{1j}, \dots, h_{Kj})^T$ – вектор канальных коэффициентов j -го пользователя, имеющих комплексное нормальное распределение с дисперсией $\sigma_h^2 = 1$ (в рассматриваемом восходящем канале коэффициенты разных пользователей различны): $\mathbf{x}_j = (x_{1j}, \dots, x_{Kj})^T$ – кодовое слово j -го пользователя; "Т" – символ транспонирования. В процессе моделирования полагается, что составляющие полезного сигнала обладают единичной средней мощностью: $\sigma_s^2 = 1$.

Декодировать сигналы МДРК, как и любые другие сигналы, можно, используя алгоритм максимального правдоподобия. Указанный алгоритм оптимален по критерию минимизации вероятности перепутывания принятых сигналов (последовательностей), состоящих из K символов, однако он обладает большой вычислительной сложностью, пропорциональной $O(M^J)$. Благодаря разреженности кодовых слов возможно декодирование сигнала МДРК при помощи субоптимального итерационного алгоритма обмена сообщениями (Message Passing Algorithm – МРА) [5]. Его вычислительная сложность возрастает полиномиально с увеличением числа кодовых слов в кодовой книге и экспоненциально (но с меньшим показателем, чем для алгоритма максимума правдоподобия) при увеличении числа пользователей. Таким образом, сложность декодирования одной итерации пропорциональна $O(KM^d)$, где $d = NJ/K$ – число пользователей, совместно использующих один ортогональный ресурс.

Модели канала и системы. В настоящей статье рассмотрен восходящий канал с неселективными блоковыми замираниями. Это соответствует предположению, что время и полоса когерентности канала больше или равны соответствующим размерам БР [7], которые, в соответствии с одним из возможных значений из стандарта 5G [1], составляют $N_{sc} = 12$ поднесущих по частоте и $N_{\text{symb}} = 7$ символов ортогонального частотного мультиплексирования по времени. В [8] при оценке канала в системе МДРК предпо-

лагается, что канал постоянен в пределах определенного частотно-временного ресурса. В исследуемой модели комплексный вектор коэффициентов передачи канала постоянен в пределах одного БР и независимо меняется от блока к блоку.

Из $R = N_{sc}N_{\text{symb}} = 84$ частотно-временных элементов блока ресурсов L заняты пилот-символами, а на $R - L$ передаются данные ($Q = (R - L)/K$ кодовых слов МДРК). При используемой блоковой модели замираний конкретный способ размещения пилот-символов в блоке ресурсов не имеет значения.

Возможны 2 способа расположения символов МДРК в блоках ресурсов: без разнесения и с разнесением.

Схема без разнесения. Согласно этому способу все символы кодового слова находятся в одном БР, что представляется наиболее очевидным. На рис. 1, а изображен БР: МДРК – кодовое слово из $K = 4$ символов, $N = 2$ из которых ненулевые; П – пилот-символы, $L = 12$. В случае расположения всех символов кодового слова в одном БР N канальных коэффициентов одинаковы для каждого пользователя: $h_{1j} = h_{2j} = \dots = h_{Kj} = h_j$. Таким образом, в каждом БР необходимо оценивать J различных коэффициентов передачи (по одному коэффициенту h_j для каждого пользователя).

Для ортогональных пилот-сигналов должны выполняться условия: $L \geq J$; $Q \in \mathbb{N}$, где \mathbb{N} – множество натуральных чисел.

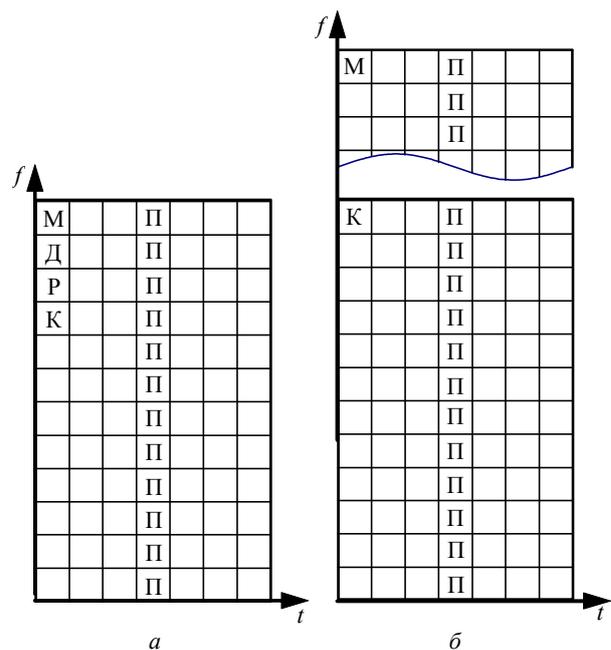


Рис. 1

При увеличении числа пользователей растет доля пилот-символов в общем числе элементов блока ресурсов. Так, для системы МДРК из [9], использующей $K = 8$ ортогональных ресурсов, требуется $L \geq J = 24$ пилот-символов в одном БР, а с учетом того, что Q должно быть целым, минимальное значение $L_{\min} = 28$. В данном случае номинальная СЭ системы уменьшается на $L/R = 1/3$.

Существует возможность сократить число пилот-символов, необходимых для оценки канала. Для этого следует использовать иную схему размещения символов данных и пилот-сигналов на частотно-временной плоскости.

Схема с разнесением. В этом случае символы каждого кодового слова МДРК распределены по K БР, т. е. различные символы кодового слова размещены в разных БР (рис. 1, б). В данной ситуации для каждого пользователя имеется N различных коэффициентов передачи канала. При этом вследствие разреженности кодовых слов МДРК каждый БР содержит кодовые слова только от некоторых пользователей.

Поскольку предполагается, что структура разреженности регулярна, это число пользователей для всех БР одинаково и равно d . Таким образом, в одном БР требуется оценить только d канальных коэффициентов. В результате минимально необходимое число пилот-символов для системы с разнесением по сравнению с системой без разнесения оказывается в $\gamma = L_{\min}/d$ раз меньше.

В некодированной системе вероятность битовой ошибки при большом ОСШ убывает обратно пропорционально его N -й степени, т. е. наблюдается эффект разнесения.

Принимая во внимание блоковую модель замираний, выражение (1) для одного БР можно записать как $\mathbf{y}_{БР} = D\mathbf{h}_{БР} + \mathbf{n}$, где $\mathbf{y}_{БР}$ – вектор из $(R-L)$ символов сигнала МДРК; D – матрица кодовых слов с размерами $(R-L) \times J$ для канала без разнесения и $(R-L) \times d$ для канала с разнесением; $\mathbf{h}_{БР}$ – вектор канальных коэффициентов из J или d элементов.

Выбор мощности пилот-сигналов. Для оценки состояния канала использовались ортогональные пилот-сигналы – последовательности Чу [10], определяемые выражением

$$p_l = \sqrt{\sigma_p^2} \exp(i\pi l^2/L), \quad l = \overline{0, L-1},$$

где σ_p^2 – мощность пилот-сигнала.

Необходимый набор из V пилот-сигналов получается циклическими сдвигами исходной последовательности. Вектор отсчетов v -го пилот-сигнала имеет вид $\mathbf{p}_v = (p_v, \dots, p_L, p_1, \dots, p_{v-1})^T$. Эти векторы объединяются в матрицу $P = [\mathbf{p}_1 \ \mathbf{p}_2 \ \dots \ \mathbf{p}_V]$. Число сигналов в наборе V равно J для системы без разнесения и d для системы с разнесением. Благодаря свойствам последовательностей Чу все пилот-сигналы \mathbf{p}_v ортогональны.

Полученные последовательности являются частным случаем последовательностей Задова–Чу, используемых в стандарте [1].

Для неортогональных систем возможны различные определения ОСШ по мощности: ОСШ, относящееся к одному пользователю; суммарное ОСШ на приемной стороне и т. д. В [11] представлено 16 различных вариантов определения ОСШ. В настоящей статье использовалось последнее определение ОСШ: $\text{SNR} = \sigma_s^2 / \sigma_n^2$.

Поскольку сигналы МДРК являются неортогональными, а пилот-сигналы ортогональны, мощность пилот-сигналов может выбираться по-разному.

Одинаковая мощность пилот-символов и символов с данными. В этом случае

$$\text{SNR}_d = \text{SNR}_p = \text{SNR} = \sigma_s^2 / \sigma_n^2.$$

Мощность пилот-сигнала σ_p^2 и символов с данными σ_d^2 для любого пользователя, полная мощность пилот-сигнала $\sigma_{p\Sigma}^2$ и данных $\sigma_{d\Sigma}^2$ и энергия пилот-сигналов E_p на приемной стороне определяются следующим образом:

- для системы без разнесения:

$$\sigma_p^2 = \sigma_s^2/J; \quad \sigma_{p\Sigma}^2 = J\sigma_s^2/J = \sigma_s^2; \quad E_p = L\sigma_p^2 = L\sigma_s^2/J;$$

- для системы с разнесением:

$$\sigma_p^2 = \sigma_s^2/d; \quad \sigma_{p\Sigma}^2 = d\sigma_s^2/d = \sigma_s^2; \quad E_p = L\sigma_p^2 = L\sigma_s^2/d;$$

- для обеих систем:

$$\sigma_d^2 = \sigma_s^2/d; \quad \sigma_{d\Sigma}^2 = d\sigma_s^2/d = \sigma_s^2.$$

Длина пилот-сигнала L является переменной. Изменяя ее, можно управлять энергией пилот-сигналов. Параметры J и d связаны друг с другом, таким образом при фиксированном значении L энергия пилот-сигналов в системе с разнесением будет в J/d раз больше.

Для ортогональных пилот-сигналов дисперсия оценки канальных коэффициентов в системе без разнесения определяется границей Крамера–Рао:

$$\sigma_{\hat{h}_{kj}}^2 = \frac{1}{L\sigma_p^2/\sigma_n^2} = \frac{1}{L\sigma_s^2/(\sigma_n^2/J)} = \frac{J}{L \cdot \text{SNR}}.$$

Для системы с разнесением граница Крамера–Рао определяется как $\sigma_{\hat{h}_{kj}}^2 = \frac{d}{L \cdot \text{SNR}}$.

Одинаковая энергия пилот-сигналов для систем с разнесением и без разнесения. В этом случае энергия пилот-сигналов для обеих систем определяется как $E_p = L\sigma_p^2$, а мощность сигнала – как $\sigma_d^2 = \sigma_s^2/d$. Таким образом, параметрами системы являются L и σ_p^2 . В этом случае энергия пилот-сигнала зависит от двух параметров, что дает возможность более гибкого управления ею и, следовательно, качеством оценки канала.

Для ортогональных пилот-сигналов дисперсия ошибки оценки канала определяется границей Крамера–Рао $\sigma_{\hat{h}_{kj}}^2 = 1/\left[LP_p/\sigma_n^2\right]$ как при наличии, так и в отсутствие разнесения.

При моделировании, результаты которого представлены далее, рассматривались все перечисленные ранее варианты.

Итерационный алгоритм с обратной связью по решению. В этом разделе представлен алгоритм оценки состояния канала в кодированной системе МДРК. Оценка канала, полученная по пилот-сигналам, итерационно уточняется при ее переоценке с использованием декодированных символов данных. Использование в петле обратной связи результатов декодирования помехоустойчивого кода позволяет дополнительно повысить качество оценки состояния канала.

Оценка канала, основанная на пилот-сигналах, осуществляется следующим образом. В общем случае оценка вектора коэффициентов в одном БР основана на МНК:

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{БР}} = (P^H P)^{-1} P^H \mathbf{y}_p, \quad (2)$$

где $\mathbf{y}_p = P\mathbf{h}_{\text{БР}} + \mathbf{n}$ – вектор размера L , содержащий символы принятых пилот-сигналов; "н" – символ эрмитова сопряжения.

Следует отметить, что при использовании ортогональных пилот-сигналов вместо решения системы (2) может вычисляться корреляция, по-

скольку в этом случае матрица $P^H P$ становится диагональной, а выражение для оценки принимает вид: $\hat{\mathbf{h}}_{\text{БР}} = P^H \mathbf{y}_p / L$. Таким образом, возможно избавиться от вычисления обратных матриц.

Для канала с разнесением необходимо решить K таких систем. В системе без разнесения вектор $\hat{\mathbf{h}}_{\text{БР}}$ содержит J элементов, а для системы с разнесением – d элементов.

Алгоритм итерационной оценки состояния канала с декодированием МДРК и турбокода (далее – алгоритм 1) представлен на рис. 2.

В этом алгоритме первоначально канал оценивается только по пилот-символам (рис. 2, 0) с получением оценки $\hat{\mathbf{h}}_{\text{БР}}$ по (2). Далее сигнал МДРК декодируется МРА (рис. 2, 1), затем декодируется принятый блок (рис. 2, 2) и восстанавливаются символы (рис. 2, 3).

Переоценка канала с учетом полученных символов для одного БР на этапе 4 алгоритма 1 определяется как

$$\hat{\mathbf{h}}_{\text{БР}} = (P^H P + \hat{D}^H \hat{D})^{-1} [P^H \hat{D}^H] \begin{bmatrix} \mathbf{y}_p \\ \mathbf{y}_{\text{БР}} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где \hat{D} – матрица восстановленных кодовых слов МДРК после демодуляции и декодирования турбокода (использовались только информационные биты) с размерами $(RL) \times J$ для канала без разнесения и с размерами $(RL) \times d$ для канала с разнесением. Следует заметить, что в канале без разнесения матрица \hat{D} содержит целые кодовые слова МДРК, а в случае разнесения – лишь их отдельные элементы.

На заключительном этапе (рис. 2, 5) выполняется декодирование МДРК с учетом проведенной переоценки канала.

Для улучшения оценки состояния канала после декодирования турбокода (этап 4) могут быть использованы как "жесткие", так и "мягкие" решения относительно информационных и проверочных бит [12], что повышает качество получаемой оценки.

На этапах 1 и 5 возможно различное количество итераций МРА. Зафиксировав общее число итераций для алгоритма 1, можно распределить их между этими этапами. Далее, проанализировав результаты моделирования помехоустойчивости, можно сократить общее число итераций МРА при незначительном увеличении вероятности ошибки.

Этапы 1–4 могут итерационно повторяться для улучшения оценки канала.

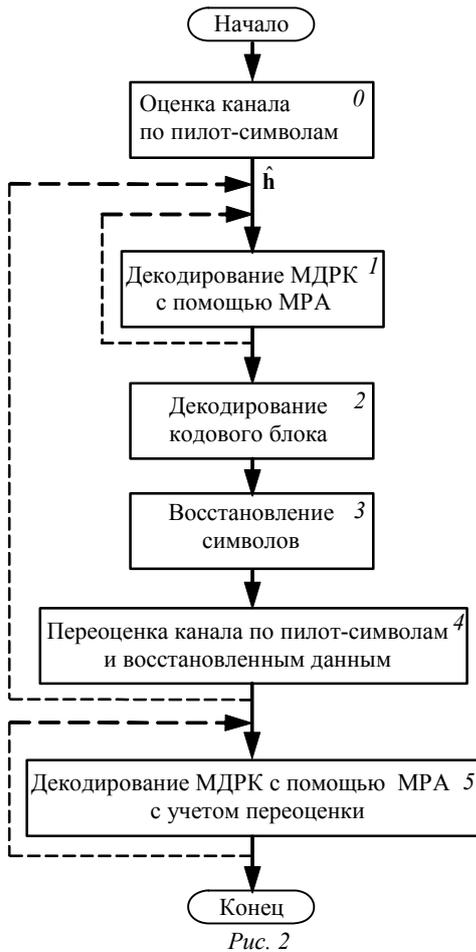


Рис. 2

Последовательная итерационная оценка.

Оценка канала с использованием пилот-сигналов и символов данных требует больших вычислительных затрат на декодирование последних. Сравнение вычислительной сложности алгоритмов приема МДРК [13] и алгоритмов, используемых для оценки состояния канала [14], показывает, что для декодирования всех сигналов МДРК в БР требуется в несколько раз больше вычислительных операций по сравнению с оценкой канала по пилот-сигналам. Таким образом, минимизация количества итераций МРА является актуальной задачей.

Сократить вычислительную сложность в несколько раз можно перейдя к последовательному декодированию принятых символов для использования их при переоценке канала. На рис. 3 показана модификация ранее рассмотренного алгоритма (рис. 2), реализующая описанную последовательную итерационную процедуру. В нем, помимо уменьшения числа итераций МРА, сокращены вычислительные затраты непосредственно на переоценку канала.

В алгоритме 2 на каждой итерации декодируется очередной q -й сигнал ($q = \overline{1, Q}$) (рис. 3, 2) и

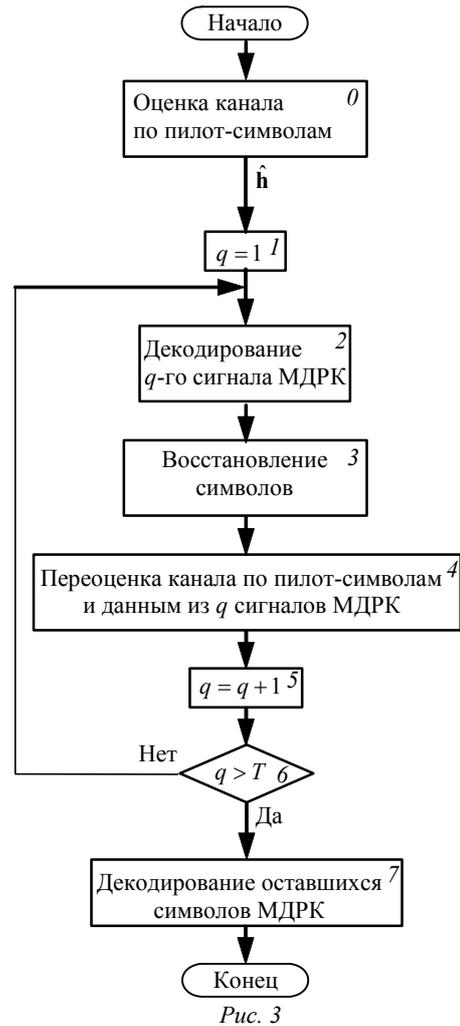


Рис. 3

осуществляется переоценка канала с учетом пилот-сигналов и символов, восстановленных из этого сигнала (рис. 3, 3, 4). При этом матрица \hat{D} восстановленных кодовых слов (3) имеет размеры $qK \times J$, а вектор-столбец принятых символов данных y_d – размер qK .

По достижении предустановленного количества сигналов $T \leq Q$, используемых для оценки канала (рис. 3, 6), производится декодирование оставшихся $(Q - T)$ сигналов МДРК в БР (рис. 3, 7).

Вычисление переоценки канала (3) можно свести к рекурсивному методу наименьших квадратов (Recursive Least Squares – RLS). При эффективной организации вычислений блочного алгоритма QRD-RLS с применением преобразования Хаусхолдера требуется $Un^2 + O(Un)$ арифметических операций [14], где U – размер блока, а n – число вещественных переменных. В решаемой задаче, перейдя от комплексных величин к вещественным, получим $n = 2J$ для системы без разнесения и $n = 2d$ в системе с разнесением. В послед-

ней системе вычислительные затраты на переоценку канала уменьшаются в $(K/N)^2$ раз, поскольку необходимо оценивать d различных коэффициентов в БР, а не J , как в системе без разнесения.

Несколько увеличив алгоритмическую сложность, можно добиться подобного эффекта и в системе без разнесения. Ввиду разреженности кодовых слов МДРК матрица D содержит только часть ненулевых элементов, пропорциональную коэффициенту разреженности. Позиции нулевых элементов известны заранее, поэтому можно организовать вычисления таким образом, чтобы их игнорировать. В QRD-RLS-алгоритме типичный размер блока U равен $2K$ в системе без разнесения и 2 в системе с разнесением. Указанные значения могут изменяться при оптимизации алгоритма. Таким образом, для всего БР из R комплексных элементов вычислительные затраты составляют $2Rn^2 + O(2Rn)$ арифметических операций. Для уменьшения вычислительных затрат введен порог T , сокращающий количество решаемых систем уравнений при незначительном ухудшении помехоустойчивости.

При использовании алгоритма 2 каждый сигнал МДРК, состоящий из K символов, декодируется один раз, тогда как в алгоритме 1 применялось повторное декодирование всех Q сигналов МДРК в БР после переоценки канала, осуществляемой с использованием всех Q сигналов. При отказе от повторного декодирования вычислительные затраты, требуемые для декодирования сигналов МДРК, уменьшаются в 2 раза. По этой причине в алгоритме 2 при переоценке канала не используется турбокод – его применение требовало бы декодирования всех Q сигналов МДРК в блоке после их оценки по пилот-сигналам.

В некодированной системе применение алгоритма 2 позволяет уменьшить задержку при обработке (latency), поскольку решения на выходе МРА появляются по мере поступления сигналов МДРК на вход приемника.

Результаты моделирования. Компьютерное моделирование проведено для некодированной и кодированной систем МДРК как с разнесением, так и без него. Предполагалось, что все J пользователей постоянно передают информацию (необходимость обнаружения активных пользователей отсутствует), а временная синхронизация выполнена идеально.

При моделировании использовались кодовые книги МДРК из [15] со следующими параметрами: $J = 6$, $K = 4$, $M = 4$. В качестве помехоустойчиво-

го кода использовался турбокод скорости $1/3$ стандарта LTE [16] с длиной кодового блока $B = 1024$ бит. Точная скорость кода $r = B/(3B + t)$, где $t = 12$ – число "хвостовых" бит. Поток данных от каждого пользователя кодировался турбокодом, а затем формировался сигнал МДРК. Переключатель переставлял элементы кодированного блока случайным образом. Размер блока перемежения был равен длине выходного блока турбокода.

Для приема МДРК использовался алгоритм Log-MRA с пятью итерациями (если не указано иное), а для декодирования турбокода – алгоритм Log-MAP с четырьмя итерациями. Критерий остановки процесса моделирования некодированной системы – достижение 500 ошибок или 10^7 обработанных бит (для каждого пользователя). Для кодированной системы – 100 блоковых ошибок или 10^4 обработанных блоков кода (для каждого пользователя).

В некодированной системе измерялась вероятность битовых ошибок. В кодированной системе анализировалась СЭ системы:

$$S_{\text{эф}} = (1 - ER_{\text{бл}})S,$$

где $ER_{\text{бл}}$ – вероятность блоковых ошибок в кодированной системе; S – номинальная СЭ с учетом пилот-сигналов и избыточности помехоустойчивого кодирования.

В системе без ошибок передачи $S = B/R_{\text{эл}}$, где B – число информационных бит в кодовом блоке; $R_{\text{эл}}$ – число элементов с данными и пилот-символами, требуемое для передачи одного кодового блока.

В настоящей статье СЭ определялась без учета "краевых эффектов", т. е. полагалось, что блоки передаются, образуя непрерывный поток, а пустые ресурсы в последних БР не учитывались. В этом случае номинальная СЭ системы определяется следующим образом:

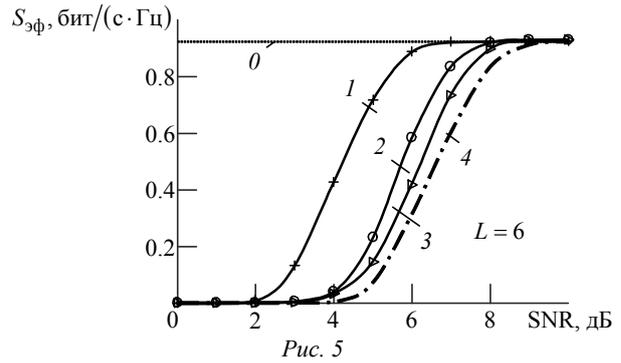
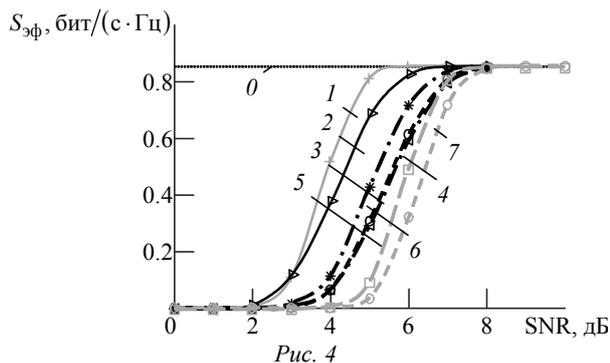
$$S = \frac{J}{K} \log_2(M) r \frac{R-L}{R}. \quad (4)$$

В компьютерном эксперименте, результаты которого представлены в настоящей статье, для улучшения оценки состояния канала после декодирования турбокода используются только "жесткие" решения об информационных битах кодового слова. Для дальнейшего улучшения оценки канала могут быть использованы логарифмические отношения правдоподобия как информационных, так и проверочных бит [13].

Моделирование алгоритма 1. На рис. 4 приведены зависимости СЭ от ОСШ для одной итерации алгоритма (этапы 1–4 выполнялись однократно) в системах с разнесением и без него при $L=12$ и равной мощности символов данных и пилот-символов. Кривая 1 показывает СЭ при полностью известном состоянии канала в системе без разнесения; кривая 2 – при этом же условии в системе с разнесением. Кривая 3 представляет СЭ алгоритма 1 в системе с разнесением; кривая 4 – СЭ этого алгоритма без использования турбокода в системе без разнесения; кривая 5 – в этих же условиях в системе с разнесением. Кривая 6 показывает оценку СЭ по пилот-сигналам в системе с разнесением; кривая 7 – аналогичную оценку в системе без разнесения. Горизонтальная линия 0 соответствует номинальной СЭ $S = 0.8538$ бит/(с·Гц), определенной по (4).

Анализируя кривые на рис. 4, следует отметить, что общая энергия пилот-сигналов для системы с разнесением в $J/d=2$ раза больше, и поэтому данная система имеет лучшие характеристики. Однако при полностью известном состоянии канала система без разнесения обеспечивает большую СЭ по двум причинам. Во-первых, в канале без разнесения на кодовый блок приходится больше различных канальных коэффициентов, чем в канале с разнесением: при отсутствии разнесения один и тот же канальный коэффициент применяется к $(R-L)/K$ кодовым словам МДРК, при наличии разнесения это число возрастает до $R-L$. Это увеличение приводит к более эффективному усреднению состояния канала по кодовому блоку.

Во-вторых, "мягкий" выход декодера МРА лучше для каналов с одинаковыми коэффициентами передачи всех символов кодового слова. Анализ логарифмических отношений правдоподобия показал, что в данном случае их распределение обладает несколько большим математическим



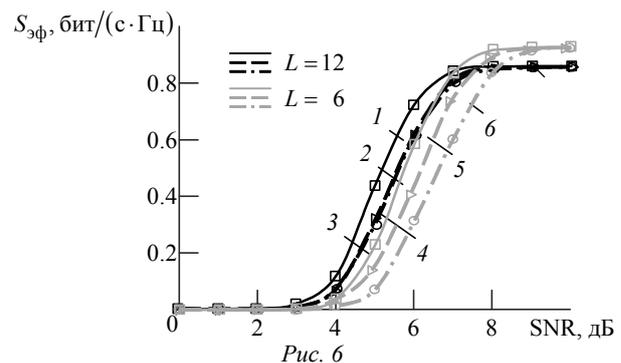
ожиданием и значениями квантилей, превышающими 0.75 даже при одной итерации декодера.

Включение турбокода в петлю оценки (система с разнесением) улучшает характеристики системы на 0.3...0.5 дБ.

На рис. 5 представлены кривые СЭ для системы с разнесением при $L=6$. Зависимость 1 построена для полностью известного состояния канала; кривая 2 показывает результат работы алгоритма 1; кривая 3 – результат применения алгоритма 1 без использования турбокода; кривая 4 – СЭ оценки только по пилот-сигналам. Горизонтальная линия 0 соответствует номинальной СЭ $S = 0.925$ бит/(с·Гц), рассчитанной по (4). Полная энергия пилот-сигналов в этом случае такая же, как в системе без разнесения на рис. 4. Увеличение номинальной СЭ на 0.0712 бит/(с·Гц) вызвано двукратным уменьшением длины пилот-сигналов $L=12$ до $L=6$.

Зависимости СЭ от ОСШ для кодированной системы с разнесением представлены на рис. 6. Кривые 1–3 получены при $L=12$, 4–6 – при $L=6$. Кривые 1, 4 построены по результатам действия алгоритма 1, 2, 5 – при применении этого алгоритма без использования турбокода, 3, 6 – при оценке только по пилот-сигналам.

Из представленных графиков следует, что при $SNR > 7$ дБ система с $L=6$ имеет более высокую СЭ при использовании для оценки канала алгоритма 1. Дальнейшее уменьшение длины пи-



лот-сигналов приведет к большему увеличению СЭ. Для этой системы минимально возможная длина $L_{\min} = d = 3$. Увеличивая мощность пилот-сигналов P_p , можно получить хорошее качество оценки канала даже при столь коротких длинах последовательностей.

Эти графики также показывают, что выигрыш от использования алгоритма 1 более значителен при малой энергии пилот-сигналов. Следовательно, данный алгоритм целесообразно использовать, если увеличение мощности или длины пилот-сигналов невозможно.

Влияние на СЭ распределения итераций между этапами 1 и 5 алгоритма 1 (см. рис. 2) изучено в эксперименте, результаты которого показаны на рис. 7. При фиксированном общем количестве итераций, равном 10, определены зависимости СЭ от ОСШ при следующем количестве итераций на этапе 1 N_{i11} и этапе 5 N_{i15} :

- кривая 1 – $N_{i11} = 2$; $N_{i15} = 8$;
- кривая 2 – $N_{i11} = 8$; $N_{i15} = 2$;
- кривая 3 – $N_{i11} = 1$; $N_{i15} = 9$;
- кривая 4 – $N_{i11} = 9$; $N_{i15} = 1$.

Для сравнения на этом же рисунке представлена зависимость с уменьшенным суммарным числом итераций $N_{i11} = 1$; $N_{i15} = 4$ (кривая 5).

Турбокод при переоценке канала не использовался.

Из представленных результатов можно сделать вывод, что в исследуемом диапазоне ОСШ (до 10 дБ) для первого декодирования (этап 1) достаточно одной итерации Log-MPA. Остальные итерации должны быть использованы для окончательной процедуры декодирования МДРК (этап 5). При этом одной итерации недостаточно, но если их число больше четырех, результаты практически не улучшаются. Таким образом, назначение четырех итераций для алгоритма 1 является разумным компромиссом между сложностью декодирования и качеством оценки.

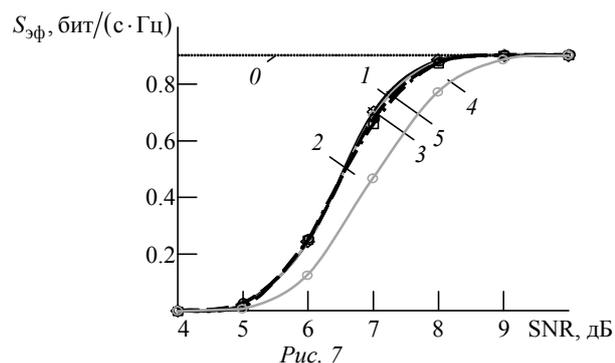


Рис. 7

Моделирование алгоритма 1 (без использования турбокода при переоценке канала) с выполнением двух и трех итераций для пилот-сигналов длины $L = 12$ показало, что в этом случае выигрыш по сравнению с одной итерацией отсутствует. При указанных условиях для всего БР в (3) решается система из 84 линейных уравнений, что обеспечивает приемлемые результаты даже при одной итерации алгоритма.

Моделирование алгоритма 2. На рис. 8 представлены зависимости вероятности битовой ошибки от ОСШ для различных методов оценки канала при $L = 12$ ($Q = 18$) в некодированной системе без разноснения. Кривая 1 показывает результаты, полученные алгоритмом 1, исключая действия, относящиеся к помехоустойчивому кодированию; кривые 2–5 отражают результаты работы алгоритма 2: 2 – при использовании в итерационной процедуре всех $Q = 18$ сигналов; 3 – при установке порога (см. рис. 3, б) числа привлекаемых в итерационную процедуру сигналов T равным 5 ($T = 5$); кривая 4 – при $T = 3$; кривая 5 – при $T = 1$. Кривая 6 получена при оценке канала только по пилот-сигналам, кривая 7 – при полностью известном состоянии канала.

Сравнительная оценка алгоритмов показала, что итерационная процедура оценки при использовании всего блока сигналов проигрывает алгоритму 1 около 0.25 дБ при $SNR > 15$ дБ. Однако проводить итерационную переоценку по всем сигналам МДРК невыгодно из-за больших вычислительных затрат, требуемых на решение систем линейных уравнений. При $T = 5$ выигрыш по сравнению с переоценкой, использующей все сигналы в БР, составляет около 0.25 дБ. Вычислительные затраты при этом уменьшаются в $R/(TK + L)$ раз. При снижении порога до $T = 1$ возникают дополнительные потери, составляющие примерно 0.5 дБ. Выигрыш при переоценке канала с использованием пяти сигналов МДРК по сравнению с оценкой только по пилот-сигналам составляет порядка 0.75 дБ.

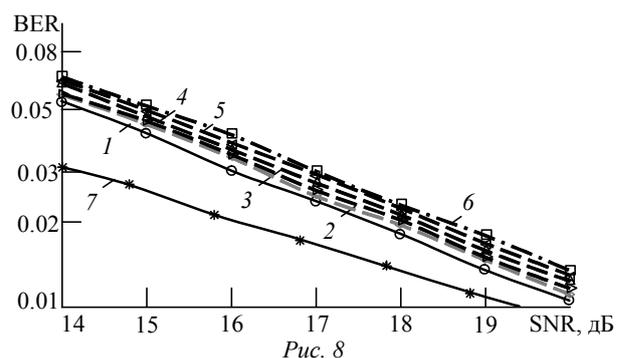


Рис. 8

В системе с $L = 8$ ($Q = 19$) поведение кривых аналогично, однако все они смещены в сторону больших ОСШ, поэтому соответствующий график не приведен.

В заключение проведено сравнительное моделирование алгоритмов 1 и 2 в кодированной системе без разнесения при $L = 12$ (рис. 9). Кривая 1 отражает СЭ алгоритма 1 без использования турбокода; кривая 2 получена алгоритмом 2 при привлечении в итерационную процедуру всех сигналов МДРК; кривая 3 получена этим же алгоритмом при установке порога $T = 5$; кривая 4 показывает СЭ при оценке канала только по пилот-сигналам.

Из сравнительного анализа зависимостей на рис. 9 следует, что алгоритм 2 проигрывает алгоритму 1 0.1...0.2 дБ, при этом СЭ системы практически соответствует оценке канала только по пилот-сигналам. Таким образом, можно сделать вывод, что в кодированной системе использовать алгоритм 2 не имеет смысла.

Заключение. В настоящей статье исследована оптимизация итерационных методов оценки состояния восходящего канала системы МДРК. Для кодированной системы применялся алгоритм итерационной оценки с использованием символов данных. При моделировании кодированной системы измерялась вероятность блоковых ошибок, которая затем пересчитывалась в СЭ системы. Установлено, что для обеспечения его сходимости достаточно одной итерации алгоритма.

Проведена оптимизация суммарного числа итераций МРА-алгоритма, который используется как при оценке канала, так и при финальном декодировании принятого сигнала. Моделирование показало, что при небольших значениях ОСШ (до 10 дБ) на этапе оценки канала достаточно одной итерации МРА, а все оставшиеся итерации следует

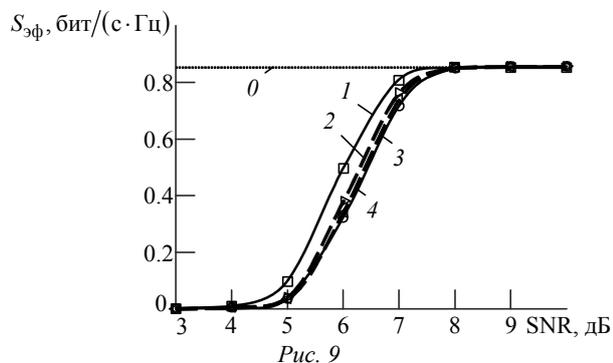


Рис. 9

использовать для финального декодирования. Дополнительно установлено, что в этом случае увеличение числа итераций МРА сверх четырех не дает заметного выигрыша. Начав с пяти итераций МРА для каждого этапа алгоритма (это количество достаточно для его сходимости [17]), в процессе оптимизации удалось сократить их число для первого этапа до одной, а для второго – до четырех.

Вторым исследуемым методом оценки состояния канала являлся метод последовательной итерационной переоценки, при котором для каждого сигнала МДРК используется только однократное декодирование с применением алгоритма МРА. Таким образом, в данном методе также вдвое сокращаются вычислительные затраты на алгоритм МРА. Кроме того, возможно дополнительное уменьшение вычислительной сложности за счет использования эффективных методов решения систем уравнений при переоценке состояния канала. Однако его использование оправдано только в некодированной системе МДРК, тогда как в кодированной системе при малом ОСШ обеспечиваемые им значения СЭ практически не отличаются от значений для метода, в котором для оценки используются только пилот-сигналы. Можно сделать вывод, что последовательная итерационная переоценка канала подходит для некодированных систем с малыми вычислительными мощностями и повышенными требованиями к задержке на обработку принятого сигнала.

Кроме того, в статье рассмотрены две схемы расположения символов данных МДРК на частотно-временной плоскости – без разнесения и с разнесением по ортогональным ресурсам. Схема с разнесением позволяет сократить минимальное число пилот-символов, требуемых для оценки состояния канала, в несколько раз, сохраняя СЭ системы. Это особенно актуально для систем с большим коэффициентом перенасыщения $J/K \geq 3$. Для малых ожидаемых ОСШ при одинаковых номинальной СЭ и энергии, отведенной под пилот-сигналы, рекомендуется использовать схему без разнесения для кодированной системы, поскольку в ней обеспечивается лучшая помехоустойчивость. Для больших ОСШ следует применять схему с разнесением, в которой символы кодового слова МДРК образуют независимые ветви приема, а СЭ устремляется к своим предельным значениям.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. 5G; NR; Physical channels and modulation (3GPP TS 38.211 version 15.0.0 Release 15) / ETSI. Sophia Antipolis, France, 2017. 219 p.

2. What Will 5G Be? / J. G. Andrews, S. Buzzi, W. Choi, S. V. Hanly, A. Lozano, A. C. K. Soong, J. C. Zhang // IEEE J. on Selected Areas in Communications. 2014. Vol. 32, № 6. P. 1065–1082.

3. Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends / L. Dai, B. Wang, Y. Yuan, S. Han, C. I. Z. Wang // IEEE Commun. Mag. 2015. Vol. 53, № 9. P. 74–81.
4. Nikopour H., Baligh H. Sparse Code Multiple Access // Proc. IEEE 24th Intern. Symp. On Personal, Indoor and Mobile Radio Comm. (PIMRC 2013), London, 8–9 Sept. 2013. Piscataway: IEEE, 2013. P. 332–336.
5. Hoshyar R., Wathan F. P., Tafazolli R. Novel Low-Density Signature for Synchronous CDMA Systems over AWGN Channel // IEEE Trans. Signal Proc. 2008. Vol. 56, № 4. P. 1616–1626.
6. Successive interference cancelation amenable multiple access (SAMA) for future wireless communications / X. Dai, S. Chen, S. Sun, S. Kang, Y. Wang, Z. Shen, J. Xu // Proc. of the 2014 IEEE Intern. Conf. Communication Systems (ICCS), Macau, 19–21 Nov. 2014. Piscataway: IEEE, 2014. P. 222–226.
7. Pratschner S., Zöchmann E., Rupp M. Low Complexity Estimation of Frequency Selective Channels for the LTE-A Uplink // IEEE Wireless Communications Letters. 2015. Vol. 4, № 4. P. 673–676.
8. Sparse Bayesian learning based user detection and channel estimation for SCMA uplink systems / Y. Wang, S. Zhou, L. Xiao, X. Zhang // Intern. Conf. on Wireless Comm. and Signal Proc. (WCSP'15). Nanjing, 15–17 Oct. 2015. Piscataway: IEEE, 2015. P. 1–5.
9. Wu Y., Zhang S., Chen Y. Iterative multiuser receiver in sparse code multiple access systems // IEEE Intern. Conf. on Comm., London, 8–12 June 2015. Piscataway: IEEE, 2015. P. 2918–2923.
10. Chu D. Polyphase codes with good periodic correlation properties // IEEE Trans. on Information Theory. 1972. Vol. 18, № 4. P. 531–532.
11. Results and Remaining Issues of LLS evaluation on Multiple Access, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #86 R1-167105, Gothenburg, Sweden, 22–26 August 2016. URL: http://www.3gpp.org/ftp/TSG_RAN/WG1_RL1/TSGR1_86/Docs/R1-167105.zip (дата обращения 09.03.2018).
12. US Pat. 2009/0300463 A1. Int. Cl. H03M 13/29, G06F 11/10, H03M 13/05. System and method for determining parity bit soft information at a turbo decoder output / A. Purkovic, B. F. Johnson, S. Jovanovic, S. A. Tretter. Publ. 27.05.2009.
13. On Fixed-point Implementation of Log-MPA for SCMA Signals / J. Liu, G. Wu, S. Li, O. Tirkkonen // IEEE Wireless Communications Letters. 2016. Vol. 99. P. 1–4.
14. Apolinario J. A. QRD-RLS Adaptive Filtering. New York: Springer US, 2009, 356 p.
15. Altera Innovate Asia. Presentation "1st 5G Algorithm Innovation Competition-ENV1.0-SCMA". URL: <http://www.innovateasia.com/5g/images/pdf/1st%205G%20Algorithm%20Innovation%20Competition-ENV1.0%20-%20SCMA.pdf> (дата обращения 09.03.2018).
16. LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding (3GPP TS 36.212 version 10.0.0 Release 10) / ETSI. Sophia Antipolis, France, 2011. 73 p.
17. Enabling Sphere Decoding for SCMA / M. Vameghestahbanati, E. Bedeer, I. Marsland, R. H. Gohary, H. Yanikomeroğlu // IEEE Communications Letters. 2017. Vol. 21, № 12. P. 2750–2753.

Статья поступила в редакцию 19 апреля 2018 г.

Климентьев Вячеслав Петрович – магистр техники и технологий по направлению "Радиотехника" (2013), аспирант кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 18 научных работ. Сфера научных интересов – цифровая связь; цифровая обработка сигналов.
E-mail: vklimentyev@gmail.com.

Сергиенко Александр Борисович – кандидат технических наук (1995), доцент (1998) кафедры теоретических основ радиотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина), член IEEE (1998). Автор 102 научных работ. Сфера научных интересов – обработка сигналов; цифровая связь.
E-mail: sandy@ieee.org

REFERENCES

1. 5G; NR; Physical channels and modulation (3GPP TS 38.211 version 15.0.0 Release 15). ETSI. Sophia Antipolis, France, 2017, 219 p.
2. Andrews J. G., Buzzi S., Choi W., Hanly S. V., Lozano A., Soong A. C. K., Zhang J. C. What Will 5G Be? IEEE J. on Selected Areas in Communications. 2014, vol. 32, no. 6, pp. 1065–1082.
3. Dai L., Wang B., Yuan Y., Han S., Wang C. I., Z. Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends. IEEE Commun. Mag. 2015, vol. 53, no. 9, pp. 74–81.
4. Nikopour H., Baligh H. Sparse Code Multiple Access. Proc. IEEE 24th Intern. Symp. On Personal, Indoor and Mobile Radio Comm. (PIMRC 2013), London, 8–9 Sept. 2013. Piscataway, IEEE, 2013, pp. 332–336.
5. Hoshyar R., Wathan F. P., Tafazolli R. Novel Low-Density Signature for Synchronous CDMA Systems over AWGN Channel. IEEE Trans. Signal Proc. 2008, vol. 56, no. 4, pp. 1616–1626.
6. Dai X., Chen S., Sun S., Kang S., Wang Y., Shen Z., Xu J. Successive interference cancelation amenable multiple access (SAMA) for future wireless communications. Proc. of the 2014 IEEE Intern. Conf. Communication Systems (ICCS), Macau, 19–21 Nov. 2014. Piscataway, IEEE, 2014, pp. 222–226.
7. Pratschner S., Zöchmann E., Rupp M. Low Complexity Estimation of Frequency Selective Channels for the LTE-A Uplink. IEEE Wireless Communications Letters. 2015, vol. 4, no. 4, pp. 673–676.

8. Wang Y., Zhou S., Xiao L, Zhang X. Sparse Bayesian learning based user detection and channel estimation for SCMA uplink systems. Intern. Conf. on Wireless Comm. and Signal Proc. (WCSP'15). Nanjing, 15–17 Oct. 2015. Piscataway, IEEE, 2015, pp. 1–5.
9. Wu Y., Zhang S., Chen Y. Iterative multiuser receiver in sparse code multiple access systems. IEEE Intern. Conf. on Comm., London, 8–12 June 2015. Piscataway, IEEE, 2015, pp. 2918–2923.
10. Chu D. Polyphase codes with good periodic correlation properties. IEEE Trans. on Information Theory. 1972, vol. 18, no. 4, pp. 531–532.
11. Results and Remaining Issues of LLS evaluation on Multiple Access, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #86 R1-167105, Gothenburg, Sweden, 22–26 Aug. 2016. Available at: http://www.3gpp.org/ftp/TSG_RAN/WG1_RL1/TSGR1_86/Docs/R1-167105.zip (accessed: 09.03.2018).
12. Purkovic A., Johnson B. F., Jovanovic S., Tretter S. A. US Pat. 2009/0300463 A1. Int. Cl. H03M 13/29, G06F 11/10, H03M 13/05. System and method for determining parity bit soft information at a turbo decoder output. Publ. 27.05.2009.
13. Liu J, Wu G., Li S., Tirkkonen O. On Fixed-point Implementation of Log-MPA for SCMA Signals. IEEE Wireless Communications Letters. 2016, vol. 99, pp. 1–4.
14. Apolinario J. A. QRD-RLS Adaptive Filtering. New York, Springer US, 2009, 356 p.
15. Altera Innovate Asia. Presentation "1st 5G Algorithm Innovation Competition-ENV1.0-SCMA". Available at: <http://www.innovateasia.com/5g/images/pdf/1st%205G%20Algorithm%20Innovation%20Competition-ENV1.0%20-%20SCMA.pdf> (accessed: 09.03.2018).
16. LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding (3GPP TS 36.212 version 10.0.0 Release 10). ETSI. Sophia Antipolis, France, 2011, 73 p.
17. Vameghestahbanati M., Bedeer E., Marsland I., Gohary R. H., Yanikomeroğlu H. Enabling Sphere Decoding for SCMA. IEEE Communications Letters. 2017, vol. 21, no. 12, pp. 2750–2753.

Received April, 19, 2018

Vyacheslav P. Klimentyev – Master's Degree in radio engineering (2013), postgraduate student of the Department of Theoretical Fundamentals of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 18 scientific publications. Area of expertise: signal processing; digital communications. E-mail: vklimentyev@gmail.com.

Alexander B. Sergienko – PhD in Engineering (1995), Associate Professor (1998), Professor (2018) of the Department of Theoretical Fundamentals of Radio Engineering of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", IEEE member (1998). The author of 102 scientific publications. Area of expertise: signal processing; digital communications. E-mail: sandy@ieee.org

УДК 621.396.96

Данг Куанг Хиеу, Нгуен Суан Чьонг
 Технический университет им. Ле Куй Дона
 236 Хоанг Куок Вьет, Кы Нхуэ, Бак Тю Лиэм, Ханой, Вьетнам

Метод обработки данных в комплексе прибрежных РЛС средней дальности

Аннотация. Представлены основные принципы проектирования и построения интегрированной системы прибрежных РЛС средней дальности для наблюдения за надводной обстановкой в акваториях с интенсивным движением малых судов. Система предоставляет решения для таких целей, как командование и контроль над морскими силами, пограничный мониторинг и контроль, предотвращение незаконной деятельности (пиратства, контрабанды, незаконной иммиграции, незаконного промысла), поддержки операций по поиску и спасению и т. д. Комплекс прибрежного наблюдения должен интегрировать данные нескольких радаров SCORE 3000 и сообщения от автоматической идентификационной системы (АИС) и обеспечивать корреляцию данных этих систем. Разработана структурная схема системы, обеспечивающая распределение вычислительной нагрузки при обработке большого объема данных, поступающих от РЛС. Предложен алгоритм на основе структуры Joint Probabilistic Data Association (JPDA) для объединения радиолокационных данных от одной или нескольких РЛС и данных АИС, поступающих в центр обработки информации. Сбор, хранение, анализ и распределение данных осуществляются на компьютерном сервере, функции управления, идентификации и отображения целей на цифровой карте реализуются на автоматизированном рабочем месте.

Ключевые слова: РЛС средней дальности, объединение данных, надводная обстановка, АИС

Для цитирования: Данг Куанг Хиеу, Нгуен Суан Чьонг. Метод обработки данных в комплексе прибрежных РЛС средней дальности // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 3. С. 35–41.

Dang Quang Hieu, Nguyen Xuan Truong
 Le Quy Don Technical University
 Hoang Quoc Viet, Co Nhue, Bak Tu Liem, Hanoi, Vietnam

Data Processing Method in Medium Range Coastal Radar Complex

Abstract. The article presents the basic principles of design and development of integrated middle range Coastal Surveillance System (CSS) used for water surface lookout. It provides solutions for such missions as command and control of maritime forces, border monitoring and control, prevention of illegal activities such as piracy, smuggling, illegal immigration, illegal fishing, supporting search and rescue (SAR) operations, and creates a common situation awareness picture of the Naval Theatre. The system structure diagram is designed to solve computational overload problem when processing large volume of data received from radar stations. The measurement-level fusion algorithm is developed based on the JPDA framework, in which radar data received from a single or group of radars and AIS data is aggregated in a processing center. The servers and workstations make use of local area network (LAN), using standard Gigabit Ethernet technologies for local network communications. Acquisition, analysis, storage and distribution of target data is executed in servers, then the data is sent to automated operator stations (console), where functional operations for managing, identifying and displaying of target on digital situational map are performed.

Key words: radar system, association data, marine situation, AIS

For citation: Dang Quang Hieu, Nguyen Xuan Truong. Data Processing Method in Medium Range Coastal Radar Complex. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 3, pp. 35–41. (In Russian)

Введение. Морское наблюдение, осуществляемое в целях защиты территориального суверенитета, управления природными ресурсами, обеспечения соблюдения законов, содействия поиску и спасению и т. д., является важной задачей для прибрежных государств. Для его реализации чрезвычайно важное значение приобретает сбор результатов наблюдений для создания картины морской обстановки в реальном времени. Данные

от различных источников наблюдения, таких, как радиолокационные системы (РЛС), автоматическая идентификационная система (АИС), разведка, морская служба (Vessel Traffic Services – VTS), информация о погоде и т. д., должны быть отправлены в центр обработки информации (ЦОИ). После обработки и объединения эта информация используется для мониторинга и распределения данных среди пользователей.

РЛС нового поколения способны обнаруживать и автоматически сопровождать большое количество целей. С развитием информационных и коммуникационных технологий, обеспечивающих высокоскоростную передачу, обработку поступающих данных и управление ими, возникает возможность интеграции таких РЛС в единую систему [1]–[3]. В связи с этим необходимо разработать метод объединения данных, минимизирующий объем вычислений и обеспечивающий обработку поступающих данных в режиме реального времени, удобный способ их отображения и принятия решений.

Прибрежная радиолокационная система средней дальности включает в себя несколько РЛС Score-3000, развернутых вдоль побережья Вьетнама. РЛС обнаруживает, автоматически сопровождает и передает в ЦОИ данные более 700 траекторий надводных целей и более 30 траекторий воздушных целей, находящихся на дальности до 100 морских миль. Каждая РЛС оснащена приемником АИС для приема сообщений от находящихся в районе судов.

Структурная схема интегрированной системы прибрежных РЛС средней дальности показана на рис. 1. Данные с РЛС поступают по сети на автоматизированный командный пункт (АКП) и в региональный штаб. После обработки в шлюзе и сервере информация выводится на автоматизированные рабочие места (АРМ) операторов системы в виде картины морской обстановки.

Алгоритм обработки данных в системе.

РЛС передает в систему обработки 2 типа данных: радиолокационные и данные АИС. Радиолокационные данные включают в себя траектории и отметки от целей, информацию о состоянии и команды управления. Эти данные структурированы в соответствии с собственным стандартом. Сообщения АИС структурированы в соответствии со стандартом NMEA (National Marine Electronics Association) и содержат как динамическую информацию (например, широту, долготу, курс истинный (COG), скорость истинная (SOG) и время), так и статическую информацию (номер MMSI, IMO, имя, тип, габариты судна), а также рейсовую информацию, которая является вспомогательной при автоматической идентификации вида плавучего средства и контроля маршрута. Дальность приема АИС, как правило, намного больше, чем дальность обнаружения РЛС. Некоторые суда, в особенности малые (например, рыболовные), не оснащены передатчиком АИС. Такие суда обнаруживаются только по сигналам РЛС.

Схема обработки данных в системе показана на рис. 2. Данные от РЛС поступают в АКП по высокоскоростной сети передачи. В АКП каждый шлюз обрабатывает данные, поступающие от группы из 3–5 РЛС обслуживаемого района. Этот этап обработки предназначен для преобразования вектора

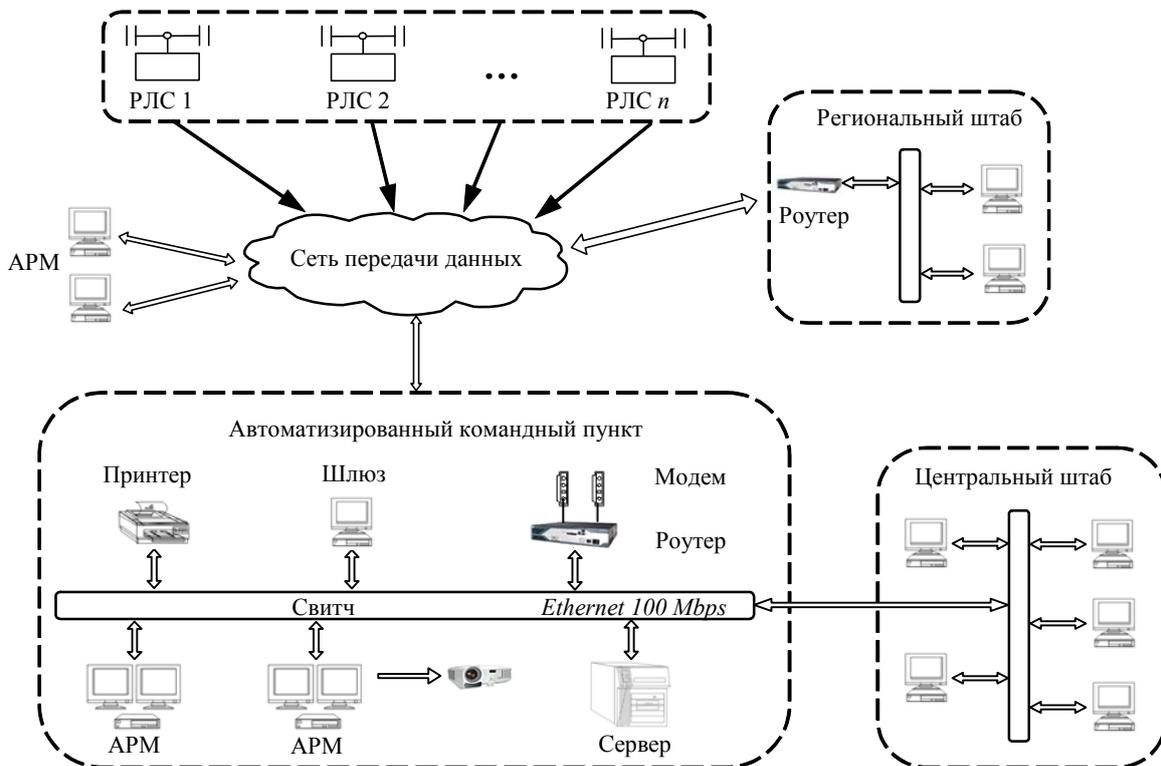


Рис. 1

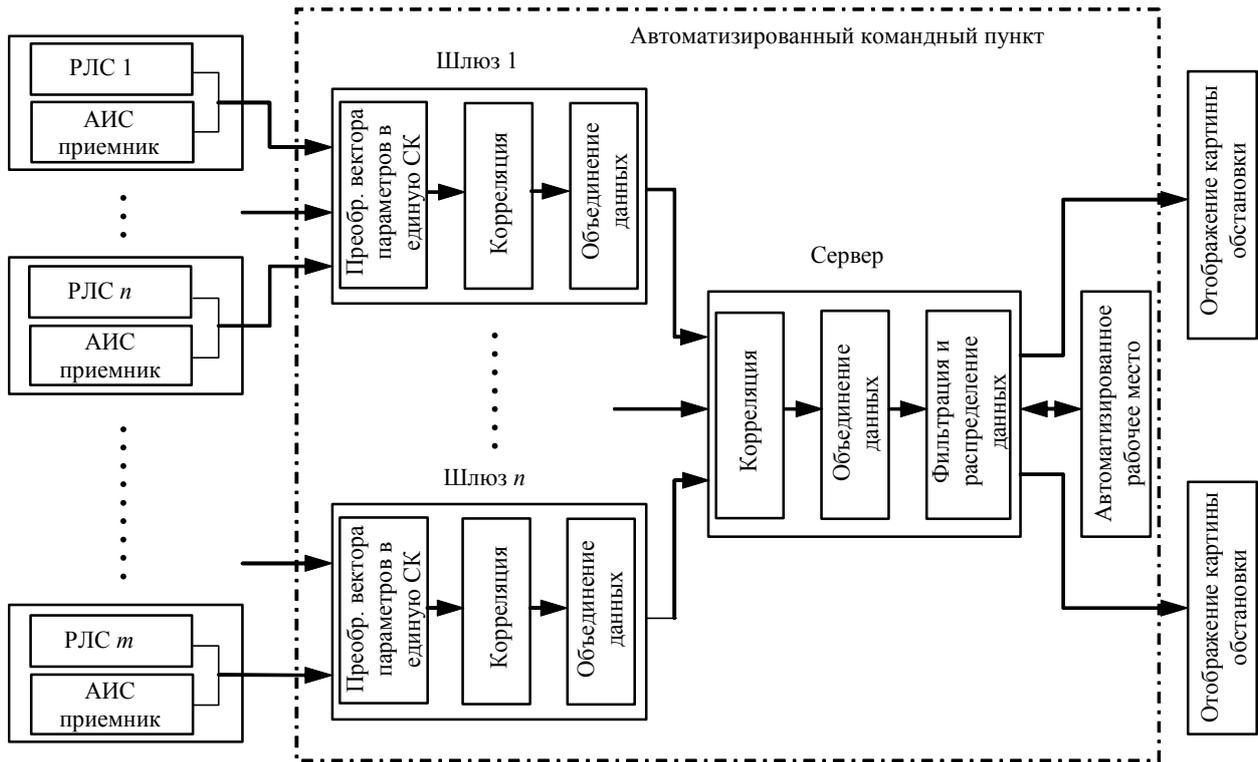


Рис. 2

параметров в единую систему координат (СК), отождествления траекторий, объединения данных и их структуризации в единый формат [4]–[8]. Далее информация передается на сервер, в котором выполняется отождествление траекторий, объединение данных, их фильтрация, хранение и распределение. На АРМ информация от целей преобразуется в картину морской обстановки на цифровой карте.

Математическое описание алгоритма. Для реализации интегрированной системы основа модели алгоритма объединения была взята из [9]. Модель радиолокационного наблюдения задается уравнением наблюдения в момент времени k :

$$\mathbf{z}_r(k) = \mathbf{h}[\mathbf{x}(k)] + \boldsymbol{\omega}(k),$$

где $\mathbf{z}_r \in R^{n_z}$ – результат измерения параметров цели РЛС (n_z – размер пространства измерения); $\mathbf{h}(\cdot)$ – векторная функция измерения, в общем случае нелинейная; \mathbf{x} – вектор состояния; $\boldsymbol{\omega}$ – вектор шумов.

Сообщение АИС с судов \mathbf{z}_a включает его координаты x, y , скорость, курс и индивидуальный идентификатор (ID) цели. Информация о скорости цели в сообщениях АИС вычисляется на основе координат цели, поэтому для дальнейшей оценки из сообщений АИС учитывается только информация о местоположении:

$$\mathbf{x}(k) = [x(k) \ y(k)]^T$$

с известной ковариационной матрицей

$$R = \begin{bmatrix} \sigma_x^2 & 0 \\ 0 & \sigma_y^2 \end{bmatrix},$$

где σ_x, σ_y – стандартные отклонения координат цели в декартовой системе координат; "Т" – символ транспонирования.

Интервал между сообщениями АИС больше, чем период обзора РЛС. Определим коэффициент кратности сообщений АИС n_a – отношение периодов сообщений АИС и РЛС (поскольку период поступлений сообщений АИС кратен периоду сообщений РЛС, $n_a \in \Gamma$ – целое число). Тогда окончательно сообщение АИС может быть представлено в виде

$$\mathbf{z}_a(k) = \begin{cases} \mathbf{g}[\mathbf{x}(k)] + \boldsymbol{\omega}(k); & k/n_a \in \Gamma; \\ \mathbf{0}; & k/n_a \notin \Gamma, \end{cases}$$

где $\mathbf{g}(\cdot)$ – векторная функция формирования сообщения АИС, в общем случае нелинейная; $\mathbf{0}$ – нулевой вектор.

В k -й момент времени в РЛС и АИС формируются матрицы данных измерений:

$$Z_r(k) = \{\mathbf{z}_{r_i}(k)\}_{i=1}^{m_r(k)}; \quad Z_a(k) = \{\mathbf{z}_{a_j}(k)\}_{j=1}^{m_a(k)},$$

где $m_r(k)$ и $m_a(k)$ – количество измерений РЛС и АИС соответственно.

В этот момент в распоряжении ЦОИ имеется набор параметров, описываемый как

$$Z(k) = \begin{cases} Z_r(k), & k/n_a \notin \Gamma; \\ \{Z_r(k), Z_a(k)\}, & k/n_a \in \Gamma. \end{cases}$$

Радиолокационное наблюдение включает в себя параметры, полученные от цели, смешанные с помехами и без информации об идентификаторе. Для сопровождения групповых целей в условиях помех можно применять алгоритм МНТ (Multi-Hypothesis Tracking) или алгоритм совместного вероятностного отождествления данных JPDA (Joint Probabilistic Data Association) [10]–[13]. Алгоритмы МНТ требуют большого объема вычислений (особенно при высоком уровне ложной тревоги из-за океанских волн и морских помех). Поэтому в настоящей статье выбран алгоритм JPDA. Алгоритм объединения траекторий также разрабатывается на основе структуры JPDA.

Завязка траектории происходит по двухточечной процедуре. В алгоритме вероятностного объединения данных результирующая оценка представляет собой взвешенную сумму оценок по всем событиям возможных отождествлений измерений [14], [15]. Используя теорему об общей вероятности по текущим событиям отождествленных измерений, оценку состояния в момент времени k можно записать как

$$\hat{\mathbf{x}}_r(k|k) = \sum_{i=1}^{m_r(k)} E[x(k)|\theta_i(k), Z_r(k)] \times \\ \times P\{\theta_i(k)|Z_r(k)\} = \sum_{i=1}^{m_r(k)} \hat{\mathbf{x}}_i(k|k)\beta_i(k),$$

где E – условная вероятность текущего измерения при накопленной матрице измерений $Z_r(k)$; $\theta_i(k)$ – текущее измерение; P – априорная вероятность формирования текущего измерения; $\hat{\mathbf{x}}_i(k|k)$ – обновленное состояние при истинности i -й траектории объединения:

$$\beta_i(k) \triangleq P\{\theta_i(k)|Z_r(k)\}$$

– вероятность истинности i -й траектории.

Кроме того, следует учесть объединение траекторных параметров от групповых целей, находящихся в области пересечения зон обзора двух или нескольких радаров. Следующим шагом является объединение обновлений от каждого измерения-

кандидата, чтобы получить результирующую оценку вектора состояния и ее ковариационное обновление:

$$\hat{\mathbf{x}}_r(k|k) = \hat{\mathbf{x}}(k|k-1) + W_k \mathbf{v}(k),$$

где W_k – матричный коэффициент усиления фильтра Калмана;

$$\mathbf{v}(k) = \sum_{i=1}^{m_r(k)} \beta_i(k) \mathbf{v}_i(k)$$

– вектор объединенных обновлений; \mathbf{v}_i – вектор невязки при i -м измерении.

Ковариационная матрица обновленного состояния определяется как

$$P_r(k|k) = P_c(k|k) + \tilde{P}(k),$$

где $P_c(k|k)$ – ковариационная матрица оценки вектора состояния;

$$\tilde{P}(k) \triangleq W_k \left[\sum_{i=1}^{m_r(k)} \beta_i(k) \mathbf{v}_i(k) \mathbf{v}_i^T(k) - \mathbf{v}(k) \mathbf{v}^T(k) \right] W_k^T$$

– элемент, соответствующий ошибке за счет наличия в строке нескольких отметок.

Сообщения АИС включают в себя параметры местоположения в декартовой СК. Ввиду линейности модели при совпадении ID траектории с ID в сообщении АИС применяется фильтр Калмана [16].

Далее рассмотрены 2 случая: наличие наряду с локационной информацией сообщений АИС и обзор без данных АИС.

Случай 1. Обзор с учетом сообщения АИС (в моменты времени $k/n_a \in \mathbb{N}$):

$$\hat{\mathbf{x}}_a(k|k) = \hat{\mathbf{x}}(k|k-1) + W_k \{z_a(k) - g[\hat{\mathbf{x}}(k|k-1)]\};$$

$$P_a(k|k) = P(k|k-1) - W_k S(k) W_k^T,$$

где

$$W_k = P(k|k-1) G(k) S(k)^{-1};$$

$$S(k) = G(k) P(k|k-1) G^T(k) + R_a(k);$$

$$G(k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

– модель линейного наблюдения АИС с размерами 2×4 ; $R_a(k)$ – ковариационная матрица измерения АИС. Вид матриц S , W определяется моделями движения и наблюдения.

Случай 2. Обзор без учета информации АИС ($k/n_a \in \mathbb{N}$):

$$\hat{\mathbf{x}}_a(k|k) = \hat{\mathbf{x}}(k|k-1); P_a(k|k) = P(k|k-1).$$

Отметим, что слежение только по информации АИС имеет существенный недостаток: неправильное объединение измерений АИС с траекторией в моменты переключения идентификатора траекторий АИС. Кроме того, отсутствие идентификаторов АИС позволяет прогнозировать только оценки параметров целей.

Совместная обработка данных. В настоящей статье используется объединение траекторий для АИС и радиолокационной оценки по алгоритму T2TF (track-to-track fusion), разработанному на основе структуры JPDA.

По алгоритму T2TF первоначально проверяется гипотеза о том, могут ли независимые оценки радиолокационных измерений $\{\hat{\mathbf{x}}_r(k|k), P_r(k|k)\}$ и данных АИС $\{\hat{\mathbf{x}}_a(k|k), P_a(k|k)\}$ принадлежать одной и той же цели. Для этого вычисляется расстояние между данными оценками:

$$\hat{\Delta}_{ra}(k) = \hat{\mathbf{x}}_r(k|k) - \hat{\mathbf{x}}_a(k|k).$$

Гипотеза о том, что оценки относятся к одной и той же цели, принимается, если статистическое расстояние между двумя измерениями

$$D = \hat{\Delta}_{ra}^T(k) [P_r(k|k) + P_a(k|k)]^{-1} \hat{\Delta}_{ra}(k) \leq D_\alpha,$$

где D_α – пороговое расстояние.

Затем связанные оценки объединяются в соответствии с байесовским критерием минимальной средней квадратичной ошибки (МСКО) [17] с получением итоговой оценки:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_c(k|k) &= \hat{\mathbf{x}}_r(k|k) + [P_r(k|k) - P_{ra}(k|k)] \times \\ &\times [P_r(k|k) + P_a(k|k) - P_{ra}(k|k) - P_{ar}(k|k)]^{-1} \times \\ &\times [\hat{\mathbf{x}}_a(k|k) - \hat{\mathbf{x}}_r(k|k)], \end{aligned}$$

обладающей ковариационной матрицей

$$\begin{aligned} P_c(k|k) &= P_r(k|k) - [P_r(k|k) - P_{ra}(k|k)] \times \\ &\times [P_r(k|k) + P_a(k|k) - P_{ra}(k|k) - P_{ar}(k|k)]^{-1} \times \\ &\times [P_r(k|k) - P_{ar}(k|k)], \end{aligned}$$

где $P_{ra}(k|k)$, $P_{ar}(k|k)$ – взаимные ковариационные матрицы между $\hat{\mathbf{x}}_r(k|k)$, $\hat{\mathbf{x}}_a(k|k)$ и между $\hat{\mathbf{x}}_a(k|k)$, $\hat{\mathbf{x}}_r(k|k)$ соответственно.

Применение описанного алгоритма обработки данных. Система была развернута для приема и обработки данных с имеющихся 11 РЛС с целью формирования картины морской обста-

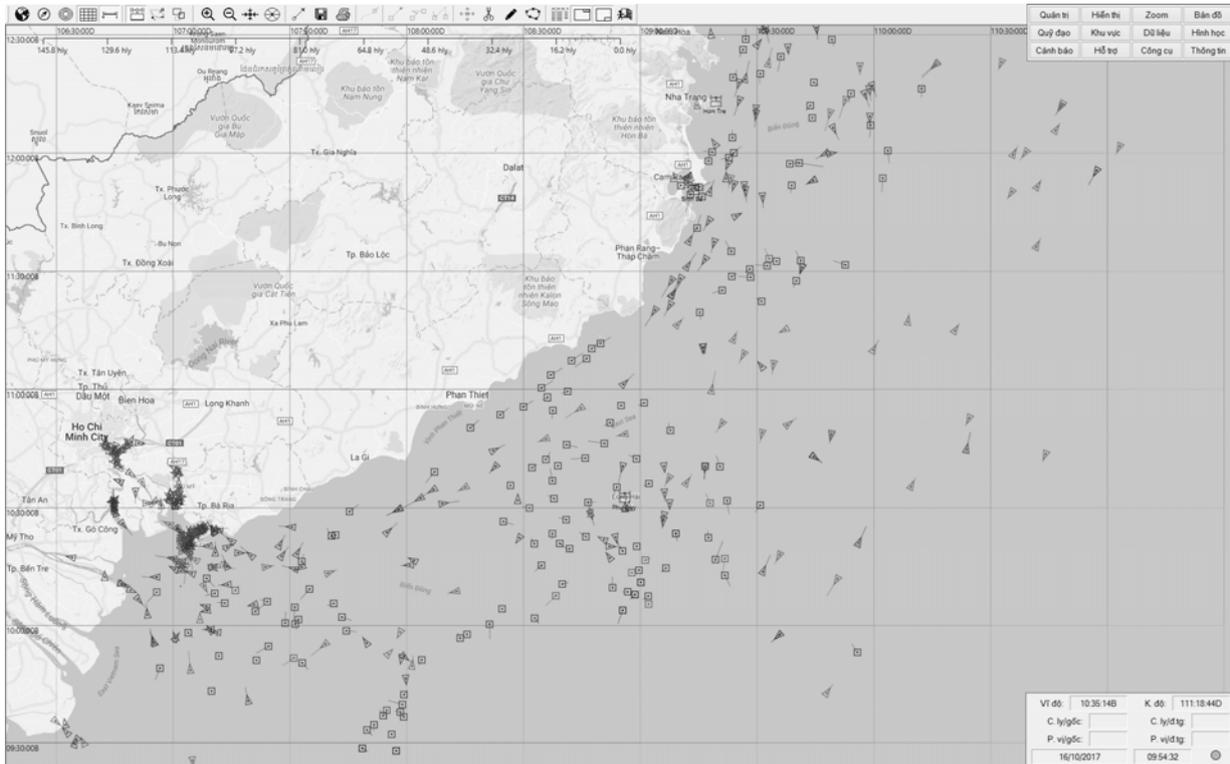


Рис. 3

новки в реальном времени. Она способна принимать, обрабатывать и распределять до 10 000 траекторий одновременно. Постоянно обновляется информация о координатах, направлении, скорости, состоянии судов в море. С помощью функций программного обеспечения можно дополнять данные морской карты, информацию об объектах и морских зонах и т. д. для обеспечения полной картины морской обстановки. Хранение информации в базе данных позволяет воспроизвести историю маршрута судна в любой момент времени.

Спроектированная система имеет открытую структуру, в нее можно интегрировать дополнительные РЛС. Программное обеспечение системы построено на основе операционной системы Windows /Windows Server, используя набор инструментов Visual Studio 2013, языки программирования C/C++. На рис. 3 изображена морская обстановка побережья, полученная при помощи данной системы.

Заключение. В статье представлены основные решения, которые были получены и внедрены в процессе создания интегрированной системы прибрежных РЛС средней дальности, развернутой в АКП Военно-морского флота, с целью улучшения контроля за надводной обстановкой. Распределение обработанных данных, поступающих от группы РЛС, и объединение их на центральном сервере производятся в соответствии с тактическим подходом исходя из необходимости обработки большого объема данных. Алгоритм объединения радиолокационных данных в перекрывающихся областях и интеграции с АИС предназначен для минимизации количества вычислений и обеспечения наблюдения в режиме реального времени. На АРМ информация от целей отображается на цифровой карте (рис. 3) с помощью удобных инструментов для мониторинга и управления морской обстановкой.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Bin Lin, Chih-Hao Huang. Comparison Between Arpa Radar and AIS Characteristics for Vessel Traffic Services // J. of Marine Science and Technology. 2006. Vol. 14, № 3. P. 182–189.
2. Integration between X-Band Radar and Buoy Sea State Monitoring / G. Ludeno, F. Reale, F. Raffa, F. Dentale, F. Soldovieri, E. P. Carratelli, F. Serafino // Ocean Sci. Discuss. 2016. P. 110–126. doi: 10.5194/os-2016-53
3. Thurber R. E. Advanced Signal Processing for Detecting Surface Targets // Johns Hopkins APL Technical Digest. 1983. Vol. 4. P. 285–295.
4. Bar-Shalom Y., Fortmann T. E. Tracking and data association. Boston: Academic Press, 2010. 322 p.
5. Кузьмин С. З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. М.: Радио и связь, 1986. 352 с.
6. Кузьмин С. З. Цифровая радиолокация. Киев: КВЦ, 2000. 428 с.
7. Объединение радиолокационной информации в многопозиционных активно-пассивных комплексах в условиях неопределенности наблюдения объектов / В. М. Грачев, А. В. Довбня, С. Н. Анастасенко, Р. В. Сафронов // Системы обработки информации. 2001. Вып. 5(15). С. 64–68.
8. Грачев В. М., Довбня А. В. Метод и алгоритм мультитардарной траекторной обработки радиолокационной информации в системе независимых радиолокационных станций // Радиотехника: всеукраинский межведомственный науч.-техн. сб. 2006. Вып. 147. С. 9–16.
9. Habtemariam B. K. Effective Data Association Algorithms for Multitarget Tracking. URL: <https://macsphere.mcmaster.ca/handle/11375/16272> (дата обращения: 21.03.2018).
10. Reid D. B. An Algorithm for Tracking Multiple Targets // IEEE Trans. Automat. Contr. 1979. Vol. 24. P. 843–854.
11. Svensson L., Svensson D., Willett P. Set JPDA Algorithm for Tracking Unordered Sets of Targets // Proc. of 12th Intern. Conf. on Information Fusion Seattle, WA, USA, 6–9 July, 2009. URL: <http://fusion.isif.org/proceedings/fusion09CD/data/papers/0460.pdf> (дата обращения: 21.03.2018).
12. Daronkolaei A. G., Shiry S., Menhaj M. B. Multiple Target Tracking for Mobile Robots Using the JPDAF Algorithm // Proc. of the 19th IEEE Intern. Conf. on Tools with Artificial Intelligence (ICTAI), Patras, Greece, 29–31 Oct. 2007. P. 137–145.
13. Formann T. E., Bar-Shalom Y., Scheffe M. Sonar Tracking of Multiple Targets Using Joint Probabilistic Data Association // IEEE J. Oceanic Engineering. 1983. Vol. OE-8. № 3. P. 173–183.
14. Веремьев В. И., Коновалов А. А., Бархатов А. В. Радиолокационный мониторинг нижних слоев атмосферы. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2014. 186 с.
15. Коновалов А. А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации. Ч. 1. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2013. 164 с.
16. Kalman R. E. A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems // Trans. of the ASME – J. of Basic Engineering. 1960. Vol. 82. Ser. D. P. 35–45.
17. Segal A. V., Reid I. Latent Data Association: Bayesian Model Selection for Multi-Target Tracking // IEEE Intern. Conf. on Computer Vision, Australia, 1–8 Dec. 2013. P. 2904–2911.

Статья поступила в редакцию 20 февраля 2018 г.

Данг Куанг Хиеу – магистр техники и технологий по направлению "Телекоммуникации" (2002, Технический университет им. Ле Куй Дона, Ханой, Вьетнам); старший научный сотрудник названного университета. Автор шести научных публикаций. Сфера научных интересов – радиолокация и радионавигация; телекоммуникации.
E-mail: hieudq@aic.com.vn

Нгуен Суан Чыонг – инженер по направлению "Радиотехника" (2013, Военная академия войсковой противовоздушной обороны Вооруженных сил Российской Федерации им. Маршала Советского Союза А. М. Василевского); научный сотрудник Института интеграции систем Технического университета им. Ле Куй Дона (Ханой, Вьетнам). Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – радиолокация и радионавигация; телекоммуникации.
E-mail: truongnx@mta.edu.vn

REFERENCES

1. Bin Lin, Chih-Hao Huang. Comparison Between Arpa Radar and AIS Characteristics for Vessel Traffic Services. *Journal of Marine Science and Technology*. 2006, vol. 14, no. 3, pp. 182–189.
2. Ludeno G., Reale F., Raffa F., Dentale F., Soldovieri F., Carratelli E. P., Serafino F. Integration between X-Band Radar and Buoy Sea State Monitoring. *Ocean Sci. Discuss.* 2016, pp. 110–126. doi: 10.5194/os-2016-53
3. Thurber R. E. Advanced Signal Processing for Detecting Surface Targets. *Johns Hopkins APL Technical Digest*. 1983, vol. 4, pp. 285–295.
4. Bar-Shalom Y., Fortmann T. E. Tracking and data association. Boston, Academic Press, 2010, 322 p.
5. Kuz'min S. Z. *Osnovy proektirovaniya sistem tsifrovoi obrabotki radiolokatsionnoi informatsii* [Basics for Design of Radar Information Digital Processing Systems]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1986, 352 p. (In Russian)
6. Kuz'min S. Z. *Tsifrovaya radiolokatsiya* [Digital Radar]. Kiev, KBIL, 2000, 428 p. (In Russian)
7. Grachev V. M., Dovbnya A. V., Anastasenko S. N., Safronov R. V. Aggregation of Radar Information in Multi-Position Active-Passive Complexes under Conditions of Subject Surveillance Uncertainty. *Sistemy obrabotki informatsii* [Information Processing Systems]. 2001, vol. 5(15), pp. 64–68. (In Russian)
8. Grachev V. M., Dovbnya A. V. Method and Algorithm for Multi-Radar Trajectory Processing of Radar Information in Independent Radar System. *Radiotekhnika: vseukrainskii mezhvedomstvennyi nauchn.-tekhn. sb.* [Radio engineering: all-Ukrainian interdepartmental research and development collected works]. 2006, vol. 147, pp. 9–16. (In Russian)
9. Habtemariam B.K. Effective data association algorithms for multitarget tracking. Available at: Received February, 20, 2018
10. Reid D. B. An Algorithm for Tracking Multiple Targets. *IEEE Trans. Automat. Contr.* 1979, vol. 24, pp. 843–854.
11. Svensson L., Svensson D., Willett P. Set JPDA Algorithm for Tracking Unordered Sets of Targets // Proc. of 12th Intern. Conf. on Information Fusion Seattle, WA, USA, 6–9 July, 2009. URL: <http://fusion.isif.org/proceedings/fusion09CD/data/papers/0460.pdf> (дата обращения: 21.03.2018).
12. Daronkolaei A. G., Shiry S., Menhaj M. B. Multiple Target Tracking for Mobile Robots Using the JPDAF Algorithm. Proc. of the 19th IEEE International Conference on Tools with Artificial Intelligence (ICTAI). Patras, Greece, 29–31 Oct., 2007, pp. 137–145.
13. Formann T. E., Bar-Shalom Y., Scheffe M. Sonar Tracking of Multiple Targets Using Joint Probabilistic Data Association. *IEEE Journ. Oceanic Engineering*. OE-8, 1983, no. 3, pp. 173–183.
14. Verem'ev V. I., Konovalov A. A., Barkhatov A. V. *Radiolokatsionnyi monitoring nizhnikh sloev atmosfery* [Radar Monitoring of Lower Atmosphere]. SPb., *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2014, 186 p. (In Russian)
15. Konovalov A. A. *Osnovy traektornoi obrabotki radiolokatsionnoi informatsii. Chast' 1.* [Fundamentals of Trajectory Processing of Radar Information. Pt. 1]. SPb., *Izd-vo SPbGETU "LETI"*, 2013, 164 p. (In Russian)
16. Kalman R. E. A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems. *Trans. of the ASME–Journal of Basic Engineering*. 1960, vol. 82, Ser. D, pp. 35–45.
17. Segal A. V., Reid I. Latent Data Association: Bayesian Model Selection for Multi-Target Tracking. *IEEE International Conference on Computer Vision, Australia*, 1–8 Dec., 2013, pp. 2904–2911.

Dang Quang Hieu – Master of Science in Radio Engineering (2002, Le Quy Don University of Science and Technology, Hanoi, Vietnam), Chief Researcher of named University. The author of 6 scientific publications. Area of expertise: radiolocation and radio navigation; telecommunications.
E-mail: hieudq@aic.com.vn

Nguyen Xuan Truong – engineer in Radio Engineering (2013, Marshal Aleksander Vasilevsky Military Academy of the Armed Forces Air Defense Branch); researcher of Le Quy Don University of Science and Technology, Hanoi, Vietnam. Area of expertise: radiolocation and radio navigation; telecommunications.
E-mail: truongnx@mta.edu.vn



УДК.621.371

Г. Н. Цицикян, А. И. Сенченко
филиал "ЦНИИ СЭТ" ФГУП "Крыловский государственный научный центр"
ул. Благодатная, д. 6, Санкт-Петербург, 196128, Россия

Взаимная индуктивность двух прямоугольных компланарных контуров с симметричным внутренним расположением

Аннотация. Целесообразность вывода выражений для взаимной индуктивности прямоугольных и квадратных компланарных контуров обусловлена конфигурацией рамочных антенн, характерных для RFID-технологии. Представленные в данной статье выражения направлены на упрощение расчета коэффициентов индукции при проектировании рамочных антенн. Получены выражения для взаимной индуктивности прямоугольных компланарных контуров с симметричным внутренним расположением на основе метода участков. Показано, что полученные выражения при определенных условиях могут быть сведены к собственным индуктивностям квадратных и прямоугольных рамок, встречающихся в конфигурациях антенн. Предпринятый анализ позволяет оценивать области резонансных частот рамочных приемных антенн. Одновременно произведен сопоставительный анализ ряда выражений для собственной индуктивности прямоугольных и квадратных рамок и обращено внимание на различие в оценках. Даны рекомендации по уточнению внешней индуктивности квадратного контура.

Ключевые слова: коэффициенты само- и взаимной индукции, компланарные контуры, рамочные антенны

Для цитирования: Цицикян Г. Н., Сенченко А. И. Взаимная индуктивность двух прямоугольных компланарных контуров с симметричным внутренним расположением // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 3. С. 42–47.

G. N. Tsitsikyan, A. I. Senchenko
Central Scientific Research Institute of Marine Electrical Engineering and Technology
"Krylov State Research Center"
6, Blagodatnaya Str., 196128, St. Petersburg, Russia

Mutual Inductance of Two Coplanar Rectangular Contours with Symmetrical Internal Arrangement

Abstract. The expediency of developing expressions for mutual inductance of rectangular and square coplanar contours is caused by configuration of frame antennas typical for RFID-technologies. Expressions presented in this article are aimed at simplifying calculation of induction coefficients when designing loop antennas. Expressions for mutual inductance of rectangular coplanar contours with symmetrical internal arrangement are obtained on the basis of the method of sections. It is shown that under certain conditions the expressions obtained can be reduced to intrinsic inductances of the square and rectangular frames encountered in antenna configurations. The analysis allows to estimate regions of resonance frequencies of frame receiving antennas. Simultaneously, a comparative analysis of a number of expressions for the intrinsic inductance of rectangular and square frames is performed, and attention is drawn to the difference in estimates. Recommendations for clarifying square contour external inductance are provided.

Keywords: coefficients of self and mutual induction, coplanar circuits, loop antenna.

For citation: Tsitsikyan G. N., Senchenko A. I. Mutual Inductance of Two Coplanar Rectangular Contours with Symmetrical Internal Arrangement. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 3, pp. 42–47. (In Russian)

Введение. Радиочастотная идентификация (RFID – Radio Frequency Identification) – это стремительно развивающаяся технология, позволяющая производить бесконтактную передачу

информации об объекте, которая хранится в памяти прикрепляемой к нему радиочастотной метки. RFID открывает широкие возможности по созданию автоматических систем на производстве

и во многих других областях современной жизни. Целесообразность вывода выражений для взаимной индуктивности прямоугольных и квадратных компланарных контуров обусловлена конфигурацией рамочных антенн, характерных для RFID-технологии [1]–[3].

Постановка задачи. Представленные в данной статье выражения направлены на упрощение расчета коэффициентов индукции при проектировании рамочных антенн. Их значения определяют область резонансных частот рамочных антенн различной конфигурации, в том числе для приемной рамочной антенны трансформаторного типа, показанной на рис. 1, где C_1, C_2 – переменные емкости. В настоящей статье выводятся выражения для коэффициентов само- и взаимной индукции рамочных антенн, применяемых в RFID-технологии.

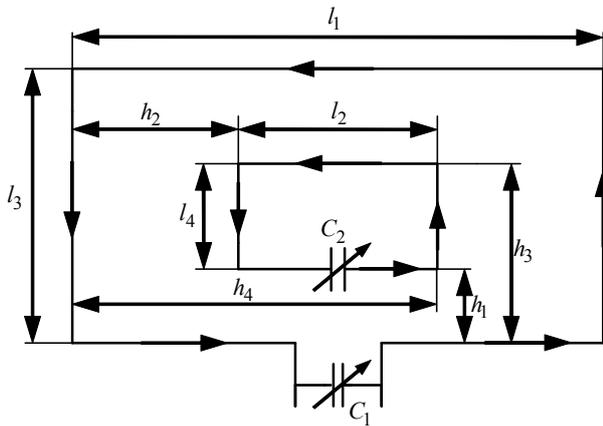


Рис. 1

Основная часть. На рис. 2 показано симметричное расположение отрезка l_2 относительно l_1 . Для коэффициента взаимоиндукции M_1 при симметричном расположении отрезков l_1 и l_2 , когда $l_2' = (l_1 - l_2)/2$, имеем по методу участков согласно [4]:

$$M_1 = \frac{\mu_0}{4\pi} \left(\left(\frac{l_1 - l_2}{2} \right) \ln \left\{ -\frac{l_1 - l_2}{2} + \left[\left(\frac{l_1 - l_2}{2} \right)^2 + h_1^2 \right]^{1/2} \right\} + \right.$$

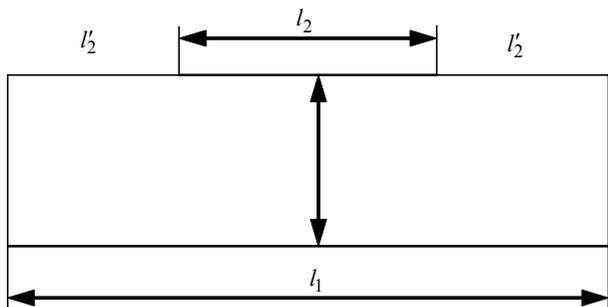


Рис. 2

$$\begin{aligned} & + \left(\frac{l_1 + l_2}{2} \right) \ln \left\{ \frac{l_1 + l_2}{2} + \left[\left(\frac{l_1 + l_2}{2} \right)^2 + h_1^2 \right]^{1/2} \right\} - \\ & - \left(\frac{l_1 + l_2}{2} \right) \ln \left\{ -\frac{l_1 + l_2}{2} + \left[\left(\frac{l_1 + l_2}{2} \right)^2 + h_1^2 \right]^{1/2} \right\} - \\ & - \left(\frac{l_1 - l_2}{2} \right) \ln \left\{ \frac{l_1 - l_2}{2} + \left[\left(\frac{l_1 - l_2}{2} \right)^2 + h_1^2 \right]^{1/2} \right\} + \\ & + 2 \left[\left(\frac{l_1 - l_2}{2} \right)^2 + h_1^2 \right]^{1/2} - 2 \left[\left(\frac{l_1 + l_2}{2} \right)^2 + h_1^2 \right]^{1/2} \right) = \\ & = \frac{\mu_0}{4\pi} \left\{ h_2 \ln \left[-h_2 + (h_2^2 + h_1^2)^{1/2} \right] + \right. \\ & + h_4 \ln \left[h_4 + (h_4^2 + h_1^2)^{1/2} \right] - h_4 \ln \left[-h_4 + (h_4^2 + h_1^2)^{1/2} \right] - \\ & - h_2 \ln \left[h_2 + (h_2^2 + h_1^2)^{1/2} \right] + 2(h_2^2 + h_1^2)^{1/2} - \\ & - 2(h_4^2 + h_1^2)^{1/2} \left. \right\} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left\{ h_4 \ln \left[\frac{h_4 + (h_4^2 + h_1^2)^{1/2}}{h_1} \right] - \right. \\ & - h_2 \ln \left[\frac{h_2 + (h_2^2 + h_1^2)^{1/2}}{h_1} \right] + (h_2^2 + h_1^2)^{1/2} - \\ & \left. - (h_4^2 + h_1^2)^{1/2} \right\}, \end{aligned} \quad (1)$$

где $h_2 = \frac{l_1 - l_2}{2}$; $h_4 = \frac{l_1 + l_2}{2}$; μ_0 – магнитная постоянная.

На рис. 3 показано симметричное расположение отрезка l_4 относительно l_3 . Для записи коэффициента взаимоиндукции отрезков l_3 и l_4 достаточно l_1 заменить на l_3 , l_2 – на l_4 и h_1 заменить на h_2 :

$$\begin{aligned} M_2 &= \frac{\mu_0}{4\pi} \left(\left(\frac{l_3 - l_4}{2} \right) \times \right. \\ & \times \ln \left\{ -\frac{l_3 - l_4}{2} + \left[\left(\frac{l_3 - l_4}{2} \right)^2 + h_2^2 \right]^{1/2} \right\} + \end{aligned}$$

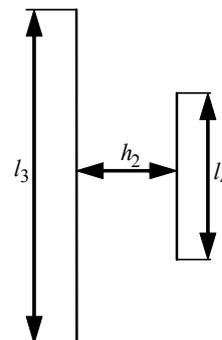


Рис. 3

$$\begin{aligned}
 & + \left(\frac{l_3 + l_4}{2} \right) \ln \left\{ \frac{l_3 + l_4}{2} + \left[\left(\frac{l_3 + l_4}{2} \right)^2 + h_2^2 \right]^{1/2} \right\} - \\
 & - \left(\frac{l_3 + l_4}{2} \right) \ln \left\{ -\frac{l_3 + l_4}{2} + \left[\left(\frac{l_3 + l_4}{2} \right)^2 + h_2^2 \right]^{1/2} \right\} - \\
 & - \left(\frac{l_3 - l_4}{2} \right) \ln \left\{ \frac{l_3 - l_4}{2} + \left[\left(\frac{l_3 - l_4}{2} \right)^2 + h_2^2 \right]^{1/2} \right\} + \\
 & + 2 \left[\left(\frac{l_3 - l_4}{2} \right)^2 + h_2^2 \right]^{1/2} - 2 \left[\left(\frac{l_3 + l_4}{2} \right)^2 + h_2^2 \right]^{1/2} \Bigg) = \\
 & = \frac{\mu_0}{4\pi} \left\{ h_1 \ln \left[-h_1 + (h_1^2 + h_2^2)^{1/2} \right] + \right. \\
 & + h_3 \ln \left[h_3 + (h_3^2 + h_2^2)^{1/2} \right] - \\
 & - h_3 \ln \left[-h_3 + (h_3^2 + h_2^2)^{1/2} \right] - \\
 & - h_1 \ln \left[h_1 + (h_1^2 + h_2^2)^{1/2} \right] + \\
 & + 2(h_1^2 + h_2^2)^{1/2} - 2(h_3^2 + h_2^2)^{1/2} \Bigg\} = \\
 & = \frac{\mu_0}{2\pi} \left\{ h_3 \ln \left[\frac{h_3 + (h_3^2 + h_2^2)^{1/2}}{h_2} \right] - \right. \\
 & - h_1 \ln \left[\frac{h_1 + (h_1^2 + h_2^2)^{1/2}}{h_2} \right] + \\
 & + (h_1^2 + h_2^2)^{1/2} - (h_3^2 + h_2^2)^{1/2} \Bigg\}, \quad (2)
 \end{aligned}$$

где $h_1 = \frac{l_3 - l_4}{2}$; $h_3 = \frac{l_3 + l_4}{2}$.

Для записи коэффициентов M_3 и M_4 следует в (1) заменить h_1 на h_3 , в (2) h_2 на h_4 и изменить знаки на противоположные. Тогда получим:

$$\begin{aligned}
 M_3 & = -\frac{\mu_0}{2\pi} \left\{ h_4 \ln \left[\frac{h_4 + (h_4^2 + h_3^2)^{1/2}}{h_2} \right] - \right. \\
 & - h_2 \ln \left[\frac{h_2 + (h_2^2 + h_3^2)^{1/2}}{h_3} \right] + (h_2^2 + h_3^2)^{1/2} - \\
 & \left. - (h_4^2 + h_3^2)^{1/2} \right\}; \\
 M_4 & = -\frac{\mu_0}{2\pi} \left\{ h_3 \ln \left[\frac{h_3 + (h_3^2 + h_4^2)^{1/2}}{h_4} \right] - \right.
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & - h_1 \ln \left[\frac{h_1 + (h_1^2 + h_4^2)^{1/2}}{h_4} \right] + (h_1^2 + h_4^2)^{1/2} - \\
 & \left. - (h_3^2 + h_4^2)^{1/2} \right\}.
 \end{aligned}$$

Искомый коэффициент взаимной индукции будет равен двукратной сумме коэффициентов от M_1 до M_4 :

$$M = 2 \sum_{n=1}^4 M_n.$$

Интересен результат для случая, когда $l_1 = l_3$ и $l_2 = l_4$, $h_1 = h_2$ и $h_3 = h_4$, т. е. для рамок квадратной формы (рис. 4).

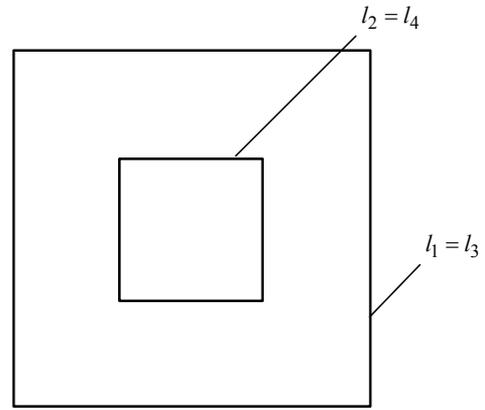


Рис. 4

Тогда $M_1 = M_2$, $M_3 = M_4$ и

$$\begin{aligned}
 M_{\text{КВ}} & = 4(M_1 + M_3) = \\
 & = \frac{2\mu_0}{\pi} \left\{ h_4 \ln \left[\frac{h_4 + (h_4^2 + h_1^2)^{1/2}}{h_1} \right] - \right. \\
 & - h_2 \ln \left[\frac{h_2 + (h_2^2 + h_1^2)^{1/2}}{h_1} \right] + \\
 & + (h_2^2 + h_1^2)^{1/2} - (h_4^2 + h_1^2)^{1/2} - \\
 & - h_4 \ln \left[\frac{h_4 + (h_4^2 + h_3^2)^{1/2}}{h_3} \right] + \\
 & + h_2 \ln \left[\frac{h_2 + (h_2^2 + h_3^2)^{1/2}}{h_3} \right] - \\
 & \left. - (h_2^2 + h_3^2)^{1/2} + (h_4^2 + h_3^2)^{1/2} \right\} =
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{2\mu_0}{\pi} \left\{ h_3 \ln \left[\frac{h_3 + (h_3^2 + h_1^2)^{1/2}}{h_1} \right] - \right. \\
 &\quad - h_1 \ln(1 + \sqrt{2}) + \sqrt{2}h_1 - \\
 &\quad - (h_3^2 + h_1^2)^{1/2} - h_3 \ln(1 + \sqrt{2}) + \\
 &\quad + h_1 \ln \left[\frac{h_1 + (h_1^2 + h_3^2)^{1/2}}{h_3} \right] - \\
 &\quad \left. - (h_1^2 + h_3^2)^{1/2} + \sqrt{2}h_3 \right\} = \\
 &= \frac{2\mu_0 h_3}{\pi} \left\{ \ln \left[\frac{h_3}{h_1} \left[1 + \left(1 + \frac{h_1}{h_3} \right)^2 \right]^{1/2} \right] - \right. \\
 &\quad - \left(1 + \frac{h_1}{h_3} \right) \ln(1 + \sqrt{2}) + \sqrt{2} \left(1 + \frac{h_1}{h_3} \right) - \\
 &\quad \left. - 2 \left[\left(1 + \frac{h_1}{h_3} \right)^2 \right]^{1/2} + \right. \\
 &\quad \left. + \frac{h_1}{h_3} \ln \left[\frac{h_1}{h_3} \left[1 + \left(1 + \frac{h_3}{h_1} \right)^2 \right]^{1/2} \right] \right\}. \quad (3)
 \end{aligned}$$

Полагая, например, в (3) $\frac{h_1}{h_3} = 0.5$, получим:

$$\begin{aligned}
 M_{\text{КВ}} &= \frac{2\mu_0 h_3}{\pi} (1.4436 - 1.3221 + 2.1213 - \\
 &\quad - 2.2361 + 0.2406) = \frac{2\mu_0 h_3}{\pi} 0.4946.
 \end{aligned}$$

В приближении $h_1/h_3 = 1$ для $M_{\text{КВ}}$ будем иметь в соответствии с (3):

$$\begin{aligned}
 M_{\text{КВ}}|_{h_1=h_3} &\cong \frac{2\mu_0}{\pi} h_3 \left[\ln \left(\frac{2h_3}{h_1} \right) - \right. \\
 &\quad \left. - \ln(\sqrt{2} + 1) + \sqrt{2} - 2 \right] = \\
 &= \frac{2\mu_0}{\pi} h_3 \left(\ln \frac{2h_3}{h_1} - 0.8814 + 1.4142 - 2 \right) = \\
 &= \frac{2\mu_0}{\pi} h_3 \left(\ln \frac{2h_3}{h_1} - 1.4672 \right) \cong \\
 &\cong \frac{2\mu_0}{\pi} h_3 \left(\ln \frac{h_3}{h_1} - 0.774 \right). \quad (4)
 \end{aligned}$$

С целью дальнейших сопоставлений обратим внимание на выражение для внешней индуктивности квадратного контура, образованного внутренним контуром и контуром штриховой линии, представленными на рис. 5 (число витков

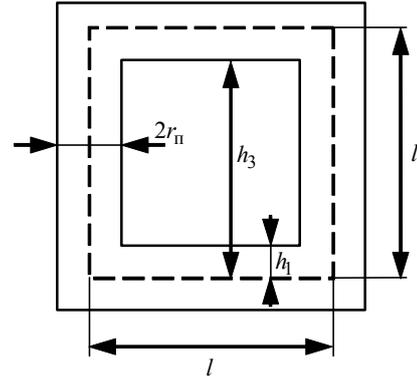


Рис. 5

$w=1.0$, $r_{\text{П}}$ – радиус провода). При $r_{\text{П}} = l$ взаимная индуктивность между этими контурами и внешняя индуктивность рамки будут весьма близки друг к другу и (4), с учетом смены обозначений $h_3 \cong l$ и $h_1 = r_{\text{П}}$, можно записать в виде

$$M_{\text{КВ}} = L_{\text{ВН}} = \frac{2\mu_0 l}{\pi} \left(\ln \frac{l}{r_{\text{П}}} - 0.774 \right), \quad (5)$$

которая близка к рекомендуемой в [5] и [6] для определения внешней индуктивности квадратной рамки (рис. 5) со стороной l и радиусом провода $r_{\text{П}}$.

Если учитывать еще и внутреннюю индуктивность провода радиуса $r_{\text{П}}$, то для (5) имеем:

$$L = \frac{2\mu_0 l}{\pi} \left(\ln \frac{l}{r_{\text{П}}} - 0.524 \right). \quad (6)$$

Если в (6) подставлять линейные размеры в сантиметрах, то в полном соответствии с [7] получим:

$$\begin{aligned}
 L &= 0.008l \left(\ln \frac{l}{r_{\text{П}}} - 0.774 + 0.25 \right) = \\
 &= 0.008l \left(\ln \frac{l}{r_{\text{П}}} - 0.524 \right).
 \end{aligned}$$

С целью дальнейших сопоставлений воспользуемся выражением для внешней самоиндукции прямоугольной рамки одинаковой ширины

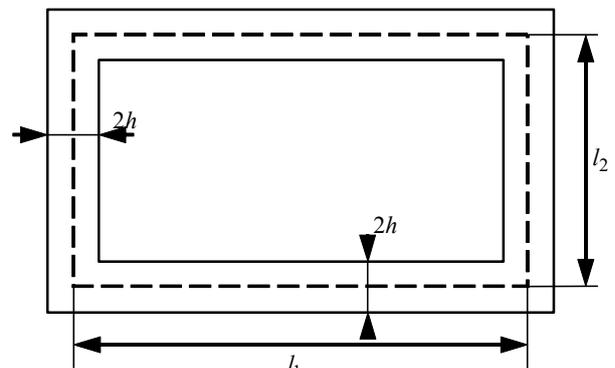


Рис. 6

$2h = 2r_{\Pi}$ (рис. 6), как в [6] и в [8], а также приведенным в [2], только с той разницей, что линейные размеры даны в сантиметрах, что, конечно, несущественно.

Выражение для $L_{\text{вн}}$ во всех случаях сводится к виду

$$\begin{aligned} L_{\text{вн}} \cong & \frac{\mu_0}{\pi} \left\{ l_1 \ln \frac{2l_1}{r_{\Pi}} + l_2 \ln \frac{2l_2}{r_{\Pi}} - \right. \\ & - l_1 \ln \frac{l_1 + (l_1^2 + l_2^2)^{1/2}}{l_2} - \\ & - l_2 \ln \frac{l_2 + (l_2^2 + l_1^2)^{1/2}}{l_1} + \\ & \left. + 2r_{\Pi} - 2(l_1 + l_2) + 2 \left[(l_1^2 + l_2^2)^{1/2} \right] \right\} = \\ = & \frac{\mu_0}{\pi} \left\{ l_1 \ln \frac{2l_1 l_2}{r_{\Pi} \left[l_1 + (l_2^2 + l_1^2)^{1/2} \right]} + \right. \\ & + l_2 \ln \frac{2l_1 l_2}{r_{\Pi} \left[l_2 + (l_1^2 + l_2^2)^{1/2} \right]} + \\ & \left. + 2(l_1^2 + l_2^2)^{1/2} - 2(l_1 + l_2 - r_{\Pi}) \right\}. \end{aligned}$$

При $l_1 = l_2 = l$ из последнего выражения получаем:

$$\begin{aligned} L_{\text{вн}}|_{l_1=l_2=l} &= \frac{2\mu_0 l}{\pi} \left\{ \ln \frac{2l}{r_{\Pi}(1+\sqrt{2})} + \sqrt{2} - 2 + \frac{r_{\Pi}}{l} \right\} = \\ &= \frac{2\mu_0 l}{\pi} \left(\ln \frac{l}{r_{\Pi}} - 0.774 + \frac{r_{\Pi}}{l} \right), \end{aligned}$$

что практически не отличается от (4).

Заключение. Из изложенного вытекает, что результат вывода для взаимной индукции компланарных прямоугольных контуров, один из которых симметрично располагается внутри другого, не противоречит выражению для внешней индуктивности $L_{\text{вн}}$ прямоугольной рамки, когда расположение внутреннего контура эквидистантно и расстояние между контурами весьма мало ($2r_{\Pi} = l$). При проектировании устройств могут возникнуть затруднения, вызванные отсутствием в ряде случаев выражений для расчета индуктивных параметров прямоугольных контуров, в частности, расположенных в одной плоскости. В связи с этим ключевую роль приобретают расчетные выражения для определения индуктивностей. Подчеркнем, что принятый анализ позволяет так же оценивать области резонансных частот рамочных приемных антенн. Собственные частоты, при которых в них наступает резонанс, в случае отсутствия взаимной индукции равны: $\omega_1 = 1/\sqrt{L_1 C_1}$ и $\omega_2 = 1/\sqrt{L_2 C_2}$. Выражение для резонансных частот в индуктивно связанных контурах дано в [9].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Lee Y. RFID Coil Design. Microchip AN678 / Microchip Technology Inc. Chandler, USA, 1998. P. DS00678B (1-18).
2. Lee Y. Antenna Circuit Design for RFID Applications. Microchip AN710 / Microchip Technology Inc. Chandler, USA, 2003. P. DS00710C (1-50).
3. RFID Technology Principles, Advantages, Limitations and its Applications / M. Kaur, M. Sandhu, N. Mohan, P.S. Sandhu // Intern. J. of computer and Electrical Engineering, 2011. Vol. 3, № 1. P. 151-157.
4. Цицикян Г. Н. Электродинамические силы в токоведущих частях электротехнических комплексов / ФГУП "Крыловский государственный научный центр". СПб., 2016. 94 с.
5. Paul C. R. Inductance: Loop and Partial. New York: Wiley, 2011. 379 p.
6. Tesche F. H., Ianoz M., Karlsson T. EMC Analysis Methods and Computational Models. New York: Wiley, 1997, 623 p.
7. Grover F. W. Inductance Calculations. Working Formulas and Tables / D. Van Nostrand Co. Inc. New York, 1947. 98 p.
8. Fujimoto K., Morishita H. Modern Small Antennas. Cambridge University Press, 2013. 488 p.
9. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники: учеб. для вузов: в 2 т. Л.: Энергоиздат, 1981. Т. 1. 536 p.

Статья поступила в редакцию 14 ноября 2017 г.

Цицикян Георгий Николаевич – доктор технических наук (1990), профессор (2000), зам. начальника отдела, ученый секретарь НТС (филиал "ЦНИИ СЭТ" ФГУП "Крыловский государственный научный центр"). Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – электродинамические силы; электромагнитная совместимость; качество электроэнергии в судовой электротехнике.
E-mail: george.20021940@mail.ru

Сенченко Аркадий Игоревич – специалист по направлению "Системы автоматизации и электроэнергетики" (2012, Санкт-Петербургский государственный морской технический университет), инженер-конструктор 1-й категории (филиал "ЦНИИ СЭТ" ФГУП "Крыловский государственный научный центр"). Автор 10 научных работ. Сфера научных интересов – качество электроэнергии, электромагнитная совместимость.
E-mail: senchenko.1990@inbox.ru

REFERENCES

1. Lee Y. RFID Coil Design. Microchip AN678. Microchip Technology Inc. Chandler, USA, 1998, pp. DS00678B (1-18).
2. Lee Y. Antenna Circuit Design for RFID Applications. Microchip AN710. Microchip Technology Inc. Chandler, USA, 2003, pp. DS00710C (1-50).
3. Kaur M., Sandhu M., Mohan N., Sandhu P. S. RFID Technology principles, advantages, limitations and its Applications. International Journal of computer and Electrical Engineering. 2011, vol. 3, no. 1, pp. 151-157.
4. Tsitsikyan G. N. *Elektrodinamicheskie sily v tokovedushchikh chastyakh elektrotekhnicheskikh kompleksov* [Electrodynamic Forces in Current-Carrying Parts of Electro-technical Complexes]. SPb, 2016, 94 p. (In Russian)
5. Paul C. R. Inductance: Loop and Partial. New York, Wiley, 2011, 379 p.
6. Tesche F. H., Ianoz M., Karlsson T. EMC Analysis Methods and Computational Models. New York, Wiley, 1997, 623 p.
7. Grover F. W. Inductance Calculations. Working Formulas and Tables. D. Van Nostrand Co. Inc. New York, 1947, 98 p.
8. Fujimoto K., Morishita H. Modern Small Antennas. Cambridge University Press, 2013, 488 p.
9. Neiman L. R., Demirchyan K. S. *Teoreticheskie osnovy elektrotekhniki* [Theoretical Fundamentals of Electrical Engineering]. Leningrad, *Energoizdat*, 1981, vol. 1, 536 p. (In Russian)

Received November, 14, 2017

George N. Tsitsikian – D.Sc. in Engineering (1990), Professor (2000), Deputy Head of Department, scientific secretary of STC (branch of Central Scientific Research Institute of Marine Electrical Engineering and Technology "Krylov state research center"). The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: electrodynamic forces; electromagnetic compatibility; power quality in ship electrical engineering.

E-mail: george.20021940@mail.ru

Arkady I. Senchenko – specialist in automation and power systems (2012, St. Petersburg State Maritime Technical University), 1st category Design Engineer (branch of Central Scientific Research Institute of Marine Electrical Engineering and Technology "Krylov State Research Center"). The author of 10 scientific publications. Area of expertise: power quality, electro-magnetic compatibility.

E-mail: senchenko.1990@inbox.ru

УДК. 621.3.019

С. С. Соколов

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

Оптимальная длительность интервала наблюдения нестационарного потока отказов радиоэлектронных средств

Аннотация. Предложен метод определения оптимальной длительности интервала наблюдения нестационарного пуассоновского потока отказов радиоэлектронных средств (РЭС) для широкого класса стационарных процессов, модулирующих поток отказов по интенсивности. Знание оптимальной длительности интервала наблюдения, учитывающей двойную стохастичность потока, необходимо для расчета и прогнозирования показателя безотказности РЭС, функционирующих в околоземном космическом пространстве в составе искусственных спутников Земли, в ходе которого РЭС подвергаются воздействиям нестационарных потоков проникающей радиации и электростатических зарядов, приводящим к кратковременным или необратимым отказам. На основании известной линейной модели дважды стохастического точечного процесса впервые проведен подробный математический анализ и получены аналитические выражения для оптимальной длительности интервала наблюдения по критерию минимума суммарной среднеквадратической погрешности. Так как истинный характер нестационарности неизвестен, то анализ был проведен для гауссовского и гаусс-марковского модулирующих процессов, охватывающих широкий класс случайных процессов. Результаты анализа подтвердили достаточную для практики близость значений оптимальной длительности интервала наблюдения потока отказов для широкого класса модулирующих процессов.

Ключевые слова: безотказность технических средств, нестационарный поток отказов, интервал наблюдения реализации потока, оптимизация длительности интервала

Для цитирования: Соколов С. С. Оптимальная длительность интервала наблюдения нестационарного потока отказов радиоэлектронных средств // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 3. С. 48–56.

S. S. Sokolov

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

Optimal Monitoring Time Interval for Radio-Electronic Equipment Unsteady Failure Rate

Abstract. The method for determining the optimal duration of monitoring interval of non-stationary Poisson failure rate of radio-electronic equipment (REE) for a wide range of stationary processes, modulating it by intensity. To know the optimal duration of monitoring interval, taking into account the flow double stochasticity is necessary to calculate and predict REE reliability factor, operating in near-Earth space as a part of artificial Earth satellites (AES). In the course of calculation REE is exposed to ionizing radiation of unsteady flows and electrostatic charges, leading to short duration or irreversible failures. Based on the known linear model of double stochastic point process a detailed mathematical analysis is made for the first time ever and analytical expressions were obtained for the optimal monitoring time interval with respect to minimum combined standard uncertainty. Since the true nature of unsteadiness is unknown, analysis is carried out for Gaussian and Gauss-Markov modulating processes, covering a wide range of random processes. The analysis results confirm practical similarity of optimal monitoring time interval values for a wide range of modulating processes.

Key words: reliability of technical equipment, unsteady flow of failures, monitoring implementation of interval flow, optimization interval duration

For citation: Sokolov S. S. Optimal Monitoring Time Interval for Radio-Electronic Equipment Unsteady Failure Rate. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 3, pp. 48–56. (In Russian)

Введение. Изучение проблемы надежности функционирования радиоэлектронных средств (РЭС) в условиях околоземного космического пространства (ОКП) стало возможным благодаря организации постоянного наблюдения за пара-

метрами радиационной обстановкой в ОКП с помощью отечественной многоканальной регистрирующей аппаратуры, устанавливаемой на метеорологических искусственных спутниках Земли (ИСЗ) "Метеор" и "Электрон" [1], [2]. Реализуя

эффективные алгоритмы формирования текущих оценок интенсивности потоков проникающей радиации [3], [4], были получены данные о параметрах радиационных полей, характеризующих существенной временной и пространственной нестационарностью и негативно влияющих на параметры электрорадиокомпонентов (ЭРК) РЭС, особенно на их полупроводниковые компоненты. При этом интенсивность потока отказов аппаратуры ИСЗ также носит нестационарный характер.

Дальнейшие исследования позволили реализовать ряд конструкторско-технологических решений полупроводниковых ЭРК и конструкций РЭС в целом, обеспечивших их радиационную стойкость [5]–[9]. Однако для нестационарного потока отказов расчет и прогнозирование показателей надежности РЭС возможны лишь на основе знания текущего значения интенсивности потока отказов, полученного за некоторый оптимальный интервал его наблюдения.

Интенсивность отказов технических средств на разных стадиях их "цикла жизни" не остается постоянной. В приложениях используют распределение Вейбулла вида $P(t) = \exp(-v_0 t^\delta)$, где t – время безотказной работы; v_0 и δ – параметры распределения. Интенсивность отказов $v(t) = v_0 \delta t^{\delta-1}$ этого распределения позволяет учесть динамику отказов на стадии производства и настройки изделия ($\delta < 1$, интенсивность отказов снижается); на стадии нормальной эксплуатации ($\delta = 1$, $v(t) = v_0 = \text{const}$) и на стадии истощения ресурса ($\delta > 1$, интенсивность отказов возрастает). И если качественное изменение поведения функции $v(t)$ на первой и третьей стадиях объяснимо, то постоянство интенсивности отказов на второй стадии наблюдается не всегда.

Следовательно, чтобы воспользоваться для расчета вероятности безотказной работы изделия экспоненциальным распределением вида

$$P(t) = \exp(-v_0 t),$$

значение параметра распределения v_0 должно быть получено при оптимальном значении длительности интервала наблюдения Δ_{opt} нестационарного потока отказов по критерию минимума дисперсии суммарной среднеквадратической погрешности вида

$$\overline{\varepsilon}_{\Sigma}^2 = \overline{\varepsilon}_d^2 + \overline{\varepsilon}_{\text{ст}}^2,$$

где $\overline{\varepsilon}_d^2$ и $\overline{\varepsilon}_{\text{ст}}^2$ – дисперсии независимых и некоррелированных динамической и статистической погрешностей соответственно.

Этот случай и является предметом рассмотрения, охватывая ситуации, когда поток отказов – пуассоновский, а функция $\lambda(t)$, модулирующая поток по интенсивности, принадлежит совокупности, ограниченной случайными процессами с гауссовской

$$R_{\lambda}(\tau) = \sigma_{\lambda}^2 \exp(-\beta^2 \tau^2)$$

и экспоненциальной

$$R_{\lambda}(\tau) = \sigma_{\lambda}^2 \exp(-\beta|\tau|)$$

функциями автокорреляции, являющимися предельными с точки зрения существования производных у описываемых этими функциями процессов. Здесь σ_{λ}^2 – дисперсия модулирующего процесса; β – частотный параметр модулирующего процесса ($\beta = 1/\tau_K$, τ_K – интервал корреляции); τ – аргумент, имеющий размерность времени.

В качестве модели наблюдаемого процесса $y(t)$ примем аддитивную линейную модель [10] вида

$$y(t) = \lambda(t) + n_3,$$

где $\lambda(t)$ – упомянутая выше модулирующая функция; n_3 – эквивалентный стационарный импульсный шум.

Гауссовская функция автокорреляции модулирующего процесса. Аддитивный характер модели наблюдаемого процесса и независимость входящих в него компонент позволяют рассматривать их преобразование оператором "текущего среднего" с импульсной характеристикой $h(\tau)$ также независимо.

Общее выражение для значения дисперсии динамической погрешности преобразования модулирующей функции $\lambda(t)$ оператором $h(\tau)$ с текущим значением длительности интервала наблюдения 2Δ имеет вид [11]

$$\overline{\varepsilon}_d^2 = \lim_{\Delta \rightarrow \infty} \frac{1}{2\Delta} \int_{-\Delta}^{\Delta} [\lambda(t) - \lambda^*(t)]^2 dt, \quad (1)$$

где $\lambda^*(t)$ – текущая оценка модулирующего процесса $\lambda(t)$, определенная как

$$\lambda^*(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \lambda(t - \tau) h(\tau) d\tau. \quad (2)$$

Импульсная характеристика $h(\tau)$ оператора "текущего среднего" имеет вид

$$h(\tau) = 1/\Delta, \quad 0 \leq \tau \leq \Delta;$$

$$h(\tau) = 0, \quad \tau < 0, \tau > \Delta.$$

Подставив (2) в (1), получим:

$$\bar{\varepsilon}_d^2 = \lim_{\Delta \rightarrow \infty} \frac{1}{2\Delta} \int_{-\Delta}^{\Delta} \left[\lambda(t) - \int_{-\infty}^{\infty} \lambda(t-\tau)h(\tau) d\tau \right]^2 dt.$$

Возведя подынтегральную функцию в квадрат и раскрыв квадратные скобки, получим:

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_d^2 &= \lim_{\Delta \rightarrow \infty} \frac{1}{2\Delta} \int_{-\Delta}^{\Delta} \lambda^2(t) dt - \\ &- 2 \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) d\tau \left[\lim_{\Delta \rightarrow \infty} \frac{1}{2\Delta} \int_{-\Delta}^{\Delta} \lambda(t-\tau)\lambda(t) dt \right] + \\ &+ \int_{-\infty}^{\infty} h(\varphi) d\varphi \int_{-\infty}^{\infty} h(\theta) d\theta \left[\lim_{\Delta \rightarrow \infty} \frac{1}{2\Delta} \int_{-\Delta}^{\Delta} \lambda(t-\varphi)\lambda(t-\theta) dt \right], \end{aligned}$$

где φ и θ – вспомогательные аргументы.

Учитывая, что

$$\lim_{\Delta \rightarrow \infty} \frac{1}{2\Delta} \int_{-\Delta}^{\Delta} \lambda^2(t) dt = R_\lambda(0),$$

$$\begin{aligned} \lim_{\Delta \rightarrow \infty} \frac{1}{2\Delta} \int_{-\Delta}^{\Delta} \lambda(t-\tau)\lambda(t) dt &= \\ = \lim_{\Delta \rightarrow \infty} \frac{1}{2\Delta} \int_{-\Delta}^{\Delta} \lambda(t-\lambda)\lambda(t-\theta) dt &= R_\lambda(\tau), \end{aligned}$$

запишем:

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_d^2 &= R_\lambda(0) - 2 \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) R_\lambda(\tau) d\tau + \\ &+ 2 \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) d\tau \int_{-\infty}^{\infty} h(\theta) R_\lambda(\tau-\theta) d\theta. \end{aligned}$$

Учитывая условие физической осуществимости и ограниченность "памяти" оператора "текущего среднего", получим окончательно:

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_d^2 &= R_\lambda(0) - 2 \int_0^{\Delta} h(\tau) R_\lambda(\tau) d\tau + \\ &+ 2 \int_0^{\Delta} h(\tau) d\tau \int_0^{\Delta} h(\theta) R_\lambda(\tau-\theta) d\theta. \end{aligned} \quad (3)$$

Подставив в (3) $h(\tau) = 1/\Delta$,

$R_\lambda(\tau) = \sigma^2 \exp(-\beta^2 \tau^2)$, получим:

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_d^2 &= \sigma_\lambda^2 \left\{ 1 - 2 \int_0^{\Delta} \frac{1}{\Delta} \exp(-\beta^2 \tau^2) d\tau + \right. \\ &\left. + \int_0^{\Delta} \frac{1}{\Delta} d\tau \int_0^{\Delta} \frac{1}{\Delta} \exp[-\beta^2 (\tau-\theta)^2] d\theta \right\}. \end{aligned} \quad (4)$$

Представив функцию $\exp(-\beta^2 \tau^2)$ в (4) степенным рядом вида

$$\exp(-x^2) = \sum_0^{\infty} (-1)^k \frac{x^{2k}}{k!},$$

где x – аргумент функции, а k может принимать целочисленные значения от 0 до ∞ , запишем (4) как

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_d^2 &= \sigma_\lambda^2 \left[1 - \frac{2}{\Delta} \int_0^{\Delta} \sum_0^{\infty} (-1)^k \frac{(\beta\tau)^{2k}}{k!} d\tau + \right. \\ &\left. + \frac{1}{\Delta^2} \int_0^{\Delta} d\tau \int_0^{\Delta} \sum_0^{\infty} (-1)^k \frac{\beta^{2k} (\theta-\tau)^{2k}}{k!} d\theta \right]. \end{aligned} \quad (5)$$

Вычислим интегралы в (5):

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{2}{\Delta} \int_0^{\Delta} \sum_0^{\infty} (-1)^k \frac{(\beta\tau)^{2k}}{k!} d\tau = \\ &= 2 \sum_0^{\infty} (-1)^k \frac{(\beta\Delta)^{2k}}{k!(2k+1)}, \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{1}{\Delta^2} \int_0^{\Delta} d\tau \int_0^{\Delta} \sum_0^{\infty} (-1)^k \frac{[\beta(\theta-\tau)]^{2k}}{k!} d\theta = \\ &= \frac{1}{\Delta^2} \int_0^{\Delta} d\tau \int_{\tau}^{\tau-\Delta} \sum_0^{\infty} (-1)^k \frac{(\beta\lambda)^{2k}}{k!} d\lambda = \\ &= \frac{1}{\Delta^2} \int_0^{\Delta} d\tau \left\{ - \sum_0^{\infty} (-1)^k \frac{[\beta(\tau-\Delta)]^{2k}}{k!(2k+1)} + \right. \\ &\quad \left. + \sum_0^{\infty} (-1)^k \frac{\beta^{2k} \tau^{2k+1}}{k!(2k+1)} \right\} = \\ &= \frac{1}{\Delta^2} \int_{-\Delta}^0 - \sum_0^{\infty} (-1)^k \frac{\beta^{2k} \lambda^{2k+1}}{k!(2k+1)} d\lambda + \\ &+ \frac{1}{\Delta^2} \int_0^{\Delta} - \sum_0^{\infty} (-1)^k \frac{\beta^{2k} \tau^{2k+1}}{k!(2k+1)} d\tau = \\ &= 2 \sum_0^{\infty} (-1)^k \frac{(\beta\Delta)^{2k}}{k!(2k+1)(2k+2)}. \end{aligned} \quad (7)$$

Подставив (6) и (7) в (5), получим:

$$\bar{\varepsilon}_d^2 = \sigma_\lambda^2 \left\{ 1 - 2 \left[\sum_0^\infty (-1)^k \frac{(\beta\Delta)^{2k}}{k!(2k+1)} - \sum_0^\infty (-1)^k \frac{(\beta\Delta)^{2k}}{k!(2k+1)(2k+2)} \right] \right\}.$$

После объединения рядов в квадратных скобках запишем окончательно:

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_d^2 &= \sigma_\lambda^2 \left[1 - \sum_0^\infty (-1)^k \frac{(\beta\Delta)^{2k}}{(k+1)!} \right] = \\ &= \sigma_\lambda^2 \left[1 - \sum_0^\infty (-1)^k \frac{(\beta\Delta)^{2(k+1)}}{(k+1)!} / (\beta\Delta)^2 \right] = \\ &= \sigma_\lambda^2 \left\{ 1 - \left[1 - \sum_0^\infty (-1)^k \frac{(\beta\Delta)^{2k}}{k!} \right] / (\beta\Delta)^2 \right\} = \\ &= \sigma_\lambda^2 \left\{ 1 - [1 - \exp(-\beta^2\Delta^2)] / (\beta^2\Delta^2) \right\}. \quad (8) \end{aligned}$$

Проверим поведение погрешности (8) при экстремальных значениях параметра Δ . Рассмотрим предел

$$\lim_{\Delta \rightarrow 0} \bar{\varepsilon}_d^2 = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \sigma_\lambda^2 \left[1 - \frac{1 - \exp(-\beta^2\Delta^2)}{\beta^2\Delta^2} \right].$$

Разложив экспоненциальный член в ряд вида

$$\exp(-\beta^2\Delta^2) = \sum_0^\infty (-1)^k \frac{(\beta\Delta)^{2k}}{k!}$$

и ограничившись тремя первыми членами ряда, получим очевидный предел:

$$\begin{aligned} \lim_{\Delta \rightarrow 0} \bar{\varepsilon}_d^2 &= \lim_{\Delta \rightarrow 0} \sigma_\lambda^2 \left[1 - \frac{1 - \beta^2\Delta^2 + 0.5\beta^4\Delta^4}{\beta^2\Delta^2} \right] = \\ &= \sigma_\lambda^2 \lim_{\Delta \rightarrow 0} 0.5\beta^2\Delta^2 = 0. \end{aligned}$$

Второй предел также очевиден. Действительно,

$$\lim_{\Delta \rightarrow \infty} \bar{\varepsilon}_d^2 = \lim_{\Delta \rightarrow \infty} \sigma_\lambda^2 \left[1 - \frac{1 - \exp(-\beta^2\Delta^2)}{\beta^2\Delta^2} \right] = \sigma_\lambda^2.$$

Полученные пределы подтверждаются и качественным рассмотрением поведения погрешности $\bar{\varepsilon}_d^2 = f(\Delta)$. Учитывая условие нормировки для оператора "текущего среднего", при $\Delta \rightarrow 0$ его импульсная характеристика $h(\tau)$ вырождается в δ -функцию.

В этом случае значение оценки

$$\lambda^*(t) = \int_{-\infty}^\infty \lambda(t-\tau)\delta(\tau)d\tau = \lambda(t)$$

совпадает с текущим значением модулирующего процесса, т. е. происходит безошибочное слежение за поведением процесса $\lambda(t)$.

При $\Delta \rightarrow \infty$, что соответствует наличию у оператора бесконечной памяти, значение оценки

$$\lambda^*(t) = \lim_{\Delta \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta} \int_{-0.5\Delta}^{0.5\Delta} \lambda(t) dt = \bar{\lambda} = \text{const}$$

не зависит от поведения процесса на входе оператора, т. е. происходит полное сглаживание вариаций модулирующего процесса, при котором динамическая погрешность максимальна, а ее дисперсия совпадает с σ_λ^2 .

Определим дисперсию статистической погрешности – второй компоненты суммарной погрешности, обусловленной статистическим характером пуассоновских потоков отказов и восстановлений.

В соответствии с обобщенной теоремой Кемпбелла [12] дисперсия нестационарного импульсного процесса $\xi(t)$, характеризуемого функцией интенсивности $v_\xi(t)$ и нормируемой функцией формы импульсов $F(\theta)$, определяется как

$$D[\xi(t)] = \int_{-\infty}^\infty v_\xi(t-\theta)F^2(\theta)d\theta. \quad (9)$$

Если рассматривать функцию $F(\theta)$ как реакцию оператора на δ -импульс, т. е. как импульсную (весовую) функцию оператора $h(\tau)$, а функцию $v_\xi(t)$ – как модулирующую функцию интенсивности $\lambda(t)$, то (9) можно трактовать как выражение для среднеквадратической статистической погрешности оператора, которая в принятых выше обозначениях имеет вид

$$\varepsilon_{ст}^2(t) = \int_{-\infty}^\infty \lambda(t-\tau)h^2(\tau)d\theta. \quad (10)$$

И поскольку вид функции $\lambda(t)$ неизвестен, то, усредняя (10) на интервале $[-\infty, \infty]$, придем к случаю стационарного импульсного шума $\bar{\lambda}$, для которого среднеквадратическая статистическая погрешность уже не будет зависеть от времени, т. е. получим:

$$\bar{\varepsilon}_{ст}^2 = \langle \varepsilon_{ст}^2(t) \rangle = \left\langle \int_{-\infty}^\infty \lambda(t-\tau)h^2(\tau)d\theta \right\rangle =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} \langle \lambda(t-\tau) \rangle h^2(\tau) d\tau = \bar{\lambda} \int_{-\infty}^{\infty} h^2(\tau) d\tau.$$

Учитывая тип оператора и условия его физической осуществимости, окончательно получим:

$$\bar{\varepsilon}_{\text{CT}}^2 = \bar{\lambda} \int_{-\infty}^{\infty} h^2(\tau) d\tau = \bar{\lambda} \int_0^{\Delta} \frac{1}{\Delta^2} d\tau = \frac{\bar{\lambda}}{\Delta}. \quad (11)$$

Проверим поведение погрешности (11) при экстремальных значениях параметра оператора:

$$\lim_{\Delta \rightarrow 0} \bar{\varepsilon}_{\text{CT}}^2 = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \frac{\bar{\lambda}}{\Delta} = \bar{\lambda} \lim_{\Delta \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta} = \infty;$$

$$\lim_{\Delta \rightarrow \infty} \bar{\varepsilon}_{\text{CT}}^2 = \lim_{\Delta \rightarrow \infty} \frac{\bar{\lambda}}{\Delta} = \bar{\lambda} \lim_{\Delta \rightarrow \infty} \frac{1}{\Delta} = 0.$$

Эти очевидные пределы совпадают и с качественным рассмотрением поведения погрешности

$$\bar{\varepsilon}_{\text{CT}}^2 = f(\Delta).$$

Действительно, примем во внимание, что

$$\bar{\varepsilon}_{\text{CT}}^2 = \left\langle (\bar{\lambda} - \bar{\lambda}_i^*)^2 \right\rangle,$$

где $\bar{\lambda}_i^*$ – оценка интенсивности стационарного пуассоновского потока, вычисленная в предположении, что за интервал наблюдения Δ_i зарегистрировано N_i событий, т. е.

$$\bar{\lambda}_i^* = \frac{N_i}{\Delta_i}.$$

Предположим теперь, что интервал наблюдения настолько мал, что вероятность попасть в него одновременно двум и более событиям есть величина высшего порядка малости по сравнению с вероятностью попадания одного события или непопадания событий вообще. В этом случае оценка интенсивности потока может принимать значения "0" или $1/\Delta$, а дисперсия статистической погрешности $\bar{\varepsilon}_{\text{CT}}^2 \rightarrow \infty$ при $\Delta \rightarrow 0$.

Если же предположить, что интервал наблюдения так велик, что вероятность появления в нем $N+1$ или $N-1$ событий мала по сравнению с вероятностью появления ровно N событий, то в этом случае значение оценки $\bar{\lambda}_i^* \rightarrow \bar{\lambda}$, а дисперсия статистической погрешности $\bar{\varepsilon}_{\text{CT}}^2 \rightarrow 0$.

Дисперсия суммарной погрешности

$$\bar{\varepsilon}_{\Sigma}^2 = \bar{\varepsilon}_{\Delta}^2 + \bar{\varepsilon}_{\text{CT}}^2. \quad (12)$$

Подставив (8) и (11) в (12), получим выражение для дисперсии суммарной среднеквадратической погрешности в виде

$$\bar{\varepsilon}_{\Sigma}^2 = \sigma_{\lambda}^2 \left[1 - \frac{1 - \exp(-\beta^2 \Delta^2)}{\beta^2 \Delta^2} \right] + \frac{\bar{\lambda}}{\Delta}. \quad (13)$$

Оптимальное значение параметра Δ , при котором (13) имеет минимум, следует искать из условия

$$\frac{d\bar{\varepsilon}_{\Sigma}^2}{d\Delta} = 0. \quad (14)$$

Подставив (13) в (14) и продифференцировав, получим:

$$2\sigma_{\lambda}^2 \frac{1 - (1 + \beta^2 \Delta^2) \exp(-\beta^2 \Delta^2)}{\beta^2 \Delta^3} - \frac{\bar{\lambda}}{\Delta^2} = 0. \quad (15)$$

Уравнение (15) относительно Δ является трансцендентным и может быть решено только либо численно, либо графически. Для получения приближенного аналитического решения представим экспоненциальный множитель $\exp(-\beta^2 \Delta^2)$ аппроксимирующим трехчленом вида

$$\exp(-\beta^2 \Delta^2) \approx 1 - (\beta\Delta)^2 + 0.5(\beta\Delta)^4. \quad (16)$$

Погрешность такой аппроксимации для практически реальных случаев, когда $\beta\Delta \leq 0.5$, не превышает 1 %.

Перепишем (15) с учетом (16):

$$2\sigma_{\lambda}^2 \frac{1 - [1 - (\beta\Delta)^2 + 0.5(\beta\Delta)^4](1 + \beta^2 \Delta^2)}{\beta^2 \Delta^3} - \frac{\bar{\lambda}}{\Delta^2} = 0. \quad (17)$$

После преобразования (17) получим:

$$2\sigma_{\lambda}^2 \frac{0.5(\beta\Delta)^4 - 0.5(\beta\Delta)^6}{\beta^2 \Delta^3} - \frac{\bar{\lambda}}{\Delta^2} = 0. \quad (18)$$

Для того чтобы явно разрешить (18) относительно $\Delta = \Delta_{\text{opt}}$, отбросим достаточно малый член $0.5(\beta\Delta)^6$. При этом погрешность аппроксимации (16) для подавляющего большинства практических случаев, когда $\beta\Delta \leq 0.3$, не превышает 5 %. Такая последовательная аппроксимация (16) оказалась вдвое точнее, чем аппроксимация экспоненциального члена $\exp(-\beta^2 \Delta^2)$ двучленом $1 - (\beta\Delta)^2$.

Таким образом, упростив (18) и разрешив его относительно $\Delta = \Delta_{\text{opt}}$, получим окончательно:

$$\Delta_{\text{opt}} = \frac{1}{\beta} \sqrt[3]{\frac{\beta \bar{\lambda}}{\sigma_{\lambda}^2}}. \quad (19)$$

Подставив (19) в (13), в котором экспоненциальный член предварительно аппроксимируем трехчленом (16), получим выражение для дисперсии минимальной суммарной погрешности в виде

$$\bar{\varepsilon}_{\Sigma}^2 = \sigma_{\lambda}^2 \left[\frac{1}{2} \sqrt[3]{\left(\frac{\beta \bar{\lambda}}{\sigma_{\lambda}^2}\right)^2} + \frac{\beta \bar{\lambda}}{\sigma_{\lambda}^2} \frac{1}{\sqrt[3]{\left(\frac{\beta \bar{\lambda}}{\sigma_{\lambda}^2}\right)^2}} \right]. \quad (20)$$

Введем в рассмотрение параметр

$$A_{\text{SN}} = \frac{P_c}{P_{\text{ш.э}}}, \quad (21)$$

выражающий отношение мощности полезного сигнала P_c к мощности шума в эквивалентной полосе частот $P_{\text{ш.э}}$, и определим его через параметры наблюдаемого процесса. Эквивалентную полосу частот F_3 энергетического спектра случайного процесса определим в виде [13]:

$$F_3 = \frac{1}{2\pi F(\omega_0)} \int_0^{\infty} F(\omega) d\omega = \frac{R_{\lambda}(0)}{F(\omega_0)}, \quad (22)$$

где $F(\omega)$ – спектральная плотность мощности модулирующего процесса; $F(\omega_0)$ – спектральная плотность на характерной частоте ω_0 ; $\omega_0 = 0$; $R_{\lambda}(0)$ – средняя мощность стационарного процесса.

Согласно теореме Винера–Хинчина при $\omega_0 = 0$ и $F(\omega_0) = F(0)$,

$$F(0) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{\lambda}(\tau) d\tau = 2\sigma_{\lambda}^2 S_0, \quad (23)$$

где $R_{\lambda}(\tau)$ – функция автокорреляции модулирующего процесса; $R_{\lambda}(\tau) = \sigma_{\lambda}^2 \exp(-\beta^2 \tau^2)$; S_0 – площадь под нормированной функцией автокорреляции.

Подставив (23) в (22) и учитывая, что $R_{\lambda}(0) = \sigma_{\lambda}^2$, получим:

$$F_3 = \frac{\sigma_{\lambda}^2}{2\sigma_{\lambda}^2 S_0} = \frac{1}{2S_0}. \quad (24)$$

Примем энергетический спектр эквивалентного импульсного шума постоянным в достаточ-

но широкой полосе частот и равным $2\bar{\lambda}$ [13]. Тогда в эквивалентной полосе частот модулирующего процесса мощность импульсного шума с учетом (24) найдем как

$$P_{\text{ш.э}} = 2\bar{\lambda} F_3 = \frac{2\bar{\lambda}}{2S_0} = \frac{\bar{\lambda}}{S_0}. \quad (25)$$

Учитывая, что $P_c = \sigma_{\lambda}^2$, и подставив значения P_c и $P_{\text{ш.э}}$ (25) в (21), запишем окончательно:

$$A_{\text{SN}} = \frac{\sigma_{\lambda}^2 S_0}{\bar{\lambda}}. \quad (26)$$

Для гауссовской функции автокорреляции:

$$S_0 = 2 \int_0^{\infty} \exp(-\beta^2 \tau^2) d\tau = \frac{\sqrt{\pi}}{\beta}, \quad (27)$$

где β – частотный параметр модулирующего процесса, $\beta \tau_k = 1$.

Тогда с учетом (27) запишем (26) в виде

$$A_{\text{SN}} = \sqrt{\pi} \frac{\sigma_{\lambda}^2}{\beta \bar{\lambda}}. \quad (28)$$

С учетом (28) запишем (19) и (20) как

$$\Delta_{\text{opt}} = \frac{1}{\beta} \sqrt[3]{\frac{\sqrt{\pi}}{A_{\text{SN}}}}; \quad (29)$$

$$\bar{\varepsilon}_{\Sigma}^2 = \frac{\sigma_{\lambda}^2}{2A_{\text{SN}}} \left(\frac{\sqrt[3]{\pi^2} + 2\sqrt[3]{\pi A_{\text{SN}}^2}}{\sqrt[3]{A_{\text{SN}}}} \right). \quad (30)$$

Полученные соотношения (29) и (30) связывают соответственно оптимальное значение интервала наблюдения событий потока отказов и дисперсию суммарной минимальной погрешности оценивания его интенсивности с энергетическим параметром потока.

Экспоненциальная функция автокорреляции модулирующего процесса. Экспоненциальная функция автокорреляции в общей форме записи имеет вид

$$R(\tau) = \sigma^2 \exp(-\beta|\tau|). \quad (31)$$

Как и в предыдущем случае, оптимальное значение интервала наблюдения потока отказов будем искать из условия минимума дисперсии суммарной погрешности.

Для определения дисперсии динамической погрешности воспользуемся выражением для динамической погрешности в виде [13]

$$\bar{\varepsilon}_d^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S_{\lambda}(\omega) [1 - |H(j\omega)|]^2 d\omega, \quad (32)$$

где $S_{\lambda}(\omega)$ – спектральная плотность полезного сигнала на входе линейного оператора; $H(j\omega)$ – передаточная функция оператора.

Для гаусс-марковских процессов с функцией автокорреляции (31)

$$S_{\lambda}(\omega) = \frac{2\sigma_{\lambda}^2\beta}{\beta^2 + \omega^2}; \quad (33)$$

$$H(j\omega) = H(\omega) = \frac{\sin(\omega\Delta/2)}{\omega\Delta/2}. \quad (34)$$

Подставив (33) и (34) в (32), получим:

$$\bar{\varepsilon}_d^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{2\sigma_{\lambda}^2\beta}{\beta^2 + \omega^2} \left[1 - \frac{\sin(\omega\Delta/2)}{(\omega\Delta/2)} \right]^2 d\omega. \quad (35)$$

Интеграл (35) разобьем на 3 интеграла:

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_d^2 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{2\sigma_{\lambda}^2\beta}{\beta^2 + \omega^2} d\omega - \\ &- \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{2\sigma_{\lambda}^2\beta}{\beta^2 + \omega^2} \frac{\sin(\omega\Delta/2)}{(\omega\Delta/2)} d\omega + \\ &+ \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{2\sigma_{\lambda}^2\beta}{\beta^2 + \omega^2} \frac{\sin^2(\omega\Delta/2)}{(\omega\Delta/2)^2} d\omega. \end{aligned}$$

После интегрирования получим окончательно [14]:

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_d^2 &= \sigma_{\lambda}^2 \left[1 - 4 \frac{1 - \exp(-0.5\beta\Delta)}{\beta\Delta} + \right. \\ &\left. + 2 \frac{\beta\Delta - 1 + \exp(-\beta\Delta)}{(\beta\Delta)^2} \right]. \quad (36) \end{aligned}$$

Проверим поведение погрешности (36) при экстремальных значениях параметра Δ :

$$\begin{aligned} \lim_{\Delta \rightarrow 0} \bar{\varepsilon}_d^2 &= \sigma_{\lambda}^2 \lim_{\Delta \rightarrow 0} \left[1 - 4 \frac{1 - \exp(-0.5\beta\Delta)}{\beta\Delta} + \right. \\ &\left. + 2 \frac{\beta\Delta - 1 + \exp(-\beta\Delta)}{(\beta\Delta)^2} \right] = 0. \end{aligned}$$

Применив правило Лопиталья, также получим:

$$\begin{aligned} \lim_{\Delta \rightarrow \infty} \bar{\varepsilon}_d^2 &= \sigma_{\lambda}^2 \lim_{\Delta \rightarrow \infty} \left[1 - 4 \frac{1 - \exp(-0.5\beta\Delta)}{\beta\Delta} + \right. \\ &\left. + 2 \frac{\beta\Delta - 1 + \exp(-\beta\Delta)}{(\beta\Delta)^2} \right] = \sigma_{\lambda}^2. \end{aligned}$$

Полученные значения пределов совпадают с качественным рассмотрением поведения погрешности $\bar{\varepsilon}_{\Sigma}^2$.

Подставив (36) и (11) в (12), получим выражение для дисперсии суммарной среднеквадратической погрешности в виде

$$\begin{aligned} \bar{\varepsilon}_{\Sigma}^2 &= \sigma_{\lambda}^2 \left[1 - 4 \frac{1 - \exp(-0.5\beta\Delta)}{\beta\Delta} + \right. \\ &\left. + 2 \frac{\beta\Delta - 1 + \exp(-\beta\Delta)}{(\beta\Delta)^2} \right] + \frac{\bar{\lambda}}{\Delta}. \quad (37) \end{aligned}$$

Заменим экспоненциальные члены (37) аппроксимируемыми трехчленами вида

$$\exp(-\beta\Delta) \approx 1 - \beta\Delta + 0.5(\beta\Delta)^2. \quad (38)$$

Погрешность такой аппроксимации для большинства практических случаев, когда $\beta\Delta \leq 0.4$, не превышает 1.5 %.

С учетом (38) и после упрощений получим:

$$\bar{\varepsilon}_{\Sigma}^2 = \sigma_{\lambda}^2 \frac{\beta\Delta}{2} + \frac{\bar{\lambda}}{\Delta}. \quad (39)$$

Продифференцировав (39) по Δ и приравняв производную нулю, получим уравнение

$$\sigma_{\lambda}^2 \frac{\beta}{2} - \frac{\bar{\lambda}}{\Delta^2} = 0. \quad (40)$$

Разрешив (40) относительно $\Delta = \Delta_{\text{opt}}$, получим:

$$\Delta_{\text{opt}} = \sqrt{\frac{2\bar{\lambda}}{\sigma_{\lambda}^2\beta}}. \quad (41)$$

Определим выражение для параметра A_{SN} для нестационарного случайного процесса с функцией автокорреляции модулирующего процесса вида (31). Согласно (26) запишем:

$$A_{\text{SN}} = \frac{\sigma_{\lambda}^2}{\bar{\lambda}} 2 \int_0^{\infty} \exp(-\beta|\tau|) d\tau = \frac{2\sigma_{\lambda}^2}{\bar{\lambda}\beta}. \quad (42)$$

С учетом (42) перепишем (41) в виде

$$\Delta_{\text{opt}} = \frac{2}{\beta} \sqrt{\frac{1}{A_{\text{SN}}}}. \quad (43)$$

Подставив (43) в (39) и учитывая (42), получим:

$$\bar{\varepsilon}_{\Sigma\text{min}}^2 = \frac{2\sigma_{\lambda}^2}{\sqrt{A_{\text{SN}}}}. \quad (44)$$

Соотношения (43) и (44) связывают соответственно оптимальное значение интервала наблюдения событий потока отказов и дисперсию суммарной минимальной погрешности оценивания его интенсивности с энергетическим параметром потока.

Вывод. В настоящей статье в полном объеме представлены результаты расчета оптимального

интервала наблюдения нестационарного потока отказов РЭС для широкого класса случайных процессов, модулирующих поток по интенсивности. Полученные результаты качественно хорошо согласуются с результатами ранее проведенного имитационного моделирования, представленными в [15].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Авдюшин С. И., Соколов С. С. Методы и средства регистрации потоков ионизирующих излучений в околоземном космическом пространстве // Радио-техника. 2012. № 7. С. 122–126.

2. Соколов С. С. Профессор В. О. Вяземский – основатель в ЛЭТИ научно-практического направления космического приборостроения (к 85-летию со дня рождения) // Изв. СПбГЭТУ “ЛЭТИ”. 2014. № 8. С. 104–109.

3. А. с. СССР № 1401395. Адаптивный измеритель скорости счета / В. А. Казанский, С. С. Соколов; опубл. 07.06.88. Бюл. № 21.

4. Соколов С. С. Адаптивная фильтрация интенсивности точечных процессов с двойной стохастичностью // Изв. СПбГЭТУ “ЛЭТИ”. 2009. № 10. С. 7–12.

5. Обеспечение радиационной стойкости аппаратуры космических аппаратов при проектировании / М. А. Артюхова, В. В. Жаднов, С. Н. Полесский, В. А. Прохоров // Компоненты и технологии. 2010. № 9. С. 93–98.

6. Оценка оптимальных параметров экранов для защиты электронных систем космических аппаратов от ионизирующих излучений / И. П. Безродных, Е. И. Морозова, А. А. Петрукович, В. Т. Семенов // Вопр. электромеханики. 2012. Т. 131. С. 15–18.

7. Белоус А. И., Солодуха В. А., Шведов С. В. Космическая электроника: в 2 кн. Кн. 1. М.: Техносфера, 2015. 696 с.

Статья поступила в редакцию 13 апреля 2018 г.

8. Сваричевский М. Микроэлектроника для космоса и военных. URL: <http://habrahabr.ru/post/156049/> (дата обращения: 02.04.2018).

9. Шунков В. Физика радиационных эффектов, влияющих на электронику в космосе. URL: <http://geektimes.ru/post/254084/> (дата обращения: 18.03.2018).

10. Вяземский В. О. Ошибки воспроизведения текущего значения интенсивности случайного импульсного потока по его реализации // Изв. АН СССР. Техническая кибернетика. 1976. № 5. С. 137–143.

11. Солодовников В. В. Микропроцессорные автоматические системы регулирования. М.: Высш. шк., 1991. 256 с.

12. Рытов С. М. Введение в статистическую радиофизику. Ч. 1: Случайные процессы. М.: Наука, 1976. 494 с.

13. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.

14. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М.: Наука, 1963. 1108 с.

15. Соколов С. С., Чернов М. А. Имитационное моделирование дваждыстохастического импульсного потока // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2000. Вып. 1. С. 15–18.

Соколов Сергей Сергеевич – доктор технических наук (1996), профессор (1998), профессор кафедры микрорадиоэлектроники и технологии радиоаппаратуры Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета “ЛЭТИ” им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 75 научных публикаций. Сфера научных интересов – случайные процессы с двойной стохастичностью; системная инженерия. E-mail: tri-s-leningrad@yandex.ru

REFERENCES

1. Avdyushin S. I., Sokolov S. S. Methods and Equipment for Ionizing Radiation Registration in Near-Earth Space. *Radiotekhnika* [Radioengineering]. 2012, no. 7, pp. 122–126. (In Russian)

2. Sokolov S. S. Professor V. O. Vyazemsky, Founder of Scientific and Practical Space Instrumentation in LETI (to his 85th Anniversary). *Izvestiya SPbGETU “LETI”* [Proceedings of Saint Petersburg Electrotechnical University]. 2014, no. 8, pp. 104–109. (In Russian)

3. Kazanskii V. A. Sokolov S. S. *Adaptivnyi izmeritel' skorosti scheta* [Adaptive Meter Count Rate]. Copyright certificate SSSR, no. 1401395, 1988. (In Russian)

4. Sokolov S. S. Adaptive Filtering of Intensity Point Processes with Double Stochasticity. *Izvestiya SPbGETU “LETI”* [Proceedings of Saint Petersburg Electrotechnical University]. 2009, no. 10, pp. 7–12. (In Russian)

5. Artyukhova M. A., Zhadnov V. V., Poleskii S. N., Prokhorov V. A. Equipment Radiation Resistance in Spacecraft Design. *Komponenty i tekhnologii* [Components and technologies]. 2010, no. 9, pp. 93–98. (In Russian)

6. Bezrodnykh I. P., Morozova E. I., Petrukovich A. A., Semenov V. T. Estimation of Screen Optimal Parameters to Protect Spacecraft Electronic Systems from Ionizing Radiation [Electromechanical Matters]. 2012, vol. 131, pp.15–18. (In Russian)

7. Belous A. I., Solodukha V. A., Shvedov S. V. *Kosmicheskaya elektronika. V 2 kn. Kn. 1* [Space Electronics]. Moscow, *Tekhnosfera*, 2015, 696 p. (In Russian)

8. Svarichevskii M. Microelectronics for Space and Army. Available at: <http://habrahabr.ru/post/156049/> (accessed: 02.04.2018). (In Russian)

9. Shunkov V. Physics of Radiation Effects Affecting Electronics in Space. Available at: <http://geektimes.ru/post/254084/> (accessed 02.04.2018). (In Russian)

10. Vyazemsky V. O. Current Value Reproduction Error Rate for Random Pulse Stream based on its Realization. *Izv. AN SSSR. Tekhnicheskaya kibernetika* [Journal of the USSR Academy of Science. Technical cybernetic]. 1976, no. 5, pp. 137–143. (In Russian)

11. Solodovnicov V. V. *Mikroprotsessornye avtomaticheskie sistemy regulirovaniya* [Microprocessor Automatic Control System]. Moscow, *Vysshaya shkola*, 1991, 256 p. (In Russian)

12. Ryutov S. M. *Vvedenie v statisticheskuyu radiofiziku. Chast' 1. Sluchainye protsessy* [Introduction to Statistical Radiophysics. Pt. 1. Random Processes]. Moscow, *Nauka*, 1976, 494 p. (In Russian)

13. Levin B. R. *Teoreticheskie osnovy statisticheskoi radioelekhniki* [Theoretical Foundations of Statistical Radio Engineering]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1989, 656 p. (In Russian)

14. Gragshtein I. C., Ryigik I. M. *Tablitsy integralov, summ, ryadov i proizvedenii* [Table of Integrals, Series and Products]. Moscow, *Nauka*, 1963, 1108 p. (In Russian)

15. Sokolov S. S., Chernov M. A. Simulation Modeling of Double-Stochastic Pulse Stream. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2000, no. 1, pp. 15–18. (In Russian)

Received April, 13, 2018

Sergey S. Sokolov – D.Sc. in Engineering (1996), Professor (1998), Professor of the Micro Radio Electronics and Technology of Radio Equipment Department of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 75 scientific publications. Area of expertise: double-stochastic processes; system engineering. E-mail: tri-s-leningrad@yandex.ru



УДК 681.518.3

Н. В. Лысенко, А. М. Мончак
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

Анализ эффективности гетерогенных видеоинформационных систем на основе критерия доминирования

Аннотация. Рассмотрены подходы к оценке эффективности функционирования гетерогенных видеоинформационных систем. Показано, что модель иерархии как количественное описание структурно-функциональной организации может служить средством анализа информационных потоков и эффективности системы в терминах теории графов. Аналитически представлен критерий доминирования для оценки эффективности гетерогенных видеоинформационных систем. Показано, что в нагруженном графе гетерогенной системы веса отдельных узлов представляют эффективность этого узла, причем с его увеличением растет степень влияния (доминирования) данного узла на остальные узлы системы и на систему в целом, и обратно, со снижением веса узла повышается его зависимость от других узлов. Рассмотрено влияние длины межузловых путей на эффективность системы с учетом частичной потери информации при ее распространении по графу. Приведены численные расчеты эффективности систем на основе критерия доминирования, результаты которых подтверждают указанные теоретические положения.

Ключевые слова: гетерогенная система, критерий доминирования, эффективность видеоинформационных систем, оргграф системы

Для цитирования: Лысенко Н. В., Мончак А. М. Анализ эффективности гетерогенных видеоинформационных систем на основе критерия доминирования // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 3. С. 57–62.

N. V. Lysenko, A. M. Monchak
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

Analysis of the Effectiveness of Heterogeneous Video Information Systems on the Basis of the Dominance Criterion

Absrtact. The approaches to the evaluation of the efficiency of the functioning of heterogeneous video information systems are considered. It is shown that the hierarchy model as a quantitative description of the structural and functional organization can serve as a means of analyzing information flows and system efficiency in terms of graph theory. The criterion of dominance for the evaluation of the efficiency of heterogeneous video information systems is analytically presented. It is shown that in the loaded graph of a heterogeneous system the weights of individual nodes represent the efficiency of this node, and with its increase the degree of influence (dominance) of this node on the remaining nodes of the system and on the system as a whole grows, and conversely, with a decrease in the weight of the node it rises its dependence on other nodes. The influence of the length of interstitial paths on the efficiency of the system is taken into account, taking into account the partial loss of information during its propagation through the graph. Numerical calculations of the efficiency of systems based on the dominance criterion are given, the results of which confirm the indicated theoretical positions.

Key words: heterogeneous system, domination criterion, effectiveness of video information systems, system digraph

For citation: Lysenko N. V., Monchak A. M. Analysis of the Effectiveness of Heterogeneous Video Information Systems on the Basis of the Dominance Criterion. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 3, pp. 57–62. (In Russian)

Введение. Гетерогенная система представляет собой совокупность разнородных звеньев, объединенных для достижения определенной цели. Гетеро-

генные видеоинформационные системы (ГВИНС) создаются для восприятия информационного поля, его преобразования и обработки с целью из-

влечения разнородной информации, а также ее семантического анализа. В их состав входят приемники сигнала поля, преобразования полученного сигнала и его программной обработки – разнородные звенья, образующие гетерогенную систему.

Степень приспособленности ГВИНС к выполнению целевой функции принято оценивать значениями критериев эффективности (КЭ) [1]–[5]. КЭ учитывают структуру системы, значения ее характеристик, взаимодействие с внешней средой. Таким образом, КЭ определяют процессы функционирования системы. Их можно считать функционалом от этого процесса.

КЭ гетерогенной системы. Поскольку сложные системы работают в условиях действия случайных факторов, значения функционалов оказываются случайными величинами. Поэтому при расчете эффективности функционирования системы пользуются либо средними значениями соответствующих функционалов, либо их вероятностными характеристиками.

В многоцелевой задаче понятие оптимальности заменяется понятием недоминируемости [6]–[9]. В то время как решением одноцелевой задачи линейного программирования является оптимум целевой функции, решение многоцелевой задачи линейного программирования определяет множество недоминируемых (не имеющих преимуществ друг перед другом) альтернатив. Нахождение множества всех недоминируемых решений фиксирует в пространстве определения целевой функции совокупность точек, которые могут служить в качестве оптимальных решений.

В целях анализа информационных потоков и эффективности ГВИНС ей может быть сопоставлен ориентированный нагруженный граф (орграф). Узлы графа α_i соответствуют звеньям системы, пути указывают влияние одних узлов на другие, длины (нагрузка [10]) этих путей L_{ik} отражают степень влияния, причем чем длиннее путь, тем меньшее влияние оказывает i -й узел-источник на k -й узел-приемник (что соответствует потере информации при передаче по пути). В результате основной характеристикой графа ГВИНС является матрица длин путей $L = \{L_{ik}\}$, $i, k = \overline{1, w_\alpha}$, где w_α – количество узлов. Каждый путь учитывается в матрице один раз на пересечении строки с номером узла-источника и столбца с номером узла-приемника.

При разработке графа ГВИНС предлагаются следующие основные предпосылки [2], [11]–[13]:

1. Доля активного участия отдельного i -го звена α_i в реализации целевой функции системы количественно определяется значением критерия доминирования D_i . С ростом активности α_i влияние поведения i -го звена на функционирование всей системы и, следовательно, на значение D_i возрастает, т. е. это звено в большей мере играет доминирующую роль. Можно положить, что при $D_i > 0$ i -е звено выполняет активную роль в реализации целевой функции; при $D_i = 0$ оно нейтрально, а при $D_i < 0$ это звено противодействует достижению системных целей.

2. Чем больше значение $|D_i|$, тем точнее следует задавать верхнюю и нижнюю границы изменения критерия доминирования i -го звена D_i и реализацию состояний α_i .

3. С уменьшением $|D_i|$ возрастает зависимость i -го звена от остальных звеньев системы; одновременно требование к точности реализации состояний α_i снижается.

4. Степень организованности всей системы определяется значением критерия D ориентированного нагруженного графа.

Формализация D -критерия заключается в следующем:

1. Для двух узлов орграфа (i -го α_i и k -го α_k) величины $|L_{ik}|$ и $|L_{ki}|$ тем больше, чем длиннее самый короткий соединяющий их путь, и тем меньше, чем больше количество минимальных путей, соединяющих эти узлы.

2. Чем больше путей ведут в i -й узел, тем больше он зависит от системы и тем меньше значение D_i .

3. Чем больше число путей, выходящих из i -го узла, тем больше его влияние на систему и тем больше значение D_i .

Изложенным формальным требованиям удовлетворяет критерий вида

$$D_i = \sum_{k=1}^{w_\alpha} |D_{ik}|.$$

Степень доминирования i -го узла над k -м определяется величиной

$$D_{ik} = \sum_{j=1}^{m_{ik}} (L_{ik})_j^{-1} - \sum_{l=1}^{m_{ki}} (L_{ki})_l^{-1},$$

где m_{ik} – число всех существующих в графе путей, ведущих из α_i в α_k ; m_{ki} – число всех существующих в графе путей, ведущих из α_k в α_i .

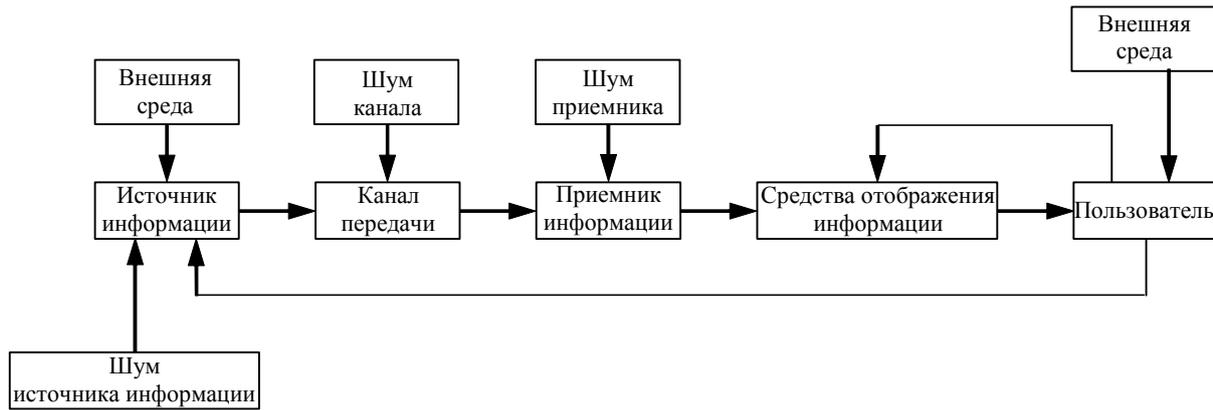


Рис. 1

Степень организованности всей системы определяется как

$$D_G = \sum_{i=1}^{W_\alpha} |D_i|. \quad (1)$$

Поскольку матрица длин путей в орграфе является дистрибутивной структурой, можно записать:

$$D_i = \sum_{k=1}^{w_\alpha} \sum_{j=1}^{m_{ik}} (L_{ik})_j^{-1} - \sum_{k=1}^{w_\alpha} \sum_{j=1}^{m_{ki}} (L_{ki})_j^{-1}. \quad (2)$$

Тогда в соответствии с (2) значения D_i рассчитываются по следующему алгоритму:

1. Суммируются строки матрицы L^{-1} , в результате образуется матрица-строка с размерами $1 \times w_\alpha$.
2. Суммируются столбцы матрицы L^{-1} , при этом получается матрица-столбец с размерами $w_\alpha \times 1$.
3. Матрица-столбец (п. 2) транспонируется, что приводит к образованию матрицы-строки.
4. Из первой матрицы-строки (п. 1) вычитается вторая матрица-строка (п. 3).

Аналитически эти операции записываются в следующем виде:

$$D_i = \left\{ \sum_{i=1}^{w_\alpha} \left[\sum_{j=1}^{m_{ik}} (L_{ik})_j^{-1} \right] \right\}_k - \left\{ \sum_{k=1}^{w_\alpha} \left[\sum_{j=1}^{m_{ki}} (L_{ki})_j^{-1} \right] \right\}_i^T, \quad (3)$$

где $\{ор\}_k$, $\{ор\}_i$ – почленная операция "ор" в матрице по координатам k и i соответственно; "Т" – символ транспонирования.

Мера структурной эффективности системы определяется степенью ее организованности, которая соответствует максимальному значению критерия D_G , вычисленного по (1).

Если определяется эффективность для систем, имеющих одинаковую целевую функцию, но разные реализации, то очевидно, что может быть

найдено максимальное значение критерия $D_{G_{max}}$ для некоторой "идеальной" структуры. Под идеальной будем понимать структуру системы, в которой все процессы совершаются на максимально возможном для данного класса систем общесистемном уровне, а количество путей и узлов структуры конгруэнтно минимизировано. Это утверждение вытекает из того факта, что в нагруженном орграфе обязательно существует минимальный путь, соединяющий заданные узлы α_i и α_j [14].

Тогда структурная эффективность системы определяется из соотношения

$$\mathcal{E} = D/D_{max}. \quad (4)$$

Пример. На рис. 1 представлена структурная схема простейшей ГВИНС, обладающей информационной обратной связью. В системе учтены шумы источника информации, канала связи и приемника, а также влияния внешней среды.

Поставим в соответствие каждому i -му звену системы на рис. 1 элемент графа α_i . Полученный граф системы представлен на рис. 2.

Отображаемую графом (рис. 2) структуру системы будем считать идеальной, так как в ней совершаются на максимально возможном для данного класса систем уровне все общесистемные процессы (основные информационные процессы, связь с внешней средой, два вида информационной обратной связи, влияние всех видов шумов).

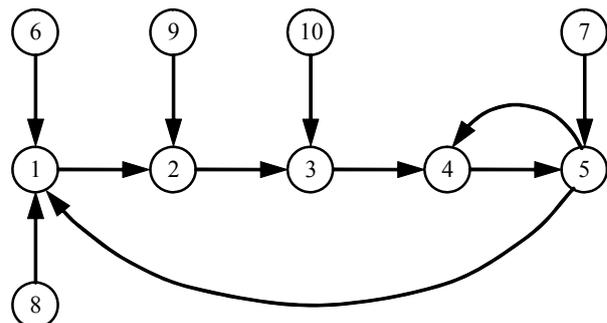


Рис. 2

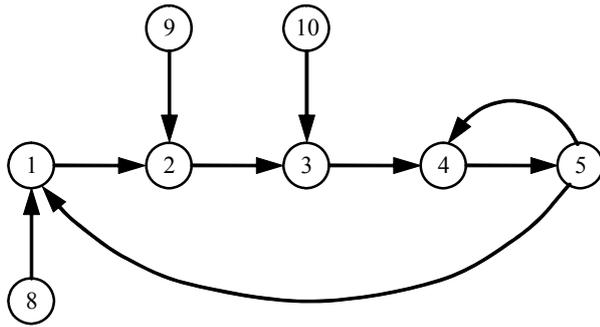


Рис. 3

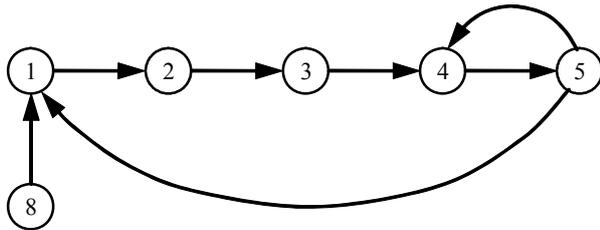


Рис. 4

Предположим, что каждый путь в орграфах характеризуется действием операторов q_i и сопровождается потерями информации $\Delta\theta_i$. Тогда к следующему узлу графа поступит информация $\theta_i - \Delta\theta_i$.

Поставим в соответствие длине пути от узла α_i до α_{i+1} относительные потери информации, которые могут быть получены в результате моделирования информационных процессов в системе:

$$L_{i, i+1} = \frac{\theta_i}{\theta_i - \Delta\theta_i} - 1,$$

т. е. чем меньше потери информации, тем короче длина пути. В предельных случаях при $\Delta\theta_i = 0$, $L = 0$: информация передается без потерь; при $\Delta\theta_i \rightarrow \theta_i$, $L \rightarrow \infty$ и информация по этому пути не может быть передана.

Сравним идеальную структуру, отображенную графом G_{\max} (см. рис. 2) и две системы, имеющие ту же целевую функцию, но отличающиеся реализацией: G_3 (рис. 3) и G_4 (рис. 4). Орграфы этих систем получены последовательным исключением из рассмотрения влияния внешней среды (G_3) и далее шумов (G_4).

Таблица 1

Путь	L_{ik}	Путь	L_{ik}	Путь	L_{ik}	Путь	L_{ik}
1-2	0.25	4-5	0.66	8-1	0.25	10-3	0.25
2-3	0.11	5-4	5.0	7-5	1.0	5-1	2.0
3-4	0.25	6-1	0.11	9-2	0.25		

Таблица 2

i	D_i	i	D_i	i	D_i	i	D_i
1	9.6	4	2.7	7	-1.0	10	-4.0
2	4.0	5	1.8	8	-4.0		
3	9.1	6	-9.1	9	-4.0		

Априорные данные для расчета сведены в табл. 1. Значения D -критерия узлов орграфа идеальной ГВИНС (см. рис. 2), полученные по (3), сведены в табл. 2. Положительные значения критерия доминирования для звеньев $\alpha_1 - \alpha_5$ свидетельствуют об активной роли этих элементов системы в достижении целевой функции. Напротив, отрицательные значения критерия у элементов 6-10 (шумы источника, канала связи, приемника и негативное влияние внешней среды) говорят о противодействии этих элементов эффективному достижению системной цели.

Значение D -критерия для идеальной структуры составляет $D_{G_{\max}} = 54.36$, для двух орграфов, выбранных для сравнения, он имеет значения $D_{G_3} = 34.18$ и $D_{G_4} = 17.18$.

В силу идеальности ГВИНС с орграфом G_{\max} (см. рис. 2) ее эффективность $\mathcal{E}_{G_{\max}} = 1.0$. Для орграфов сравниваемых систем по (4) получены значения эффективности $\mathcal{E}_{G_3} = 0.63$ и $\mathcal{E}_{G_4} = 0.32$.

Значительное уменьшение структурной эффективности ГВИНС для структур, в которых последовательно исключается влияние внешней среды и различного вида шумов, показывает, что подобные модели неадекватно представляют реальные процессы, происходящие в системе.

Заключение. В статье предложен D -критерий, позволяющий оценивать доминирование отдельных элементов системы в процессе достижения общей цели ее функционирования, а также выявлять структурную эффективность ГВИНС. Моделирование информационных процессов в системе позволяет получить исходные данные о потерях информации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Хартли Р. Передача информации / пер. с англ. М.: Наука, 1963. 350 с.
2. Лысенко Н. В. Информационные гетерогенные системы. СПб.: Элмор, 2007. 160 с.

3. Gertz M. W., Stewart D. B., Khosla P. K. A human-machine interface or distributed virtual laboratories // IEEE Robotics & Automation Magazine. 1994. Vol. 1, № 4. P. 106-119.

4. How hyperstereopsis can improve the accuracy of spatial perception: an experimental approach // SPIE. 1998. Vol. 3021. P. 51–63.

5. Bakhtiari R., Labibi B. Emotional learning to control large-scale systems // Proc. of 16th IFAC World Congress. Prague, Czech Republic, July 4–8, 2005.

6. Chatlatanagulchai W., Meckl P. H. Model-Free Observer Backstepping Control Design for Nonlinear Systems in Strict Feedback Form / 43d IEEE Conf. on Decision and Control. Dec. 14–17, 2004. Atlantis, Paradise Island, Bahamas.

7. Chen J., Patton R. Robust Model-Based Fault Diagnosis for Dynamic Systems. Boston, MA: Kluwer, 1999.

8. Edwards Ch., Chce Pin Tan. Fault tolerant control using sliding mode observers // 43d IEEE Conf. on Decision and Control. Dec. 14–17, 2004. Atlantis, Paradise Island, Bahamas.

9. Interactive Analysis of Time-Varying Systems using Volume Graphics / J. Johansson, D. Lindgren, M. Cooper,

Статья поступила в редакцию 18 февраля 2018 г.

L. Ljung // Proc. of 43d IEEE Conf. on Decision and Control. Dec. 14–17, 2004. Atlantis, Paradise Island, Bahamas.

10. Горбатов В. А. Фундаментальные основы дискретной математики. Информационная математика. М.: Наука, 2000. 310 с.

11. Bask M., Johansson A. Robust time-varying thresholds for supervision of valves in a flotation process / 43d IEEE Conf. on Decision and Control. Dec. 14–17, 2004. Atlantis, Paradise Island, Bahamas.

12. Customer satisfaction degree evaluation model in logistic using SVM / Huali Sun, Jianning Xie, Shao-Yuan Li, Yaofeng Xue // Proc. of 16th IFAC World Congress. Prague, Czech Republic, July 4–8, 2005.

13. Multiagent Teamwork: Hybrid Approaches / P. Paruchuri, E. Bowring, R. Nair, J. P. Pearce, N. Schurr, M. Tambc, P. Varakantham // Computer society of India Communications. 2006.

14. Фляйшнер Г. Эйлеровы графы и смежные вопросы / пер. с нем. М.: Мир, 2002. 247 с.

Лысенко Николай Владимирович – доктор технических наук (2002), профессор (2003), заведующий кафедрой телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 150 научных публикаций. Сфера научных интересов – гетерогенные видеоинформационные системы передачи и обработки информации; телевизионные сети и системы; влияние технических характеристик систем виртуальной реальности на эффективность деятельности операторов; моделирование видеоинформационных систем на основе теории графов.
E-mail: nvlysenko@etu.ru

Мончак Александр Маратович – кандидат технических наук (1981), доцент (2004) кафедры телевидения и видеотехники Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 21 научной публикации. Сфера научных интересов – гетерогенные видеоинформационные системы передачи и обработки информации; телевизионные сети и системы.
E-mail: monchak@yandex.ru

REFERENCES

1. Khartli R. *Peredacha informatsii* [Transmission of Information]. Moscow, Nauka, 350 p. (In Russian)

2. Lysenko N. V. *Informatsionnye geterogennye sistemy* [Information Heterogeneous Systems]. SPb., Elmor, 2007, 160 p. (In Russian)

3. Gertz M. W., Stewart D. B., Khosla P. K. A Human-Machine Interface or Distributed Virtual Laboratories. IEEE Robotics & Automation Magazine. 1994, vol. 1, no. 4, pp. 106–119.

4. How Hyperstereopsis Can Improve The Accuracy Of Spatial Perception: An Experimental Approach. SPIE. 1998, vol. 3021, pp. 51–63.

5. Bakhtiari R., Labibi B. Emotional learning to control large-scale systems. Proc. of 16th IFAC World Congress. Prague, Czech Republic, July 4–8, 2005.

6. Chatlatanagulchai W., Meckl P. H. Model-Free Observer Backstepping Control Design for Nonlinear Systems in Strict Feedback Form. 43d IEEE Conf. on Decision and Control. December 14–17, 2004. Atlantis, Paradise Island, Bahamas.

7. Chen J., Patton R. Robust Model-Based Fault Diagnosis for Dynamic Systems. Boston, MA, Kluwer, 1999.

8. Edwards Ch., Chce Pin Tan. Fault tolerant control using sliding mode observers. 43d IEEE Conf. on Decision and Control. December 14–17, 2004. Atlantis, Paradise Island, Bahamas.

9. Johansson J., Lindgren D., Cooper M., Ljung L. Interactive Analysis of Time-Varying Systems using Volume Graphics. Proc. of 43d IEEE Conference on Decision and Control. December 14–17, 2004. Atlantis, Paradise Island, Bahamas.

10. Gorbatov V. A. *Fundamental'nye osnovy diskretnoj matematiki. Informacionnaja matematika* [Fundamentals of Discrete Mathematics. Information Mathematics]. Moscow, Nauka, 2000, 310 p. (In Russian)

11. Bask M., Johansson A. Robust time-varying thresholds for supervision of valves in a flotation process. 43d IEEE Conf. on Decision and Control. December 14–17, 2004. Atlantis, Paradise Island, Bahamas.

12. Sun Huali, Xie Jianning, Li Shao-Yuan, Xue Yaofeng. Customer satisfaction degree evaluation model in logistic using SVM. Proc. of 16th IFAC World Congress. Prague, Czech Republic, July 4–8, 2005.

13. Paruchuri P., Bowring E., Nair R., Pearce J. P., Schurr N., Tambc M., Varakantham P. Multiagent Teamwork: Hybrid Approaches. Computer society of India Communications, 2006.

14. Flyaishner G. *Eilerovy grafy i smezhnye voprosy* [Euler Graphs and Related Questions]. Moscow, Mir, 2002, 247 p. (In Russian)

Received February, 18, 2018

Nikolay V. Lysenko – D.Sc. in Engineering (2002), Professor (2003), Chief of the Department of Television and Video equipment of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: heterogeneous video information systems for information transmission and processing; television networks and systems; influence of technical characteristics of virtual reality systems on the efficiency of operators; modeling of video information systems based on graph theory.

E-mail: nvlysenko@etu.ru

Alexander M. Monchak – Ph.D. in Engineering (1981), Associate Professor (2004) of the Department of Television and Video equipment of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 21 scientific publications. Area of expertise: heterogeneous video information systems for information transmission and processing; television networks and systems.

E-mail: monchak@yandex.ru



УДК 621.396.9

С. Г. Боровиков
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия
А. А. Ивенский
ВУНЦ ВВС "Военно-воздушная академия
им. профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина"
ул. Старых Большевиков, д. 54 "А", Воронеж, 394064, Россия

Особенности определения местоположения источника помех, находящегося в непосредственной близости к радиоэлектронному средству с многоканальным приемным устройством, и оценки точности результатов

Аннотация. На современном уровне развития радиоэлектронных средств (РЭС) одним из важных свойств является работоспособность в условиях воздействия постановщиков помех, в частности расположенных вблизи РЭС, когда они существенно влияют на параметры электромагнитного поля, генерируемого и/или принимаемого РЭС. Одним из способов борьбы с таким постановщиком является его быстрое обнаружение самим РЭС с целью ликвидации. При решении этой задачи равно важны как минимальное время обнаружения, так и точность оценки местоположения источника помех.

В настоящей статье указанная задача рассмотрена на примере обнаружения радиолокационной станцией (РЛС) с многоканальным приемным устройством забрасываемого передатчика помех, расположенного вблизи ее антенного поля. Представлены схемы, отражающие геометрию задачи для фазового и разностно-дальномерного способов определения положения источника помех. Сформированы выражения, определяющие площадь зоны неопределенности при обнаружении источника помех и связь этой величины с параметрами РЛС – точностями определения дальности и азимута. Обоснована необходимость использования выражений, свободных от допущения дальней зоны относительно взаимного расположения РЛС и источника помех. Рассмотрено определение дальности на основе сигнала, полученного РЛС в режиме кругового или секторного обзора. Полученные результаты свидетельствуют о необходимости учета удаленности источника помех от РЭС при реализации основных методов определения местоположения источников излучения.

Ключевые слова: определение местоположения, источник помех, точность определения координат, область неопределенности

Для цитирования: Боровиков С. Г., Ивенский А. А. Особенности определения местоположения источника помех, находящегося в непосредственной близости к радиоэлектронному средству с многоканальным приемным устройством, и оценки точности результатов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 3. С. 63–70.

S. G. Borovikov
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia
A. A. Ivensky
Russian Air Force MESC "Zhukovsky – Gagarin Air Force Academy"
54A, Staryh Bolshevikov Str., 394064, Voronezh, Russia

Special Aspects of Fixing Interfering Source Located in Close Proximity to Radio-Electronic Equipment with Multi-Channel Receiver and Estimate of Accuracy

Abstract. One of the fundamental properties of modern radio electronic equipment (REE) is jammer-induced performance in particular when located near REE, when they significantly affect the parameters of electromagnetic field generated

and/or received by REE. One of the ways of antijamming is its rapid detection by REE for elimination purpose. In solving this problem, both the minimum detection time and the accuracy of the noise source location are equally important.

In this article, the problem is considered using the example of radar detection with a multi-channel receiving device and thrown noise transmitter located close to its antenna field. The schemes displaying the problem geometry for phase and difference-distance-measuring methods for determining of jammer position are presented. Expressions are formed that determine the area of uncertainty zone when jammer detecting and connection of this value with radar parameters – ranging and azimuth accuracy. The necessity of using expressions free of far zones assumptions with respect to the radar and jammer relative position is explained. Ranging based on the signal received by radar in the mode of circular or sector review is considered. The results obtained confirm the necessity to take into account the distance between the jammer and REE when implementing the basic methods for determining radiation source location.

Key words: detection of location, jammer, accuracy of coordinates determination, uncertainty range

For citation: Borovikov S. G., Ivinsky A. A. Special Aspects of Fixing Interfering Source Located in Close Proximity to Radio-Electronic Equipment with Multi-Channel Receiver and Estimate of Accuracy. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 3, pp. 63–70. (In Russian)

Введение. Информационные модели в радиолокационной системе определяются исходя из возможностей входящих в ее состав элементов. Существующие в настоящее время информационные модели не предусматривают отображение информации о применении забрасываемого передатчика помех (ЗПП). В то же время информация о воздействии ЗПП является необходимой для оценки обстановки и принятия обоснованных решений. В связи с этим предлагается совершенствовать существующие системы отображения информации радиоэлектронным средством (РЭС). Необходимо реализовать технические решения, позволяющие по характерным признакам выявить факт применения ЗПП (в частности, воздействие источников помех, расположенных в непосредственной близости к антенным системам РЭС), обеспечить передачу информации о факте применения (воздействия), а также их координатах оператору. Основными из них являются включение в состав аппаратуры обработки информации устройства определения местоположения ЗПП, функционально связанного с системой передачи азимута; определение коэффициента сжатия зоны обнаружения для радиолокационной станции (РЛС) (либо соответствующих параметров для РЭС другого функционального назначения); анализ изменения дальности и угла места ЗПП; введение отдельного графического обозначения для ЗПП и дублирование этой визуальной информации звуковым сигналом, а также отображение области неопределенности для учета особенностей определения местоположения.

При прочих равных условиях расположенные в непосредственной близости источники помех сильнее влияют на функционирование РЭС, так как создают на входе приемных трактов помехи большей мощности.

Причинами наличия источников помех в непосредственной близости от РЭС могут быть:

- невыполнение требований по электромагнитной совместимости;
- техногенные процессы, сопровождающиеся электромагнитными излучениями;
- применение специальных РЭС при недобросовестной конкуренции;
- радиоэлектронное подавление в ходе радиоэлектронной борьбы при ведении боевых действий.

В военном аспекте радиоэлектронному подавлению подвергаются РЭС, входящие в состав информационных систем, систем управления и связи, а также являющиеся компонентами сложных образцов вооружения. При этом используются источники помех, обладающие адресным воздействием, что при создании требуемого уровня спектральной плотности мощности в рабочем диапазоне подавляемых объектов позволяет исключить влияние помеховых сигналов на свои РЭС.

Существуют различные методы обеспечения работоспособности РЭС в условиях воздействия помеховых сигналов значительной интенсивности [1], [2]. Их подразделяют на организационные и технические. Технические методы предусматривают включение в состав РЭС элементов, обеспечивающих требуемое качество функционирования за счет использования дополнительных операций обработки сигналов в условиях сложной электромагнитной обстановки. Однако применение только технических средств не всегда обеспечивает требуемое качество функционирования РЭС в силу специфики влияния помех на результаты обработки входного сигнала. Организационные методы включают в себя совокупность мероприятий, связанных с деятельностью лиц, подготавливающих к эксплуатации РЭС и непосредственную эксплуатацию их, на различных уровнях управления.

В большинстве случаев для обеспечения работоспособности РЭС требуется определение местоположения источников помеховых излучений.

При реализации организационных мероприятий это необходимо для выбора оптимального набора действий, либо минимизирующих вред от помеховых сигналов (перераспределение энергетики РЭС в пространстве, по частотным составляющим и т. д.), либо снижающих энергию помех в местах расположения РЭС (экранирование; в цивилизованном обществе – взаимодействие с владельцами создающих мешающие излучения РЭС, направленное на временное разделение работы; в военной сфере – физическое уничтожение применяемых противником источников излучений).

Технические методы использования априорной информации о местоположении источников помех позволяют улучшить показатели устройств, обеспечивающих помехоустойчивость (автокомпенсаторы, устройства стабилизации уровня ложных тревог и т. п.).

Определение местоположения источников излучения основано на применении методов пассивной локации [3], [4]. В общем случае для их реализации требуется несколько приемных пунктов, как правило, создаваемых на базе отдельных РЭС, входящих в радиоэлектронную систему. Однако использование нескольких РЭС не всегда возможно, что может быть обусловлено территориальной спецификой либо диапазоновыми свойствами. С учетом вышеизложенного существует необходимость решения указанной задачи на базе одного РЭС.

Постановка задачи. Таким образом, существует задача определения одним РЭС местоположения источника помех при условии малой взаимодальности РЭС и источника. Наряду с этой задачей необходимо также разработать средства учета особенности конфигурации при оценке результата.

Определение координат источника помех. Рассмотрим определение местоположения источников помех одним РЭС на примере ЗПП и РЛС [5], [6] с многоканальным приемным устройством. ЗПП [7] являются эффективным средством радиоэлектронного подавления. Основным методом обеспечения радиоэлектронной защиты РЛС при применении ЗПП является физическое уничтожение последних.

Из условий применения ЗПП следует ограниченность времени принятия решения о факте его применения и для поиска ЗПП. Для снижения времени поиска необходимо с высокой точностью определять местоположение ЗПП. Применяемая в настоящее время методика определения местоположения требует привлечения дополнительных людских и аппаратурных ресурсов [7]. Кроме того,

сложный рельеф местности и достаточно большая площадь поиска приводят к тому, что прием сигналов ЗПП не всегда осуществляется несколькими радиолокационными станциями. Таким образом, существует объективная необходимость уменьшения привлекаемых ресурсов, в частности определение местоположения ЗПП одной РЛС.

Для ЗПП характерны неподвижность и малые углы места. С учетом того что большая часть РЛС использует полярную систему координат, для определения местоположения ЗПП на РЛС требуется измерить значения азимута и дальности.

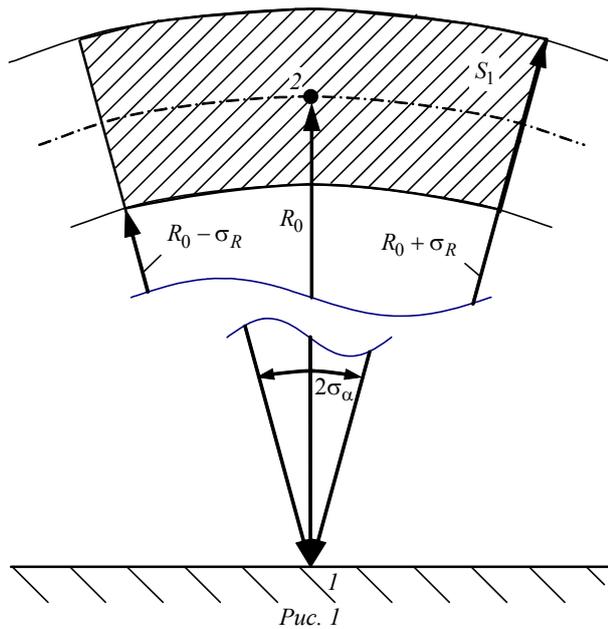
Пеленгация может осуществляться любым известным методом [8], но с учетом того, что основной особенностью применения ЗПП является малая удаленность от подавляемой РЛС, в частности, возможно нахождение ЗПП не только в дальней, но и в ближней зоне антенных систем РЛС.

Значительное количество РЛС с многоканальным приемным устройством имеют антенные системы, размер которых существенно превышает длину волны сигналов [9]. Это позволяет посредством совместного анализа сигналов в приемных каналах измерить дальность до источника излучения.

В качестве информативного параметра при определении дальности до ЗПП предлагается использовать кривизну фазового фронта создаваемых ими сигналов [10]. При использовании двух каналов обработки значение дальности до источника излучения рассчитывается на основе измерения временного смещения сигналов в каналах.

Для измерения временного смещения сигналов ЗПП, которые с учетом современного уровня развития технологий могут создавать помехи различных видов, в общем случае целесообразно применение корреляторов. Наряду с этим, учитывая частотную избирательность приемных каналов РЛС, определение кривизны фазового фронта помеховых сигналов возможно посредством анализа их фазовых соотношений [11]. Снижение ошибок измерения достигается увеличением количества используемых каналов обработки с последующим усреднением. Однако флуктуации фазы, вызванные, например, случайными неоднородностями среды распространения, неидентичностями элементов приемного тракта и т. д., неизбежно порождают ошибки в измерении фазы и, следовательно, дальности до ЗПП.

Ошибка, определяющая точность достижения конечного результата, в рассматриваемом случае характеризуется областью неопределенности местоположения ЗПП (источника излучения), размеры которой обусловлены ошибками определения коор-



динат (ошибками определения линий положения). Важно учитывать, что в отличие от ситуации, когда источник излучения находится на значительном удалении от РЭС, применение аппроксимации области неопределенности эллипсом в рассматриваемом случае приведет к искажениям в оценке точности. Это, в свою очередь, может привести к увеличению времени поиска, а в крайнем случае не позволит визуально обнаружить ЗПП.

Геометрическая интерпретация рассматриваемой ситуации в полярной системе координат представлена на рис. 1. РЛС расположена в точке 1, ЗПП – в точке 2. Границы кольцевого сектора S_1 задаются среднеквадратическими ошибками измерения пеленга σ_α и дальности σ_R , а также расстоянием между РЛС и ЗПП R_0 . С учетом известного выражения для площади сектора кругового кольца площадь области неопределенности рассчитывается согласно выражению

$$S_1 = (\pi/45) R_0 \sigma_R \sigma_\alpha. \quad (1)$$

Зависимости площади области неопределенности от дальности приведены на рис. 2, а, от среднеквадратической ошибки определения угловой координаты – на рис. 2, б. Линии 1 получены при определении этого параметра как эллипса с полуосями, задаваемыми среднеквадратическими ошибками измеряемых координат [12], линии 2 определены. Линии 3 представляют разницу этих оценок. Из (1) следует, что уменьшение области неопределенности достигается повышением точности измерения дальности ЗПП и его углового положения.

Повышение точности измерения дальности возможно за счет учета разностей фаз сигнала в

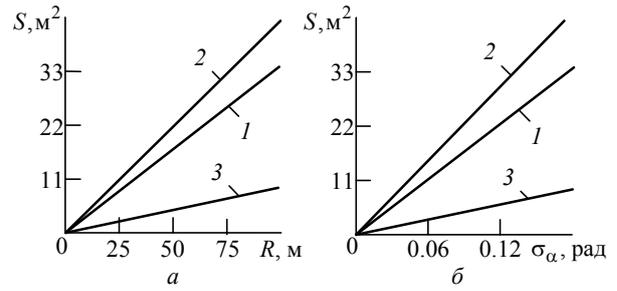


Рис. 2

каждом приемном канале и реализации алгоритма усреднения фаз с весовыми коэффициентами [13]. Кроме того, в случае коррелированных фазовых флюктуаций [14] снизить ошибку определения дальности до ЗПП можно, учитывая параметры, характеризующие корреляционную матрицу фазовых флюктуаций [15]. С учетом указанных методов предлагается структурная схема устройства определения дальности до ЗПП (рис. 3).

Для измерения временного смещения используются фазометры (Φ), функционирование которых обеспечивается тем, что помеховые сигналы принимаются излучателями антенной решетки (И) и обрабатываются в приемных устройствах (Пр). В качестве опорного для фазометров применяется выходной сигнал центрального приемного канала, который также используется для работы блока синхронизации (БС). БС обеспечивает функционирование блока весового суммирования (БВС) и формирование импульсов для системы вращения антенны (СВА). Система перестройки частоты (СПЧ) управляет частотными характеристиками Пр и передает текущее значение частоты в блок вычисления дальности (БВД). Характеристики флюктуаций фазы сигналов на раскрытие антенны формируются в блоке определения характеристики флюктуаций фазы (БОХФФ) [16].

Повышение точности определения углового положения требует учета малой удаленности ЗПП от подавляемой РЛС. При их расположении в ближней зоне основной антенны РЛС искажается форма диаграммы направленности этой антенны (расширяется или раздваивается главный лепесток) [17], что приводит к существенному увеличению ошибки измерения азимута. Поэтому определять азимутальную координату ЗПП целесообразно антеннами, обладающими минимальным размером ближней зоны, а в антенных системах, образованных дискретными элементами, использовать не весь раскрыт антенной системы, а его отдельные элементы. В то же время для пеленгации ЗПП важно обеспечить высокую пространственную избира-

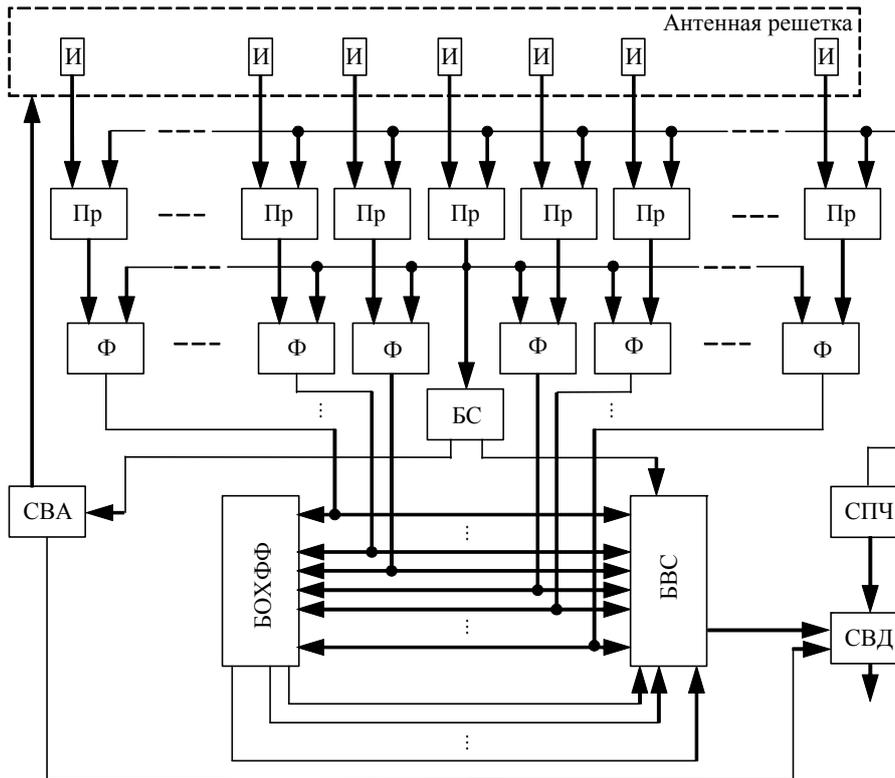


Рис. 3

тельность, что требует антенн и антенных систем с большим раскрывом.

Для определения местоположения источников излучения в радиотехнических системах часто применяется триангуляционный метод. Он работоспособен при выполнении ряда условий. Во-первых, необходимо чтобы воздействие мешающих излучений фиксировалось несколькими приемными пунктами, во-вторых, эти приемные пункты должны быть разнесены на достаточное расстояние (базу), в-третьих, источник и приемные пункты не должны располагаться на одной линии (иначе не будет достигнута ограниченность области неопределенности).

Если речь идет об источнике, расположенном на незначительном удалении от РЭС, обладающих многоканальным приемным устройством и антенными системами с габаритами, значительно превышающими длину волны мешающего излучения, триангуляционный метод может быть реализован. Предлагается реализовать приемные пункты с частичным использованием основных каналов (трактов) обработки сигналов, при условии разнесения антенных элементов на максимально возможное расстояние.

Предельное значение базы при условии использования конструкции штатной антенной системы соответствует размеру раскрыва. В этом случае линии визирования в месте расположения ЗПП нельзя считать параллельными. Поэтому в

качестве оценки точности определения местоположения целесообразно принять оценку площади области неопределенности, задаваемой ошибками определения линий положения.

Геометрическая интерпретация рассматриваемой ситуации представлена на рис. 4. Область неопределенности $A'BC'B'$ ограничена отрезками $A'B$, BC' , $C'B'$ и $B'A'$, положение которых зависит от местоположения ЗПП и точностей определения пеленгов в приемных пунктах, расположенных в точках A и C . Площадь области неопределенности выражается через площади треугольников с общей стороной AC – базой РЛС D :

$$S_2 = S_{ABC} - S_{AA'C} - S_{AC'C} + S_{AB'C}.$$

С учетом известного выражения, определяющего площадь треугольника через его сторону и прилегающие к ней углы, площадь области неопределенности составляет:

$$S_2 = \frac{D^2}{2} \sum_{i=0}^1 \sum_{k=0}^1 (-1)^i \times \frac{\sin[\alpha + (-1)^k \sigma_\alpha] \sin[\gamma + (-1)^{k+i} \sigma_\gamma]}{\sin[\alpha + (-1)^k \sigma_\alpha + (-1)^{k+i} \sigma_\gamma]}, \quad (2)$$

где α, γ – углы между направлением на источник излучения и базой; $\sigma_\alpha, \sigma_\gamma$ – среднеквадратические ошибки измерения углов α и γ соответственно.

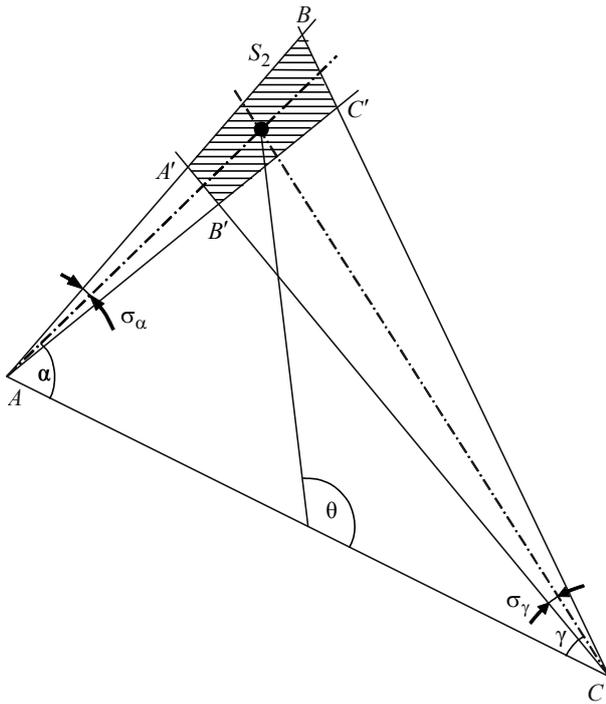


Рис. 4

Отказ от принятых упрощений, основанных на особенностях дальней зоны, позволяет получить более достоверные результаты оценки точности при определении области поиска ЗПП. На рис. 5 представлены зависимости площади области неопределенности от угла визирования θ , полученные по (2) (кривая 1) и при использовании аппроксимации дальней зоны [18] (кривая 2).

Для определения площади области неопределенности положения ЗПП по (1) требуется знание расстояния до него. Определить местоположение ЗПП, расположенного на незначительном удалении, можно применением РЛС в режиме кругового или секторного обзора либо антенных полей с достаточным количеством образующих элементов.

В этом случае предлагается модифицировать триангуляционный метод и использовать алгоритм определения местоположения, основанный на выражении

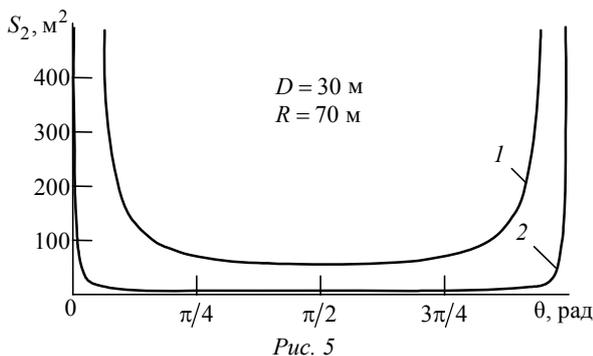


Рис. 5

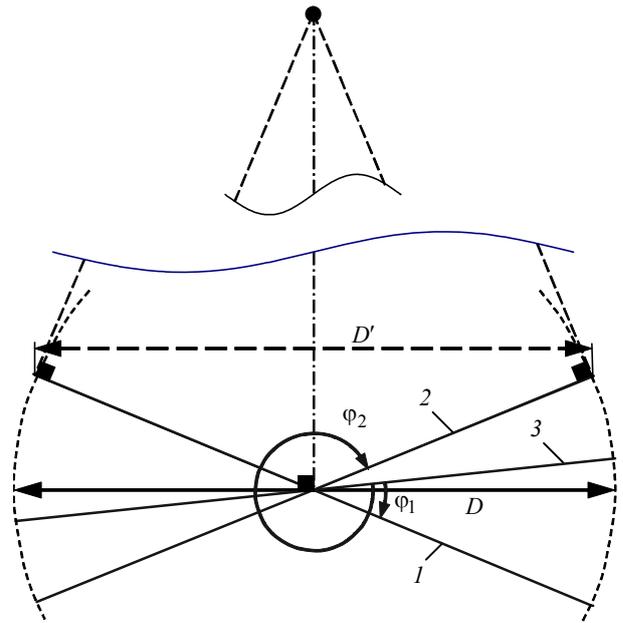


Рис. 6

$$R = \frac{D'}{2 \cos[(\varphi_2 - \varphi_1)/2]}, \quad (3)$$

где D' – база; φ_1, φ_2 – углы поворота антенны (рис. 6).

Определение дальности в соответствии с (3) предусматривает фиксацию двух углов поворота антенны, в которых волновой фронт помехового сигнала является касательным к плоскости раскрытия в фазовых центрах антенных элементов 1 и 2, используемых для пеленгации из начального положения антенны 3.

Площадь области неопределенности также определяется выражением (2) при подстановке $\alpha = \gamma = (\varphi_2 - \varphi_1)/2$ и использовании прежнего значения точности угловых положений, а база D' зависит от удаленности ЗПП и разности углов φ_1 и φ_2 :

$$D' = D \sin\left(\frac{\varphi_2 - \varphi_1}{2}\right). \quad (4)$$

Подставив (4) в (3), получим формулу оценки расстояния до ЗПП по углам поворота антенн, соответствующих касательности волнового фронта сигнала ЗПП к их раскрытию:

$$R = (D/2) \operatorname{tg}[(\varphi_2 - \varphi_1)/2].$$

Комплексирование рассмотренных методов позволит минимизировать площадь области неопределенности, т. е. повысить достоверность измерений, а при определенных условиях существенно снизить количество ложных точек местоположения при наличии нескольких ЗПП.

Выводы и заключение. Таким образом, имеется возможность определения местоположения источников помех на базе одного РЭС с многоканальным приемным устройством. Полученные результаты свидетельствуют о необходимости учета удаленности источника помех от РЭС при реализации основных методов определения местоположения ис-

точников излучения. Предлагаемые технические решения позволяют определять местоположение ЗПП одним РЭС с несколькими каналами приема в случае их непосредственной близости, расширяя тем самым возможности и создавая условия для принятия своевременных мер, направленных на обеспечение выполнения функциональных задач.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Куприянов А. И., Шустов Л. Н. Радиоэлектронная борьба. Основы теории. М.: Вузовская кн., 2011. 800 с.
2. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
3. Белоцерковский Б. Г. Основы радиолокации и радиолокационные устройства. М.: Сов. радио, 1975. 336 с.
4. Караваев В. В., Сазонов В. В. Статистическая теория пассивной локации. М.: Радио и связь, 1984. 240 с.
5. Справочник по радиолокации / под ред. М. Скольника; пер. с англ. под общ. ред. К. Н. Трофимова. В 4 т. Т. 4: Радиолокационные станции и системы / под ред. М. М. Вейсбейна. М.: Сов. радио, 1978. 376 с.
6. Основы построения РЛС РТВ / В. П. Блохин, Б. Ф. Бондаренко, В. Т. Неснов, В. Е. Угольников; под ред. Б. Ф. Бондаренко; КВИРТУ ПВО. Киев, 1987. 368 с.
7. Палий А. И. Радиоэлектронная борьба. 2-е изд. М.: Воениздат, 1989. 350 с.
8. Бакулев П. А. Радиолокационные системы: учеб. для вузов. М.: Радиотехника, 2004. 320 с.
9. Ботов М. И., Вяхирев В. А. Основы теории радиолокационных систем и комплексов: учеб. / под общ. ред. М. И. Ботова; Сиб. федер. ун-т. Красноярск, 2013. 530 с.
10. Пространственно-временная обработка сигналов / И. Я. Кремер, А. И. Кремер, В. М. Петров, В. А. Понькин, Н. А. Потапов; под ред. И. Я. Кремера. М.: Радио и связь, 1984. 224 с.
11. Боровиков С. Г., Ястребов Ю. В. О необходимости принятия дополнительных мер для определения координат источников излучения находящихся в зоне Френеля РЛС // Актуальные вопр. развития радиоэлектронной техники РТВ ВВС: тематич. науч. сб. / ФВУ ПВО. СПб., 2004. № 12. С. 85–88.
12. Сайбель А. Г. Основы теории точности радиотехнических методов местоопределения М.: Оборонгиз, 1958. 56 с.
13. Пат. RU 2322681 C2 G01S11/00 (2006.01). Способ измерения дальности до забрасываемого передатчика помех и устройство для его реализации / С. Г. Боровиков, Ю. В. Ястребов; опубл. 20.04.2008. Бюл. № 11.
14. Марков Г. Т., Петров Б. М., Грудинская Г. П. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Сов. радио, 1979. 376 с.
15. Боровиков С. Г., Ястребов Ю. В. Особенности пространственной обработки РЛИ в РЛС с антенными решетками при определении дальности до забрасываемых постановщиков помех // Тр. Междунар. науч.-практ. конф. молодых ученых, студентов и аспирантов "Анализ и прогнозирование систем управления", май 2005, Санкт-Петербург. СПб.: Изд-во СЗТУ, 2005. С. 132–133.
16. Пат. RU 2336562 C2 G06G 7/52 (2006.01). Устройство для измерения характеристик случайных процессов / И. И. Сытько, П. П. Шумаков, Н. С. Науменко, О. В. Латий; опубл. 20.10.2008. Бюл. № 29.
17. Антенные системы радиоэлектронной техники / Л. Н. Марков, Г. Г. Астистов, В. И. Лысенко, А. С. Фошкин. М.: Военное изд-во, 1993. 336 с.
18. Кондратьев В. С., Котов А. Ф., Марков Л. Н. Многопозиционные радиотехнические системы. М.: Радио и связь, 1986. 264 с.

Статья поступила в редакцию 9 февраля 2018 г.

Боровиков Сергей Геннадьевич – кандидат технических наук (2007), доцент кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – алгоритмы обработки сигналов, радиолокационные системы.
E-mail: bors509@gmail.com

Ивенский Андрей Анатольевич – инженер по специальности "Вооружение и военная техника" (1995, Тамбовское высшее военное командное училище), адъюнкт кафедры 212 Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил "Военно-воздушная академия им. профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина" Министерства обороны Российской Федерации. Автор 4 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация.
E-mail: iaa974@mail.ru

REFERENCES

1. Kupriyanov A. I., Shustov L. N. *Radioelektronnaya bor'ba. Osnovy teorii* [Electronic Warfare. Fundamentals]. Moscow, *Vuzovskaya kniga*, 2011, 800 p. (In Russian)
2. Shirman Ya. D., Manzhos V. N. *Teoriya i tekhnika obrabotki radiolokatsionnoi informatsii na fone pomekh* [Theory and Technique of Radar Information Processing Against Background Noise]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1981, 416 p. (In Russian)
3. Belotserkovskii B. G. *Osnovy radiolokatsii i radiolokatsionnye ustroistva* [Fundamentals of Radar and Radar Devices]. Moscow, *Sov. radio*, 1975, 336 p. (In Russian)
4. Karavaev V. V., Sazonov V. V. *Statisticheskaya teoriya passivnoi lokatsii* [Statistical Theory of Passive Location]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1984, 240 p. (In Russian)
5. Skolnik M. *Radar handbook*. New York, McGraw-Hill Book Co, 1970, 1200 p.
6. Blokhin V. P., Bondarenko B. F., Nesnov V. T., Ugol'nikov V. E. *Osnovy postroeniya RLS RTV* [Fundamentals of RTV Radar Construction, ed. by Bondarenko B. F.]. *KVIRTU PVO*. Kiev, 1987, 368 p. (In Russian)
7. Palii A. I. *Radioelektronnaya bor'ba 2-e izd.* [Electronic Warfare]. Moscow, *Voenizdat*, 1989, 350 p. (In Russian)
8. Bakulev P. A. *Radiolokatsionnye sistemy: uchebnik dlya vuzov* [Radar Systems: Textbook for High Schools]. Moscow, *Radiotekhnika*, 2004, 320 p. (In Russian)
9. Botov M. I., Vyakhirev V. A. *Osnovy teorii radiolokatsionnykh sistem i kompleksov* [The Fundamentals of Radar Systems and Complexes]. *Sib. feder. un-t*, Krasnoyarsk, 2013, 530 p. (In Russian)
10. Kremer I. Ya., Kremer A. I., Petrov V. M., Pon'kin V. A., Potapov N. A. *Prostranstvenno-vremennaya obrabotka signalov* [Spatially-Temporal Signal Processing]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1984, 224 p. (In Russian)
11. Borovikov S. G., Yastrebov Yu. V. On the Need for Additional Measures for Fixing Radiation Sources in Radar Fresnel Area. *Aktual'nye voprosy razvitiya radioelektronnnoi tekhniki RTV VVS* [Key Issues of RTV Air Force Radio Electronic Equipment Development]. 2004, no. 12, pp. 85–88. (In Russian)
12. Saibel' A. G. *Osnovy teorii tochnosti radiotekhnicheskikh metodov mestoopredeleniya* [Fundamentals of Accuracy of Radio Engineering Fixing Methods]. Moscow, *Oborongiz*, 1958, 56 p. (In Russian)
13. Borovikov S. G., Yastrebov Yu. V. *Sposob izmereniya dal'nosti do zabrasyvaemogo peredatchika pomekh i ustroistvo dlya ego realizatsii* [Method for Measuring Distance to Thrown Interference Transmitter and Device for its Implementation]. Patent RF, no. 2322681, 2008. (In Russian)
14. Markov G. T., Petrov B. M., Grudinskaya G. P. *Elektrodinamika i rasprostraneniye radiovoln* [Electrodynamics and Propagation of Radio Waves]. Moscow, *Sov. radio*, 1979, 376 p. (In Russian)
15. Borovikov S. G., Yastrebov Yu. V. Special Aspects of Radar Spatial Processing in Antenna Array Radars when Ranging Thrown Jammers. *Tr. Mezhdunar. nauch.-praktich. konf. molodykh uchenykh, studentov i aspirantov "Analiz i prognozirovanie sistem upravleniya"* [Proceedings of Intern. Scientific-Practical Conf. of Young Scientists, Students and Postgraduate Students "Analysis and Forecasting of Management Systems."]. SPb., *SZTU*, 2005, pp. 132–133. (In Russian)
16. Syt'ko I. I., Shumakov P. P., Naumenko N. S., Latii O. V. *Ustroistvo dlya izmereniya kharakteristik sluchainykh protsessov* [Device for Random Process Characteristics Measuring]. Patent RF, no. 2336562, 2008. (In Russian)
17. Markov L. N., Astistov G. G., Lysenko V. I., Foshkin A. S. *Antennnye sistemy radioelektronnnoi tekhniki* [Radioelectric Engineering Antenna Systems]. Moscow, *Voennoe izdatel'stvo*, 1993, 336 p. (In Russian)
18. Kondrat'ev V. S., Kotov A. F., Markov L. N. *Mnogopozitsionnye radiotekhnicheskie sistemy* [Multiposition Radio Engineering Systems]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1986, 264 p. (In Russian)

Received February, 09, 2018

Sergey G. Borovikov – Ph. D. in Engineering (2007), Associate Professor of the Department of Radio Electronics Equipment of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: signal processing algorithms, radar systems.
E-mail: bors509@gmail.com

Andrey A. Ivensky – postgraduate student of 212 Department of Military Educational and Scientific Centre of Air Force "Zhukovskiy – Gagarin Air Force Academy" of the Ministry of Defense of the Russian Federation. The author of 4 scientific publications. Area of expertise: radiolocation.
E-mail: iaa974@mail.ru



УДК 537.87

N. A. Cheplagin, G. A. Zaretskaya, B. A. Kalinikos
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

Analytical Dispersion Theory for Optical Waves in Regular Microwaveguides

Abstract. A method for analysis of dispersion characteristics of guided optical modes propagating in the optical waveguides with small cross-sections is proposed. The method is based on introduction of a correction factor for a longitudinal wavenumber of propagating modes. The correction factor arises when a cross-section of the basic rectangular waveguide is subjected to perturbation. The electromagnetic field distributions along with the mode longitudinal wavenumber are found by means of variable separation method. The longitudinal wavenumber correction factor is analytically calculated in terms of coupled mode theory. The combined use of the complete set of equations of electrodynamics together with the concept of effective sources gives rise to the correction factor in the form of an intermodal coupling coefficient. It is pointed out that the coupling coefficient consists of two components, namely bulk and surface, owing to accurate account of the electrodynamics boundary conditions. Using the method proposed, the dispersion characteristics of the fundamental modes propagating in the practically employed optical waveguides having a trapezoidal cross-section are calculated. An impact of the waveguide cross-section shape to cladding dielectric constant ratio on the mode dispersion characteristics is analyzed. The necessity to take into consideration an imperfection of the waveguide cross-section in a wide range of operating wavelengths is demonstrated.

Keywords: Optical Waveguides, Integral Optics, Microwave Photonics, Coupled-Mode Theory

For citation: Cheplagin N. A., Zaretskaya G. A., Kalinikos B. A. Analytical Dispersion Theory for Optical Waves in Regular Microwaveguides. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 3, pp. 71–78. (In Russian)

Н. А. Чеплагин, Г. А. Зарецкая, Б. А. Калиникос
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, 197376, Россия

Аналитическая теория дисперсии оптических волн регулярных микроволноводов

Аннотация. Разработан метод анализа дисперсионных характеристик направляемых мод в регулярных оптических микроволноводах малого поперечного сечения. Метод основан на введении поправок к продольному волновому числу мод прямоугольного волновода, выбранного в качестве базового, при искажении формы его поперечного сечения. Распределения электромагнитного поля и продольного волнового числа базового волновода рассчитываются методом разделения переменных. Поправка к продольному волновому числу рассчитывается аналитически в терминах теории связанных мод. Указанная поправка в виде коэффициента межмодовой связи возникает на основании совместного использования полной системы уравнений Максвелла при введении понятия об эффективных источниках. Показано, что последовательный учет граничных условий электродинамики приводит к форме коэффициента связи, включающей объемную и поверхностную составляющие. Разработанный метод применен для расчета дисперсионных характеристик низших волноводных мод, распространяющихся в микроволноводах трапециевидного сечения, применяемых на практике. Продемонстрировано влияние поперечного сечения микроволновода на дисперсионные характеристики мод в зависимости от соотношения сторон, а также от отношения значений диэлектрических проницаемостей сердцевин микроволновода и его оболочки. Показана необходимость учета влияния формы микроволновода на дисперсионные характеристики мод в широком диапазоне значений рабочих длин волн и при различных распределениях диэлектрической проницаемости волноводящей структуры.

Ключевые слова: оптические волноводы, интегральная оптика, радиофотоника, теория связанных мод

Для цитирования: Чеплагин Н. А., Зарецкая Г. А., Калиникос Б. А. Аналитическая теория дисперсии оптических волн регулярных микроволноводов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 3. С. 71–78.

Introduction. Within the last two decades, the field of microwave photonics (MWP) has been rapidly developing [1]–[3]. At the same time, a comparatively independent research area has developed as a part of the field. It was named as integrated microwave photonics (IMWP) [4], [5]. One of the IMWP key elements is a thin-film dielectric optical waveguide as well as components built from such waveguides [6], [7]. It should be noted that specific nature of the planar technology used to produce optical waveguides results in deviation of their cross-section from a rectangular shape [7], [8]. The non-rectangular shape of the waveguide cross-section affects dispersion characteristics of propagating modes and demands extending already existing theories for wave properties of optical waveguides.

According to literature, there are several techniques to be used for calculation of dispersion characteristics of modes in optical waveguides with an arbitrary cross-section. They include a circular harmonics method based on a waveguide field expansion into an infinite series of Bessel and Hankel functions [8], [9], a method combining a series expansion and a contour integration [10], a perturbation theory method [11] as well as the coupled-mode theory method [12]. Note that methods [8]–[10] are rather cumbersome and compute-intensive. Therefore their practical application imposes the use of certain assumptions [13]. Such assumptions due to commensurability of a waveguide cross-section with operating wavelengths may have an uncontrollable impact on dispersion characteristics of propagating waves.

In addition to analytical ones, other methods of simulation of trapezoidal cross-section optical waveguides are developed. They include e.g. a finite difference method [14], an equivalent circuit method [15], etc.

Among the forenamed calculation methods for mode dispersion the special mention should go to the method based on the use of the complete system of equations of electrodynamics and the coupled-modes theory in combination with the concept of "effective sources" [12]. This method allows for analytical description of the waveguide dispersion properties with arbitrary behavior ("modulation") of their cross-section.

The goal of this article is to develop an analytical theory enabling to precisely describe dispersion characteristics of guided optical waves propagating in regular dielectric microwaveguides of non-rectangular cross-section.

Dispersion characteristics of modes of a rectangular dielectric waveguide. First, we turn our attention to analysis of the dispersion characteristics

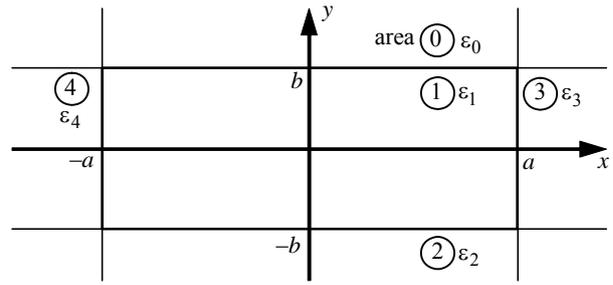


Fig. 1

of guided modes in the lossless dielectric waveguide with a rectangular cross-section because such waveguide is chosen as a reference one in handling our problem. Such a dielectric structure containing a rectangular waveguide is shown in fig. 1. The waveguide core has width $2a$ and height $2b$, a dielectric permittivity of ε_1 , and it is surrounded by dielectrics with the permittivities ε_0 , ε_2 , ε_3 и ε_4 . To calculate mode dispersion characteristics, we use the method of approximate analysis which basically is a method of separation of variables [13].

Note that in solving of the boundary value problem four cases can be distinguished [16], [17] that correspond to different combinations of trigonometric functions. Each combination describes a set of propagating Eigen modes which together form the infinite set of modes. The following derivation concerns the lowest-type guided modes of two polarizations, namely E_x^{11} and E_y^{11} . The expressions for the other modes are not given due to their analogy.

For the chosen modes the fields at frequency ω within the waveguide core (region 1, $-a < x < a$ and $-b < y < b$) have the following form:

$$\begin{aligned} E_{1z} &= E_1^m \frac{\sin(xk_{1x})}{\cos(xk_{1x})} \frac{\cos(yk_{1y})}{\sin(yk_{1y})} e^{-i(\beta z - \omega t)}, \\ H_{1z} &= H_1^m \frac{\cos(xk_{1x})}{\sin(xk_{1x})} \frac{\sin(yk_{1y})}{\cos(yk_{1y})} e^{-i(\beta z - \omega t)}, \end{aligned} \quad (1)$$

where E_1^m and H_1^m are constants meaning amplitude; k_{1x} and k_{1y} are transverse wave numbers within the waveguide; β is an unknown longitudinal wave number. In the expression (1) the upper trigonometric functions describe the waveguide mode E_x^{11} , and the lower ones describe E_y^{11} mode. Hereinafter for the sake of simplicity the time factor $\exp(-i\omega t)$ is omitted and the cross-sectional field distributions are marked with circumflex.

Outside the waveguide in the regions 3 (where $x \geq a$ and $0 < y < b$) and 0 (where $y \geq b$ and $0 < x < a$) the expressions for electric field take the form of

$$\begin{aligned}\hat{E}_{3z} &= \hat{E}_{1z}(a, y) \exp[-(x-a)k_{3x}]; \\ \hat{E}_{0z} &= \hat{E}_{1z}(x, b) \exp[-(y-b)k_{0y}],\end{aligned}$$

where k_{3x} and k_{0y} are the components of the outside transverse wavenumber. Their corresponding expressions read:

$$\begin{aligned}k_{0y} &= \sqrt{\omega^2(\varepsilon_1 - \varepsilon_0)\mu_0 - k_{1y}^2}; \\ k_{3x} &= \sqrt{\omega^2(\varepsilon_1 - \varepsilon_3)\mu_0 - k_{1x}^2},\end{aligned}$$

where μ_0 stands for the vacuum permeability. In the corner regions of $x \geq a$ and $y \geq b$, the fields symmetrical against the 0x and 0y axes are considered equal to zero.

Consider next the case of $\varepsilon_0 = \varepsilon_2 = \varepsilon_3 = \varepsilon_4 \equiv \varepsilon_2$, that will make possible to derive a dispersion equation by imposing the electrodynamics boundary conditions only along $x = a$ and $y = b$ waveguide walls.

The transverse field components in its turn are expressed by means of the longitudinal ones derived from Maxwell's equations. Imposition of the continuity boundary conditions of electrodynamics on the transverse field components produces a set of equations for the components of the transverse wavenumber of the modes:

$$\begin{aligned}k_{1x}k_{3x} \operatorname{ctg}(ak_{1x}) - k_{1y}k_{2y} \operatorname{ctg}(bk_{1y}) \pm k_{t2}^2 &= 0; \\ k_{1x}k_{3x} \operatorname{ctg}(ak_{1x}) - k_{1y}k_{2y} \operatorname{ctg}(bk_{1y}) \mp \varepsilon_r k_{t2}^2 &= 0,\end{aligned}\quad (2)$$

where $\varepsilon_r = \varepsilon_1/\varepsilon_2$, and the outside transverse wavenumber k_{t2} , as indicated by the "t" subscript. It can be expressed as follows:

$$k_{t2}^2 = k_0^2(\varepsilon_1 - \varepsilon_2) - k_{1x}^2 - k_{1y}^2.$$

In the set of equations (2) the upper line corresponds to the mode E_x^{11} , and the lower one to the mode E_y^{11} . From the set of equations (2) we find the components of the transverse wavenumber k_{1x} and k_{1y} , which occur in the expression for the propagation constant

$$\beta^2 = k_1^2 - k_{1x}^2 - k_{1y}^2, \quad (3)$$

where k_1^2 is the square absolute value of the inside wave vector, that is equal to $k_1^2 = k_0^2\varepsilon_1 = \omega^2\varepsilon_1\mu_0$.

Introduction of effective sources. Now we turn to finding dispersion characteristics of the trapezoidal waveguide. To do this we employ coupled-mode theory [11]. Following the theory let us write electric and magnetic fields as an expansion in Eigen modes of the rectangular waveguide:

$$\begin{aligned}\mathbf{E} &= \sum_n A_n \hat{\mathbf{E}}_n e^{-i\beta_n z}; \\ \mathbf{H} &= \sum_n A_n \hat{\mathbf{H}}_n e^{-i\beta_n z},\end{aligned}\quad (4)$$

where A_n are the mode excitation amplitudes; $\hat{\mathbf{E}}_n$ and $\hat{\mathbf{H}}_n$ are the waveguide modes derived from the solutions of Maxwell's equations in the section above; β_n is a mode propagation constant.

In the expansion (4) the radiative modes are not explicitly emphasized. However, they can be taken into account if we consider summation signs in generalized sense, including integrating on continuous argument.

Availability of the excitation regions in the waveguiding structure changes dispersion characteristics of an ideal waveguide. Note that excitation can result from both availability of the real electromagnetic field source and changes in the environment parameters. Mathematically both excitation types are described by means of the excitation currents which are a part of Maxwell's equations. Everywhere outside excitation areas the field is described as a sum of Eigen functions (4).

Let us write the expressions for the fields inside the excitation areas. To do this, let us make use of the coupled-mode theory inherent assumption of that the expansion amplitudes A_n acquire longitudinal dependence in the excitation area. Moreover, as you can see in the monographs [18], [19], in excitation area the expansions (4) lose their force. Thus, they need to include longitudinal fields:

$$\begin{aligned}\mathbf{E} &= \sum_n A_n(z) \hat{\mathbf{E}}_n e^{-i\beta_n z} + \mathbf{E}_b; \\ \mathbf{H} &= \sum_n A_n(z) \hat{\mathbf{H}}_n e^{-i\beta_n z} + \mathbf{H}_b,\end{aligned}\quad (5)$$

where \mathbf{E}_b and \mathbf{H}_b are called orthogonal complementary fields. They represent orthogonal complement to Hilbert space spanned on the waveguide basis functions. In (5) the "b" subscript indicates the bulk nature of the fields.

Now following the coupled-mode theory, we introduce the effective sources of excitation. In isotropic

medium, scalar dielectric and magnetic permeability occur in the cons constitutive equations as follows:

$$\mathbf{D} = \varepsilon\mathbf{E}; \quad \mathbf{B} = \mu\mathbf{H}.$$

Excitation of the medium changes field distributions introducing the excessive inductions

$$\Delta\mathbf{D} = \Delta\varepsilon\mathbf{E}; \quad \Delta\mathbf{B} = \Delta\mu\mathbf{H},$$

where $\Delta\varepsilon = \varepsilon_{\text{pert}}(\mathbf{r}_t, z) - \varepsilon(\mathbf{r}_t)$; $\Delta\mu = \mu_{\text{pert}}(\mathbf{r}_t, z) - \mu(\mathbf{r}_t)$; \mathbf{r}_t is a coordinate in the transverse plane; $\varepsilon_{\text{pert}}(\mathbf{r}_t, z)$ and $\mu_{\text{pert}}(\mathbf{r}_t, z)$ are the complete permittivity and permeability of perturbed medium; while $\varepsilon(\mathbf{r}_t)$ and $\mu(\mathbf{r}_t)$ are the permittivity and permeability of nonperturbed medium. They are independent of time because they are purely geometrical in nature. At optical frequencies $\mu_{\text{pert}}(\mathbf{r}_t, z) = \mu(\mathbf{r}_t) = 1$, which gives $\Delta\mu = 0$. Hence, in the considered particular case the excessive induction $\Delta\mathbf{B} = 0$. We mention in passing that introduction of excessive inductions is similar to "polarization perturbation" described in [20]. The excessive inductions produce the excessive bias currents

$$\mathbf{J}_b^e = i\omega\Delta\mathbf{D}; \quad \mathbf{J}_b^m = i\omega\Delta\mathbf{B} = 0, \quad (6)$$

where the "e" and "m" superscripts emphasize either electric or magnetic nature of the corresponding current.

Now we obtain an expression for effective bulk electric current. With regard to (6) we now write down Maxwell's equation as

$$\begin{aligned} \nabla \times \mathbf{E} &= -i\omega\mathbf{B}, \\ \nabla \times \mathbf{H} &= i\omega\mathbf{D} + \mathbf{J}_b^e. \end{aligned} \quad (7)$$

Substitution of **Ошибка! Источник ссылки не найден.** in (7) allows to express the effective bulk electric current in terms of orthogonal complementary fields:

$$E_b = -\frac{1}{i\omega\varepsilon} J_{bz}^e, \quad H_b = 0.$$

Next, we show that besides bulk currents, the effective sources of excitation are to include surface currents as well. For this purpose, we write down boundary conditions in a common form on a contour L that encloses cross-section of the excitation area S (fig. 2):

$$\begin{aligned} \mathbf{n}^+ \times \mathbf{E}^+ + \mathbf{n}^- \times \mathbf{E}^- &= -\mathbf{J}_s^m, \\ \mathbf{n}^+ \times \mathbf{H}^+ + \mathbf{n}^- \times \mathbf{H}^- &= \mathbf{J}_s^e, \end{aligned} \quad (8)$$

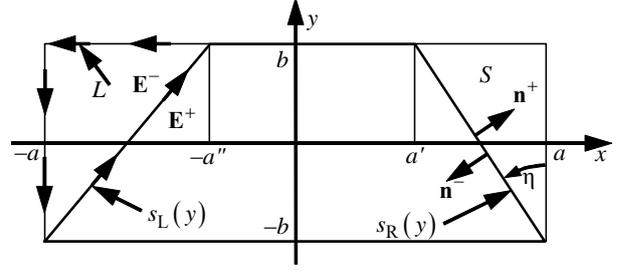


Fig. 2

where \mathbf{E}^+ and \mathbf{E}^- designate the electric field inside and outside of S ; \mathbf{H}^+ and \mathbf{H}^- designate the magnetic field inside and outside of S . The normals \mathbf{n}^+ and \mathbf{n}^- are directed inside and outside of S . The "s" subscript underlines the surface nature of the currents. The designations introduced in (8) are represented on fig. 2.

The expressions (8) stem from the fact that the fields inside the region S (5) differ from the fields outside S (4) by the value of \mathbf{E}_b . Substitution of decompositions (4) and (5) in the conditions (8) makes it possible to obtain an expression for effective surface currents that are written as:

$$\mathbf{J}_s^e = -\frac{\mathbf{e}_z \times \mathbf{n}}{i\omega\varepsilon} J_{bz}^m \Big|_L; \quad \mathbf{J}_s^m = 0.$$

Here \mathbf{e}_z is the longitudinal unit vector and \mathbf{n} is the outside-pointing normal to S .

Correction for longitudinal wave number. For the purpose of derivation of the set of coupled mode equations for the perturbed system it is necessary to obtain an expansion of the effective sources in terms of the Eigen modes of the unperturbed system. Next, the obtained expression should be substituted in Lorentz lemma written in conjugate form. Hence, it is possible to find an expression describing excitation of the m -th waveguide mode with the set of all Eigen modes of the waveguiding structure

$$da_m(z)/dz = -i\beta_m a_m(z) + \sum_n \kappa_{mn} a_n(z), \quad (9)$$

where $a_n(z) = A_n(z) \exp(-i\beta z)$. Note that in (9) the coupling factor is introduced, consisting of two parts. The first one is produced by the bulk and the second one by the surface excitation source. It has the following form

$$\kappa_{mn} = \kappa_{mn}^b + \kappa_{mn}^s,$$

where the corresponding "b" and "s" subscripts carry the same meaning as in the previous section but were moved upwards for further notational convenience. The first one is induced by the bulk sources of excitation and the second one by the surface ones. As

calculations show, the expressions for the bulk and surface coupling factors look like this:

$$\begin{aligned}\kappa_{mn}^b &= -\frac{i\omega}{N_m} \int_S (\Delta\bar{\varepsilon} \hat{\mathbf{E}}_n) \hat{\mathbf{E}}_m^* dS; \\ \kappa_{mn}^s &= -\frac{1}{N_m} \int_L (\Delta\bar{\xi} \hat{\mathbf{E}}_n) \hat{\mathbf{H}}_m^* dL,\end{aligned}\quad (10)$$

where N_m is a normalizing factor; $\Delta\bar{\varepsilon}$ and $\Delta\bar{\xi}$ are the tensors of static surface coupling which describe geometrical perturbation of the waveguide. Their use makes it possible to considerably simplify writing the expressions for mode decomposition of the effective sources. Normalizing factor N_m is related to the mode power flow density:

$$N_m = 2 \operatorname{Re} \int_C [\hat{\mathbf{E}}_m^* \times \hat{\mathbf{H}}_m] \mathbf{e}_z dC,$$

where C is the contour encloses the waveguide and its surroundings.

Note that the coupling factor obtained here differs from conventionally used [21] by the element κ_{mm}^s . The element occurrence in the intermode coupling is caused by introduction of the effective sources and their description in terms of orthogonal complementary fields.

We emphasize that the expression (10) enables considering waveguides with perturbations of different nature. As an example, we mention periodical modulation of the waveguide cross-section and/or periodical modulation of the dielectric permittivity of the waveguide material, the waveguide bends, etc.

Below we consider a particular case of lowest-type propagating mode in a regular dielectric waveguide having nonrectangular cross-section. A distinctive feature of such mode is lack of interaction with other modes. The propagation constant of a regular nonrectangular waveguide β'_m is related to the propagation constant of the reference rectangular waveguide β_m by means of the coupling factor:

$$\beta'_m = \beta_m + i\kappa_{mm}.$$

This last expression can be derived from (10) by taking element $\kappa_{mm} a_m(z)$ out of summation symbol. The coupling tensors defining κ_{mm} in the case of trapezoidal cross-section waveguide take the form of

$$\begin{aligned}\Delta\bar{\varepsilon}(y) &= \Delta\varepsilon(y) \left[\bar{\mathbf{I}} - \mathbf{e}_z \mathbf{e}_z \frac{\varepsilon_1(y)}{\varepsilon_2(y)} \right]; \\ \Delta\bar{\xi}(y) &= \mathbf{e}_t \mathbf{e}_z \left[\frac{\varepsilon_2(y) - \varepsilon_1(y)}{\varepsilon_2(y)} \right] \Big|_L,\end{aligned}\quad (11)$$

where $\bar{\mathbf{I}}$ is a unity matrix; \mathbf{e}_t is a unit vector tangent to contour L , $\mathbf{e}_z \mathbf{e}_z$ is a dyad.

To define the integration limits in (10) we describe the lateral side of trapezoidal cross-section by means of function $s_L(y)$ or $s_R(y)$ (see fig. 2). In this case, with regard to the expressions (11), the integrals (10) assume the following form:

$$\begin{aligned}\kappa_{mn}^b &= -\frac{i\omega}{N_m} \int_{-b}^b \int_{-a}^{-a+s_L(y)} \hat{\Psi} dx dy + \\ &+ \frac{i\omega}{N_m} \int_{-b}^b \int_a^{a-s_R(y)} \hat{\Psi} dx dy; \\ \kappa_{mn}^s &= -\frac{1}{N_m} \int_{-b}^b \int_{-a}^{-a+s_L(y)} \hat{\Xi} dx dy - \\ &- \frac{1}{N_m} \int_{-b}^b \int_a^{a-s_R(y)} \hat{\Xi} dx dy,\end{aligned}$$

where

$$\begin{aligned}\hat{\Psi} &= (\varepsilon_2 - \varepsilon_1) \left(\hat{\mathbf{E}}_{mt}^* \hat{\mathbf{E}}_{nt} + \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_2} \hat{\mathbf{E}}_{mz}^* \hat{\mathbf{E}}_{nz} \right); \\ \hat{\Xi} &= \frac{\varepsilon_2 - \varepsilon_1}{\varepsilon_2} \left[\frac{\partial}{\partial x} (\hat{H}_{my}^* \hat{E}_{nz}) - \frac{\partial}{\partial y} (\hat{H}_{mx}^* \hat{E}_{nz}) \right].\end{aligned}$$

In the last expression the notation $\hat{\mathbf{E}}_{nt}$ is introduced based on $\hat{\mathbf{E}}_n = \hat{\mathbf{E}}_{nt} + \mathbf{e}_z \hat{E}_{nz}$.

Simulation results. Following the above described analytical theory we perform analysis of the influence of width ratio a'/a to the dispersion characteristics of microwaveguides. In doing so, we specify that $a'' = a'$ (see fig. 2). The introduced a'/a factor can vary between 0 and 1, which corresponds to changing of the cross-section shape from triangle to rectangular. It is also convenient to introduce deviation angle η of trapezoidal waveguide lateral wall from the reference rectangular one. To demonstrate the simulation results we employ the normalized coordinates:

$$B^2 = \frac{\beta^2/k_0^2 - \varepsilon_2}{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}; V = k_0 \frac{2b}{\pi} \sqrt{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}.$$

Fig. 3 presents the results of theoretical modeling of E_x^{11} -mode dispersion characteristic of optical microwaveguide obtained for different values of a'/a factor and η angle. The microwaveguide under consideration has the cross-section dimensions $a = 1.4 \mu\text{m}$ and

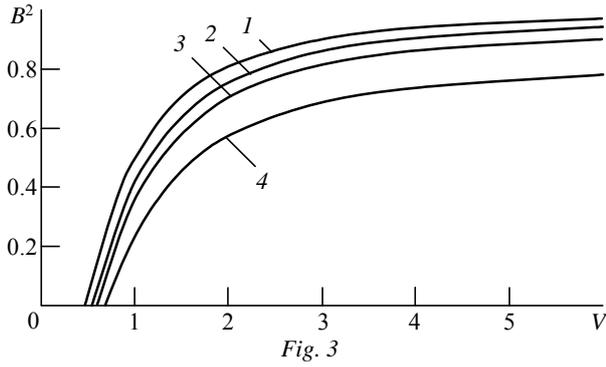


Fig. 3

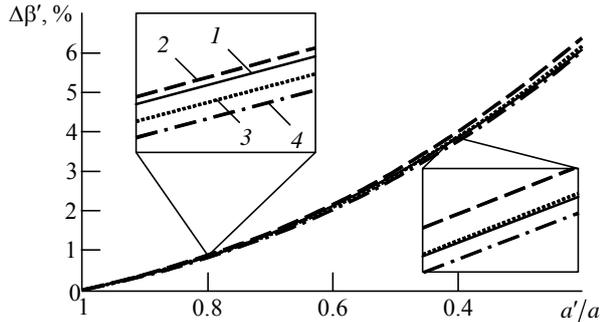


Fig. 4

$b = 0.7 \mu\text{m}$ and permittivity $\epsilon_1 = 1.98$ and $\epsilon_2 = 1.44$. The digits on curves designate the following: 1 – $a'/a = 1.0$; 2 – $a'/a = 0.58$; 3 – $a'/a = 0.4$; 4 – $a'/a = 0.1$. From fig. 3 it follows that for the same wavelength the propagation factor decreases with increasing the sidewall angle. From the physical point of view, this is caused by increase of the transverse wave number and is in agreement with the general formula (3).

Fig. 4 shows simulated dependencies of the propagation factor deviation on a'/a ratio for the waveguides with different aspect ratios. The value plotted on the 0x-axis is [%]

$$\Delta\beta' = \frac{\beta_m - \beta'_m}{\beta_m} 100,$$

with β_m values taken at the wavelength of $1.55 \mu\text{m}$, which is typical for optical C-band. The digits on curves designate the following: 1 – $a/b = 4$; 2 – $a/b = 3$; 3 – $a/b = 2$; 4 – $a/b = 1$. The dielectric permittivities employed in the simulation correspond to the previous case. The behavior of the curves in fig. 4 are nearly identical. This points to the fact that there is no "preferable" cross-section aspect ratio for minimization of trapezoidal shape impact on the waveguide dispersion characteristics.

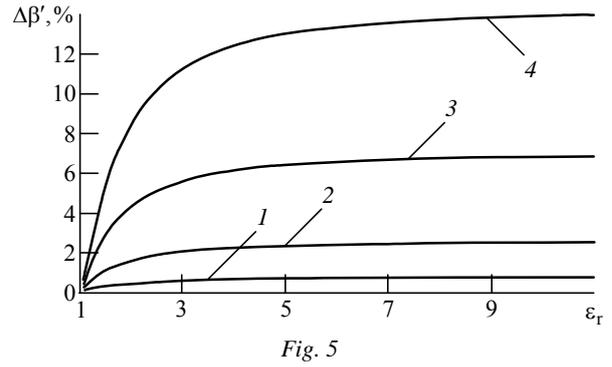


Fig. 5

Fig. 5 shows a set of the curves that represent the propagation factor dependency on the core-to-surroundings relative permittivity ϵ_r for different values of the η angle. The microweaveguide under consideration has the cross-section dimensions $a = 1.4 \mu\text{m}$ and $b = 0.7 \mu\text{m}$. The digits on curves designate the following: 1 – $a'/a = 0.9$; 2 – $a'/a = 0.7$; 3 – $a'/a = 0.4$; 4 – $a'/a = 0.1$. The parameter ϵ_r , which expresses the ratio of the dielectric constant of the core of the microweaveguide and the surrounding space, determines the degree of concentration of the mode field in the core of the waveguide. For a small value of ϵ_r the perturbation of the cross-section of the waveguide has a weak effect on the dispersion characteristics of the modes, since the field of the main mode is concentrated in the surrounding space. Thus, based on the data presented, it should be concluded that for the waveguides with a high ϵ_r value, it is especially important to take into account the effect of the non-rectangular shape of the cross section on the dispersion characteristics of the modes.

In conclusion, this paper offers an analytical theory for the dispersion characteristics of the guided modes propagating in the regular optical microweaveguides with small cross-sections. The theory relies on the calculation of the corrections to the propagation factor by means of the coupled mode theory with introduction of the effective excitation sources. Based on the developed theory, the dispersion characteristics of the guided modes in the optical dielectric waveguides with the trapezoidal cross-section are calculated. The microweaveguide cross-section shape impact on the dispersion characteristics as a function of the waveguide aspect ratio, as well as the ratio of the dielectric permittivities of the microweaveguide and the surrounding space are revealed.

REFERENCES

1. Capmany J., Novak D. Microwave Photonics Combines Two Worlds. *Nature Photonics*. 2007, vol. 1, pp. 319–330. doi: 10.1038/nphoton.2007.89.
2. Capmany J. Microwave Photonic Signal Processing. *Journal of Lightwave Technology*. 2013, vol. 31, no. 4, pp. 571–586. doi: 10.1109/JLT.2012.2222348.
3. Iezekiel S., Burla M., Klamkin J., Marpaung D., Capmany J. RF Engineering Meets Optoelectronics: Progress in Integrated Microwave Photonics. *IEEE Microwave Magazine*. 2015, vol. 16, no. 8, pp. 28–45. doi: 10.1109/MMM.2015.2442932.
4. Carpintero G., Balakier K., Yang Z., Guzmán R. C., Corradi A., Jimenez A., Kervella G., Fice M. J., Lamponi M., Chitoui M., van Dijk F., Renaud C. C., Wonfor A., Bente E. A. J. M., Penty R. V., White I. H., Seeds A. J. Microwave Photonic Integrated Circuits for Millimeter-Wave Wireless Communications. *Journal of Lightwave Technology*. 2014, vol. 32, no. 20, pp. 3495–3501.
5. Zhang W., Yao J. Silicon-Based Integrated Microwave Photonics. *IEEE Journal of Quantum Electronics*. 2016, vol. 52, no. 1, pp. 1–12. doi: 10.1109/JQE.2015.2501639.
6. Bao C., Liao P., Kordts A., Zhang L., Karpov M., Pfeiffer M. H. P., Cao Y., Yan Y., Almain A., Xie G., Mohajerin-Ariaei A., Li L., Ziyadi M., Wilkinson S. R., Tur M., Kippenberg T. J., Willner A. E. Dual-Pump Generation of High-Coherence Primary Kerr Combs with Multiple Sub-Lines. *Optics Letters*. 2017, vol. 42, pp. 595–598. doi: 10.1364/OL.42.000595.
7. Levy J. S., Gondarenko A., Foster M. A., Turner-Foster A. C., Gaeta A. L., Lipson M. CMOS-Compatible Multiple-Wavelength Oscillator for On-Chip Optical Interconnects. *Nature Photonics*. 2010, vol. 4, no. 1, pp. 37–40. doi: 10.1038/nphoton.2009.259.
8. Goell J. E. A Circular-Harmonic Computer Analysis of Rectangular Dielectric Waveguides. *Bell Labs Technical Journal*. 1969, vol. 48, no. 7, pp. 2133–2160. doi: 10.1002/j.1538-7305.1969.tb01168.x.
9. Wang Y., Vassallo C. Circular Fourier Analysis of Arbitrarily Shaped Optical Fibers. *Optics Letters*. 1989, vol. 14, no. 24, pp. 1377–1379. doi: 10.1364/OL.14.001377.
10. Eyges L., Gianino P., Wintersteiner P. Modes of Dielectric Waveguides of Arbitrary Cross Sectional Shape. *Journal of the Optical Society of America*. 1979, vol. 69, no. 9, pp. 1226–1235. doi: 10.1364/JOSA.69.001226.
11. Clark D. F., Dunlop I. Method For Analyzing Trapezoidal Optical Waveguides By An Equivalent Rectangular Rib Waveguide. *Electronics Letters*. 1988, vol. 24, no. 23, pp. 1414–1415. doi: 10.1049/el:19880966.
12. Barybin A. A. *Elektrodinamika volnovodushchikh struktur* [Electrodynamics of Waveguiding Structures]. Moscow, *Fizmatlit*, 2007, 512 p. (In Russian)
13. Chiang K. S. Review of Numerical and Approximate Methods for the Modal Analysis of General Optical Dielectric Waveguides. *Optical and Quantum Electronics*. 1994, vol. 26, no. 3, pp. S113–S134. doi: 10.1007/BF00384667.
14. Czendes Z. J., Silvester P. Numerical Solution of Dielectric Loaded Waveguides: I-Finite-Element Analysis. *Micro-wave Theory Tech. IEEE Trans.* 1970, vol. MTT-18, pp. 1124.
15. Xu F., Zhao K., Lu M. Analysis for Dispersion Characteristics of Trapezoidal-Groove Waveguide. *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*. 1996, vol. 17, no. 2, pp. 403–413. doi: 10.1007/BF02088163.
16. Marcatili E. A. J. Dielectric Rectangular Waveguide and Directional Coupler for Integrated Optics. *Bell Labs Technical Journal*. 1969, vol. 48, no. 7, pp. 2071–2102. doi: 10.1002/j.1538-7305.1969.tb01166.
17. Menon V. J., Bhattacharjee S., Dey K. K. The Rectangular Dielectric Waveguide Revisited. *Optics Communications*. 1991, vol. 85, no. 5–6, pp. 393–396. doi: 10.1016/0030-4018(91)90570-4.
18. Weinstein L. A. *Elektromagnitnye volny* [Electromagnetic Waves]. Moscow, *AST*, 1988, 440 p. (In Russian)
19. Katsenelbaum B. Z. *Vysokochastotnaya elektrodinamika* [High Frequency Electrodynamics]. Moscow, *Nauka*, 1966, 240 p. (In Russian)
20. Yariv A., Yeh P. *Optical waves in crystals*. New York, Wiley, 1984, 589 p.
21. Haus H. A., Huang W. Coupled-Mode Theory. *Proceedings of the IEEE*. 1991, vol. 79, no. 10, pp. 1505–1518. doi: 10.1109/5.104225.

Received March, 26, 2018

Nikolay A. Cheplagin – Master’s Degree of Techniques and Technology in Electronics and Micro-Electronics (2012), postgraduate student of the Department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of one scientific publication. Area of expertise: microwave photonics.
E-mail: letishnick@gmail.com

Galina A. Zaretskaya – Master’s Degree of Techniques and Technology in Electronics and Micro-Electronics (2012), postgraduate student of the department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of six scientific publications. Area of expertise: microwave photonics.
E-mail: shishmacova@gmail.com

Boris A. Kalinikos – Ph.D. and D.Sc. in physics and mathematics (1985), Professor (1989), Head of the Department of Physical Electronics and Technology of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 300 scientific publications. Area of expertise: microwave linear and nonlinear processes in magnetics, as well as related phenomena; solitons, nonlinear wave dynamics and chaos; microwave microelectronics; microwave photonics.
E-mail: boris.kalinikos@gmail.com

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Capmany J., Novak D. Microwave Photonics Combines Two Worlds // *Nature Photonics*. 2007. Vol. 1. P. 319–330. doi: 10.1038/nphoton.2007.89.
2. Capmany J. Microwave Photonic Signal Processing // *J. of Lightwave Technology*. 2013. Vol. 31, № 4. P. 571–586. doi: 10.1109/JLT.2012.2222348.
3. RF Engineering Meets Optoelectronics: Progress in Integrated Microwave Photonics / S. Iezekiel, M. Burla, J. Klamkin, D. Marpaung, J. Capmany // *IEEE Microwave Magazine*. 2015. Vol. 16, № 8. P. 28–45. doi: 10.1109/MMM.2015.2442932.
4. Microwave Photonic Integrated Circuits for Millimeter-Wave Wireless Communications / G. Carpintero, K. Balakier, Z. Yang, R. C. Guzmán, A. Corradi, A. Jimenez, G. Kervella, M. J. Fice, M. Lamponi, M. Chitoui, F. van Dijk, C. C. Renaud, A. Wonfor, E. A. J. M. Bente, R. V. Penty, I. H. White, A. J. Seeds // *J. of Lightwave Technology*. 2014. Vol. 32, № 20. P. 3495–3501.
5. Zhang W., Yao J. Silicon-Based Integrated Microwave Photonics // *IEEE J. of Quantum Electronics*. 2016. Vol. 52, № 1. P. 1–12. doi: 10.1109/JQE.2015.2501639.
6. Dual-Pump Generation of High-Coherence Primary Kerr Combs with Multiple Sub-Lines / C. Bao, P. Liao, A. Kordts, L. Zhang, M. Karpov, M. H. P. Pfeiffer, Y. Cao, Y. Yan, A. Almainan, G. Xie, A. Mohajerin-Ariaei, L. Li, M. Ziyadi, S. R. Wilkinson, M. Tur, T. J. Kippenberg, A. E. Willner // *Optics Letters*. 2017. Vol. 42. P. 595–598. doi: 10.1364/OL.42.000595.
7. CMOS-Compatible Multiple-Wavelength Oscillator for On-Chip Optical Interconnects / J. S. Levy, A. Gondarenko, M. A. Foster, A. C. Turner-Foster, A. L. Gaeta, M. Lipson // *Nature Photonics*. 2010. Vol. 4, № 1. P. 37–40. doi: 10.1038/nphoton.2009.259.
8. Goell J. E. A Circular-Harmonic Computer Analysis of Rectangular Dielectric Waveguides // *Bell Labs Technical J.* 1969. Vol. 48, № 7. P. 2133–2160. doi: 10.1002/j.1538-7305.1969.tb01168.x.
9. Wang Y., Vassallo C. Circular Fourier Analysis of Arbitrarily Shaped Optical Fibers // *Optics Letters*. 1989. Vol. 14, № 24. P. 1377–1379. doi: 10.1364/OL.14.001377.
10. Eyges L., Gianino P., Wintersteiner P. Modes of Dielectric Waveguides of Arbitrary Cross Sectional Shape // *J. of the Optical Society of America*. 1979. Vol. 69, № 9. P. 1226–1235. doi: 10.1364/JOSA.69.001226.
11. Clark D. F., Dunlop I. Method For Analyzing Trapezoidal Optical Waveguides By An Equivalent Rectangular Rib Waveguide // *Electronics Letters*. 1988. Vol. 24, № 23. P. 1414–1415. doi: 10.1049/el:19880966.
12. Барыбин А. А. Электродинамика волноводных структур. М.: Физматлит, 2007. 512 с.
13. Chiang K. S. Review of Numerical and Approximate Methods for the Modal Analysis of General Optical Dielectric Waveguides // *Optical and Quantum Electronics*. 1994. Vol. 26, № 3. P. S113–S134. doi: 10.1007/BF00384667.
14. Czendes Z. J., Silvester P. Numerical Solution of Dielectric Loaded Waveguides: I-Finite-Element Analysis // *Microwave Theory Tech. IEEE Trans.* 1970. Vol. MTT-18. P. 1124.
15. Xu F., Zhao K., Lu M. Analysis for Dispersion Characteristics of Trapezoidal-Groove Waveguide // *International J. of Infrared and Millimeter Waves*. 1996. Vol. 17, № 2. P. 403–413. doi: 10.1007/BF02088163.
16. Marcattili E. A. J. Dielectric Rectangular Waveguide and Directional Coupler for Integrated Optics // *Bell Labs Technical J.* 1969. Vol. 48, № 7. P. 2071–2102. doi: 10.1002/j.1538-7305.1969.tb01166.
17. Menon V. J., Bhattacharjee S., Dey K. K. The Rectangular Dielectric Waveguide Revisited // *Optics Communications*. 1991. Vol. 85, № 5–6. P. 393–396. doi: 10.1016/0030-4018(91)90570-4.
18. Вайнштейн Л. А. Электромагнитные волны. М.: АСТ, 1988. 440 с.
19. Каценельбаум Б. З. Высокочастотная электродинамика. М.: Наука, 1966. 240 с.
20. Ярив А., Юх П. Оптические волны в кристаллах. М.: Мир, 1987. 616 с.
21. Haus H.A., Huang W. Coupled-Mode Theory // *Proceedings of the IEEE*. 1991. Vol. 79, № 10. P. 1505–1518. doi: 10.1109/5.104225.

Статья поступила в редакцию 26 марта 2018 г.

Чеплагин Николай Анатольевич – магистр техники и технологии по направлению "Электроника и микроэлектроника" (2012), аспирант кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор одной научной публикации. Сфера научных интересов – радиофотоника.
E-mail: letishnick@gmail.com

Зарецкая Галина Александровна – магистр техники и технологии по направлению "Электроника и микроэлектроника" (2012), аспирантка кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор шести научных публикаций. Сфера научных интересов – радиофотоника.
E-mail: shishmacova@gmail.com

Калиникос Борис Антонович – доктор физико-математических наук (1985), профессор (1989), заведующий кафедрой физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 300 научных работ. Сфера научных интересов – сверхвысокочастотные линейные и нелинейные волновые процессы в магнетиках, а также смежные явления; солитоны, нелинейная волновая динамика и хаос; сверхвысокочастотная микроэлектроника; радиофотоника.
E-mail: boris.kalinikos@gmail.com



УДК 621.3.083.1

В. Г. Нечаев, А. С. Загородний
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники
пр. Ленина, 40, Томск, 634050, Россия
А. И. Добриков
АО «НПФ "Микран"»
пр. Кирова, 51д, Томск, 634041, Россия

Температурная коррекция широкополосных детекторов мощности на основе низкобарьерных диодов

Аннотация. Исследуется температурная зависимость сверхвысокочастотных преобразователей мощности. Приведены аналитические выражения сопротивления перехода и тока насыщения диода, позволяющие оценить степень влияния температуры на выходное напряжение диодных детекторов. Выполнено сравнение двух способов температурной коррекции. Известный способ заключается в достижении температурной стабилизации за счет использования идентичной пары диодов, один из которых компенсирует изменение сопротивления перехода второго диода при изменении температуры. В настоящей статье предложен альтернативный способ, заключающийся в формировании поправочных коэффициентов, позволяющих проводить температурную коррекцию результатов измерений в широком диапазоне мощностей. Представлены результаты экспериментальных исследований детекторов на основе низкобарьерных диодов ZB-28 с граничной частотой свыше 100 ГГц и тангенциальной чувствительностью 1 нВт. На основе температурных испытаний измерителей мощности СВЧ с использованием термодатчика реализован алгоритм термодатчика, позволивший уменьшить изменение мощности с ± 15 до ± 1.5 %. Полученные результаты свидетельствуют о том, что предложенный способ температурной коррекции широкополосных детекторов мощности с использованием показаний термодатчиков может успешно применяться в измерительном СВЧ-оборудовании различного типа.

Ключевые слова: преобразователь мощности, детекторный диод, терморезистор, аппроксимация, температурная коррекция, корректирующая функция, алгоритм коррекции

Для цитирования: Нечаев В. Г., Загородний А. С., Добриков А. И. Температурная коррекция широкополосных детекторов мощности на основе низкобарьерных диодов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 3. С. 79–84.

V. G. Nechaev, A. S. Zagorodny
Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics
40, Lenin Pr., 634050, Tomsk, Russia
A. I. Dobrikov
Research and Production Company "Micran"
51d, Kirov Pr., 634041, Tomsk, Russia

Temperature Correction of Broadband Power Detectors Based on Low-Barrier Diodes

Abstract. The article is devoted to investigation of microwave power converter temperature dependence caused by changes in the current-voltage characteristic of diodes. The analytical expressions are given for such diode parameters as junction resistance and diode saturation current that allow to estimate temperature influence on diode detector output voltage. This paper presents a comparison of two methods, i.e. correlation based on a terminological method that works in conjunction with an arithmetic-logical mechanism. The first method implies that the temperature stabilizes by use of identical pair of diodes one of which compensates for temperature-induced changes of the second diode junction resistance. The second method involves formation of correction factors that allow performing temperature correction of measurement results in a wide range of capacities. Based on the conducted temperature tests of microwave power meters with the use of a temperature sensor in the microwave unit, the thermal correction algorithm was implemented. It allows to reduce the changes in the readings from ± 15 to ± 1.5 %. Data from the results of experimental studies that can be used in measuring

microwave equipment of various types. The results of experimental studies of detectors based on low-barrier diodes ZB-28 with a boundary speed exceeding 100 GHz and a tangential sensitivity of 1 nW are presented.

Key words: power converter, detector diode, thermistor, approximation, temperature correction, correction function, correction algorithm

For citation: Nechaev V. G., Zagorodny A. S., Dobrikov A. I. Temperature Correction of Broadband Power Detectors Based on Low-Barrier Diodes. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 3, pp. 79–84. (In Russian)

Влияние температуры на характеристики детектора. Для измерения мощности СВЧ-сигналов широко применяются преобразователи, реализуемые с использованием диодных детекторов. По сравнению с калориметрическими, термисторными и другими методами диодные детекторы обладают рядом преимуществ: способностью обеспечивать большой диапазон рабочих частот, малым временем реакции, высокой чувствительностью [1]. Они активно используются в измерительных приборах различных мировых производителей. Известны устройства детектирования на основе диодов, работающих в диапазоне частот свыше 110 ГГц [2]–[4]. Публикации свидетельствуют о перспективности разработок устройств детектирования диапазона СВЧ и КВЧ на основе низкобарьерных диодов. Однако диодные детекторы имеют существенный недостаток – зависимость выходных показаний от температуры, обусловленную изменениями вольт-амперной характеристики диодов [5].

В настоящей статье представлены исследования детекторных диодов ZB-28 [2] с граничной частотой свыше 100 ГГц (емкость перехода 35 фФ), обладающих тангенциальной чувствительностью 1 нВт (минус 60 дБм). Эквивалентная схема детекторного диода представлена на рис. 1, где R_s – объемное активное сопротивление базы; R_j , C_j – сопротивление и емкость перехода соответственно; L_p , C_p – паразитные индуктивность и емкость соответственно.

Наибольшему влиянию температуры в данной схеме подвержено сопротивление перехода R_j . Его зависимость от температуры описывается формулой [5]

$$R_j = \frac{nkt}{q(I_b + I_s)}, \quad (1)$$

где n – коэффициент идеальности диода; k – постоянная Больцмана; t – температура; q – заряд электрона; I_s – ток насыщения диода; I_b – внешний ток смещения.

Ток насыщения диода I_s характеризует эмиссионную способность катода, которая также зависит от температуры. Указанная зависимость описывается выражением [6], [7]

$$I_s = I_{s0} (t/t_0)^{2/n} e^{(q\psi/k)(1/t-1/t_0)}, \quad (2)$$

где I_{s0} – ток насыщения диода при комнатной температуре; ψ – ширина запрещенной зоны полупроводника; $t_0 = 25^\circ\text{C}$ – комнатная температура [7].

Из (1) и (2) можно получить зависимость сопротивления перехода от изменения температуры. Используя типичные значения SPICE-параметров детекторных диодов ZB-28 $I_{s0} = 11$ мкА, $n = 1.13$, $\psi = 1.42$ эВ [8], [9], получим температурную зависимость сопротивления перехода (рис. 2). Как видно из рисунка, при температурах ниже комнатной изменение сопротивления перехода велико. Влияние этого сопротивления на выходное напряжение детектора, описываемое выражением [5]

$$U_{\text{out}} = U_{\text{rec}} \frac{R_l}{R_l + R_j}$$

(U_{rec} – выпрямленное напряжение; R_l – нагрузочное сопротивление детектора), приводит к су-

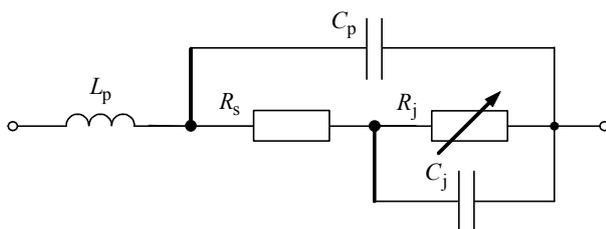


Рис. 1

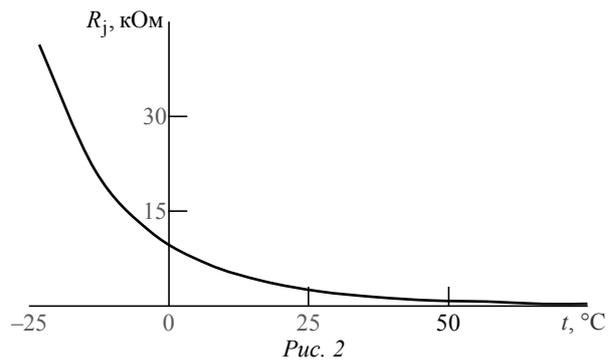
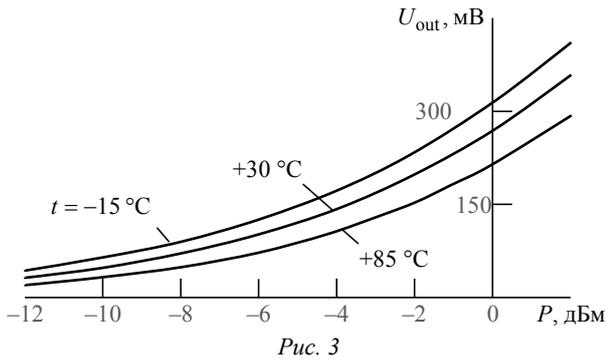


Рис. 2



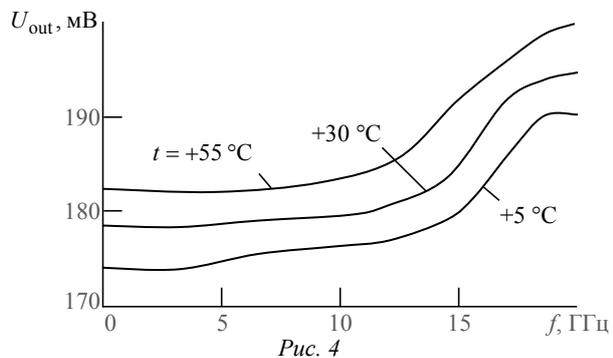
ществленному отклонению выходного напряжения детектора от выпрямленного напряжения.

В результате серии экспериментов с использованием детекторов на основе диодов ZB-28 [10], [11] получены зависимости выходного напряжения от мощности входного сигнала при разных температурах (рис. 3). Для более полной характеристики влияния температуры изучены также частотные зависимости¹ выходного напряжения при фиксированной входной мощности в более узком температурном диапазоне (рис. 4). Из рисунка следует, что с изменением температуры характер этой зависимости сохраняется. Следовательно, при коррекции нет необходимости в зависящих от частоты параметрах.

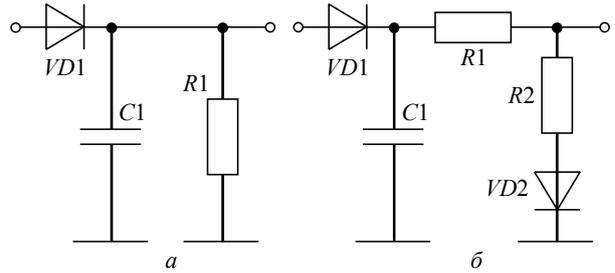
Способы компенсации влияния температуры.

Для уменьшения влияния температуры на диодные детекторы возможно использование термостатирования, включение опорных диодов в цепь детектора, а также учет показаний термодатчиков на основе терморезисторов, работающих совместно с микроконтроллером.

Термостатирование заключается в поглощении или выделении тепла в необходимой области устройства для поддержания некоторой рабочей температуры, тем самым исключая температурный уход показаний [12]. Однако указанный метод требует дополнительных энергозатрат на разогрев де-



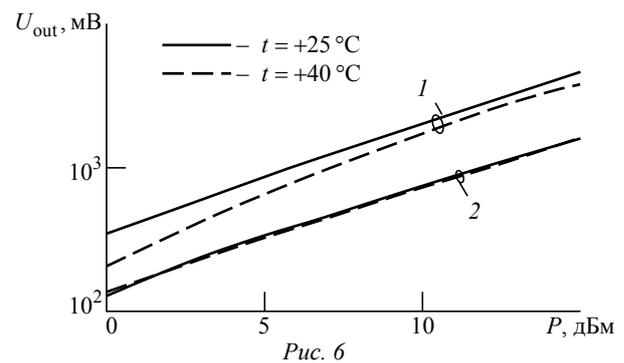
¹ В диапазоне частот 10 МГц...20 ГГц.



текторной камеры, а также увеличения габаритов устройства, что проблематично для портативных преобразователей мощности. Использование термостатирования более целесообразно для стационарных приборов, в которых применяются выносные измерительные сенсоры. В настоящей статье указанный метод не рассматривается.

Для анализа метода включения опорных диодов рассмотрим схему амплитудного детектора (рис. 5, а), содержащую детектирующий диод VD1 и фильтр нижних частот на C1, R1. Компенсация по рассматриваемому методу заключается во включении в схему делителя напряжения R1, R2, в цепь которого включен диод VD2, идентичный VD1 (рис. 5, б). При изменении температуры у обоих диодов аналогичным образом изменяются сопротивления переходов, за счет чего компенсируется изменение выходного напряжения [13].

На рис. 6 изображены экспериментально полученные зависимости выходного напряжения детектора от входной мощности для схем без компенсации (рис. 5, а) (кривые 1) и при использовании параметрической компенсации (рис. 5, б) (кривые 2).



Благодаря применению делителя напряжения с диодом удалось уменьшить изменение напряжения за счет температуры с 17...20 до 2.5...3 %.

Рассмотренный метод достаточно хорошо осуществляет температурную компенсацию при измерениях в узком динамическом диапазоне. Однако при измерениях в широком диапазоне он теряет свою значимость из-за уменьшения выходного напряжения, вызванного делителем (рис. 6).

Температурная коррекция с использованием термодатчика. Использование термодатчика с последующим расчетом поправочных коэффициентов исключает все недостатки, характерные для рассмотренных ранее способов термокоррекции.

В термисторном термодатчике (Thermistor Term Sensor – TTS) в качестве термодатчика используется термистор NCP18XH103 [14], включенный в схему делителя напряжения (рис. 7, а) [15]. Делитель образуют резисторы $R_a = 24$ кОм и $R_b = 240$ кОм.

Термистор имеет сопротивление $R_t = 10$ кОм при температуре $t = 25$ °С и отрицательный температурный коэффициент. На рис. 7, б изображена температурная зависимость выходного напряжения датчика U_{TTS} при входном напряжении $U_{inp} = 5$ В.

Указанный термистор обладает малыми габаритами, что позволило установить его внутри СВЧ-блока в непосредственной близости к диодам. Высокое быстродействие и достаточная чувствительность предложенного термодатчика позволят минимизировать время отклика системы термокоррекции на изменения температуры.

Алгоритм коррекции. На основе температурных испытаний СВЧ-измерителей мощности с использованием термодатчика в СВЧ-блоке (детекторной камере) был реализован следующий алгоритм термокоррекции:

1. Калибровка. Измеритель мощности прогревался до температуры +30 °С, после чего измерялись значения выходного напряжения детектора при разных уровнях мощности. Показания при указанной температуре считались опорными, относительно которых и проводилась коррекция выходного напряжения детектора.

2. Шкалирование. Для построения корректирующей функции определялись выходные напряжения детектора в температурном диапазоне от 5

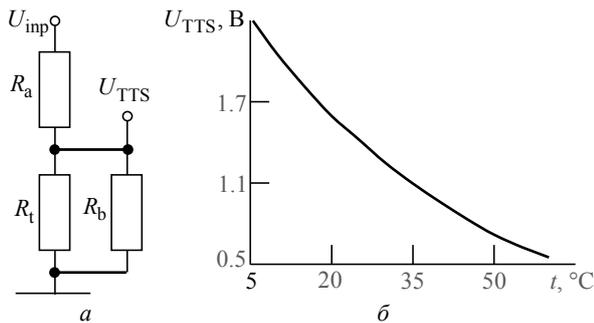


Рис. 7

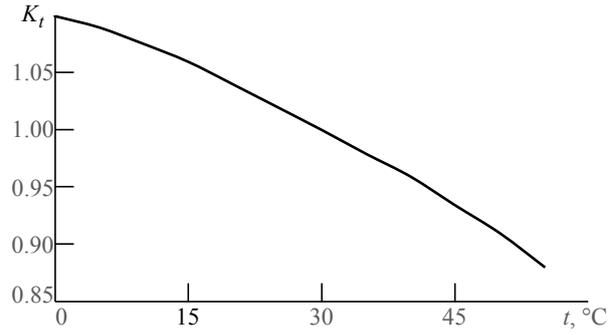


Рис. 8

до 50 °С с шагом около 5°.

3. Нормировка показаний, которая выполнялась делением всех измеренных температурных зависимостей выходного напряжения на опорные характеристики. Полученные характеристики аппроксимировались полиномом второго порядка (рис. 8):

$$K_t = at^2 + bt + c, \quad (3)$$

где a , b , c – коэффициенты корректирующей функции, заносимые в память микроконтроллера.

4. Коррекция показаний. Она производилась делением измеренного значения напряжения, пропорционального уровню мощности входного СВЧ-сигнала, на корректирующий коэффициент K_t , определенный по (3) для температуры, при которой проводились измерения:

$$U = U_{out} / K_t,$$

где U_{out} – показание измерителя мощности.

Проверка работы температурной коррекции.

На рис. 9 представлены результаты температурной коррекции по предложенному алгоритму при фиксированном уровне входной мощности –5 дБм. Они показывают, что в результате коррекции удалось уменьшить изменения показаний детектора с ± 15 % (рис. 9, кривая 2) до ± 1.5 % (кривая 1).

В целом проведенная проверка показала работоспособность термокоррекции с использованием термодатчика в рабочем динамическом диапазоне прибора от –50 до +20 дБм.

Частотная зависимость выходного напряжения для набора температур (рис. 10), построенная в диапазоне от 10 МГц до 20 ГГц, показывает снижение зависимости от температуры по сравнению со схемой детектора без использования термодатчиков (рис. 4).

Заключение. Оба представленных метода компенсации температурных изменений обеспечивают коррекцию, достаточную для широкого круга радиотехнических задач. Параметрическая компенсация, обеспечиваемая включением опорных

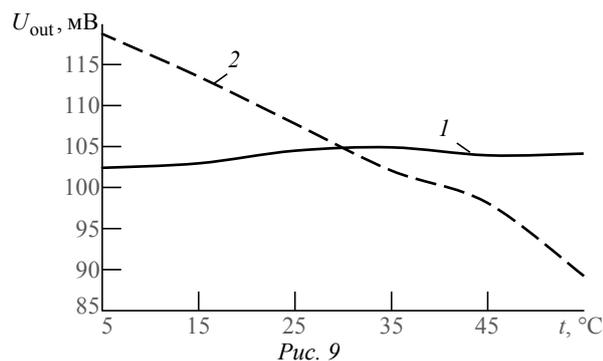


Рис. 9

диодов в цепи делителя, не требует применения микроконтроллера, что упрощает аппаратную часть устройства. Однако при этом снижается чувствительность детектора, что позволяет детектировать сигналы лишь на уровнях мощности выше 0 дБм.

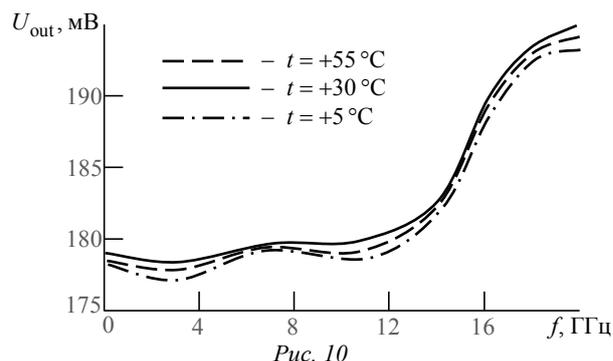


Рис. 10

Коррекция с применением термисторного датчика не ухудшает параметры детектора и с успехом может применяться в измерительном СВЧ-оборудовании с нижней границей чувствительности вплоть до -50 дБм.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Билько М. И., Томашевский А. К., Шаров П. П. Измерение мощности на СВЧ. М.: Сов. радио, 1976. 165 с.
2. Planar zero bias Schottky diode detector operating in the E-and W-band / M. Hrobak, M. Sterns, M. Schramm, W. Stein. L.-P. Schmidt // Microwave Conf. (EuMC), Nuremberg, Germany, 6–10 Oct. 2013. Piscataway: IEEE, 2013. P. 179–182.
3. A W-band detector with high tangential signal sensitivity and voltage sensitivity / Linli Xie; Yonghong Zhang; Yong Fan; Conghai Xu; Yuanbo Jiao // 2010 Intern. Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), Sichuan, China, 08–11 May 2010. Piscataway: IEEE, 2010. P. 528–531.
4. A broad W-band detector utilizing zero-bias direct detection circuitry / Kaida Xu, Yonghong Zhang, Linli Xie, Yong Fan // 2011 Intern. Conf. on Computational Problem-Solving (ICCP), Chengdu, China, 21–23 Oct. 2011. Piscataway: IEEE, 2011. P. 190–194.
5. Eriksson H., Raymond W. A temperature compensated linear diode detector // Wireless Semiconductor Division Agilent Technologies Newark, California. URL: <http://electronix.ru/forum/index.php?act=Attach&type=post&id=13726> (дата обращения: 30.05.2018).
6. The Zero Bias Schottky Diode Detector at Temperature Extremes – Problems and Solutions, Application Note 1090. Agilent Technologies, Inc. 1999. URL: <https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5966-0784E.pdf?id=1115310> (дата обращения: 30.05.2018).
7. Diode Detector Simulation using Agilent Technologies EEs of ADS Software, Application Note 1156 // Agilent Technologies, Inc. 1999. URL: http://g3ynh.info/circuits/diode_data/AN1156.pdf (дата обращения: 30.05.2018).
8. ZB-28. Zero Bias Diode: Preliminary Datasheet // URL: http://micran.com/sites/micran_eng/data/UserFile/pdf/mmic/ZB-28.pdf (дата обращения: 08.05.2018).
9. Сверхвысокочастотные низкобарьерные детекторные диоды на основе $p-n$ -перехода / И. В. Юнусов, А. Ю. Ющенко, А. М. Плотникова, В. С. Арыков, А. С. Загородный // Изв. вузов. Физика. 2012. № 9–2. С. 294–297.
10. Загородный А. С., Черепанов А. В. Детекторы мощности сигналов СВЧ компании «Микран» // СВЧ-электроника. 2016. № 1. С. 28–32.
11. Нечаев В. Г. Исследование детекторов сигналов СВЧ с двумя измерительными каскадами // Материалы 53-й Междунар. науч. студенческой конф. МНСК-2015 "Радиотехника, электроника, связь", Новосибирск, 14 апр., 2015 г. / НГТУ. Новосибирск, 2015. С. 33.
12. Системы термостатирования в радиоэлектронике: метод. указания для лабораторного практикума по радиофизике и радиоэлектронике / сост.: К. С. Сайкин, В. В. Тогуев; Казанский гос. ун-т. Казань, 1997. 17 с.
13. HSMS-282x. Surface Mount RF Schottky Barrier Diodes: Data sheet // URL: <http://www.farnell.com/datasheets/89546.pdf> (дата обращения: 08.05.2018).
14. PTC-NTC for Surface Mounting Application // URL: <http://www.murata.com/en-eu/products/thermistor/ntc> (дата обращения: 08.05.2017).
15. Шашков А. Г. Терморезисторы и их применение. М.: Энергия, 1967. 320 с.

Нечаев Владимир Геннадьевич – студент 2-го курса магистратуры (2018) Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, направление подготовки 11.03.01 «Радиотехника». Автор трех научных работ. Сфера научных интересов – измерение параметров сверхширокополосных сигналов СВЧ-диапазона.

E-mail: ne4aev.volodya@yandex.ru

Загородный Андрей Сергеевич – кандидат технических наук (2014), доцент (2015) кафедры сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники Томского государственного университета систем управления и ра-

диоэлектроники. Ведущий инженер департамента информационно-измерительных систем АО «НПФ "Микран"» в Томске. Автор 22 научных работ. Сфера научных интересов – устройства и компоненты СВЧ.

E-mail: andreyzag@micran.ru

Добриков Александр Иванович – магистр техники и технологий по направлению "Электроника и микродиагностика" (2011), инженер-программист 1-й категории АО «НПФ "Микран"» в Томске. Сфера научных интересов – разработка программного обеспечения для встраиваемых систем; аналоговая и цифровая схемотехника; системы сбора и обработки данных; проектирование измерительного оборудования для СВЧ-применений.

E-mail: dobrikov@micran.ru

REFERENCES

1. Bil'ko M. I., Tomashevskii A. K., Sharov P. P. *Izmerenie moshchnosti na SVCh* [Measurement of Microwave Power]. Moscow, *Sov. radio*, 1976, 165 p. (In Russian)
2. Hrobak M., Sterns M., Schramm M., Stein W., Schmidt L.-P. Planar zero bias Schottky diode detector operating in the E-and W-band. Microwave Conference (EuMC). 6–10 October 2013, Nuremberg, Germany. Piscataway, IEEE, 2013, pp. 179–182.
3. Xie Linli; Zhang Yonghong; Fan Yong; Xu Conghai; Jiao Yuanbo. A W-band detector with high tangential signal sensitivity and voltage sensitivity. 2010 Int. conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 08–11 May 2010, Sichuan, China. Piscataway, IEEE, 2010, pp. 528–531.
4. Xu Kaida, Zhang Yonghong, Xie Linli, Fan Yong. A broad W-band detector utilizing zero-bias direct detection circuitry. 2011 Int. conf. on Computational Problem-Solving (ICCP), 21–23 October 2011, Chengdu, China. Piscataway, IEEE, 2011, pp. 190–194.
5. Eriksson H., Raymond W. A Temperature Compensated Linear Diode Detector. Wireless Semiconductor Division Agilent Technologies Newark, California. Available at: <http://electronix.ru/forum/index.php?act=Attach&type=post &id=13726> (accessed: 30.05.2018).
6. The Zero Bias Schottky Diode Detector at Temperature Extremes – Problems and Solutions, Application Note 1090. Agilent Technologies, Inc. 1999. Available at: <https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5966-0784E.pdf?id=1115310> (accessed: 30.05.2018).
7. Diode Detector Simulation using Agilent Technologies EEsof ADS Software, Application Note 1156. Agilent Technologies, Inc. 1999. Available at: http://g3ynh.info/circuits/diode_data/AN1156.pdf (accessed: 30.05.2018).
8. ZB-28. Zero Bias Diode: Preliminary Datasheet // Available at: http://micran.com/sites/micran_eng/data/UserFile/pdf/mmic/ZB-28.pdf (accessed: 08.05.2018).
9. Yunusov I. V., Yushchenko A. Yu., Plotnikova A. M., Arykov V. S., Zagorodnii A. S. Super-High-Frequency Low-Barrier Detector Diodes Based on p-n Junction. *Izvestiya vuzov. Fizika* [Russian Physics Journal]. 2012, no. 9–2, pp. 294–297. (In Russian)
10. Zagorodnii A. S., Cherepanov A. V. "Micrane" Microwave Power Detectors. *SVCh-elektronika* [Microwave Electronics]. 2016, no. 1, pp. 28–32. (In Russian)
11. Nechaev V. G. *Issledovanie detektorov signalov SVCh s dvumya izmeritel'nymi kaskadami* [Investigation of Microwave Detectors with Two Measuring Cascades]. Materials of the 53rd Int. Scientific Student Conference of MSSC–2015 "Radio Engineering, Electronics, Communications". Novosibirsk, 14 april, 2015. Novosibirsk State Technical University, 2015, p. 33.
12. Sajkin K. S., Togudev V. V. Temperature Control Systems in Radio Electronics: Technical Tips for Laboratory Practical Work on Radio Physics and Radio Electronics. Kazan University. Kazan, 1997, 17 p. (In Russian)
13. HSMS-282x. Surface Mount RF Schottky Barrier Diodes: Data Sheet. Available at: <http://www.farnell.com/datasheets/89546.pdf> (accessed: 08.05.2018).
14. PTC-NTC for Surface Mounting Application. Available at: <http://www.murata.com/en-eu/products/thermistor/ntc> (accessed: 08.05.2017).
15. Shashkov A. G. *Termorezistory i ih primeneniye* [Thermoresistors and Their Application]. Moscow, *Energiya*, 1967, 320 p. (In Russian)

Received January, 15, 2018

Vladimir G. Nechaev – Master's Student of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. The author of 3 scientific publications. Area of expertise: measurement of ultra wideband microwave signals parameters.

E-mail: ne4aev.volodya@yandex.ru

Andrey S. Zagorodny – Ph.D. in Engineering (2014), Associate Professor (2015) of the Department of Microwave and Quantum Radio Engineering of Tomsk State University of Control Systems and Radio electronics. Leading engineer of the Department of Information-Measuring Systems of Research and Production Company "Micran" in Tomsk. The author of more than 20 scientific publications. Area of expertise: microwave devices and components.

E-mail: andreyzag@micran.ru

Alexander I. Dobrikov – Master's Degree in Engineering and Technology in Electronics and Microelectronics (2010). Engineer programmer of the 1st category of Research and Production Company "Micran" in Tomsk. Area of expertise: development of software for embedded systems; analog and digital circuitry; data acquisition and processing systems; design of measuring equipment for microwave applications.

E-mail: dobrikov@micran.ru

УДК 621.37

С. А. Богданов, П. В. Куприянов, С. В. Николаев
 АО «НПП "Исток" им. Шокина»
 ул. Вокзальная, д. 2а, корп. 1, Фрязино, 141190, Россия
 С. А. Петров
 АО «НПК "ТРИСТАН"»
 ул. 2-я Боевская, д. 2, с. 1, Москва, 107014, Россия

Исследование путей расширения динамического диапазона широкополосных приемных устройств СВЧ в многосигнальном режиме

Аннотация. Исследуются пути расширения динамического диапазона широкополосных приемных устройств СВЧ. Поставлена задача ограничения выходных сигналов при увеличении верхней границы динамического диапазона по критерию подавления интермодуляционных составляющих третьего порядка. Представлены основные соотношения, определяющие граничные условия динамического диапазона. Проведены экспериментальные исследования трех вариантов построения выходного тракта широкополосных приемных устройств СВЧ в двухтональном режиме работы:

- выходного усилителя с точкой 1 дБ компрессии мощности по выходу на уровне, соответствующем безопасной выходной мощности;
- мощного выходного усилителя с пассивным диодным ограничителем по выходу;
- мощного выходного усилителя с цепью автоматической регулировки ослабления, подключенной к его входу.

Приведены результаты измерений подавления интермодуляционных искажений и выходной мощности в зависимости от уровня входного сигнала для различных нелинейных элементов. На основе анализа измеренных характеристик найдено оптимальное техническое решение построения выходного тракта. Динамический диапазон расширен более чем на 20 дБ. Подавление интермодуляционных составляющих третьего порядка при заданном безопасном уровне выходного сигнала +10 дБм составило более 60 дБ. Обеспечено эффективное функционирование широкополосного приемного устройства в многосигнальном режиме.

Ключевые слова: широкополосное приемное устройство СВЧ, расширенный динамический диапазон, интермодуляционные искажения

Для цитирования: Исследование путей расширения динамического диапазона широкополосных приемных устройств СВЧ в многосигнальном режиме / С. А. Богданов, П. В. Куприянов, С. В. Николаев, С. А. Петров // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 3. С. 85–90.

S. A. Bogdanov, P. V. Kupriyanov, S. V. Nikolaev
 JSC "RPC "Istok" named after Shokin"
 2A, Vokzalnaya Str., 141190, Fryazino, Russia
 S. A. Petrov
 JSC "NPK" TRISTAN "
 2, 2-ya Bоеvskaya Str., 107014, Moscow, Russia

Investigation of Ways of Dynamic Range Expansion for Broadband Receiver Microwave Devices in Multi-Signal Mode

Abstract. The article investigates ways to expand the dynamic range of broadband microwave receiving devices. The task is to limit the output signals while increasing the upper boundary of the dynamic range by the criterion of the third-order inter-modulation component suppression. The main relations determining the dynamic range boundary conditions are pre-sented. Experimental studies of three variants of constructing the broadband microwave receiver output path in two-ton mode of operation are carried out for:

- an output amplifier with a point of 1 dB of output power compression at the level corresponding to safe output power;
- a powerful output amplifier with a passive diode limiter on the output;
- a powerful output amplifier with an automatic attenuation adjustment circuit connected to its input.

The measurement results of the magnitude of intermodulation distortions suppression and output power are presented as a function of the input signal level for various nonlinear elements. Based on the analysis of the measured char-

acteristics, an optimal technical solution is found for constructing an output path. The dynamic range is extended by more than 20 dB. Suppression of intermodulation components of the third order exceeds 60 dB. Effective functioning of the broadband receiver in multisign mode is ensured.

Key words: broadband microwave receiver, extended dynamic range, intermodulation distortions

For citation: Bogdanov S. A., Kupriyanov P. V., Nikolaev S. V., Petrov S. A. Investigation of Ways of Dynamic Range Expansion for Broadband Receiver Microwave Devices in Multi-Signal Mode. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics], 2018, no. 3, pp. 85–90. (In Russian)

Введение. Техника широкополосного приема на СВЧ, применительно к пассивной радиолокации (ПР), развивается в последнее время бурными темпами. Это является следствием роста номенклатуры, количества и качества излучающих радиоэлектронных средств, являющихся информационными источниками средств ПР и радиотехнического мониторинга.

Тактико-технические характеристики (ТТХ) радиоэлектронных средств (РЭС) ПР должны постоянно улучшаться, чтобы обеспечивать соответствие требованиям назначения в новых, все более жестких условиях применения. Соответственно возрастают требования к основным техническим характеристикам широкополосных приемных устройств (ШПУ) СВЧ [1]. В первую очередь это касается электрических параметров, в частности динамического диапазона (ДД) входных сигналов – определяющего параметра ШПУ.

Постановка задачи. В настоящей статье рассматривается одна техническая возможность расширения ДД выходных сигналов ШПУ СВЧ. Речь идет об увеличении верхней границы ДД по критерию заданного уровня интермодуляционных составляющих третьего порядка (Third-Order spurs of Intermodulation) IM_3 . Данный критерий определяется мнимой точкой пересечения экстраполированных амплитудных характеристик основного сигнала (Third-Order Intercept Point) IP_3 и IM_3 [2], приведенной ко входу (Input IP_3) IP_3 или выходу (Output IP_3) OIP_3 устройства. Он наиболее адекватно соответствует реальным условиям эксплуатации ШПУ СВЧ, характеризующимся, как правило, многосигнальным режимом работы.

Даже если РЭС ПР ориентированы на прием разнесенных во времени импульсных сигналов, в реальных современных условиях применения вероятность многосигнального режима работы довольно высока. Она обусловлена ростом загруженности эфира за счет увеличения количества радиолокационных средств с малой скважностью и квазинепрерывных, а также источников преднамеренных и непреднамеренных помех. Тенденция дальнейшего развития вполне очевидна.

Выходные каскады радиоприемного тракта современных ШПУ СВЧ нагружаются, как правило, на высокоскоростные аналогово-цифровые преобразователи (АЦП), находящиеся на входе аппаратуры цифровой обработки сигнала. АЦП представляют собой сложные, высокотехнологичные и крайне чувствительные к формату входного сигнала устройства. Так, например, превышение мощности входного сигнала, соответствующего верхнему разряду АЦП [3], всего на 3...6 дБ ведет к необратимым последствиям – устройство выгорает.

Решение проблемы с первого взгляда очевидно и лежит в плоскости ограничения выходного сигнала ШПУ СВЧ, например, выбором значения верхней границы линейности амплитудной характеристики, обеспечивающей компрессию коэффициента передачи выходного усилителя на 1 дБ (P_{1dB}). Однако более глубокое рассмотрение проблемы показывает, что реализуемый в точке P_{1dB} уровень подавления $IM_3 - L_{IM_3}$ недостаточен для эффективного функционирования РЭС ПР. Предметом исследования настоящей публикации является поиск возможностей увеличения L_{IM_3} при заданном безопасном уровне выходной мощности ШПУ СВЧ.

Основные соотношения. Верхняя граница динамического диапазона усилителя при наличии двухтонального сигнала на входе ограничена интермодуляционными искажениями 3-го порядка, уровень которых можно оценить по положению точек пересечения IP_3 по входу или OIP_3 по выходу.

В широкополосном приемном устройстве, состоящем из маломощного входного линейного тракта (ВЛТ), характеризующегося уровнем $IP_{3ВЛТ}$ и коэффициентом усиления по мощности $G_{ВЛТ}$, и выходного тракта на основе усилителя мощности (УМ) с точкой перехвата по входу $IP_{3УМ}$ и коэффициентом усиления по мощности $G_{УМ}$, результирующий уровень IP_3 можно оценить из выражения [4], [5]

$$\frac{1}{IP_3} = \frac{1}{IP_{3ВЛТ}} + \frac{G_{ВЛТ}}{IP_{3УМ}}. \quad (1)$$

Таким образом, верхняя граница динамического диапазона UDR (Upper limit of Dynamic Range) ШПУ в основном определяется физическими свойствами его выходного каскада. Влияние предыдущих каскадов в соответствии с (1) существенно ослаблено.

UDR ШПУ по критерию заданного уровня L_{IM_3} связана с IP_3 соотношением

$$UDR = G_{ВЛТ} G_{УМ} IP_3 - \frac{1}{2} L_{IM_3}. \quad (2)$$

Данное соотношение справедливо [4] и практически выполняется во всем диапазоне значений L_{IM_3} , актуальных для ПР, как минимум до 60 дБ.

При существенном превышении этого значения соотношение (2) может нарушаться из-за конструктивных и технологических особенностей построения усилителей, связанных с контактными явлениями и т. п. [6], [7].

В свою очередь, OIP_3 и P_{1dB} по выходу также связаны соотношением

$$OIP_3 = P_{1dB} + C, \quad (3)$$

где значение C определяется физическими свойствами нелинейного элемента и схемотехнической реализацией усилителя. Наиболее типичные значения параметра C , наблюдаемые на практике, лежат в пределах $C = 10...15$ дБ, что с учетом (2) соответствует уровню подавления $L_{IM_3} = 20...30$ дБ [8].

Таким образом, на динамический диапазон накладываются ограничения, обусловленные заранее определенной выходной мощностью P_{1dB} .

Экспериментальные исследования. Рассмотрим три варианта построения выходного тракта ШПУ СВЧ, аналогичного [1], в диапазоне выходных частот 1.5...2 ГГц.

1. Выходной усилитель с уровнем P_{1dB} по выходу на уровне +13 дБм, соответствующем безопасной входной мощности АЦП.

Результаты измерений спектра сигнала на выходе рассматриваемого усилителя при наличии двухтонального сигнала на его входе приведены на рис. 1. Из рисунка видно, что значение L_{IM_3} в точке P_{1dB} составило порядка -20 дБм. Такое значение L_{IM_3} ожидаемо в соответствии с (3) и приведенными ранее рассуждениями. В данном случае величина C составила 10 дБ, но этого оказалось недостаточно для обеспечения соответствия требованиям назначения современных РЭС ПР.

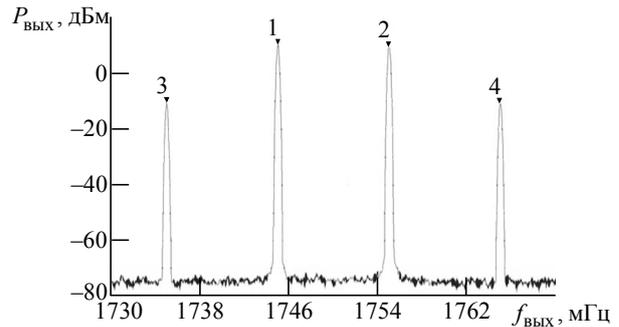


Рис. 1

2. Мощный выходной усилитель с $OIP_3 = 41$ дБм с пассивным диодным ограничителем по выходу.

Существовало предположение, что такое решение окажется более предпочтительным с точки зрения L_{IM_3} . Для такого усилителя, исходя из его OIP_3 , при указанных уровнях выходного сигнала величина L_{IM_3} ничтожно мала. Однако спектр сигнала на выходе тракта ШПУ СВЧ, реализованному по варианту 2, при наличии двухтонального сигнала на его входе практически совпал с результатом измерения для схемы выходного тракта по варианту 1, показанным на рис. 1. Маркерами 1 и 2 обозначены уровни мощности полезных сигналов, а маркерами 3 и 4 значения их интермодуляционных составляющих. Причиной стал выходной ограничитель мощности на основе *p-i-n*-диодов, обеспечивающий безопасный уровень выходной мощности. Именно он и определил L_{IM_3} вблизи точки P_{1dB} . Результат также оказался неудовлетворительным.

3. Схема автоматической регулировки ослабления (АРО) с мощным усилителем по выходу.

Для обеспечения соответствия требованиям назначения было выбрано еще одно, более сложное схемотехническое решение, но также на основе мощного усилителя. Приведенная на рис. 2 схема выходного тракта состоит из цепи автоматической регулировки ослабления, подключенной ко входу усилителя (1 – делитель мощности; 2 – детектор; 3 – операционный усилитель; 4 – фильтр

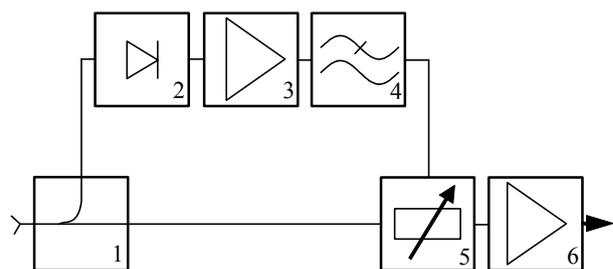


Рис. 2

нижних частот (НЧ); 5 – аттенюатор СВЧ; 6 – усилитель мощности). Напряжение управления аттенюатором формировалось в автоматическом режиме детектором и вспомогательным операционным усилителем. Выходной тракт имеет характеристики, показанные на рис. 3. Маркерами 1 и 2 обозначены уровни мощности полезных сигналов, а маркерами 3 и 4 – значения их интермодуляционных составляющих. ОИР₃ ШПУ СВЧ составил более 40 дБм, что обеспечило L_{IM_3} около –60 дБн при безопасном уровне выходной мощности.

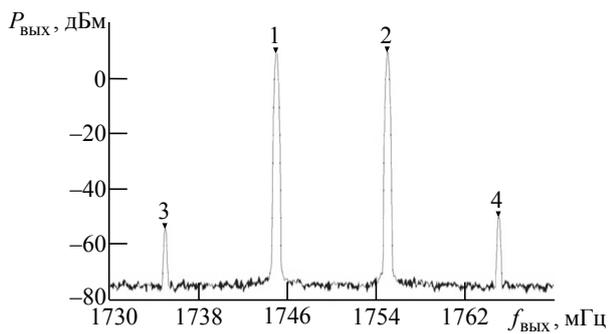


Рис. 3

Обсуждение результатов. Сравнительные амплитудные характеристики всех трех вариантов показаны на рис. 4. Черными линиями показаны зависимости L_{IM_3} , серыми – зависимости $P_{вых}$ от $P_{вх}$. Сплошными линиями показаны зависимости по варианту 1, штриховыми по варианту 2, штрихпунктирными по варианту 3. Из графиков видно, что усилитель по варианту 1 и ограничитель по варианту 2 имеют практически одинаковое подавление L_{IM_3} при равной входной мощности. При этом $P_{1дВ}$ во втором варианте несколько выше. Это означает, что параметр C у диодного ограничителя, использованного в эксперименте, меньше, чем у усилителя по варианту 1. По мнению авторов статьи, данный результат не является общим, а лишь отражает параметры конкретных реализаций усилителя на основе м/сх РНА-1+ и диодного ограничителя CLM-83-2W+ фирмы Mini-circuits.

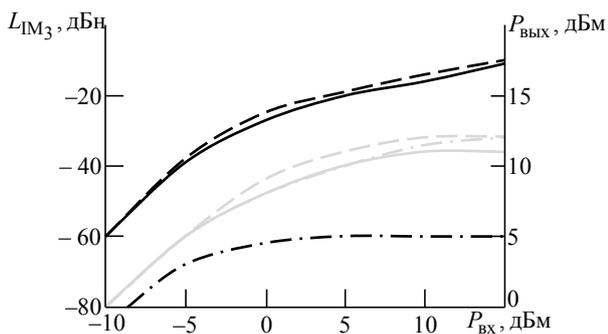


Рис. 4

На сегодняшний день наблюдается тенденция роста параметра C у современных усилителей СВЧ. Это достигается различными методами уменьшения нелинейных искажений [9]:

- выбором оптимального режима работы выходного каскада;
- технологическими методами формирования активных элементов монолитных интегральных схем усилителей СВЧ с наперед заданными значениями отдельных параметров;
- схемотехническими методами линеаризации с предварительным искажением входного сигнала, выделением и последующим вычитанием интермодуляционных искажений из усиленного сигнала.

Последняя группа методов широко используется в мощных усилителях, однако их применение в рассматриваемом приложении может оказаться проблематичным. Схемотехнические методы уменьшения нелинейных искажений эффективно работают лишь с относительно узкополосными сигналами и вносят существенные задержки на его прохождение. Кроме того, перспективные для аппаратуры ПР методы линеаризации, лежащие в основе систем с прямой связью, требуют от СВЧ-трактов обеспечения максимального рассогласования сигналов в цепях выделения и вычитания интермодуляционных искажений по амплитуде до 0.3 дБ, по фазе до 2° в рабочей полосе частот.

Что касается пассивных ограничителей СВЧ-сигнала, то вопрос оптимизации их структуры и схемотехники по критерию максимального C освещен на сегодняшний день недостаточно и требует проведения дополнительных исследований, лежащих за пределами данной публикации.

Наилучшие результаты ожидаемо были получены в схеме по варианту 3 с автоматической регулировкой ослабления и мощным усилителем по выходу. Она имеет гораздо лучшие характеристики по подавлению L_{IM_3} .

Это означает расширение UDR ШПУ СВЧ по критерию L_{IM_3} на 20 дБ, что является основным результатом настоящего исследования. РЭС ПР с таким ШПУ СВЧ будут иметь высокие тактико-технические характеристики при работе в много-сигнальном режиме.

Очевидными недостатками такой схемы построения выходного тракта являются искажение амплитуды выходного сигнала относительно входного и ограниченное быстродействие схемы автоматической регулировки ослабления. Оба недостатка в большинстве реальных применений РЭС ПР не являются принципиальными и могут быть устранены тем или иным схемным либо системным способом.

Амплитуда сигнала не является необходимым параметром в системах с фазовой или временной обработкой сигнала. К тому же истинная амплитуда может быть восстановлена аппаратурой обработки сигнала с использованием сигнала с детектора АРО. Что касается быстродействия, то возможности современной схемотехники, например с использованием транзисторов MAAVSS0004 фирмы MАСOM, позволяют реализовывать значения до единиц наносекунд. Это позволяет надежно защищаться от сигналов, поступающих на вход ШПУ СВЧ из эфира. Время нарастания реальных радиоимпульсов составляет, как правило, не менее нескольких десятков наносекунд, что обусловлено радиофизическими особенностями распространения СВЧ-сигналов в атмосфере [10].

Заключение. Проведенное в данной статье исследование расширения динамического диапазона ШПУ СВЧ имело своей целью улучшение

ТТХ РЭС ПР. В этом смысле достигнутый результат удовлетворяет требованиям эффективного функционирования ШПУ СВЧ в многосигнальном режиме и обеспечивает соответствие РЭС ПР реальным условиям применения. На основе анализа измеренных характеристик различных вариантов построения выходного тракта ШПУ СВЧ найдено техническое решение, наилучшим образом соответствующее поставленной задаче увеличения UDR по критерию L_{IM_3} . Подавление L_{IM_3} составило более 60 дБ, что соответствует увеличению UDR более чем на 20 дБ. Цель оказалась достигнутой, однако в ходе проведения указанных исследований возникло понимание необходимости дальнейшего, более детального изучения физических и схемотехнических возможностей расширения UDR ШПУ СВЧ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Куприянов П. В. Широкополосные приемные устройства СВЧ с расширенным динамическим диапазоном // Радиотехника. 2006. Вып. 3. С. 8–13.

2. Doug Stuetzle. Understanding IP2 and IP3 Issues in Direct Conversion Receivers for WCDMA Wide Area Basestations // Linear Technology Magazine. 2008. Vol. 18, № 2. P. 10–27.

3. Datasheet. Texas Instruments, ADC12J2700. URL: <https://www.ti.com/product/ADC12J2700> (дата обращения: 20.06.2018).

4. Князев А. Д., Кечиев Л. Н., Петров Б. В. Конструирование радиоэлектронной и электронно-вычислительной аппаратуры с учетом электромагнитной совместимости. М.: Радио и связь, 1989. С. 224.

5. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: в 2 т. / пер. с нем. М.: Додэка-XX1, 2008. Т. 1. 832 с.

6. Hartman R. Passive Intermodulation (PIM) Testing Moves to the Base Station // Microwave J. 2011.

Статья поступила в редакцию 23 апреля 2018 г.

URL: <http://www.microwavejournal.com/articles/11103-passive-intermodulation-pim-testing-moves-to-the-base-station?v=preview> (дата обращения: 29.06.2018).

7. Джуринский К. Б. Интермодуляции в радиочастотных соединителях для мобильной и сотовой связи // Компоненты и технологии. 2013. № 6 (107). С. 26–30.

8. Barkley K. Two Tone IMD Measurement Techniques // RF Design. June, 2001. P. 36–52.

9. Fan C. W., Cheng K. K. M. Theoretical and experimental study of amplifier linearization based on harmonic and baseband signal injection technique // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2002. Vol. 50, № 7. P. 1801–1806.

10. Назаров Л. Е., Батанов В. В., Зудилин А. С. Искажения радиоимпульсов при распространении по ионосферным линиям спутниковых систем связи // Журн. радиоэлектроники. 2016. № 2. URL: <http://jre.cplire.ru/win/feb16/1/text.pdf> (дата обращения: 29.06.2018).

Богданов Сергей Александрович – кандидат технических наук (2007), доцент (2010), ведущий инженер АО «НПП "Исток" им. Шокина». Автор более 40 научных публикаций. Сфера научных интересов – полупроводниковая гетероструктурная наноэлектроника; моделирование электрофизических свойств и характеристик структур твердотельной электроники и приборов на их основе; оптимизация характеристик функциональных узлов аналоговой техники.

E-mail: bogdanov_sa@mail.ru

Куприянов Павел Васильевич – доктор технических наук (2010), начальник отделения АО «НПП "Исток" им. Шокина». Автор более 30 научных публикаций. Сфера научных интересов – физика и техника инфраинфракрасных широкополосных приемных устройств СВЧ приборов и устройств миллиметрового диапазона длин волн.

E-mail: kupriyanov64@mail.ru

Николаев Сергей Владимирович – инженер по специальности "Проектирование и технология радиоэлектронных средств" (2006, Московский государственный институт радиотехники, электроники и автоматики), начальник лаборатории АО «НПП "Исток" им. Шокина». Сфера научных интересов – физика и техника инфраинфракрасных широкополосных приемных устройств СВЧ приборов и устройств миллиметрового диапазона длин волн.

E-mail: sergei_post@list.ru

Петров Сергей Александрович – инженер по специальности "Проектирование и технология радиоэлектронных средств" (2009, Московский государственный институт радиотехники, электроники и автоматики), начальник сектора разработки РЭА СВЧ АО «НПК "ТРИСТАН"». Автор четырех научных работ. Сфера научных интересов – инфраничные широкополосные приемные устройства СВЧ и устройства миллиметрового диапазона длин волн.
E-mail: s__petrov@mail.ru

REFERENCES

1. Kupriyanov P. V. Broadband Microwave Receivers with Expanded Dynamic Range. *Radiotekhnika* [Journal Radioengineering]. 2006, no. 3, pp. 8–13. (In Russian)
2. Doug Stuetzle. Understanding IP2 and IP3 Issues in Direct Conversion Receivers for WCDMA Wide Area Basestations. *Linear Technology Magazine*. 2008, vol. 18, no. 2, pp. 10–27.
3. Datasheet. Texas Instruments, ADC12J2700. Available at: <https://www.ti.com/product/ADC12J2700> (accessed: 20.06.2018).
4. Knyazev A. D., Kechiev L. N., Petrov B. V. *Konstruirovaniye radioelektronnoi i elektronno-vychislitel'noi apparatury s uchetom elektromagnitnoi sovместимости* [Design of Electronic and Electronic Computing Equipment in View of Electromagnetic Compatibility]. Moscow, *Radio i svyaz'*, 1989, p. 224. (In Russian)
5. Tittse U., Shenk K. *Poluprovodnikovaya skhemotekhnika: v 2 t.: per. s nem. T. 1* [Semiconductor circuitry]. Moscow, *Dodeka -XX1*, 2008, 832 p. (In Russian)
6. Hartman R. Passive Intermodulation (PIM) Testing Moves to the Base Station. *Microwave Journal*, 2011. Available at: <http://www.microwavejournal.com/articles/11103-passive-intermodulation-pim-testing-moves-to-the-base-station?v=preview> (accessed: 29.06.1990).
7. Dzhurinskii K. B. Intermodulation in Radio Frequency Connectors for Mobile and Cellular Communication. *Komponenty i tekhnologii* [Components and Technologies]. 2013, no. 6 (107), pp. 26–30. (In Russian)
8. Barkley K. Two Tone IMD Measurement Techniques. *RF Design*. June, 2001, pp. 36–52.
9. Fan C. W., Cheng K. K. M. Theoretical and experimental study of amplifier linearization based on harmonic and baseband signal injection technique. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2002, vol. 50, no. 7, pp. 1801–1806.
10. Nazarov L. E., Batanov V. V., Zudilin A. S. Radio Pulse Distortions under the Conditions of Propagation along Satellite Communication System Ionospheric Lines. *Zhurnal radioelektroniki* [Journal of Radioelectronics]. 2016. № 2. Available at: <http://jre.cplire.ru/win/feb16/1/text.pdf> (accessed: 29.06.2018) (In Russian)

Received April, 23, 2018

Sergey A. Bogdanov – Ph.D. in Engineering (2007), Associate Professor (2010), leading research of JSC RPC "Istok" named after Shokin. The author of 40 scientific publications. Area of expertise: semiconductor heterostructural nanoelectronics; modeling of electrophysical properties and characteristics of structures of solid-state electronics and devices on their basis; performance optimization for functional nodes of analog engineering.
E-mail: bogdanov_sa@mail.ru

Pavel V. Kupriyanov – D.Sc. in Engineering (2010), Department Director of JSC RPC "Istok" named after Shokin. The author of 30 scientific publications. Area of expertise: physics and technology of infradin broadband receiving devices of microwave devices and mm-band wavelength devices.
E-mail: kupriyanov64@mail.ru

Sergey V. Nikolaev – Engineer in Design and Technology of Radioelectronic Facilities (2006, MIREA – Russian Technological University), head of laboratory of JSC RPC "Istok" named after Shokin. Area of expertise: physics and technology of infradin broadband receiving devices of microwave devices and mm-band wavelength devices.
E-mail: sergei_post@list.ru

Sergey A. Petrov – Engineer in Design and Technology of Radioelectronic Facilities (2009, MIREA – Russian Technological University), head of R&D sector of REA Microwave of JSC "NPK" TRISTAN", Moscow. The author of 4 scientific publications. Area of expertise: physics and technology of infradin broadband receiving devices of microwave devices and mm-band wavelength devices.
E-mail: s__petrov@mail.ru



В редакционный совет журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.) – твердую копию файла статьи, подписанную всеми авторами;
- электронную копию статьи;
- 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 А4. 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).
2. 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.
3. 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 – 150–250 слов, характеризующих содержание статьи.
6. Ключевые слова – 3–7 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.

Объем основного текста не менее 8 страниц.

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.

Приветствуются ссылки на современные англоязычные публикации. Рекомендуемый объем списка литературы – не менее 15 источников.

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 (для References). Если описываемая публикация имеет DOI, его указание обязательно в списке литературы.

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:

1. 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 150–250 слов, кратко излагающее постановку задачи, примененные методы ее решения, полученные результаты.

5. 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 абзачного 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, представ-

ление которых в векторных форматах невозможно (фотографии, копии экрана монитора и т. п.). Качество рисунков и фотографий должно быть не менее 300 dpi.

В поле рисунка должны размещаться только сам рисунок и его нумерационный заголовок.

Описание самого рисунка и введенных на нем обозначений следует приводить в основном тексте статьи.

Каждый рисунок вместе с заголовком должен помещаться в текстовое поле или в поле объекта (в терминах Microsoft Word).

Следует стремиться к горизонтальному размеру рисунка, равному 16.5 или 7.9 см (в первом случае рисунок будет заверстан вразрез текста, во втором – в оборку).

Буквенные обозначения фрагментов рисунка (шрифт "Times New Roman", курсив, 9 pt) ставятся под фрагментом перед нумерационным заголовком; в тексте ссылка на фрагмент ставится после нумерационного заголовка через запятую (например, рис. 1, а).

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, подындесы 5.5 pt.

Таблица состоит из нумерационного заголовка; головки (заголовочной части), включающей заголовки граф (объясняют значение данных в графах); боковика (первой слева графы) и прографки (остальных граф таблицы).

Нумерационный заголовок содержит слово "Таблица" и ее номер арабскими цифрами (без знака номера перед ними, без точки на конце; выравнивается по правому полю таблицы и выделяется светлым курсивом). Ссылка в тексте на таблицу дается аналогично ссылке на рисунок. Нумерация таблиц – сквозная в пределах статьи. Если таблица единственная, нумерационный заголовок не дается, а ссылка в тексте приводится по типу "см. таблицу".

Над продолжением таблицы на новой странице ставится заголовок "Продолжение табл. 5" (если таблица на данной странице не оканчивается) или "Окончание табл. 5" (если таблица на данной странице оканчивается). Если таблица продолжается на одной или на нескольких последующих страницах, то ее головка должна быть повторена на каждой странице.

Ни один элемент таблицы не должен оставаться пустым.

Заголовки пишут в именительном падеже единственного или множественного числа без произвольного сокращения слов (допустимы только общепринятые сокращения всех видов: графические сокращения, бук-

венные аббревиатуры и сложносокращенные слова). Множественное число ставится только тогда, когда среди текстовых показателей графы есть показатели, стоящие во множественном числе.

В одноярусной головке все заголовки пишутся с прописной буквы. В двух- и многоярусных головках заголовки верхнего яруса пишутся с прописной буквы; заголовки второго, третьего и т. д. ярусов – с прописной буквы, если они грамматически не подчинены стоящему над ними заголовку верхнего яруса, и со строчной, если они грамматически подчинены ему.

Сведения об авторах

Включают для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), почетные звания (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (не более 5–6 строк), название организации, должность, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты. 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