



ИЗВЕСТИЯ ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ

россии

1

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

2018

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.

Редакторы: Э. К. Долгатов, И. Г. Скачек
Выпускающий редактор И. Г. Скачек
Компьютерная верстка Е. Н. Стекачевой

Подписано в печать 28.02.18. Формат 60 × 84 1/8.

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

Уч.-изд. л. 8,84. Усл.-печ. л. 8,5. Тираж 300 экз. (1-й завод 1–150 экз.). Заказ 35.



IZVESTIYA VYSSHIKH UCHEBNYKH ZAVEDENII ROSSII
RADIOELEKTRONIKA

JOURNAL OF THE RUSSIAN UNIVERSITIES
RADIOELECTRONICS

1
2018

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. N. Stekacheva

Editor-in-Chief

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

Editorial Council

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

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

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

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

Editorial Board

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

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

СОДЕРЖАНИЕ № 1/2018

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

- Боровицкий Д. С., Жестерев А. Е., Ипатов В. П., Мамчур Р. М.** Синтез временного дискриминатора следящего контура измерения запаздывания спутникового высотомера..... 5
- Гоголев И. В.** Сравнение статистических характеристик оценок доплеровской деформации и задержки сигнала с результатами узкополосной модели 13

Телевидение и обработка изображений

- Кухарская О. В., Савин Е. З.** Анализ влияния нестабильности сигнала синхронизации на замещение локального контента для DVB-T2..... 19

Электродинамика, микроволновая техника, антенны

- Володин А. Д., Ефименко А. Л., Горлин А. В., Кузьмин Д. А.** Синхронизация, сбор и передача сигналов многоканальной распределенной сейсморазведочной антенны 25
- Головков А. А., Можаяева Е. И.** Предельные характеристики согласования приемных рамочных антенн с помощью нефостеровских цепей 32
- Никитин В. В., Французов А. Д.** Синтез конструкции антенной решетки 38

Радиолокация и радионавигация

- Меттус Л. С., Михайлов В. Н., Хачатурян А. Б.** Интерференционный множитель Земли 43
- Монаков А. А.** Модифицированный алгоритм Банкрофта для систем мультилатерации 50

Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн

- Мухин Н. В., Редька Д. Н., Тарасов С. А., Осеев А. Ю., Хирш З.** Двумерная периодическая композитная структура для акустического датчика объемных свойств жидкости 56

Конференции и семинары

- VII Всероссийская научно-техническая конференция "Электроника и микроэлектроника СВЧ" 64
- Правила для авторов статей** 65

CONTENTS № 1/ 2018

Radio Electronic Facilities of Transmitting, Receiving and Processing of Signals

Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Time Discriminator for Satellite Radar Altimeter Tracker System.....	5
Gogolev I. V. Doppler Stretch and Delay Statistical Performance Comparison for Wideband and Narrowband Signal Model.....	13

Television and Image Processing

Kuharskaya O. V., Savin E. Z. Influence of Synchronization Signal Inaccuracy on DVB-T2 Local Content Insertion.	19
---	----

Electrodynamics, Microwave Engineering, Antennas

Volodin A. D., Efimenko A. L., Gorlin A. V, Kuzmin D. A. Signal Synchronization, Collection and Transmission for Multichannel Distribution Seismic Antenna.....	25
Golovkov A. A., Mozhaeva E. I. Limiting Characteristics for Receiving Small Size Frame Antenna Matching Using Converter Negative Impedance.....	32
Nikitin V. V., Frantsuzov A. D. Antenna Array Construction Synthesis	38

Radiolocation and Radio Navigation

Mettus L. S., Mikhailov V. N., Khachaturian A. B. Pattern Propagation Factor of the Earth	43
Monakov A. A. Modified Bancroft Algorithm for Multilateration Systems	50

Measuring Systems and Instruments Based on Acoustic, Optical and Radio Waves

N. V. Mukhin, D. N. Redka, S. A. Tarasov. Limiting Characteristics for Receiving Small Size Frame Antenna Matching Using Converter Negative Impedance.....	56
Author's Guide	65



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, Россия, 192012

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

Синтез временного дискриминатора следящего контура измерения запаздывания спутникового высотомера*

Аннотация. Проведен синтез оптимального временного дискриминатора системы слежения за запаздыванием сигнала бортового приемника спутникового радиовысотомера. За основу принята упрощенная модель эхосигнала, с необходимой адекватностью отвечающая режиму удержания сигнала в следящем окне приемника. Наряду с оптимальным предложены квазиоптимальные дискриминаторы точки максимума принимаемой мощности и точки максимальной крутизны. Рассчитаны дискриминационные характеристики рассмотренных структур; показано, что квазиоптимальные дискриминаторы примерно в 2.5 раза уступают оптимальному в размахе эквивалентных флуктуаций запаздывания, что можно считать умеренной ценой достигнутых упрощений в реализации дискриминатора.

Ключевые слова: спутниковый высотомер, временной дискриминатор, система слежения за задержкой, дискриминационная характеристика

Для цитирования: Синтез временного дискриминатора следящего контура измерения запаздывания спутникового высотомера / Д. С. Боровицкий, А. Е. Жестерев, В. П. Ипатов, Р. М. Мамчур // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 1. С. 5–12.

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

Time Discriminator for Satellite Radar Altimeter Tracker System*

Abstract. The article considers the design of optimum time discriminator for onboard delay-lock loop of a space-based radar altimeter. The basic signal model is simplified remaining however adequate enough to the task of keeping echo-signal within the tracking receiver window. Along with the optimal one the quasi-optimal maximum-point and maximal-steepness-point discriminators are proposed. The discriminator curves of all considered structures are calculated. It is shown that the quasi-optimal discrimination yield about 2.5 times to the optimal one in the equivalent time fluctuations. Such a loss can be considered a tolerable cost of achieved hardware simplicity.

Key words: Satellite Altimeter, Time Discriminator, Delay-Lock Loop, Discriminator Curve

For citation: 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. 1, pp. 5–12. (In Russian)

* Начало. Окончание в № 2. To be continued in the next issue.

Введение. Спутниковый радиовысотомер (альтиметр) представляет собой радиолокационный прибор, оценивающий высоту космического аппарата над водной поверхностью или суши по запаздыванию отраженного сигнала относительно зондирующего. Наряду с запаздыванием в параметрах отраженного сигнала содержится информация о степени взволнованности освещаемой поверхности, ее отражающих свойствах и др.

Финальная обработка альтиметрических данных в современных мониторинговых миссиях достаточно сложна и охватывает длительные периоды, в силу чего ее выполнение в основном возлагается на наземный измерительный комплекс [1]. При этом за самим бортовым высотомером закрепляются функции поиска и устойчивого удержания принимаемого эхосигнала в следящем окне петли автосопровождения по запаздыванию.

Ключевым элементом указанной петли служит дискриминатор, преобразующий временное рассогласование между принятым сигналом и местным следящим окном в сигнал ошибки, управляющий задержкой упомянутого окна. Алгоритмам временного дискриминирования в спутниковых альтиметрах посвящено немало публикаций [2]–[6], в дополнение к которым предлагаемая статья содержит синтез оптимального и квазиоптимальных дискриминаторов на основе упрощенной модели эхосигнала, с необходимой адекватностью отвечающей отмеченным ранее задачам бортового сегмента высотомера.

Оптимальный дискриминатор. Как уже отмечено, основная роль системы слежения за запаздыванием в бортовом приемнике спутникового высотомера состоит в надежном удержании переднего фронта отраженного сигнала в пределах следящего окна. Далее измеренные отклонения временного положения принятого сигнала от середины (или иной наперед заданной точки) окна совместно с полученными отсчетами усредненно-го эхосигнала могут быть переданы на Землю для "чистового" многомерного сглаживания, введения поправок, устраняющих систематические ошибки, и, наконец, выработки оценок измеряемых параметров: высоты, значимой высоты волны, удельной отражающей поверхности и пр.

Следящий измеритель формирует оценку $\hat{\tau}$ максимального правдоподобия запаздывания сигнала τ , рекуррентно решая уравнение правдоподобия

$$\left. \frac{d \ln \Omega(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau=\hat{\tau}} = 0, \quad (1)$$

где $\Omega(\tau)$ – функция правдоподобия.

В ходе описанной процедуры временной дискриминатор по истечении заданного числа зондирований N вырабатывает сигнал ошибки, т. е. рассогласования текущей оценки $\hat{\tau}$, выданной контуром слежения, с истинным запаздыванием τ . Через петлю обратной связи сглаженный сигнал ошибки корректирует оценку $\hat{\tau}$ для уменьшения рассогласования, после чего по итогам следующих N зондирований формируется обновленный сигнал ошибки. Процедура выполняется постоянно в процессе слежения.

Воспользуемся общепринятой [7]–[9] гауссовской аппроксимацией сжатого зондирующего сигнала $s(t) = \exp(-\beta t^2)$, где $\beta = (2 \ln 2) / \Delta_{0.5}^2$, а $\Delta_{0.5}$ – длительность импульса по уровню половинной мощности. В [10] получено выражение для решающей статистики $z(\Lambda)$, достаточной для оценки вектора информационных параметров $\Lambda = (\tau, \nu, Q)$, где ν – растяжение гауссовского импульса из-за волнения моря; Q – параметр, характеризующий отношение "сигнал/шум" принятого сигнала [10]:

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

где σ_n^2 – дисперсия шума на выходе фильтра, согласованного с зондирующим сигналом; n – число обрабатываемых отсчетов на каждом зондировании; $\varphi(k\delta; \tau, \nu)$ – функция, описывающая профиль мощности отраженного сигнала при точном нацеливании луча антенны в надир [10]; $\delta = 1/W$ – интервал дискретизации Найквиста (W – полоса сигнала); $y_i(k\delta)$ – огибающая принимаемого сигнала на i -м зондировании.

Функция $\varphi(k\delta; \tau, \nu)$ задается соотношением

$$\varphi(k\delta; \tau, \nu) = \Phi \left[2\sqrt{\beta\nu} \left(k\delta - \tau - \frac{\alpha}{4\beta\nu} \right) \right] \times \exp \left[-\alpha \left(k\delta - \tau - \frac{\alpha}{8\beta\nu} \right) \right],$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp(-z^2/2) dz$ – интеграл вероятности; $\alpha = 4c/(\gamma h)$, причем c – скорость света;

γ – показатель остроты луча гауссовской диаграммы направленности антенны

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

h – высота орбиты спутника.

В настоящей статье дискриминаторы рассмотрены в предположении детерминированности высоты волны ($v=1$) и параметра Q . Тогда анализ (2) показывает, что логарифм функции правдоподобия в (1) имеет вид

$$\ln \Omega(\tau) = z(\tau) = \frac{W}{2\sigma_n^2} \sum_{i=0}^{N-1} \int_0^T \frac{Q\varphi(t-\tau) y_i^2(t)}{1+Q\varphi(t-\tau)} dt - \\ - NW \int_0^T \ln[1+Q\varphi(t-\tau)] dt, \quad (3)$$

где T – время наблюдения для отдельного зондирования, а

$$\varphi(t) = \Phi\left[2\sqrt{\beta}\left(t - \frac{\alpha}{4\beta}\right)\right] \exp\left[-\alpha\left(t - \frac{\alpha}{8\beta}\right)\right]. \quad (4)$$

Представим (3) как

$$z(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} z_i(\tau),$$

где

$$z_i(\tau) = W \left\{ \frac{1}{2\sigma_n^2} \int_0^T \frac{Q\varphi(t-\tau) y_i^2(t)}{1+Q\varphi(t-\tau)} dt - \right. \\ \left. - \int_0^T \ln[1+Q\varphi(t-\tau)] dt \right\} \quad (5)$$

– логарифм функции правдоподобия для i -го зондирования. Продифференцировав (5) по запаздыванию τ , имеем:

$$dz_i(\tau)/d\tau = \\ = W \int_0^T \frac{Q\varphi'(t-\tau)}{[1+Q\varphi(t-\tau)]^2} \left[1+Q\varphi(t-\tau) - \frac{y_i^2(t)}{2\sigma_n^2} \right] dt.$$

Полученное выражение задает алгоритм работы оптимального временного дискриминатора, опорный сигнал (ОС) которого содержит два компонента:

$$r_1(t) = \frac{Q\varphi'(t)}{[1+Q\varphi(t)]^2}, \quad r_2(t) = 1+Q\varphi(t).$$

При начальном временном сдвиге ОС τ дискриминатор по получении наблюдения $y_i^2(t)$ интегрирует произведение

$$[r_2(t-\tau) - y_i^2(t)] r_1(t-\tau).$$

Полученный сигнал ошибки

$$e(\tau) = \\ = W \int_0^T \frac{Q\varphi'(t-\tau)}{[1+Q\varphi(t-\tau)]^2} \left[1+Q\varphi(t-\tau) - \frac{y_i^2(t)}{2\sigma_n^2} \right] dt \quad (6)$$

накапливается по N зондированиям и по петле обратной связи следящего контура корректирует сдвиг ОС τ в сторону уменьшения абсолютного значения ожидаемого сигнала ошибки с выхода дискриминатора.

Под дискриминационной кривой (или характеристикой) понимается зависимость усредненного сигнала ошибки от рассогласования $\varepsilon = \tau_0 - \tau$ между сдвигом ОС τ и истинным запаздыванием профиля принятой мощности τ_0 :

$$\overline{e(\varepsilon)} = \overline{dz_i(\tau)/d\tau}.$$

Как следует из (6), эта кривая описывается следующим выражением:

$$\overline{e(\varepsilon)} = \\ = WQ^2 \int_0^T \frac{\varphi'(t-\tau)}{[1+Q\varphi(t-\tau)]^2} [\varphi(t-\tau) - \varphi(t-\tau_0)] dt.$$

Распространив интегрирование на всю временную ось, получим:

$$\overline{e(\varepsilon)} = WQ^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\varphi'(t)[\varphi(t) - \varphi(t-\varepsilon)]}{[1+Q\varphi(t)]^2} dt. \quad (7)$$

Для расчета дискриминационной кривой следует в (7) подставить (4) и его производную по времени:

$$\varphi'(t) = \left\{ \sqrt{\frac{2\beta}{\pi}} \exp\left[-2\beta\left(t - \frac{\alpha}{4\beta}\right)^2\right] - \right. \\ \left. - \alpha\Phi\left[2\sqrt{\beta}\left(t - \frac{\alpha}{4\beta}\right)\right] \right\} \exp\left[-\alpha\left(t - \frac{\alpha}{8\beta}\right)\right]. \quad (8)$$

На рис. 1 приведены полученные по (7) нормированные дискриминационные характеристики $\overline{e(\varepsilon)}/(WQ^2)$ для полосы сигнала $W = 320$ МГц и трех значений параметра Q^1 .

Расчет шумовой ошибки петли слежения за задержкой можно было бы выполнить в традици-

¹ Представленные в настоящей статье зависимости получены для высоты орбиты спутника $h = 1000$ км и показателя остроты луча антенны γ , обеспечивающего его ширину по уровню половинной мощности 0.6° .

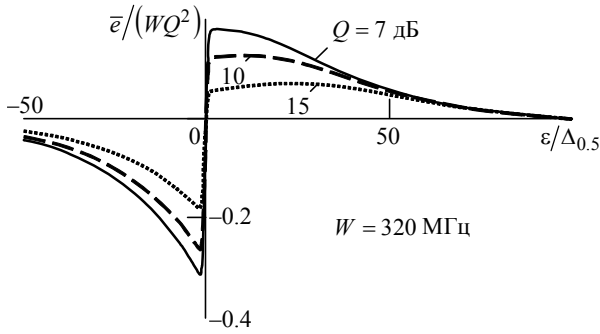


Рис. 1

онном линейном приближении, вычислив вначале дисперсию приведенных ко входу дискриминатора виртуальных флуктуаций запаздывания принимаемого сигнала [11], [12]:

$$\sigma_{\tau}^2 = \sigma_e^2 / S_d^2, \quad (9)$$

где σ_e – среднеквадратическое отклонение флуктуаций на выходе дискриминатора;

$$S_d = \left. \frac{d\bar{e}(\epsilon)}{d\epsilon} \right|_{\epsilon=0} \quad (10)$$

– крутизна дискриминационной характеристики при нулевом временном рассогласовании сигнала и ОС.

Дисперсия σ_{τ}^2 (9) позволила бы найти спектральную плотность виртуальных флуктуаций запаздывания вблизи нуля, умножение которой на эквивалентную шумовую полосу замкнутой петли дало бы искомую дисперсию шума на выходе контура слежения за запаздыванием. Однако для рассмотренного дискриминатора выкладки по (9) избыточны, так как в силу оптимальности реализуемой процедуры дисперсия σ_{τ}^2 совпадает с границей Крамера–Рао [10], при $N = 1$ имеющей вид

$$\sigma_{\tau}^2 \approx \frac{1}{WQ^2 \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{\phi'(t)}{1 + Q\phi(t)} \right]^2 dt}.$$

Описанная структура дискриминатора, обеспечивая потенциальную точность измерения времени, требует весьма значительных затрат на реализацию, что особенно существенно для бортового приемника альтиметра. Как уже отмечалось, построение последних разработок (типа "Poseidon-3" [1]) предполагает, что "чистовая" обработка данных альтиметра осуществляется на Земле, так что задачей бортового следящего контура является лишь надежное удержание профиля принятой мощности в окне слежения по времени. Это позволяет смягчить требования к дискриминатору

бортового приемника в обмен на реализационные упрощения. Следуя этой линии, обратимся к возможным квазиоптимальным решениям.

Дискриминатор слежения за максимумом профиля мощности. На рис. 2 представлен усредненный профиль принятой мощности, нормированный к максимальному значению, для трех значений полосы сигнала [13].

В качестве первой из возможных альтернатив рассмотрим дискриминатор петли, следящей за временным положением максимума профиля принятой мощности. Местным ОС $r(t)$ в подобном дискриминаторе может служить производная функции (4), определяемая (8): $r(t) = \phi'(t)$.

Подобный ОС (рис. 3) имеет резкий всплеск, соответствующий быстро нарастающему фронту на рис. 2, а затем – после смены полярности – плавно стремится к нулю, отражая медленный спад профиля принятой мощности.

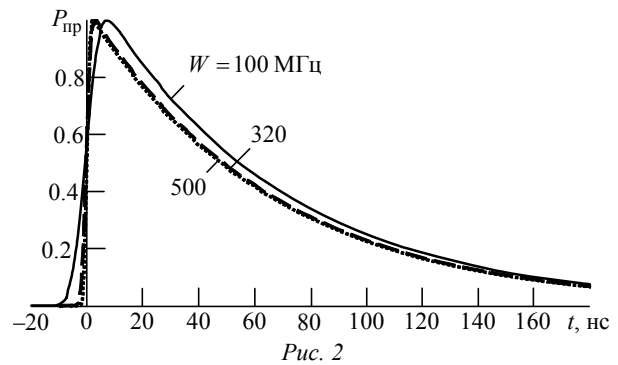


Рис. 2

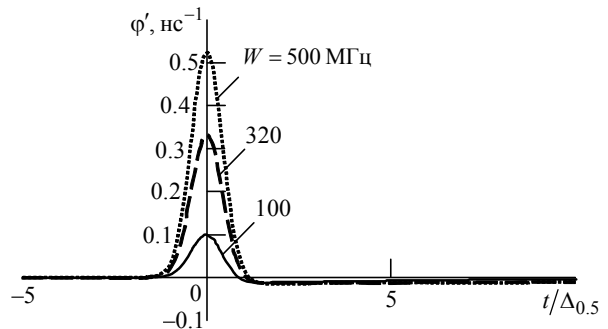


Рис. 3

При начальном сдвиге ОС τ сигнал ошибки получается интегрированием произведения колебания с выхода квадратичного детектора $y^2(t)$ с ОС $r(t - \tau)$:

$$e(\tau) = \int_0^T y^2(t) \phi'(t - \tau) dt. \quad (11)$$

Распространив интегрирование на всю ось времени и усреднив $e(\tau)$, получим описание дискриминационной кривой в следующем виде:

$$\begin{aligned}\overline{e(\varepsilon)} &= 2\sigma_n^2 \int_{-\infty}^{\infty} [1 + Q\varphi(t - \varepsilon)] \varphi'(t) dt = \\ &= 2\sigma_n^2 Q \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(t - \varepsilon) \varphi'(t) dt.\end{aligned}\quad (12)$$

Нормированные дискриминационные кривые рассматриваемого дискриминатора $\overline{e(\varepsilon)}/(2\sigma_n^2 Q)$ для трех значений полосы сигнала приведены на рис. 4.

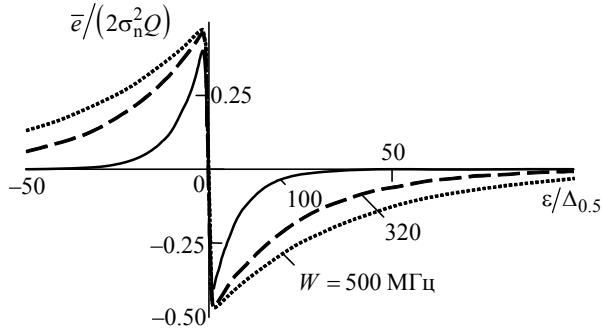


Рис. 4

Крутизна дискриминационной характеристики (12) в соответствии с (10) определяется как

$$S_d = -2\sigma_n^2 Q \int_{-\infty}^{\infty} [\varphi'(t)]^2 dt. \quad (13)$$

Для определения дисперсии σ_e^2 сигнала ошибки на выходе дискриминатора запишем (11) согласно теореме отсчетов (Котельникова):

$$\begin{aligned}e(0) &= \int_0^T y^2(t) \varphi'(t) dt = \\ &= \frac{1}{W} \sum_i y^2(i\delta) \varphi'(i\delta), \quad \delta = 1/W,\end{aligned}$$

откуда

$$\begin{aligned}\sigma_e^2 &= \overline{e^2(0)} - [\overline{e(0)}]^2 = \\ &= \frac{1}{W^2} \left\{ \sum_i \sum_k \left[\overline{y^2(i\delta) y^2(k\delta)} - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \overline{y^2(i\delta) y^2(k\delta)} \right] \varphi'(i\delta) \varphi'(k\delta) \right\}.\end{aligned}\quad (14)$$

Выражение в квадратной скобке в двойной сумме представляет собой автокорреляционную функцию процесса на выходе квадратичного детектора. Считая отсчеты квадрата огибающей некоррелированными, имеем [14]:

$$\begin{aligned}\overline{y^2(i\delta) y^2(k\delta)} - \overline{y^2(i\delta) y^2(k\delta)} &= \\ &= 4\sigma_n^4 [1 + Q\varphi(t)]^2 \delta_{ik},\end{aligned}\quad (15)$$

где

$$\delta_{ik} = \begin{cases} 1, & i = k, \\ 0, & i \neq k \end{cases}$$

– дискретная дельта-функция (символ Кронекера).

Подставив (15) в (14) и вернувшись к интегралу, получим:

$$\sigma_e^2 = \frac{4\sigma_n^4}{W} \int_{-\infty}^{\infty} \{[1 + Q\varphi(t)] \varphi'(t)\}^2 dt.$$

Тогда из (9) и (13) имеем

$$\sigma_\tau^2 = \frac{1}{WQ^2} \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \{[1 + Q\varphi(t)] \varphi'(t)\}^2 dt}{\left\{ \int_{-\infty}^{\infty} [\varphi'(t)]^2 dt \right\}^2}.$$

На рис. 5 приведены зависимости σ_τ^2 от значения Q для рассмотренных типов дискриминаторов при $W = 320$ МГц. Как видно, проигрыш в точности дискриминатора слежения за максимумом профиля (кривая 2) оптимальному дискриминатору (кривая 1) с ростом Q становится весьма заметным. Так, при $Q = 20$ дБ средне-квадратическое значение эквивалентных флуктуаций запаздывания для первого из них примерно в 2.5 раза больше, чем для второго.

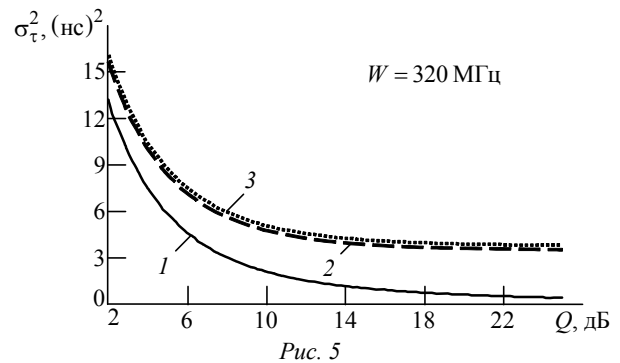
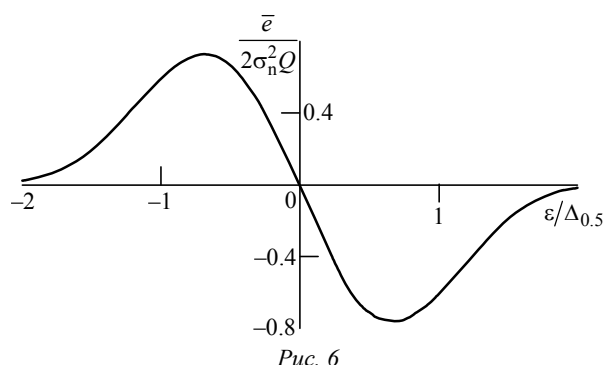


Рис. 5

Дискриминатор слежения за точкой максимальной крутизны профиля. Природа формирования принятого импульсно-ограниченным альтиметром отраженного сигнала [8] таков, что основную информацию о запаздывании приходящего сигнала содержит в себе временное положение нарастающего фронта профиля принятой мощности (рис. 2). В точке максимальной крутизны этого фронта вторая производная меняет знак с положительного на отрицательный, что можно использовать для дискриминирования временного положения приходящего сигнала.



Дискретно аппроксимируя вторую производную наблюдения $y^2(t)$, возьмем три последовательных отсчета этой функции, разделенных временными промежутками $\delta = 1/W$, и сформируем сигнал ошибки:

$$e(\varepsilon) = y^2(\varepsilon - \delta) + y^2(\varepsilon + \delta) - 2y^2(\varepsilon). \quad (16)$$

В этом случае формируемый в альтиметре ОС представляет собой тройку селектирующих импульсов.

Усреднение (16) определяет дискриминационную характеристику

$$\overline{e(\varepsilon)} = 2\sigma_n^2 Q [\varphi(\varepsilon - \delta) + \varphi(\varepsilon + \delta) - 2\varphi(\varepsilon)]. \quad (17)$$

Кривая (17), рассчитанная с помощью (4) для случая $W = 320$ МГц, показана на рис. 6. Ее крутизна в точке $\varepsilon = 0$

$$S_d = 2\sigma_n^2 Q [\varphi'(-\delta) + \varphi'(\delta) - 2\varphi'(0)].$$

С учетом некоррелированности отсчетов наблюдения, отстоящих на δ , для дисперсии флюктуаций сигнала ошибки из (16) имеем:

$$\sigma_e^2 = 4\sigma_n^4 \{ [1 + Q\varphi(-\delta)]^2 + [1 + Q\varphi(\delta)]^2 + 4[1 + Q\varphi(0)]^2 \}.$$

Тогда дисперсия эквивалентных флюктуаций запаздывания на входе дискриминатора определяется следующим образом:

$$\begin{aligned} \sigma_\tau^2 &= \sigma_e^2 / S_d^2 = \\ &= \frac{[1 + Q\varphi(-\delta)]^2 + [1 + Q\varphi(\delta)]^2}{Q^2 [\varphi'(-\delta) + \varphi'(\delta) - 2\varphi'(0)]^2} + \\ &+ \frac{4[1 + Q\varphi(0)]^2}{Q^2 [\varphi'(-\delta) + \varphi'(\delta) - 2\varphi'(0)]^2}. \end{aligned} \quad (18)$$

Зависимость дисперсии (18) от Q для $W = 320$ МГц представлена на рис. 5 кривой 3.

Как видно, по флюктуационной ошибке дискриминатор слежения за точкой максимальной крутизны практически равноценен дискриминатору слежения за максимумом профиля принятой мощности, существенно выигрывая у последнего в простоте аппаратной реализации [см. (16)].

Выводы. В настоящей статье синтезирован оптимальный временной дискриминатор следящего контура измерения запаздывания спутниковым высотомером. Поскольку, с одной стороны, структура такого дискриминатора избыточно сложна для использования в бортовом устройстве космического аппарата, а с другой – от бортового следящего измерителя требуется лишь долговременное надежное удержание принимаемого профиля в следящем окне, с практической точки зрения более интересны квазиоптимальные решения, упрощающие реализацию в обмен на умеренные потери в точности дискриминирования. Примерами такого рода служат два рассмотренных дискриминатора (точек максимума и максимальной крутизны), проигрыш которых оптимальному в эквивалентных флюктуациях запаздывания (в пределах 2.5 раз) можно считать приемлемой ценой достигнутой простоты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Poseidon-3 radar altimeter: new modes and in-flight performances / J. D. Desjonquères, G. Carayon, N. Steunou, J. Lambin // *Marine Geodesy*. 2010. Vol. 33. P. 53–79.
2. Баскаков А. И. Точностные характеристики космического радиотехнического комплекса дистанционного зондирования для восстановления рельефа поверхности Земли: дис. ... д-ра техн. наук / МГТУГА. М., 1997. 461 с.
3. Морозов К. Н. Исследование влияния состояния поверхности акваторий на точностные характеристики прецизионного высотомера космического базирования: дис. ... канд. техн. наук / МЭИ. М., 2000. 201 с.
4. Терехов В. А. Радиолокационные методы определения степени взволнованности морской поверхности с борта ИСЗ: дис. ... канд. техн. наук / МЭИ. М., 2011. 228 с.

5. Wingham D. J., Rapley C. G., Griffiths H. New techniques in satellite altimeter tracking systems // *Proc. of IGARSS'86 Symp.*, Zurich, 8–11 Sept. 1986. P. 1339–1344.
6. Deng X., Featherstone W. E. A coastal retracking system for satellite radar altimeter waveforms: Application to ERS-2 around Australia // *J. of Geophysical Research*. 2006. Vol. 111. C06012 (1–16).
7. Brown G. S. The average impulse response of a rough surface and its applications // *IEEE Trans. on Ant. and Prop.* 1977. Vol. AP-25, № 1. P. 67–74.
8. *Satellite Altimetry and Earth Sciences. A Handbook of Techniques and Application* / ed. by L.-L. Fu, A. Cazenave. San Diego: Academic Press, 2001. 463 p.

9. Hayne G. S. Radar altimeter mean return waveforms from near-normal-incidence ocean surface scattering // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 1980. Vol. AP-28, № 5. P. 687–692.

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

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

Статья поступила в редакцию 05 мая 2017 г.

Боровицкий Дмитрий Сергеевич – кандидат технических наук (2016), ведущий научный сотрудник АО "Российский институт радионавигации и времени" (Санкт-Петербург). Автор 20 научных публикаций. Сфера научных интересов – широкополосные системы радиолокации и радионавигации, теория сигналов. E-mail: dmitry_nepogodin@mail.ru

Жестерев Александр Евгеньевич – кандидат технических наук (1982), начальник отдела АО "Российский институт радионавигации и времени" (Санкт-Петербург). Автор 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. Desjonquères J. D., Carayon G., Steunou N., Lambin J. Poseidon-3 radar altimeter: new modes and in-flight performances. Marine Geodesy. 2010, vol. 33, pp. 53–79.

2. Baskakov A. I. *Tochnostnye kharakteristiki kosmicheskogo radiotekhnicheskogo kompleksa distantsionnogo zondirovaniya dlya vosstanovleniya rel'efa poverkhnosti Zemli* [Precision Characteristics of the Space Radio-Technical Complex of Remote Sensing for Restoration of the Earth's Surface Relief: diss. D.Sc.]. Moscow, 1997, 461 p. (In Russian)

3. Morozov K. N. *Issledovanie vliyaniya sostoyaniya poverkhnosti akvatorii na tochnostnye kharakteristiki pretsizionnogo vysotomera kosmicheskogo bazirovaniya* [Investigation of the Influence of the State of the Surface of the Water Areas on the Accuracy Characteristics of a Precision Altimeter of Space Basing: diss. Ph.D.]. Moscow, 2000, 201 p. (In Russian)

4. Terekhov V. A. *Radiolokatsionnye metody opredeleniya stepeni vzvolnovannosti morskoi poverkhnosti s borta ISZ* [Radar Methods for Determining the Degree of Agitation of the Sea Surface from the Board of an Artificial Satellite: diss. Ph.D.]. Moscow, 2011, 228 p. (In Russian)

5. Wingham D. J., Rapley C. G., Griffiths H. New techniques in satellite altimeter tracking systems. Proceedings of IGARSS'86 Symposium, Zurich. 8–11 Sept., 1986, pp. 1339–1344.

6. Deng X., Featherstone W. E. A Coastal Retracking System for Satellite Radar Altimeter Waveforms: Application to ERS-2 around Australia. Journal of Geophysical Research. 2006, vol. 111, C06012.

12. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения: пер. с англ. М.: Техносфера, 2007. 364 с.

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

14. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.

7. Brown G. S. The Average Impulse Response of a Rough Surface and its Applications. IEEE Trans. on Antennas and Propagation. 1977, vol. 25, no. 1, pp. 67–74.

8. 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.

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

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

11. *Radiotekhnicheskie sistemy: uchebnik dlja vuzov; pod red. Yu. M. Kazarinova* [Radio Engineering Systems: Textbook for High School]. Moscow, Vyssh. Shk., 1990, 496 p. (In Russian)

12. Ipatov V. P. Spread Spectrum and CDMA: Principles and Applications. New York, John Wiley & Sons, 2005, 400 p.

13. Borovitsky D. S., Zhesterev A. E., Ipatov V. P., Mamchur R. M. Searching for Satellite Altimeter Echo-

Signal. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 4, pp. 27–32. (In Russian)

14. Levin B. R. *Teoreticheskie osnovy statisticheskoi radiotekhniki* [Theory of Statistical Radioengineering]. Moscow, *Radio i Svyaz'*, 1989, 656 p. (In Russian)

Received May, 05, 2017

Dmitry S. Borovitsky – Ph.D. in Engineering (2016), leading research fellow of JSC "Russian Institute of Radionavigation and Time" (Saint Petersburg). The author of 20 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
АО «НИИ "Вектор"»

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

Сравнение статистических характеристик оценок доплеровской деформации и задержки сигнала с результатами узкополосной модели

Аннотация. Изучаются статистические характеристики совместных оценок доплеровской деформации и задержки сигнала с произвольной шириной спектра, т. е. без допущений узкополосной модели. Исследован переход между параметрами узкополосной и широкополосной моделей на примере треугольного импульса с линейной частотной модуляцией, проведен анализ отличий в элементах информационных матриц. Проанализирована неинвариантность дисперсии оценки масштаба/задержки к выбору начала отсчета и приведено объяснение причин указанного эффекта.

Показано, что неинвариантность дисперсии оценки задержки сигнала к выбору начала отсчета связана с изменением оцениваемого параметра и влиянием скорости цели на задержку. Полученные дисперсии оценок узкополосной модели совпадают с результатами широкополосной модели с точностью до поправки порядка отношения ширины спектра к центральной частоте.

Ключевые слова: эффект Доплера, деформация, задержка, начало отсчета, граница Крамера–Рао

Для цитирования: Гоголев И. В. Сравнение статистических характеристик оценок доплеровской деформации и задержки сигнала с результатами узкополосной модели // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 1. С. 13–18.

I. V. Gogolev
JSC "Vector"
10, Kantemirovskaya Str., 197342, St. Petersburg, Russia

Doppler Stretch and Delay Statistical Performance Comparison for Wideband and Narrowband Signal Model

Abstract. Narrowband approximation of Doppler effect by a frequency shift is inappropriate for some problems of radiolocation, hydro acoustics or passive location. In this case it is necessary to use Doppler stretch (time-scaling) as a signal parameter. Statistical performance of joint Doppler stretch and delay for arbitrary spectral width signal without narrowband approximations is derived in this paper.

Narrowband and wideband parameters relations are investigated for triangle impulse with linear spectral modulation. Besides, Fisher Information Matrices (FIM) differences are analyzed. In the narrowband limit consideration of results in well-known FIM of Doppler shift and delay estimation are proposed. Another feature of wideband FIM is reference time dependence on time delay variance. Transition from Doppler stretch to Doppler frequency shift considering narrowband limitations results in translation invariant FIM.

The article shows that reference time variance of delay estimation is related to estimated parameter modification and velocity influence on delay. Also, estimation variances in narrowband signal model differ from wideband parameter variances by magnitude of spectrum width to central frequency ratio.

Key words: Doppler Effect, Doppler Stretch, Delay, Reference Time, Cramer–Rao bound

For citation: Gogolev I. V. Doppler Stretch and Delay Statistical Performance Comparison for Wideband and Narrowband Signal Model. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 1, pp. 13–18. (In Russian)

Введение. В стандартной модели измерений эхо $r(t)$ излученного локатором сигнала $s(t)$ принимается с запаздыванием $T(t)$ и в случае ненулевой относительной радиальной скорости $v(t)$ оказывается деформированным относительно $s(t)$ вследствие эффекта Доплера. Соотношение между принятым и излученными сигналами принято записывать в виде [1], [2]

$$r(t) = s[t - T(t)]. \quad (1)$$

В узкополосной модели сигнала деформацией огибающей пренебрегают, и эффект Доплера сводится к сдвигу центральной частоты сигнала ω_0 на величину

$$\omega_D = (2v/c)\omega_0,$$

где c – скорость света. Можно показать [2], что возможность описания эффекта Доплера с помощью единственного параметра ω_D является следствием разложения полной модели измерений по параметру B/ω_0 , где B – ширина спектра огибающей.

Для некоторых задач радиолокации, гидроакустики, а также пассивной локации [2]–[4] узкополосная модель перестает быть адекватной проводимым измерениям, и информативными параметрами, подлежащими оценке, являются запаздывание τ и фактор доплеровской деформации (масштаб) σ .

Модель измерений и дисперсия оценки. Формула (1), описывающая связь излученного и принятого сигналов, в общем виде записывается следующим образом:

$$r(t) = s\left(\frac{t-\tau}{\sigma}\right). \quad (2)$$

Аргумент сигнала в (2) может быть записан в разных эквивалентных формах [4]. Изменение формы записи аргумента меняет вид связи измеряемых параметров $\{\tau, \sigma\}$ с параметрами движения цели: дальностью и радиальной скоростью.

Помимо информационных параметров в принятом сигнале также можно выделить неинформационные. В общем виде принятая реализация $r(t)$ как функция времени t , вектора измеряемых информативных параметров $\theta = \{\tau, \sigma\}$, а также вектора мешающих параметров Ψ , содержит и помеховую составляющую:

$$r(t) = s(t, \theta, \Psi) + n(t),$$

где $n(t)$ – вклад "белого" гауссовского шума со спектральной плотностью N_0 .

При большом соотношении "сигнал/шум" оценка параметров и вычисление их дисперсий производятся по методу максимального правдоподобия. Известно [1], что максимально правдоподобные оценки асимптотически состоятельны и эффективны, т. е. их дисперсия совпадает с нижней границей Крамера–Рао.

При такой постановке оценка θ определяется как координата минимума функционала правдоподобия $W[r(t)|\theta]$, а дисперсии компонент θ_i удовлетворяют неравенству

$$D\{\theta_i|\theta\} \geq \Phi_{ii}^{-1}, \quad (3)$$

где Φ_{ii}^{-1} – диагональный элемент матрицы, обратной информационной матрице Фишера:

$$\Phi_{ij} = -\frac{\partial^2 \ln W[r(t)|\theta]}{\partial \theta_i \partial \theta_j}.$$

Матрица Фишера и дисперсия оценок масштаба и задержки может быть получена для любого набора мешающих параметров. В рамках настоящей статьи для простоты сравнения результатов узкополосной и широкополосной моделей рассмотрим сигнал с известной амплитудой и случайной начальной фазой, распределенной равномерно на интервале $[0, 2\pi]$:

$$\dot{r}(t) = \dot{s}(t, \theta, \varphi) + \dot{n}(t) = \dot{s}\left(\frac{t-\tau}{\sigma}\right) e^{i\varphi} + \dot{n}(t).$$

В этом случае матрица Фишера¹ оценок $\theta = \{\tau, \sigma\}$ записывается в следующем виде [5]:

$$\Phi^{[w]}_{\{\tau, \sigma\}} = \frac{2E_0}{N_0\sigma_0^2} \begin{bmatrix} \overline{\Omega^2} - \bar{\Omega}^2 & \overline{t\Omega^2} - \bar{\Omega}t\bar{\Omega} \\ \overline{t\Omega^2} - \bar{\Omega}t\bar{\Omega} & \overline{t^2\Omega^2} - \bar{t}^2\bar{\Omega}^2 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где

$$\begin{aligned} 2E_0 &= \int \dot{s}\left(\frac{t-\tau_0}{\sigma^0}\right) \dot{s}^*\left(\frac{t-\tau_0}{\sigma^0}\right) dt = \\ &= \sigma_0 \int \dot{s}(t) \dot{s}^*(t) dt = 2\sigma_0 E_t; \end{aligned} \quad (5)$$

$\{t_0, \sigma_0\}$ – вектор истинных значений оцениваемых параметров:

$$\overline{\Omega^2} = \frac{1}{E_t} \int |\dot{s}'(t)|^2 dt, \quad (6)$$

$$\bar{\Omega} = -\frac{1}{E_t} \text{Im} \int \dot{s}(t) \dot{s}'^*(t) dt, \quad (7)$$

$$\overline{t\Omega^2} = \frac{1}{E_t} \int t |\dot{s}'(t)|^2 dt, \quad (8)$$

$$\overline{t^2\Omega^2} = \frac{1}{E_t} \int t^2 |\dot{s}'(t)|^2 dt, \quad (9)$$

$$\bar{t}\bar{\Omega} = -\frac{1}{E_t} \text{Im} \int t \dot{s}(t) \dot{s}'^*(t) dt. \quad (10)$$

Дисперсия оценки задержки сигнала, вычисленная из (4) с учетом (3), оказывается инвариантной к выбору начала отсчета времени. Матрица Фишера при оценке амплитуды и начальной фазы имеет иной вид [6], но часть ее элементов также определяется (5)–(10), и инвариантность дисперсии оценки задержки сохраняется.

¹ В пределах настоящей статьи индекс "w" указывает на принадлежность величины к широкополосной модели, индекс "n" – на принадлежность к узкополосной модели.

Неинвариантность дисперсии к выбору начала отсчета. Все элементы матрицы (4) кроме Φ_{11} зависят от выбора начала отсчета. Так как $\det \Phi$ от этого выбора не зависит, зависимой оказывается оценка дисперсии τ . Этот эффект отсутствует в узкополосной модели в силу пренебрежения в огибающей изменением положения цели за время порядка длительности импульса.

Рассмотрим связь измеряемых параметров в широкополосной модели с параметрами движения цели и проследим переход к узкополосной модели для последующего анализа связи матриц Фишера.

Пусть цель движется без ускорения. Тогда расстояние до цели определяется выражением

$$R(t) = R_0 + vt,$$

где R_0 – расстояние до цели в момент времени $t = 0$; v – радиальная скорость цели.

В радиолокационной модели измерений задержка сигнала определяется временем его прохода удвоенного расстояния до цели. Задержка между излученным сигналом и принятым после отражения от цели в общем случае является функцией от времени и определяется расстоянием в момент отражения от цели:

$$T(t) = (2/c)R[t - T(t)/2].$$

Решив данное уравнение относительно $T(t)$, получим:

$$T(t) = \frac{2R_0}{c+v} + t \frac{2v}{c+v}.$$

Подстановка полученного выражения в (1) позволяет записать соотношение между переданным и принятым сигналами в виде

$$r(t) = s[t - T(t)] = s\left(\frac{c-v}{c+v}t - \frac{2R_0}{c+v}\right) = s\left(\frac{t-\tau}{\sigma}\right), \quad (11)$$

где

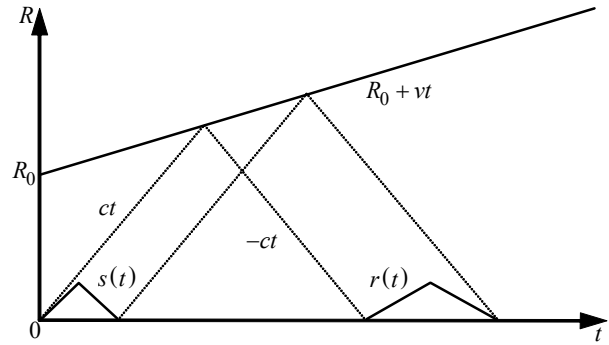
$$\tau = T(t=0) = 2R_0/(c-v)$$

– задержка в момент времени $t = 0$;

$$\sigma = (c+v)/(c-v)$$

– масштаб.

При анализе широкополосной ситуации требуется уточнение, отражение какой именно части сигнала используется при определении времени задержки. Выбор начала отсчета определяет значение параметра τ , т. е. момент времени, связанный с измерением (см. рисунок). Так как изменение начала отсчета приводит к изменению изме-



ряемой величины, то и оценка ее дисперсии оказывается неинвариантной. Масштаб же сигнала определяется скоростью цели и от выбора начала отсчета не зависит (при неизменной скорости цели относительно излучателя).

Также следует отметить, что скорость цели v входит в выражения и для задержки, и для масштаба сигнала.

Подобный эффект зависимости точности оценок дальности, скорости и ускорения от выбора начала отсчета сигнала при зондировании последовательностью сверхширокополосных импульсов был описан в [7]. Зависимость дисперсии оценки задержки при совместном с масштабом оценивании также отмечена в [8].

От общего выражения (11) несложно перейти к записи в узкополосной модели сигнала, т. е. при условии $v = c$, $B = \omega_0$. Записав выражение для аналитического сигнала и упростив его с учетом допущений узкополосной модели, получим:

$$\begin{aligned} & \dot{s}\left(t - \frac{2R_0}{c+v} - t \frac{2v}{c+v}\right) = \\ & = A(t - \tau_n) \exp[j\psi(t - \tau_n) + j(\omega_0 + \omega_D)t + j\phi], \end{aligned}$$

где $A(t)$ – закон амплитудной модуляции;

$$\tau_n = \frac{2R_0}{c+v} \approx \frac{2R_0}{c};$$

$\psi(t)$ – закон модуляции фазы;

$$\omega_D = \omega_0 \frac{2v}{c+v} \approx \omega_0 \frac{2v}{c};$$

$$\phi = \omega_0 \frac{2R_0}{c+v} \approx \omega_0 \frac{2R_0}{c}$$

– набег фазы за время задержки.

Выполненный анализ показывает, что в узкополосной модели первичные параметры $\{R_0, v\}$ входят в выражения для задержки и сдвига частоты отдельно, тогда как в широкополосной модели скорость цели входит в выражения и задержки, и масштаба. При этом в широкополос-

ной модели доплеровский сдвиг связан с масштабом сигнала соотношением

$$\omega_D = \omega_0 \left(1 - \frac{c - v}{c + v} \right) = \omega_0 \left(1 - \frac{1}{\sigma} \right). \quad (12)$$

Наличие зависимостей, в явном виде связывающих доплеровский масштаб и сдвиг центральной частоты, позволяет провести анализ перехода от широкополосной модели к узкополосной и оценить порядок поправок к оценкам дисперсий.

Переход от широкополосной модели к узкополосной. Матрица Фишера совместной оценки задержки и сдвига частоты в узкополосной модели имеет вид [9]

$$\Phi^{[n]} \{ \tau, \omega_D \} = \frac{2E_0}{N_0} \begin{bmatrix} \overline{\Omega^2} - \bar{\Omega}^2 & \bar{t}\bar{\Omega} - \bar{t}\bar{\Omega} \\ \bar{t}\bar{\Omega} - \bar{t}\bar{\Omega} & \bar{t}^2 - \bar{t}^2 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Различия матриц Фишера в широкополосной (4) и узкополосной (13) моделях в общем виде определяются функционалами от сигнала, не имеющими общепринятой трактовки. Тем не менее предельный переход от оценки масштаба к оценке сдвига частоты можно проанализировать для сигналов определенной формы.

Проведем анализ элементов матрицы Фишера для треугольного импульса с линейной частотной модуляцией. Комплексная огибающая такого сигнала при условии $\omega_0 T \gg 1$ (T – длительность импульса по основанию огибающей) может быть записана в виде

$$\dot{s}(t) = \text{triang}(t, T, \tau_0) \exp \left\{ j \left[\omega_0 t + \frac{F}{T} \left(\frac{t^2}{2} - t\tau_0 \right) \right] \right\},$$

где $\text{triang}(t, T, \tau_0)$ – функция, описывающая огибающую импульса; F – девиация частоты; τ_0 – положение центра импульса.

Огибающая импульса определена выражением

$$\begin{aligned} \text{triang}(t, T, \tau_0) &= \\ &= \begin{cases} 2(A/T)(t - \tau_0 + T/2); & t \in [\tau_0 - T/2, \tau_0]; \\ -2(A/T)(t - \tau_0 - T/2); & t \in [\tau_0, \tau_0 + T/2], \end{cases} \end{aligned}$$

где A – максимальное значение огибающей.

Матрица Фишера оценки $\{ \tau, \omega_D \}$ в узкополосной модели имеет вид

$$\Phi^{[n]} \{ \tau, \omega_D \} = \frac{2E_0}{N_0} \begin{bmatrix} \frac{F^2}{40} + \frac{12}{T^2} & \frac{FT}{40} \\ \frac{FT}{40} & \frac{T^2}{40} \end{bmatrix}.$$

Матрица Фишера оценки $\{ \tau, \sigma \}$ в широкополосной модели имеет вид

$$\Phi^{[w]} \{ \tau, \sigma \} = \frac{2E_0}{N_0 \sigma^2} \begin{bmatrix} \Phi_{11}^{[w]} \{ \tau, \sigma \} & \Phi_{21}^{[w]} \{ \tau, \sigma \} \\ \Phi_{12}^{[w]} \{ \tau, \sigma \} & \Phi_{22}^{[w]} \{ \tau, \sigma \} \end{bmatrix},$$

где

$$\begin{aligned} \Phi_{11}^{[w]} \{ \tau, \sigma \} &= \frac{F^2}{40} + \frac{12}{T^2}; \\ \Phi_{21}^{[w]} \{ \tau, \sigma \} &= \left(\frac{F^2}{40} + \frac{12}{T^2} \right) \tau_0 + \frac{FT}{40} \omega_0; \\ \Phi_{12}^{[w]} \{ \tau, \sigma \} &= \left(\frac{F^2}{40} + \frac{12}{T^2} \right) \tau_0 + \frac{FT}{40} \omega_0; \\ \Phi_{22}^{[w]} \{ \tau, \sigma \} &= \left(\frac{F^2}{40} + \frac{12}{T^2} \right) \tau_0^2 + \frac{FT}{20} \omega_0 \tau_0 + \\ &+ F^2 T^2 \left(\frac{1}{560} - \frac{1}{40 T^2} \right) + \frac{T^2 \omega_0^2}{40} + 1. \end{aligned}$$

Для перехода от широкополосной модели к узкополосной и обратно можно произвести замену оцениваемой переменной в функционале правдоподобия. Тогда элементы новой матрицы Фишера будут определяться выражением

$$\begin{aligned} \Phi_{\tau, \omega_D}^{[w]} &= - \frac{\partial^2 \ln W[r(t)|\theta]}{\partial \tau \partial \sigma} \frac{\partial \sigma}{\partial \omega_D} = \Phi_{\tau, \sigma} \frac{\partial \sigma}{\partial \omega_D}; \\ \Phi_{\omega_D, \omega_D}^{[w]} &= - \frac{\partial^2 \ln W[r(t)|\theta]}{\partial \sigma^2} \left(\frac{\partial \sigma}{\partial \omega_D} \right)^2 = \Phi_{\sigma, \sigma} \frac{\partial \sigma}{\partial \omega_D}. \end{aligned}$$

Осуществим замену (16) для перехода от $\{ \tau, \sigma \}$ к $\{ \tau, \omega_D \}$. С учетом соотношения

$$\frac{\partial \omega_D}{\partial \sigma} = \frac{\omega_0}{\sigma^2}$$

матрица Фишера оценки задержки τ и сдвига ω_D , полученная из широкополосной модели $\Phi^{[w]} \{ \tau, \omega_D \}$, приобретает вид

$$\begin{aligned} \Phi^{[w]} \{ \tau, \omega_D \} &= \\ &= \frac{2E_0}{N_0 \sigma^2} \begin{bmatrix} \Phi_{11}^{[w]} \{ \tau, \omega_D \} & \Phi_{21}^{[w]} \{ \tau, \omega_D \} \\ \Phi_{12}^{[w]} \{ \tau, \omega_D \} & \Phi_{22}^{[w]} \{ \tau, \omega_D \} \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} \Phi_{21}^{[w]} \{ \tau, \omega_D \} &= \Phi_{12}^{[w]} \{ \tau, \omega_D \} = \\ &= \left(\frac{F^2}{40} + \frac{12}{T^2} \right) \tau_0 + \frac{FT}{40}; \end{aligned}$$

$$\Phi_{22}^{[w]} \{ \tau, \omega_D \} = \left(\frac{F^2}{40} + \frac{12}{T^2} \right) \frac{\tau_0^2}{\omega_0^2} + \frac{FT}{20\omega_0} \tau_0 + \\ + \frac{F^2 T^2}{\omega_0^2} \left(\frac{1}{560} - \frac{1}{40^2} \right) + \frac{1}{\omega_0^2} + \frac{T^2}{40}.$$

Полученная матрица совпадает с матрицей узкополосной модели с точностью до поправки порядка отношения ширины спектра к центральной частоте.

Заключение. В рамках широкополосной модели сигнала, когда не применяются приближения малой ширины спектра и малой скорости цели, эффект Доплера проявляется в изменении временного масштаба. Оценки масштаба и задержки сигнала в общем случае коррелированы, а дисперсия оценки задержки зависит от выбора начала отсчета времени.

В результате проведенного анализа показано, что неинвариантность дисперсии оценки задержки сигнала к выбору начала отсчета связана с изменением оцениваемого параметра и влиянием скорости цели на задержку. При этом в рамках узкополосной модели за счет пренебрежения деформацией огибающей за время измерения данный эффект отсутствует.

Сравнение матриц Фишера в узкополосной и широкополосной моделях и анализ предельных переходов показывают, что полученные дисперсии оценок узкополосной модели совпадают с результатами широкополосной модели с точностью до поправки порядка отношения ширины спектра к центральной частоте.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ван-Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции: в 3 т. / пер. с англ. под ред. В. Т. Горяинова. М.: Сов. радио, 1977. Т. 3. 664 с.
2. 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).
3. Гоголев И. В., Яшин Г. Ю. Ограничения узкополосного разностно-временного и разностно-частотного методов и их модификация для широкополосного сигнала // Успехи современной радиоэлектроники. 2015. № 5. С. 75–78.
4. Weiss L. G. Wavelets and wideband correlation processing // IEEE Signal Processing Magazine. 1994. Vol. 11, iss. 1. P. 13–32.
5. Гоголев И. В., Яшин Г. Ю., Граница Крамера–Рао совместной оценки доплеровской деформации и задержки сигнала со случайной начальной фазой // Статья поступила в редакцию 29 декабря 2017 г.

XXII Междунар. науч.-техн. конф. "Радиолокация, навигация, связь", Воронеж, 19–21 апр. 2016 г. / НПФ "САКВОЕЕ". Воронеж, 2016. Т. 1. С. 42–46.

6. 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.

7. Трифонов А. П., Беспалова М. Б. Сверхширокополосная оценка дальности, скорости и ускорения // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2003. Т. 46, № 5. С. 3–11.

8. 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.

9. Гришин Ю. П., Ипатов В. П., Казаринов Ю. М. Радиотехнические системы / под ред. Ю. М. Казаринова. М.: Высш. шк., 1990. 496 с.

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 13 научных работ. Сфера научных интересов – пассивная радиолокация, статистическая радиотехника.
E-mail: ivgogolev@inbox.ru

REFERENCES

1. Van Trees H. L. Detection, Estimation and Modulation Theory. Pt. 3. New York, Wiley, 1971, 626 с.
2. Swick D. A. An Ambiguity Function Independent of Assumptions about Bandwidth and Carrier Frequency. NRL Report 6471, 1966. (accessed: 20.02.2018).
3. Gogolev I. V., Yashin G. Y. Narrowband TDOA and FDOA Restrictions and Wideband Modification of Emitter

Location Methods. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*, 2015, no. 5, pp. 75–78. (In Russian)

4. Weiss L. G. Wavelets and Wideband Correlation Processing. *IEEE Signal Processing Magazine*. 1994, pp. 13–32.

5. Gogolev I. V., Yashin G. Y. Doppler Stretch and Delay Estimation Cramer–Rao Lower Bound in Case of Random Phase Signal. *XXII mezhdunarodnaya nauchno*

tekhnicheskaya konferenciya Radiolokaciya, Navigaciya, Svyaz [XXII International scientific conference Radiolocation, Navigation, Communication]. 2016, vol. 1, pp. 42–46. (In Russian)

6. 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)

7. Trifonov A. P., Bespalova M. B. *Sverhshirokopolosnaya ocenka dalnosti skorosti i uskoreniya* [Ultra-

Wideband Range, Velocity and Acceleration Estimation]. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Radioelektronika* [Radioelectronics and Communications Systems]. 2003, vol. 46, no. 5, pp. 3–11. (In Russian)

8. Jin Q., Wong K. M., Luo Z. The Estimation of Time Delay and Doppler Stretch of Wideband Signals. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 1995, vol. 43, pp. 904–916.

9. Grishin Y. P., Ipatov V. P., Kazarinov Y. M. *Radio-tekhnicheskie sistemy* [Radio engineering systems]. Moscow, High School publ., 1990, 496 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 13 scientific publications. Area of expertise: passive location, statistical radio engineering.
E-mail: ivgogolev@inbox.ru



УДК 621.397.2

О. В. Кухарская, Е. З. Савин

Дальневосточный государственный университет путей сообщения
ул. Серышева, д. 47, Хабаровск, Россия, 680021

Анализ влияния нестабильности сигнала синхронизации на замещение локального контента для DVB-T2

Аннотация. Рассмотрена проблема стабильности сигнала синхронизации, поступающего на устройство врезки локального контента при формировании информационного потока стандарта DVB-T2. Основной целью работы является определение условий, при нарушении которых регионализация контента становится невозможной.

На первом этапе статьи определен метод вычисления сетевой задержки цифрового информационного потока при стабильном сигнале синхронизации. В этом случае период сигнала синхронизации 1 PPS постоянен и равен 1 с, его случайные отклонения отсутствуют. На втором этапе статьи рассмотрено влияние нестабильности периода этого сигнала на определение значения задержки пакета регионального контента при его врезке в глобальный информационный поток. Выявлена пилообразная зависимость значения сетевой задержки от времени, стремящаяся к условному нулю, определены статистические параметры нестабильности сигнала синхронизации. Третий этап работы посвящен исследованию способа замещения двух независимых информационных потоков устройством регионализации. Рассмотрена структура суперкадров T2, состоящая из общих кадров, принадлежащих различным каналам физического уровня. Определены условия, при которых врезка локальной информации становится невозможной.

Рассмотрены другие причины сбоев при работе одночастотных сетей с использованием метода регионализации контента, связанные с погрешностью сигнала синхронизации на различных этапах формирования и доставки цифрового информационного потока до передающих станций DVB-T2.

Ключевые слова: регионализация контента, цифровой поток T2-MI, сигнал синхронизации, метка времени, суперкадр T2, канал физического уровня, сетевая задержка, погрешность, устройство врезки локального контента

Для цитирования: Кухарская О. В., Савин Е. З. Анализ влияния нестабильности сигнала синхронизации на замещение локального контента для DVB-T2 // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 1. С. 19–24.

O. V. Kuharskaya, E. Z. Savin
Far Eastern State Transport University
47, Serysheva Str., 680021, Khabarovsk, Russia

Influence of Synchronization Signal Inaccuracy on DVB-T2 Local Content Insertion

Abstract: The article is aimed at specifying criteria of synchronization signal inaccuracy when DVB-T2 system local content re-placement cannot be carried out. Some settings of digital information stream are set as the initial data. The first part of the article specifies network delay calculation method. The second part of the article considers the signal cycle instability impact on estimation of local content device delay during its insertion in global information flow. Network delay saw-toothlike dependence on time is revealed, statistical parameters of synchronization signal instability are specified. The third part of the article deals with analysis of method of substitution of two independent information flows by regionalization device. A model of T2 superframes comprising baseband frames (BB frames) which belong to different physical layer pipes (PLP) is described. The conditions under which the local information insertion becomes impossible are defined. Besides, the article considers other reasons of failure during single frequency networks (SFN) processing of local content insertion dealing with synchronization error at different stages of information flow digital content generation and delivery to DVB-T2.

Keywords: Regionalization of Content, T2-MI Digital Stream, the Signal of Synchronization, Timestamp, T2 Super Frame, Physical Layer Pipes, Network Delay, Inaccuracy, the Device of Local Content Insertion.

For citation: Kuharskaya O. V., Savin E. Z. Influence of Synchronization Signal Inaccuracy on DVB-T2 Local Content Insertion. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 1, pp. 19–24. (In Russian)

Введение. На современном этапе развития цифрового эфирного телевизионного вещания стандарта DVB-T2 актуален вопрос регионализации контента с целью предоставления абонентам возможности получения информации локального характера в рамках региона или города. Используемый цифровой информационный поток T2-MI (T2 Modulator Interface – интерфейс модулятора T2), передающий информацию о нескольких каналах физического уровня, позволяет врезать программу местного вещания без влияния на общую структуру сигнала, а также сохранять единообразие конфигурации потока по всей территории страны. Методика регионализации контента изложена в технических рекомендациях [1]. В [2] и [3] рассмотрена модификация потоков с помощью устройства вставки локального контента, принцип работы которого описан в [4], а также рассмотрен в [2] и [5].

Постановка задачи. Поскольку замещение части контента T2-MI представляет собой совмещение нескольких независимых и не связанных между собой цифровых информационных потоков, сходных лишь по общей структуре, регионализация может происходить только при соблюдении ряда условий, описанных в [1], [5], а также в руководстве по эксплуатации оборудования [6]. Следовательно, совмещение на уровне общих кадров, входящих в состав суперкадров T2, возможно только при стабильной синхронизации как самого устройства замещения, так и оборудования, формирующего каждый из независимых потоков. В связи с этим основной задачей настоящего исследования является определение критериев нестабильности сигналов синхронизации и условий, при которых замещение потоков будет невозможно.

Теоретическое обоснование. Цифровые информационные потоки, участвующие в регионализации, сформированы разными источниками и имеют различные времена распространения по линиям связи до устройства врезки локального контента. В связи с этим сетевая задержка (Network Delay) каждого потока в точке замещения будет уникальна. Поэтому одновременное поступление различных потоков T2-MI на устройство регионализации практически невозможно. Исходя из этого устройству врезки для уравнивания потоков по времени необходимо принудительно смещать как минимум один из них. По этой же причине в результате операции вставки сформированный выходной поток будет нести в пакетах меток времени T2-MI Timestamp значения времени излучения, соответствующие основному модифицируемому потоку.

Для корректного замещения необходимо, чтобы на устройство вставки контента поступал высокостабильный сигнал синхронизации (СС) в виде импульса 1 PPS (one pulse per second – один импульс в секунду) либо от встроенного GPS/ГЛОНАСС-приемника, либо от внешнего источника. Согласно [7] стабильность сигнала 1 PPS должна быть обеспечена приемником данных навигационных систем в пределах ± 500 нс. Следовательно, погрешность СС в этих пределах не должна влиять на корректность процесса врезки. Поэтому можно установить предельную погрешность сигнала 1 PPS Δ_{PPS} , при превышении которой замещение потоков будет невозможно.

Этап 1. Конфигурация потока может быть любой в рамках, допустимых стандартом [8]. Дальнейший анализ выполнен для потока со следующими параметрами. Поток, состоящий из суперкадров T2 длительностью $T_{SF} = 487.872$ мс, объединяет информацию трех каналов физического уровня. Суперкадр состоит из двух кадров T2. В каждом кадре имеется один пакет метки времени T2-MI Timestamp, содержащий значение времени излучения, причем в пакетах обоих кадров суперкадра эти значения одинаковы (согласно спецификации [1]).

На рис. 1 представлена временная диаграмма описанного потока T2-MI, разбитого на суперкадры SF1, SF2, Поток характеризуется следующими параметрами: $T_{PPS} = 1$ с – период сигнала синхронизации; T_{SF} – длительность суперкадра; $T_{пр1}$ – задержка поступления первого суперкадра относительно очередного импульса СС; $T_{и1}$ – требуемое время излучения этого суперкадра, которое задается устройством формирования потока T2-MI и передается в поле Subseconds пакета метки времени Timestamp (согласно спецификации [1]).

Согласно рис. 1 первый суперкадр поступает с задержкой $T_{пр1} = 200$ мс относительно импульса СС 1 PPS и несет в себе информацию о том, что он должен быть излучен в эфир с задержкой $T_{и1} = 692.306$ мс относительно этого же СС. Поскольку время излучения данного суперкадра передатчиком DVB-T2 заложено на этапе формирования потока и не может быть в дальнейшем изменено (при условии корректности синхронизации источника T2-MI), то время прихода суперкадра в конкретную точку варьируется в зависимости от задержек в канале распространения.

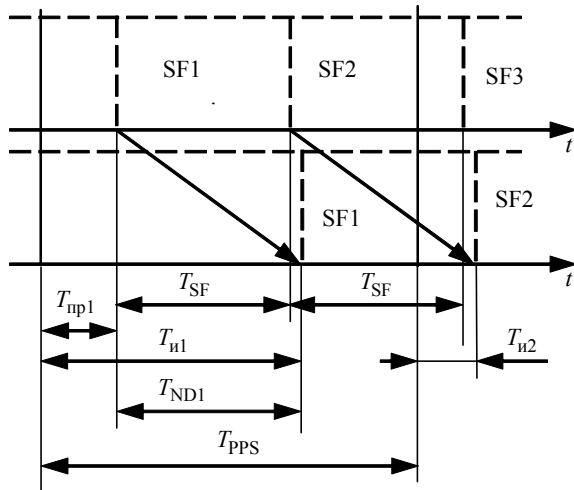


Рис. 1

Так как длительность первого суперкадра равна $T_{SF} = 487.872$ мс, то время излучения следующего суперкадра составляет $T_{и2} = 180.078$ мс относительно следующего импульса 1 PPS (рис. 1). Таким образом, сетевая задержка в данной конкретной точке приема потока определяется как $T_{ND} = T_{и1} - T_{пр1}$ и при заданных временных параметрах составляет

$$T_{ND} = T_{и1} - T_{пр1} = 692.306 - 200.0 = 492.306 \text{ мс.}$$

При условии постоянства периода СС $T_{PPS} = 1$ с сетевая задержка также будет постоянной в течение длительного времени. Если же период СС подвержен случайным изменениям, в качестве его оценки может быть принято его математическое ожидание:

$$M[T_{PPS}] = \frac{\sum_{i=1}^N T_{PPSi}}{N} \rightarrow 1,$$

где N – количество импульсов (т. е. количество секунд) в анализируемом промежутке времени.

Этап 2. Одной из причин возможных сбоев, возникающих при работе одночастотных сетей телевизионного вещания с использованием технологии регионализации, является нестабильность СС, поступающего на устройство врезки. Из-за этого период СС реального пакета T'_{PPS} не будет соответствовать номинальному значению T_{PPS} , что определяет погрешность СС в устройстве врезки: $\Delta_{PPS} = T'_{PPS} - T_{PPS}$.

В связи с этим возникает погрешность при оценке оборудованием времени приема ($T_{пр}$) очередного суперкадра T2. Некорректное значение

времени поступления очередного суперкадра T2 определяется как

$$T'_{пр n} = T_{пр1} + n\Delta_{PPS},$$

где n – интервал (количество импульсов СС), в течение которого определяется время приема.

При расчетах необходимо учитывать, что в исследуемом потоке используется относительная метка времени, т. е. поступление очередного импульса СС устанавливает новый нулевой момент времени. Поэтому все определяемые временные значения не могут превышать 1 с.

Например, при внесении погрешности периода СС 0.5 мкс некорректная оценка времени приема первого исследуемого суперкадра составляет:

$$\begin{aligned} T'_{пр1} &= T_{пр1} + \Delta_{PPS} = \\ &= 0.200 + 0.5 \cdot 10^{-6} = 0.2000005 \text{ с.} \end{aligned}$$

В результате значение сетевой задержки этого суперкадра будет оценено с ошибкой и составит:

$$\begin{aligned} T'_{ND1} &= T_{и1} - T'_{пр1} = \\ &= 0.692306 - 0.2000005 = 0.4923055 \text{ с.} \end{aligned}$$

Расчеты, выполненные с помощью программы математического моделирования MathCad, показали, что при принятой погрешности периода СС 0.5 мкс на интервале 1 ч (3600 с) значение сетевой задержки отклонится от номинального значения максимум на 1.8 мс. Таким образом, за сутки отклонение составит порядка 43.2 мс, что уже может существенно влиять на работоспособность передающего оборудования стандарта DVB-T2 при его работе в режиме одночастотной сети. С учетом расчета задержки относительно ближайшего импульса СС такое смещение приведет к пилообразному изменению сетевой задержки во времени, особенно заметной на больших временных интервалах. При погрешности 1 PPS $\Delta_{PPS} = 1$ мкс за час максимальное отклонение может составить около 3.6 мс, а, следовательно, за сутки – 86.4 мс.

За часовой интервал времени, т. е. при $N = 3600$, при $\Delta_{PPS} = 0.5$ мкс математическое ожидание периода СС составит:

$$M[T_{PPS}] = \frac{\sum_{i=1}^{3600} T_{PPSi}}{3600} = 1.00090025 \text{ с}$$

при среднеквадратическом отклонении

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{3600} (T_{PPSi} - M[T_{PPSi}])^2}{3600}} = 5.196 \cdot 10^{-4} \text{ с.}$$

Отклонение сетевой задержки относительно ее предыдущего значения определяется по формуле

$$T'_{ND(n+1)} = T'_{NDn} - 1 + \Delta_{PPS},$$

где T'_{NDn} – некорректно рассчитанная/измеренная сетевая задержка потока T2-MI в данный момент времени.

График, характеризующий зависимость некорректной сетевой задержки за интервал времени, представлен на рис. 2.

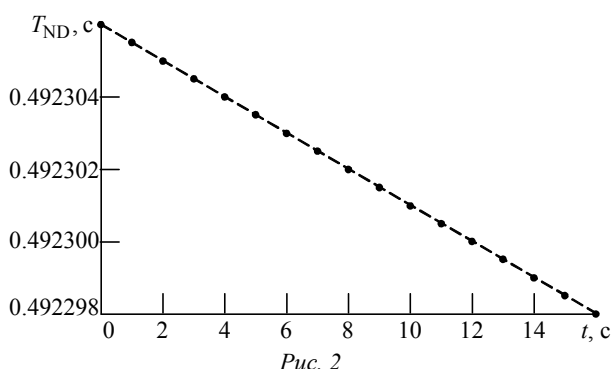


Рис. 2

Этап 3. Региональный цифровой поток по своей структуре, в частности по длительности кадров T2 и их количеству в одном суперкадре, должен полностью совпадать с основным модифицируемым T2-MI, так как полная их идентичность по параметрам конфигурационного пакета L1 signaling (сигнализация L1) является одним из обязательных условий осуществления замены [1]. Однако при наличии двух и более каналов физи-

ческого уровня (Physical Layer Pipes – PLP) модифицирующий поток может иметь меньшее их количество. В этом случае условием возможности врезки является идентичность конфигурационных параметров каналов с соответствующими идентификаторами. На рис. 3 представлены суперкадры основного подлежащего регионализации и модифицирующего потоков, причем время поступления на устройство врезки модифицирующего потока $T_{пр.р}$ меньше, чем время поступления модифицируемого потока $T_{пр.осн}$. Разница времен поступления $\Delta T = T_{пр.осн} - T_{пр.р}$. На эту величину региональный поток задерживается в буфере устройства врезки для ожидания момента поступления нового суперкадра модифицируемого потока. При идентичности потоков по своей структуре длительности кадров T2, входящих в состав суперкадров, будут одинаковы. Тогда в момент уравнивания потоков по времени происходит операция замены каналов физического уровня.

На рис. 3 суперкадры обоих потоков разделены на составляющие: пакеты общих кадров (Baseband frames), каждый из которых содержит информацию о сервисах отдельного канала физического уровня, конфигурационные пакеты L1, а также пакеты метки времени Timestamp. В потоке T2-MI могут присутствовать дополнительные служебные пакеты, однако их трансляция не является обязательной при организации одночастотных сетей вещания, поэтому на рис. 3 они не представлены. Модифицирующий поток состоит из двух физических каналов A' и B', а основной цифровой поток – из трех физических каналов A, B и C. В результате скорость передачи ин-

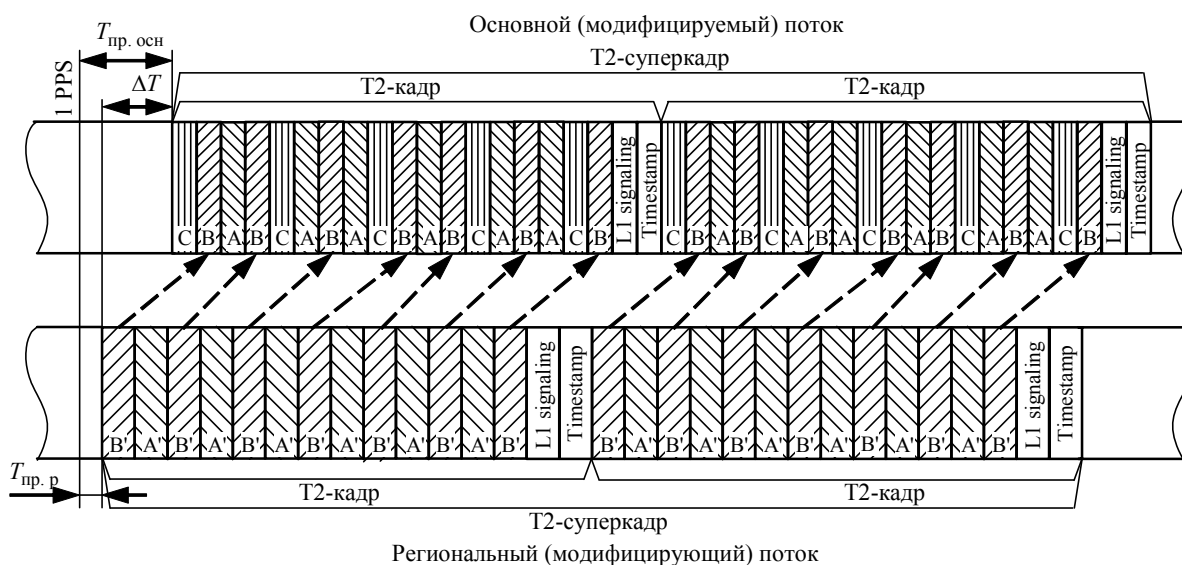


Рис. 3

формации (общий битрейт) модифицируемого потока несколько больше, чем потока регионализации, однако количество общих кадров, сходных по идентификаторам PLP, остается постоянным, так как одним из обязательных условий врезки является идентичный битрейт каналов, подлежащих замещению. Поскольку процесс замещения основывается только на замене общих кадров выбранных PLP, то вся прочая информация, содержащаяся в модифицирующем потоке, остается в буфере устройства и не транслируется в выходной результирующий T2-MI.

Как было установлено ранее, нестабильность СС влияет на корректность оценки времени поступления очередного суперкадра, а следовательно, и на сетевую задержку. Поскольку некорректно измеренная величина Network delay имеет пилообразную зависимость, то в некоторый момент времени станет справедливым равенство $T'_{ND} = T_{in} - T'_{pr} = 0$, откуда $T_{in} = T'_{pr}$ как для основного, так и для модифицирующего потоков.

Устройству врезки контента при выполнении операции модификации на обработку сигнала требуется некоторое фиксированное время ($T_{обр}$), обычно устанавливаемое производителем. Следовательно, когда сетевая задержка, уменьшаясь, примет значения

$$0 \leq T'_{ND} \leq T_{обр}, \text{ т. е. } 0 \leq T_{NDn} - n\Delta_{PPS} \leq T_{обр},$$

осуществить операцию модификации будет невозможно.

Момент сбоя на устройстве врезки зависит от значения погрешности СС Δ_{PPS} . Следовательно,

чем больше погрешность, тем быстрее произойдет сбой при замещении и тем выше будет частота этих сбоев. При отсутствии погрешности СС сетевая задержка будет иметь некоторое постоянное значение, а значит, ситуация равенства времени прихода очередного суперкадра и времени его излучения становится невозможной.

Закключение. В настоящей статье рассмотрен один из вариантов нарушения стабильного функционирования одночастотных сетей телевизионного вещания, работающих в режиме регионализации цифрового потока, возникающий из-за погрешности СС, поступающего на устройство врезки локального контента. Однако существуют и другие причины некорректной работы сетей, такие как:

- нестабильность СС на устройстве формирования потока T2-MI, что влечет за собой введение в поле Subseconds пакетов метки времени T2 Timestamp потока T2-MI некорректных данных, не соответствующих реально требуемому времени излучения очередного суперкадра;
- погрешность опорного сигнала, поступающего на формирователь DVB-T2 передающего оборудования;
- ошибки первого и второго приоритетов в цифровом информационном потоке, которые могут влиять на корректность передачи пакетов меток времени.

В связи с этим необходимо провести анализ каждой из причин с целью выявления условий и критериев влияния на корректность работы одночастотных сетей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. ETSI TS 102 773 V1.4.1. DVB. Modulator Interface for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2). Стандарт. 03-2016. URL: http://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/102700_102799/102773/01.04.01_60/ts_102773v010401p.pdf (дата обращения: 16.02.2018).
2. Карякин В. Л., Карякин Д. В., Морозова Л. А. Методы ТВ-вещания в стандарте DVB-T2 со вставкой регионального контента // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Т. 10, № 4. С. 41–46. URL: <https://cyberleninka.ru/article/v/metody-tv-veschaniya-v-standarte-dvb-t2-so-vstavkoy-regionalnogo-kontenta> (дата обращения: 16.02.2018).
3. Кухарская О. В., Савин Е. З. Физические особенности замещения информационного контента в цифровом потоке для DVB-T2 // Успехи современной радиоэлектроники. 2017. № 6. С. 55–63.
4. Pat. US 2013/0215328 A1., IPC AH04N 538FI. DVB-T2 broadcasting method with publication the inser-

- tion of regional content, and device used in the method / R. Lhermitte, B. Chauviere, E. Denlau, Publ. Aug. 22, 2013. URL: <http://www.patentsencyclopedia.com/app/20130215328> (дата обращения: 20.02.2018).
5. Кухарская О. В., Савин Е. З. Технология замещения информационного контента в потоке T2-MI // Тр. Всерос. науч.-практ. конф. творческой молодежи с междунар. участием. Хабаровск, 20–22 апр. 2016 / ДВГУПС. Хабаровск, 2016. Т. 1. С. 141–144.
6. Устройство вставки локального контента. Руководство по эксплуатации / ООО "НПП Триада-ТВ". URL: http://www.triadatv.ru/upload/iblock/646/PLP-Replayser_Rukovodstvo-po-ekspluatatsii-V3.0.pdf (дата обращения: 20.02.2018).
7. Recommendation ITU-R TF.1011-1. Systems, techniques and services for time and frequency transfer. URL: http://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/tf/R-REC-TF.1011-1-199710-I!!PDF-E.pdf (дата обращения: 20.02.2018).

8. EN 302 755 V1.4.1. DVB; Framing structure, channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2). Стандарт. Введ. 07-2015. France: European Telecom-

munications Standards Institute, 2015. URL: http://www.etsi.org/deliver/etsi_en/302700_302799/302755/01.04.01_60/en_302755v010401p.pdf (дата обращения: 20.02.2018).

Статья поступила в редакцию 25 ноября 2017 г.

Кухарская Ольга Владимировна – инженер (2013, Хабаровский институт инфокоммуникаций (филиал ГОУ ВПО СибГУТИ) по специальности "Радиосвязь, радиовещание и телевидение", аспирантка Дальневосточного государственного университета путей сообщения (Хабаровск). Инженер филиала ФГУП РТРС "Дальневосточный РЦ". Автор пяти научных работ. Сфера научных интересов – цифровое телевизионное вещание; организация построения сетей телевидения стандарта DVB-T2; вопросы синхронизации и регионализации контента.

E-mail: kuharskaya_olga_1991@mail.ru

Савин Евгений Зиновьевич – кандидат технических наук (1996), профессор кафедры автоматики, телемеханики и связи Дальневосточного государственного университета путей сообщения (Хабаровск). Автор более 100 научных публикаций. Сфера научных интересов – влияние внешних электромагнитных полей на линии связи, автоматики и телемеханики; воздействие внешних факторов на поляризационные явления в оптических волокнах; термоэлектрическое воздействие на подвесной волоконно-оптический кабель; системы волнового мультиплексирования.

E-mail: eu.savin@yandex.ru

REFERENCES

1. ETSI TS 102 773 V1.3.1. DVB; Modulator Interface for a Second Generation Digital Terrestrial Television Broadcasting System (DVB-T2). Introduction 01-2012. Available at: http://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/102700_102799/102773/01.03.01_60/ts_102773v_010301p.pdf (accessed: 16.02.2018).

2. Karyakin V. L., Karyakin D. V., Morozova L. A. Methods of TV Broadcasting in the Standard DVB-T2 with Inserts Regional Content. T-Comm. 2016, vol. 10, no. 4, pp. 41–46. (In Russian)

3. Kukharskaya O. V., Savin E. Z. Physical features of the replacement of information content in a digital stream for DVB-T2. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki* [Telecommunications and Radio Engineering]. 2017, no. 6, pp. 55–63.

4. Lhermitte R., Chauviere B., Denlau E. DVB-T2 Broadcasting Method with Publication the Insertion of Regional Content, and Device Used in The Method. Patent US 2013/0215328 A1, August 22, 2013.

5. Kukharskaya O. V., Savin E. Z. *Tekhnologiya zameshcheniya informatsionnogo kontenta v potoke T2-MI*

[Technology Replacement of Information Content in the Flow of T2-MI] *Trudy Vserossiiskoi nauchno-prakticheskoi konferentsii tvorcheskoi molodezhi s mezhdunarodnym uchastiem*. DVGUPS. 2016, vol. 1, pp. 141–144.

6. The Device for Inserting Local Content. Manual. Available at: http://www.triadatv.ru/upload/iblock/646/PLP-Repleyser_Rukovodstvo-po-ekspluatatsii-V3.0.pdf (accessed: 20.02.2018).

7. Recommendation ITU-R TF.1011-1. Systems, techniques and services for time and frequency transfer. Introduction 1994. Available at: http://www.triadatv.ru/upload/iblock/646/PLP-Repleyser_Rukovodstvo-po-ekspluatatsii-V3.0.pdf (accessed: 20.02.2018).

8. EN 302 755 V1.4.1. DVB; Framing Structure, Channel Coding and Modulation for a Second Generation Digital Terrestrial Television Broadcasting System (DVB-T2). Introduction 07-2015. France: European Telecommunications Standards Institute, 2015. Available at: http://www.etsi.org/deliver/etsi_en/302700_302799/302755/01.04.01_60/en_302755v_010401p.pdf (accessed: 20.02.2018).

Received November, 25, 2017

Olga V. Kukharskaya – Dipl.-engineer in Radio Communication, Broadcasting and Television (2013), Siberian State University of Telecommunications and Information Sciences, postgraduate student of Far Eastern State Transport University. Engineer in FGUP RTRN. The author of five scientific publications. Area of expertise: digital video broadcasting, DVB-T2TV network design, network synchronization and local content insertion.

E-mail: kuharskaya_olga_1991@mail.ru

Evgeniy Z. Savin – Ph.D. in Engineering (1996), Professor of Far Eastern State Transport University in Khabarovsk. The author of more than 100 scientific publications. Area of expertise: influence of electromagnetic waves on communication lines, impact of external factors on optical fibers, systems of wave division multiplexing.

E-mail: eu.savin@yandex.ru



УДК 004.3

А. Д. Володин, А. Л. Ефименко, А. В. Горлин, Д. А. Кузьмин
АО «Концерн "Океанприбор"»
Чкаловский пр., д. 46, Санкт-Петербург, Россия, 197376

Синхронизация, сбор и передача сигналов многоканальной распределенной сейсморазведочной антенны

Аннотация. При создании сейсморазведочных антенн ставится задача по реализации системы, способной обеспечивать синхронное аналого-цифровое преобразование сигналов всех каналов и передавать оцифрованные сигналы в центральный вычислительный комплекс (ЦВК). Рассмотрена структура системы передачи информации от большого количества источников для применения в сейсморазведочной антенне. Приведена возможная реализация блоков аппаратуры предварительной обработки (АПО) в отдельных гермоблоках для упрощения процесса их замены. Предложены варианты структурной и функциональной схем блоков АПО. Обосновано применение конкретной элементной базы. Проведен обзор наиболее распространенных видов аналого-цифровых преобразователей и выбран оптимальный для применения в гидроакустических комплексах. Предложен вариант синхронизации с применением блоков фазовой автоподстройки частоты. Рассмотрено построение системы передачи с использованием коммутатора Ethernet с выбором оптимального протокола для передачи информации в ЦВК.

Ключевые слова: сейсморазведка, сейсмокося, сейсморазведочная антенна, передача информации, оцифровка, синхронизация АЦП, ПЛИС, Ethernet

Для цитирования: Володин А. Д., Ефименко А. Л., Горлин А. В., Кузьмин Д. А. Синхронизация, сбор и передача сигналов многоканальной распределенной сейсморазведочной антенны // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 1. С. 25–31.

A. D. Volodin, A. L. Efimenko, A. V. Gorlin, D. A. Kuzmin
АО «Concern "Okeanpribor"»,
46, Chkalovsky Pr., 197376, St. Petersburg, Russia

Signal Synchronization, Collection and Transmission for Multichannel Distribution Seismic Antenna

Abstract. Creation of seismic antennas involves production of a system capable to provide synchronous analog-to-digital data signal conversion of all channels and to broadcast digitized signals to the central computing complex (CCC). The article considers a structure of data transmission system from a big number of sources for application in seismic antennas. Moreover, it provides possible ways of preprocessing equipment (PE) unit arrangement in separate hermetic blocks to facilitate their replacement. Besides, the options for PE unit structural and functional schemes are offered. Application of specific chips is explained. The review of the most widespread types of digital convertors is given and the optimal one is chosen for application in hydro acoustic complexes. The option of synchronization with the use of phase-locked loop PLL units is offered. Configuration of data transmission system with the use of Ethernet switchboard setting optimal data transmission protocol is considered.

Key words: Seismic Testing, Seismograph, Seismic Antenna, Data Transmission, Digitized, ADC Synchronization, FPGA, Ethernet

For citation: Volodin A. D., Efimenko A. L., Gorlin A. V., Kuzmin D. A. Signal Synchronization, Collection and Transmission for Multichannel Distribution Seismic Antenna. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 1, pp. 25–31. (In Russian)

Введение. Для проведения мобильных сейсморазведочных исследований сегодня широко применяются сейсморазведочные антенны (СА) или сейсмокося. СА конструктивно состоит из

размещенных на одинаковом расстоянии друг от друга пьезокерамических преобразователей, а также блоков аппаратуры предварительной обработки (БАПО) [1]. Одним из требований, предъ-

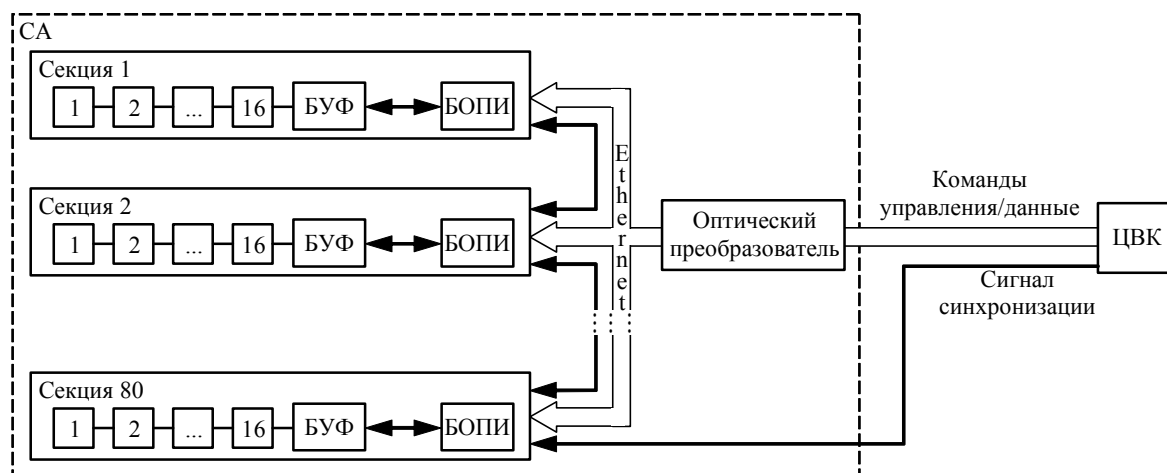


Рис. 1

являемых к СА, является обеспечение синхронности преобразования сигналов всеми каналами.

Построение СА. СА имеет внешний диаметр 60 мм и выполняется в виде 80 отдельных секций протяженностью 100 м, внутри каждой из которых располагаются БАПО сигналов (рис. 1). БАПО выполнен в виде отдельного модуля, принимающего сигналы с 16 каналов в каждой секции (рис. 1, 1–16). Принятые БАПО сигналы последовательно от секции к секции передаются в центральный вычислительный комплекс ЦВК. Так как длина линии связи между последней секцией и ЦВК составляет не менее 500 м, то передача сигналов по проводным линиям затруднена. Поэтому применяется волоконно-оптическая линия связи (ВОЛС).

Синхронизация оцифровки выполняется сквозным сигналом синхронизации, получаемым от ЦВК.

БАПО конструктивно выполнен в виде гермоблока, внутри которого одна над другой расположены две печатные платы с электроэлементами.

Такая конструкция позволяет оперативно заменять любой из компонентов в гермоблоке в случае выхода из строя.

Блок усиления и фильтрации БУФ предназначен для формирования рабочей полосы частот и усиления сигналов, поступающих от акустических преобразователей. Задача блока оцифровки и передачи информации БОПИ – оцифровка сигналов, полученных с БУФ, накопление оцифрованных сигналов, формирование пакетов данных для передачи и приема команд от ЦВК.

Функциональная схема отдельной секции СА приведена на рис. 2.

Принцип работы. Перед передачей данных в ЦВК необходимо с помощью аналого-цифрового преобразователя АЦП сформировать цифровой код измеренной физической величины. Сегодня существует множество видов АЦП. Остановимся на наиболее распространенных.

АЦП параллельного преобразования (прямого преобразования) обладает наивысшим быстродей-

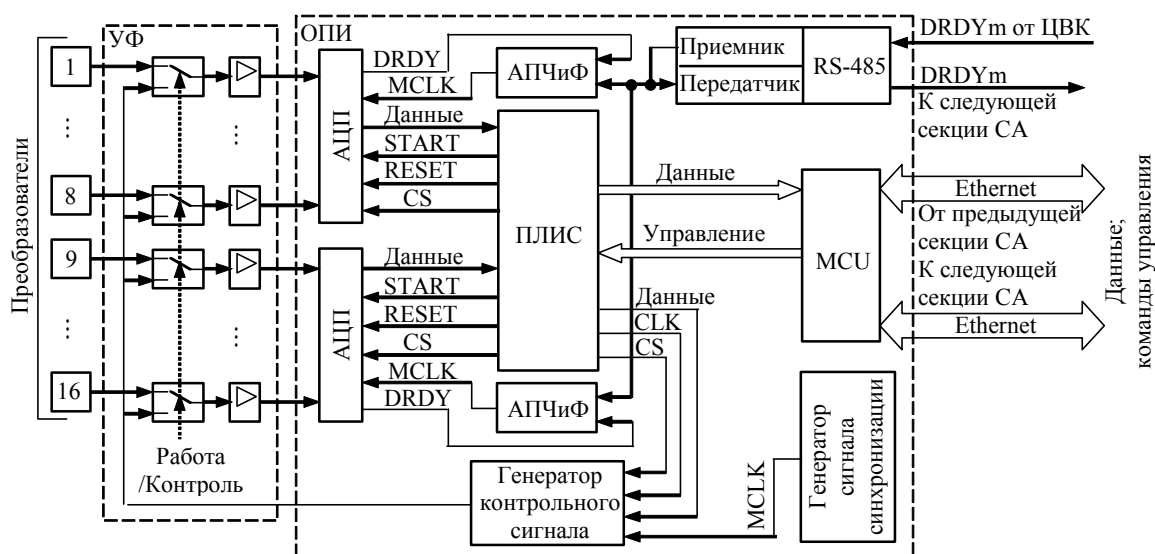


Рис. 2

ствием и самой низкой разрядностью. Так, такой АЦП фирмы "Analog Devices AD9258" [2] имеет разрядность 14 бит и быстродействие до 125 MSPS (mega samples per second – миллионов выборок в секунду). Средними показателями скорости и точности преобразования обладают АЦП последовательного приближения. К таким АЦП относится AD7641, обладающий скоростью преобразования 2 MSPS и разрядностью 18 бит. Наибольшую точность преобразования имеет дельта-сигма (ДС) АЦП или АЦП с балансировкой заряда. Данные АЦП имеют крайне скромные показатели по быстродействию, но при этом обладают самой большой точностью. Например, AD7768 имеет быстродействие 256 kSPS и разрядность 24 бит.

Для применения в гидроакустических комплексах и системах наибольшее распространение получили АЦП последовательного приближения и ДС АЦП [3] благодаря высокой точности преобразования, что является решающим фактором при построении информационно-измерительных систем.

Основываясь на описанном анализе, для оцифровки сигналов, поступающих от акустических преобразователей, был выбран 8-канальный ДС АЦП AD7768 фирмы "Analog Devices" [4]. Выбранный АЦП имеет низкий уровень шумов, разрядность 24 бит и скорость преобразования 256 kSPS. Конструктивно AD7768 выполнен в корпусе размерами 10×10 мм и имеет крайне низкое энергопотребление.

Устройство ДС АЦП (рис. 3) несколько сложнее других видов АЦП, но при этом он характеризуется наивысшей точностью преобразования. Работа данного АЦП основана на сравнении входного напряжения с напряжением, накопленным интегратором. Интегратор принимает положительные или отрицательные импульсы в соответствии с результатом сравнения. ДС АЦП представляет собой следующую систему: напряжение на выходе интегратора отслеживает входное напряжение. На выходе компаратора формируется поток бит со значениями 0 или 1, являющийся цифровым кодом отслеживаемого напряжения.

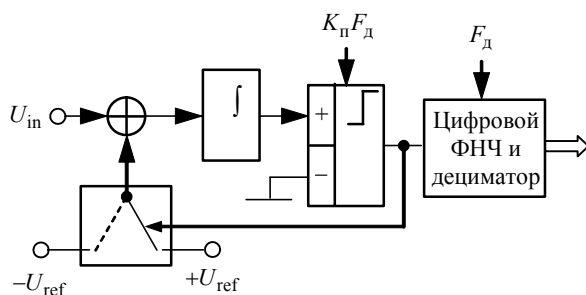


Рис. 3

Полученный поток обрабатывается цифровым фильтром (ЦФ) нижних частот (ФНЧ), в результате чего получается N -битное значение, и подвергается децимации для снижения частоты следования. Достоинствами ДС АЦП являются крайне низкий уровень собственных шумов и высокая точность преобразования.

Сбор и передача информации в распределенной многоканальной системе. При создании распределенной многоканальной системы сбора и передача информации необходимо реализовать систему синхронизации для синхронного запуска оцифровки сигналов и передачи оцифрованной информации в ЦБК. Для синхронизации нескольких АЦП фирма "Analog Devices" предлагает использовать высокочастотный сигнал CLK и сигнал сброса/запуска преобразования SYNC, которые непрерывно подаются на все АЦП. Сигнал SYNC обеспечивает обнуление ЦФ. Далее с задержкой, связанной с наполнением ЦФ информацией, АЦП начинают одновременно выдавать данные. Для накопления информации в ЦФ необходимо несколько отсчетов, вследствие чего сигнал SYNC в схеме "Analog Devices" подается только один раз после включения питания либо после сброса.

Протяженность СА составляет 8 км. На таком расстоянии необходимо учитывать время распространения высокочастотного сигнала синхронизации и возможность его поражения импульсными помехами. Рассмотренная система синхронизации чувствительна к таким помехам. АЦП, выпавшие из синхронизма, в дальнейшем будут выдавать данные со сдвигом фазы. Такая ситуация приводит к ошибке анализа полученных данных в ЦБК, поэтому необходима система слежения за работой АЦП. Для этого предлагается формировать синхронизацию с применением блоков фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и фазы. Использование ФАПЧ позволяет передавать сигнал с меньшей частотой, а также обеспечивает защиту от импульсных помех и дрожание фронта сигнала синхронизации.

В рассматриваемой СА на АЦП подаются сигналы от восьми акустических преобразователей (рис. 2). По готовности данных формируется сигнал DRDY (DATA READY). От ЦБК по витой паре с использованием ретрансляторов в каждой секции поступает сигнал DRDYm (DATA READY MASTER CLOCK). В фазовом детекторе ФД каскада ФАПЧ (рис. 4) этот сигнал сравнивается по частоте и фазе с сигналом DRDY. Напряжение на выходе ФД определяется разницей частот указанных сигналов и их сдвигом по фазе.

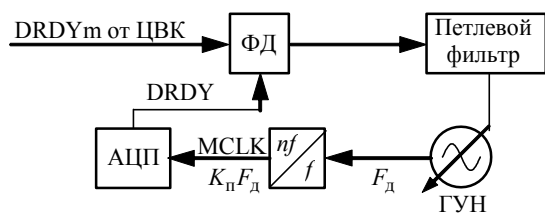


Рис. 4

Выходной сигнал ФД поступает на петлевой фильтр, воздействующий на генератор, управляемым напряжением (ГУН). Последний вырабатывает сигнал с частотой F_d . В умножителе его частота повышается в соответствии с коэффициентом передискретизации K_n , в результате формируется сигнал MCLK с частотой $K_n F_d$.

В результате регулировки частота сигнала DRDY становится равной частоте DRDYm, но при этом существует расхождение фаз, которое зависит, в частности, от колебаний температуры и питающего напряжения. Вследствие этого необходимо также включить в схему фазовый корректор, который сравнивает фазы и вводит соответствующую задержку.

После завершения преобразования данные с выходов АЦП подаются на программируемую логическую интегральную схему ПЛИС (см. рис. 2). В качестве ПЛИС предусмотрено использование микросхемы 10M04DCF256C8G семейства MAX 10 производства фирмы "Altera" [5]. Микросхемы данного семейства обладают крайне низким энергопотреблением, обеспечивают высокую производительность и размещаются в достаточно компактном корпусе, что позволяет уменьшить размеры БОПИ.

Передача данных обеспечивается стандартным интерфейсом Ethernet, который получил широкое распространение. Использование указанного интерфейса позволяет передавать данные со скоростью до 100 Мбит/с и не требует специальных средств отладки, что существенно упрощает отладку программного обеспечения и настройку аппаратуры. Для обеспечения работы рассматриваемой системы используется спецификация Ethernet 100base-TX. Передача осуществляется по двухпарной витой паре в полнодуплексном режиме для обеспечения одновременного приема и передачи данных всеми узлами системы. Для защиты от электромагнитных помех можно использовать экранированную витую пару.

Для реализации системы, работающей в реальном времени, которая должна обеспечивать непрерывный сбор информации, оптимальным выбором является протокол UDP. Данный протокол обеспечивает отправку и прием данных

сразу по готовности в отличие от протокола TCP. В протоколе TCP предусмотрена проверка каждого пакета, перезапрос и повторная отправка пакета в случае фиксации ошибки. Из-за частых перезапросов возможно перенасыщение линии информацией, что приведет к потере пакетов и невозможности повторной отправки. Поскольку используется широковещательная рассылка, такие сбои будут возникать достаточно часто. Кроме того протокол требует существенно больших аппаратных ресурсов по сравнению с UDP. Все это делает протокол UDP наилучшим выбором.

В соответствии со стандартом Ethernet размер одного пакета не должен превышать 1518 байт, а размер данных в пакете 1500 байт (см. таблицу). В протоколе UDP размер блока данных также включает: размер заголовка IP (IP Header Size – 20 байт max) и размер заголовка UDP (UDP Header – 8 байт).

Получаем, что максимальный объем данных в составе одного пакета составляет 1472 байт. Исходя из этого, для передачи производится накопление максимально допустимого объема данных, вмещающегося в один пакет, обозначенного стандартом Ethernet. Выбранный АЦП имеет разрешающую способность 24 разряда. За каждый интервал дискретизации приходит по 3 байт информации. Каждая отдельная секция имеет 16 каналов, в результате получается 48 байт за один интервал дискретизации. Получается, что для передачи пакета необходимо накопление 1440 байт. Если суммарный объем пакета будет больше, произойдет фрагментация или потеря пакета.

Для оптимизации передаваемых данных производится накопление информации для уменьшения доли служебной информации и сокращения объема передаваемых данных.

После получения оцифрованных сигналов от АЦП информация сохраняется в памяти ПЛИС с возможностью одновременного выполнения операций чтения и записи. Объем памяти выбранной ПЛИС составляет 189 Кбит. ПЛИС также выполняет управление и запуск АЦП, отвечает на команды ЦВК, реализует протокол UDP. Для управления АЦП с ПЛИС отправляется сигнал запуска преобразования (START) и сигнал сброса (RESET).

Поле	Объем, байт
Адрес получателя	6
Адрес отправителя	6
Длина/тип	2
Данные	46...1500
Контрольная сумма	4
ИТОГО	1518 max

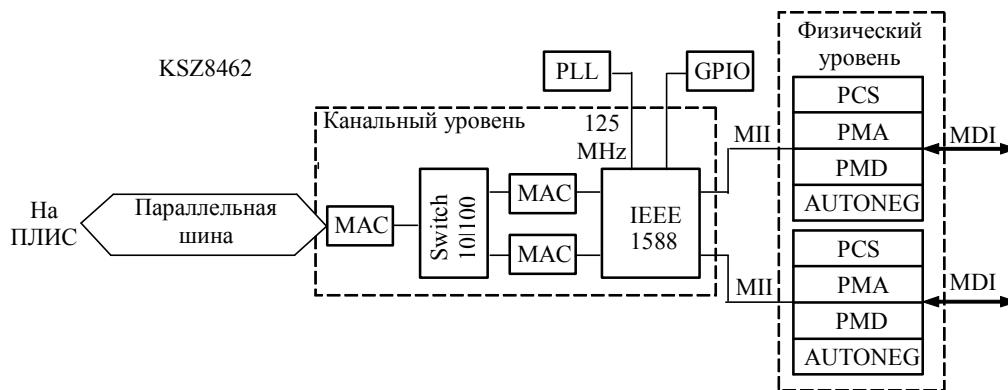


Рис. 5

Данные, накопленные ПЛИС, передаются на коммутатор Ethernet для последовательной передачи в ЦВК. В качестве коммутатора выбран микроконтроллер (МК) KSZ8462 производства фирмы "Micrel" [6] (рис. 5). Фирма "Micrel", ныне принадлежащая компании "Microchip", является одной из ведущих производителей сетевого оборудования. Выбор указанного МК определяется низким энергопотреблением 100 мА и небольшими размерами корпуса 10 × 10 мм. МК позволяет одновременно принимать и отправлять данные по двум Ethernet-портам. Первый порт используется для обмена данными с предыдущей, второй – со следующей секциями.

МК KSZ8462 состоит из двух уровней: физического и канального, связь между которыми обеспечивается независимым межсредовым интерфейсом MII (Media Independent Interface) [7], [8]. Физический уровень (Physical layer) представляет собой микросхему, предназначенную для подключения к среде передачи через интерфейс MDI (Medium Dependent Interface). Физический уровень содержит следующие подуровни:

- подуровень кодирования PCS (Physical Coding Sublayer) (4b/5b (100base TX), использующий метод физического кодирования MLT-3 (многоуровневая передача);
- подуровень физического соединения PMA (Physical Medium Attachment, обеспечивающий преобразование группы кодов в поток бит и синхронизацию приема/передачи;
- подуровень зависимости физической среды PMD (Physical Medium Dependent), определяющий аппаратные компоненты, обеспечивающие создание физических соединений между станциями;
- подуровень согласования скорости передачи AUTONEG (Auto-Negotiation).

Канальный уровень предназначен для передачи данных узлам, находящимся в том же сегмен-

те, и включает: драйвер управления логической связью LLC (Logical Line Control), который обеспечивает управление логической связью и проверку правильности передачи информации, и драйвер MAC (Media Accesses Controller), управляющий доступом к среде. Связь между уровнями осуществляется независимым межсредовым интерфейсом MII и подуровнем согласования.

Связь со средой передачи данных (витой парой) осуществляется с использованием интерфейса MDI (Medium Dependent Interface).

Связь между ПЛИС и Ethernet-контроллером организуется по параллельной шине, имеющей 2 режима работы: 8 и 16 бит. Режим выбирается установкой бита на входе "НА" в состояние лог. 0 для работы в 8-битовом и лог. 1 для работы в 16-битовом режимах. Данные поступают на шину SD (16 или 8 бит), которая может работать как на чтение, так и на запись. Переключение между режимами чтения/записи выполняется сигналами на входах RD и WR соответственно. Максимальная скорость обмена между контроллером и ПЛИС не превышает 320 Мбит/с.

Выводы. В настоящей статье предложена реализация системы сбора и обработки СА большой протяженности. Обоснована возможность создания БАПО с использованием конкретных микросхем, который обеспечит посекционный синхронный сбор данных. Построены структурная и функциональная схемы БАПО СА. Рассмотрено применение протокола UDP стандарта Ethernet 100base-TX как наиболее перспективного. Предложенный вариант реализации синхронизации с применением блоков ФАПЧ позволяет передавать сигнал с меньшей частотой, что снижает влияние помех.

Работоспособность модуля будет проверена в процессе стендовых испытаний после изготовления печатных плат.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кузнецов В. М., Шехтман Г. А., Череповский А. В. Методика наблюдений в многоволновой сейсморазведке // Технологии сейсморазведки. 2013. № 2. С. 37–59.
2. URL: www.analog.com/ru/products/analog-to-digital-converters.html (дата обращения: 05.09.2017).
3. Рыжиков А. В., Барсуков Ю. В. Системы и средства обработки сигналов в гидроакустике: учеб. пособие. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2007. 144 с.
4. 8-/4-Channel, 24-Bit, Simultaneous Sampling ADCs with Power Scaling, 110.8 kHz BW. AD7768-7768-4. URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7768.pdf> (дата обращения: 28.02.2018)

5. MAX 10 FPGA Device Overview. URL: www.altera.com (дата обращения: 10.09.17)
6. KSZ8462HL/KSZ8462FHL IEEE 1588 Precision Time Protocol-Enabled Two-Port 10/100Mb/s Ethernet Switch with 8 or 16 Bit Host Interface. URL: www.microchip.com (дата обращения: 15.09.17)
7. Куин Л., Рассел Р. Fast Ethernet. Киев: BHV, 1998. 448 с.
8. Олифер В., Олифер Н. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. 4-е изд. СПб.: Питер, 2010. 944 с.

Статья поступила в редакцию 31 октября 2017 г.

Володин Александр Дмитриевич – бакалавр (2012) по специальности "Морские информационные системы", инженер АО «Концерн "Океанприбор"». Автор трех научных работ. Сфера научных интересов – разработка цифровых систем передачи информации.
E-mail: sasha.volodin94@gmail.com

Ефименко Александр Леонидович – дипломированный специалист по направлению "Информационно-измерительная техника и технологии" (2007, Балтийский государственный технический университет "Военмех" им. Д. Ф. Устинова), ведущий инженер АО «Концерн "Океанприбор"». Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – проектирование систем обработки и передачи информации.
E-mail: aleks99979@bk.ru

Горлин Александр Викторович – кандидат технических наук (1979), старший научный сотрудник АО «Концерн "Океанприбор"». Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – малосильное электронное приборостроение.
E-mail: Gorlin.a.v.@gmail.com

Кузьмин Денис Александрович – дипломированный специалист по направлению "Проектирование и технология радиоэлектронных средств" (2003, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), заместитель начальника НИО ПО АО «Концерн "Океанприбор"». Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – разработка электроники.
E-mail: gaspurucho@mail.ru

REFERENCES

1. Kuznetsov V. M., Shekhtman G. A., Cherepovskii A. V. Observation Seismic Technologies. *Tekhnologii seismorazvedki* [Seismic Technologies]. 2013, no. 2, pp. 37–59. (In Russian)
2. Available at: www.analog.com/ru/products/analog-to-digital-converters.html (accessed: 05.09.2017).
3. Ryzhikov A. V., Barsukov Yu. V. *Sistemy i sredstva obrabotki signalov v gidroakustike: Ucheb. posobie* [Systems and Means of Signal Processing in Hydro acoustics] SPb, Izd-vo SPbGETU "LETI", 2007, 144 p. (In Russian)
4. 8-/4-Channel, 24-Bit, Simultaneous Sampling ADCs with Power Scaling, 110.8 kHz BW. AD7768-7768-4. Available at: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD7768.pdf> (accessed: 28.02.2018).

5. MAX 10 FPGA Device Overview. Available at: www.altera.com (accessed: 10.09.17).
6. KSZ8462HL/KSZ8462FHL IEEE 1588 Precision Time Protocol-Enabled Two-Port 10/100Mb/s Ethernet Switch with 8 or 16 Bit Host Interface. Available at: www.microchip.com (accessed: 15.09.17).
7. Quinn L., Russell R. Fast Ethernet. New York, John Wiley and Sons, 1997, 417 p.
8. Olifer V., Olifer N. *Komp'yuternye seti. Printsipy, tekhnologii, protokoly*. 4-e izd. [Computer networks. Principles, technologies, protocols]. SPb, Piter, 2010, 944 p. (In Russian)

Received October, 31, 2017

Aleksandr D. Volodin – Bachelor of Science (2012) in Sea Information Systems of Russian State Hydrometeorological University, Engineer (2016) for JSC «Concern "Oceanpribor"». The author of 3 scientific publications. Area of expertise: development of digital information transmission systems.
E-mail: sasha.volodin94@gmail.com

Aleksandr L. Efimenko – Engineer in Information Measurement Engineering and Technology of BSTU "VOENMECH" n. a. Ustinov, Leading Engineer for JSC «Concern "Oceanpribor"». The author of 5 scientific publications. Area of expertise: information processing and transmission system engineering.
E-mail: aleks99979@bk.ru

Aleksandr V. Gorlin – Ph.D. in Engineering (1979), Senior Research Officer (1980) for JSC «Concern "Oceanpribor"». The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: low-power electronic instrument engineering.

E-mail: Gorlin.a.v.@gmail.com

Denis A. Kuzmin – Engineer (2003) in Design and Technology of Radioelectronic Facilities of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Deputy Chief of Department of JSC "Concern "Oceanpribor". The author of 5 scientific publications. Area of expertise: electronics engineering.

E-mail: gaspurucho@mail.ru

УДК 621.396.677.51

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

Предельные характеристики согласования приемных рамочных антенн с помощью нефостеровских цепей¹

Аннотация. Исследуются предельные характеристики согласования электрически малоразмерной рамочной антенны с помощью простейшей нефостеровской цепи – отрицательной индуктивности. Рассмотрены различные варианты включения отрицательной индуктивности в структуру рамочной антенны. Получено аналитическое предельное соотношение для рабочей полосы частот рамочной антенны при включении отрицательной индуктивности в разрыв проводника рамки. Показано, что для практической реализации наиболее удобной является схема с включением отрицательной индуктивности между проводящей плоскостью и свободным выводом рамки. При таком включении нефостеровского элемента существует небольшой проигрыш в ширине рабочей полосы частот по сравнению с включением этой индуктивности в разрыв проводящей плоскости рамки, однако в 2 раза выше наводимая в рамке ЭДС. Получено интегральное выражение для максимальной полосы согласования рамочной антенны при включении отрицательной индуктивности у заземленного вывода, интеграл в котором вычислялся численно для различных добротностей рамочной антенны и соотношений между резонансной частотой рамки и рабочим диапазоном частот. Полученные результаты подобны ограничению Фано–Юлы для пассивных согласующих цепей.

Ключевые слова: согласование, добротность, электрически малая антенна, нефостеровские элементы, конвертор отрицательного импеданса

Для цитирования: Головков А. А., Можаяева Е. И. Предельные характеристики согласования приемных рамочных антенн с помощью нефостеровских цепей // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 1. С. 32–37.

A. A. Golovkov, E. I. Mozhaeva
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

Limiting Characteristics for Receiving Small Size Frame Antenna Matching Using Converter Negative Impedance

Abstract. The limiting characteristics of electrically small-sized loop antenna matching by means of non-Foster's negative inductance are studied. Various options for including negative inductance in frame antenna structure are considered. The analytical limit expression for the operating frequency band of the small-sized loop antenna with the inclusion of negative inductance in the gap of the conductor frame is obtained. It is shown that for practical implementation the most convenient is the scheme with the inclusion of negative inductance between the conducting plane and the free output of the frame. Such inclusion of negative inductance causes small loss in width of the working frequency band compared with the inclusion of this inductance in the gap of the frame conductive plane, but EMF induced in the frame is twice as large. An integral expression is obtained for the maximum band matching of the small-sized loop antenna with the inclusion of negative inductance in grounded output, the integral in which is calculated numerically for various small-sized loop antenna quality factor and ratios between resonant frequency of the frame and operating frequency range. The results obtained are similar to Fano-Yula restriction for passive matching chains.

Key words: Matcging, Q-factor, Electrically Small Antenna, Non-Foster Elements, Negative Impedance Converter

For citation: Golovkov A. A., Mozhaeva E. I. Limiting Characteristics for Receiving Small Size Frame Antenna Matching Using Converter Negative Impedance. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 1, pp. 32–37. (In Russian)

Введение. Нефостеровские согласующие цепи с отрицательными реактивными элементами на основе конверторов отрицательного импеданса (КОИ) широко используются для согласования

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

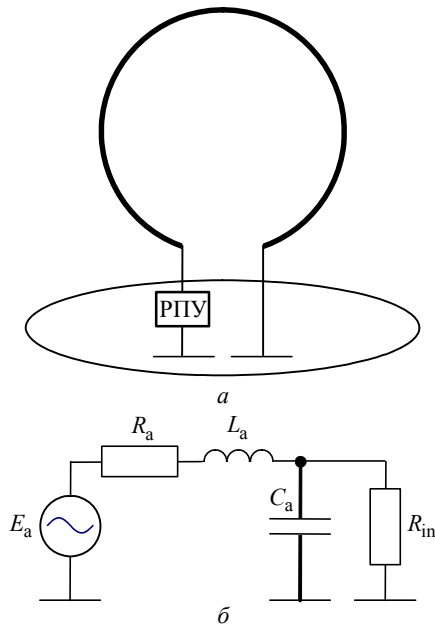


Рис. 1

штыревых электрически малоразмерных антенн (ЭМА) [1]–[4] монопольного или дипольного типа (TM₁₀ mode). В [3], [4] найдены соотношения для предельных полос пропускания штыревой ЭМА, согласованных с помощью КОИ, подобные соотношениям Фано–Юлы для согласования антенн этого типа с помощью пассивных реактивных (фостеровских) элементов [5]. Представляет интерес найти подобные соотношения и для согласования нефостеровскими цепями антенн рамочного типа (TE₁₀ mode).

Типичная структура приемной рамочной антенны показана на рис. 1, а, а эквивалентная схема ее входного импеданса на частотах до первого параллельного резонанса [5] – на рис. 1, б, где РПУ – радиоприемное устройство; E_a – ЭДС в антенне; R_a , L_a , C_a – эквивалентные активное сопротивление, индуктивность и емкость рамочной антенны соответственно; R_{in} – входное сопротивление РПУ.

Вещественная часть входного сопротивления рамочной ЭМА определяется соотношением [5]:

$$R_a \approx \frac{\sqrt{\mu_0/\varepsilon_0}}{6\pi} \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right)^4 (nS_p)^2, \quad (1)$$

где μ_0 , ε_0 – магнитная и диэлектрическая проницаемости свободного пространства ($\sqrt{\mu_0/\varepsilon_0} \approx 367.7$ Ом); λ – длина волны; n – число витков рамки; S_p – площадь рамки.

Добротность импеданса рамочной ЭМА на частоте параллельного резонанса ω_p

$$Q \approx \omega_p L_a / R_a = (\omega_p C_a R_a)^{-1}$$

обычно достаточно велика ($Q > 10$).

Возможные схемы согласования рамочных ЭМА с помощью КОИ. Классическая схема согласования рамочной антенны включает 2 каскадно включенных КОИ, реализующих отрицательный параллельно включенный конденсатор и последовательно включенную отрицательную индуктивность, а также трансформатор сопротивления для преобразования сопротивления R_a к входному сопротивлению приемника R_{in} . Практическая реализация этой схемы затруднительна и как правило приводит к самовозбуждению из-за неустойчивости КОИ с плавающим потенциалом и к увеличению уровня шумов на входе приемного устройства. Альтернативой является использование единственного более устойчивого заземленного КОИ, реализующего функцию отрицательной индуктивности, и трансформатора сопротивления. При использовании указанного КОИ отрицательная индуктивность может быть включена либо в разрыв проводника рамки (рис. 2, а), либо у заземленного ее конца (рис. 2, в).

Характеристики согласования антенн более удобно исследовать в режиме передачи [5], поэтому, используя принцип взаимности передающей и приемной антенн в изотропной среде, определим предельные характеристики согласования антенны с помощью КОИ в режиме передачи радиосигнала от высокочастотного генератора E_r с внутренним сопротивлением $R_i = R_{in}$.

Предельные соотношения для половинной рамки с отрицательной индуктивностью. Первый случай включения отрицательной индуктивности в ЭМА исследован в [6]. Поскольку КОИ с плавающим потенциалом обычно нестабилен, то рамку разделяют по диаметру проводящей плоскостью и включают отрицательную индуктивность между этой плоскостью и половинным проводником рамки, преобразуя систему к схеме на рис. 2, б. В этом случае в широком диапазоне частот диаграмма направленности соответствует диаграмме направленности полной одиночной рамки, в то время как при отсутствии отрицательной индуктивности форма диаграммы половинной рамки над проводящей плоскостью существенно искажается [6]. В [6] показано, что отрицательная индуктивность значительно расширяет рабочий диапазон частот рамочной ЭМА, определенный по заданному значению входного коэффи-

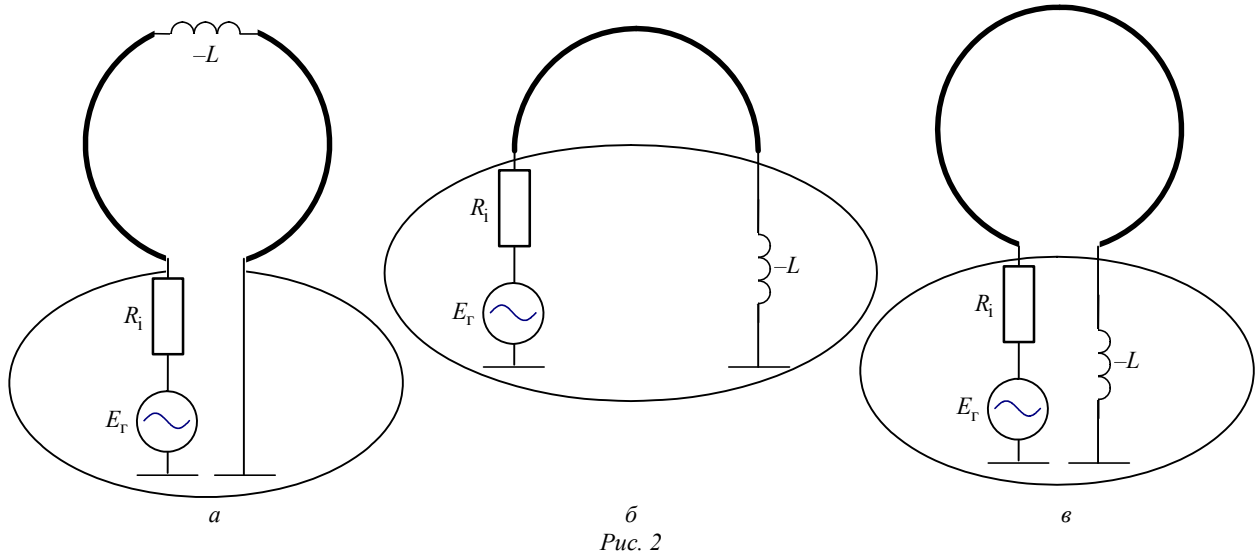


Рис. 2

циента отражения. Однако при построении ЭМА с отрицательной индуктивностью по рис. 2, б в 2 раза уменьшается площадь рамки и наводимая в рамке ЭДС, а значит, в 4 раза снижается значение R_a (1). Кроме того при работе рамочной антенны на частотах коротковолнового диапазона размеры проводящей плоскости должны быть достаточно велики.

Эквивалентная схема согласования входного импеданса рамочной антенны с КОИ, выполненной по рис. 2, б, представлена на рис. 3, а, где R_i – выходное сопротивление генератора; $K = \sqrt{R_i/R_a}$ – коэффициент трансформации сопротивлений; Z_a – комплексное сопротивление рамки с КОИ; L – абсолютное значение индуктивности КОИ. При идеальном КОИ индуктивность половинной рамки $L_a/2$ будет полностью скомпенсирована отрицательной индуктивностью КОИ $-L$ в широкой полосе частот и эквивалентная рамке цепь может быть приведена к схеме на рис. 3, б. Для этого случая предельные характеристики согласования рамочной антенны определяются известной форму-

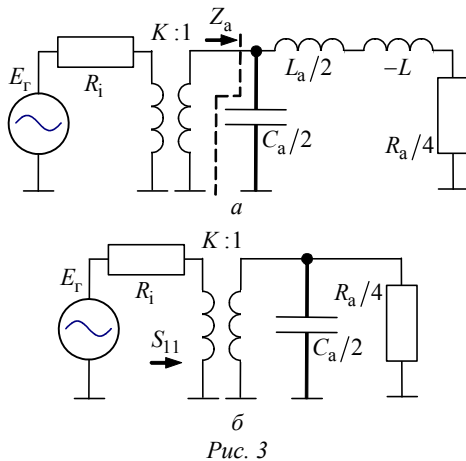


Рис. 3

лой Фано [7] для параллельного соединения конденсатора $C_a/2$ и резистора $R_a/4$:

$$[S_{11}]_{\min} \geq e^{-\pi/Q}; \quad Q = \frac{\Delta\omega C_a R_a}{8},$$

где $\Delta\omega$ – рабочая полоса частот антенны.

Предельные соотношения для полной рамки с отрицательной индуктивностью. На практике более удобно использовать включение согласующей отрицательной индуктивности у заземленного конца полной рамки, как показано на рис. 2, в. Эквивалентная схема входного импеданса такой рамки показана на рис. 4.

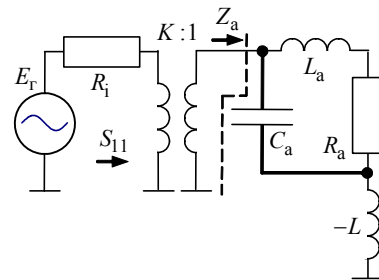


Рис. 4

Выражение для входного сопротивления антенны с индуктивным КОИ у заземленного конца имеет вид

$$\begin{aligned}
 Z_a(\Omega) = R_a \left\{ 1 - j\Omega \left[\frac{1}{Q} \left(1 + \Omega^2 \frac{L}{L_a} \right) - \right. \right. \\
 \left. \left. - Q(1 - \Omega^2) \left(1 - \frac{L}{L_a} + \Omega^2 \frac{L}{L_a} \right) \right] \right\} \times \\
 \times \left[\left(\frac{\Omega}{Q} \right)^2 + (1 - \Omega^2)^2 \right]^{-1}, \quad (2)
 \end{aligned}$$

где $\Omega = \omega/\omega_p$ – относительная частота;

$$Q = \omega_p L_a / R_a = (\omega_p C_a R_a)^{-1}$$

– добротность рамочной антенны на частоте параллельного резонанса ($\omega_p = (L_a C_a)^{-1/2}$ – частота параллельного резонанса рамки).

В случае включения отрицательной индуктивности у заземленного конца рамки полная компенсация реактивного сопротивления последней может быть достигнута лишь на одной частоте $\Omega_0 = \omega_0 / \omega_p \leq 1$.

Частоте Ω_0 соответствует абсолютное значение отрицательной индуктивности КОИ L , которое определяется из (2) решением уравнения

$$(1 - \Omega_0^2) \left[1 - \frac{L}{L_a} (1 - \Omega_0^2) \right] - \frac{1}{Q^2} \left(1 + \Omega_0^2 \frac{L}{L_a} \right) = 0. \quad (3)$$

Решив (3), получим значение индуктивности КОИ, компенсирующей реактивность рамочной антенны на частоте Ω_0 :

$$\frac{L}{L_a} = \frac{1}{1 - \Omega_0^2} - \frac{1}{Q^2 (1 - \Omega_0^2)} \approx \frac{1}{1 - \Omega_0^2}. \quad (4)$$

С учетом (2) и (4) получим выражение для квадрата модуля коэффициента отражения на входе генератора:

$$|S_{11}(\Omega)|^2 = \frac{|Z_a - R_i|^2}{|Z_a + R_i|^2} = \frac{N(\Omega, \Omega_0, r, Q)}{D(\Omega, \Omega_0, r, Q)},$$

где

$$\begin{aligned} N(\Omega, \Omega_0, r, Q) &= [1 - rA(\Omega, Q)]^2 + \\ &+ [\Omega Q / (1 - \Omega_0^2)]^2 B^2(\Omega, \Omega_0, Q); \\ D(\Omega, \Omega_0, r, Q) &= [1 + rA(\Omega, Q)]^2 + \\ &+ [\Omega Q / (1 - \Omega_0^2)]^2 B^2(\Omega, \Omega_0, Q); \\ r &= R_i / R_a, \end{aligned}$$

причем $A(\Omega, Q) = (1 - \Omega^2)^2 + \Omega^2 / Q^2$;

$$B(\Omega, \Omega_0, Q) = (\Omega^2 - \Omega_0^2)(1 - \Omega^2) - 1 / Q^2.$$

Запишем интегральное соотношение, определяющее предельный коэффициент отражения во входной цепи приемника с рамочной антенной, согласованной с помощью заземленного КОИ, реализующего функцию отрицательной индуктивности:

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} \ln \frac{1}{|S_{11}(\omega)|^2} d\omega &= 2 \int_0^{\infty} \ln \frac{1}{|S_{11}(\omega)|^2} d\omega = \\ &= 2\omega_p \int_0^{\infty} \ln \frac{1}{|S_{11}(\Omega)|^2} d\Omega = 2\omega_p J(r, Q, \Omega_0), \end{aligned} \quad (5)$$

где $J(r, Q, \Omega_0) = \int_0^{\infty} \ln \frac{1}{|S_{11}(\Omega)|^2} d\Omega$ может быть

найден численно для различных значений r, Q, Ω_0 .

На практике обычно требуется постоянное и минимальное значение $|S_{11}|$ в рабочей полосе частот антенны $\omega_b \dots \omega_n$ и равенство $|S_{11}(\omega)| = 1$ на всех остальных частотах. С учетом этих ограничений (5) преобразуется к виду

$$-4 \int_{\omega_b}^{\omega_n} \ln |S_{11}| d\omega = 2\omega_p J(r, Q, \Omega_0)$$

или $(\omega_b - \omega_n) \ln |S_{11}| = -(\omega_p / 2) J(r, Q, \Omega_0)$.

Запишем последнее выражение в более привычной для практического применения форме:

$$|S_{11}| \geq e^{-\frac{J(r, Q, \Omega_0)}{2(\Omega_b - \Omega_n)}}, \quad (6)$$

где $\Omega_b = \omega_b / \omega_p$; $\Omega_n = \omega_n / \omega_p$ – относительные верхняя и нижняя частоты рабочего диапазона антенны соответственно.

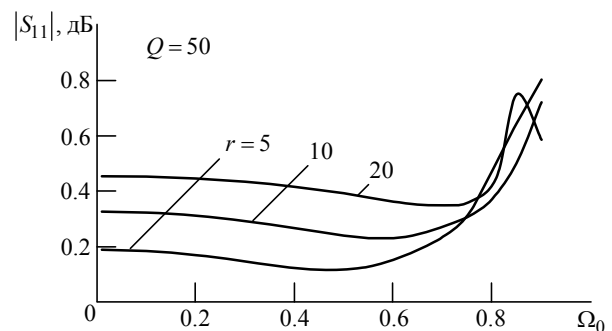
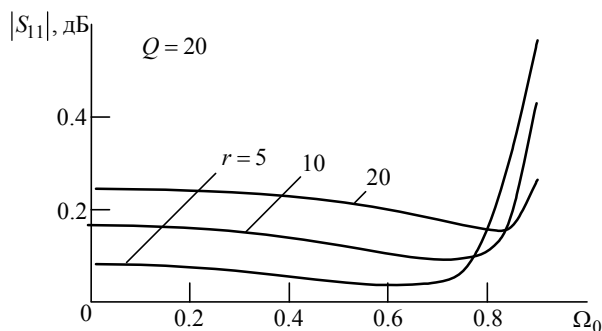
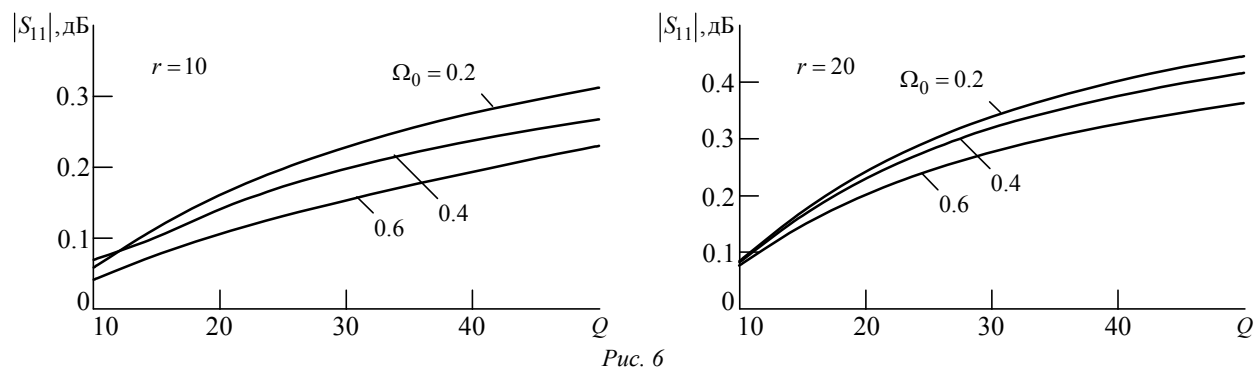


Рис. 5



Выражение (6) представляет собой искомое предельное соотношение, связывающее рабочий диапазон частот $\omega_B \dots \omega_H$ и модуль коэффициента отражения $|S_{11}|$ для рамочной ЭМА, согласованной с помощью отрицательной индуктивности, подключенной между выводом рамки и землей (см. рис. 2, в).

Результаты расчетов по (6) в рабочем диапазоне частот $f_H = 100$ МГц и $f_B = 130$ МГц представлены на рис. 5 и 6. На рис. 5 показаны частотные зависимости $|S_{11}| = f(\Omega)$ при различных значениях r , Q . На рис. 6 представлены зависимости модуля коэффициента отражения от добротности

$|S_{11}| = f(Q)$ при различных значениях r на нескольких частотах внутри рабочего диапазона.

Заключение. В настоящей статье приведены результаты исследования согласования рамочной ЭМА нефостеровской индуктивностью, включенной у заземленного вывода рамки (см. рис. 2, в). Проанализированы частотные зависимости коэффициента отражения рамочной антенны и получено предельное ограничение для полосы пропускания, связывающее параметры рамочной антенны, согласованной с помощью индуктивного КОИ, с рабочим диапазоном частот и коэффициентом отражения на входе.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Sussman-Fort S. E., Rudish R. V. Non-Foster Impedance Matching of Electrically-Small Antennas // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 2009. Vol. AP-57. P. 2230–2241.
2. Keum-Su Song, Rojas R. G. Non-Foster Impedance Matching of Electrically Small Antenna // IEEE Intern. Symp. on Antennas and Propagation and CNC/USNC/URSI National Radio Science Meeting, Toronto, Ontario, Canada, July 11–17, 2010. IEEE Trans. on Ant. and Prop. S/URSI. 2010. P. 215–402.
3. Bandwidth Limitations of Dipoles Matched with non-Foster Impedances / M. Hirvonen, A. Hujanen, J. Holmberg, J. C.-E. Sten // Proc. of Europ. Conf. on Antennas Propa-

gat., EUCAP 2007, 6–10 Nov. 2007. URL: <https://aaltodoc.aalto.fi/bitstream/handle/123456789/3017/article3.pdf> (дата обращения: 20.02.2018).

4. Головкин А. А., Можаяева Е. И. Ограничение полосы согласования приемных штыревых антенн нефостеровскими цепями // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2016. № 2. С. 59–63.
5. John Dr., Volakis L. Antenna Engineering. Handbook. New York: McGraw-Hill, 2007. 1755 p.
6. Aberle J. T. Two-Port Representation of an Antenna with Application to Non-Foster Matching Network // IEEE Trans. on Ant. and Prop. 2008. Vol. AP-56, № 5. P. 1218–1222.

Статья поступила в редакцию 05 декабря 2017 г.

Головкин Александр Алексеевич – доктор технических наук (1993), профессор (1995) кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 126 научных работ, 49 авторских свидетельств и патентов. Сфера научных интересов – СВЧ-техника; антенны.
E-mail: algol110843@yandex.ru

Можаяева Екатерина Игоревна – магистр по направлению "Радиотехника" (2017), аспирантка кафедры радиоэлектронных средств Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 10 научных публикаций. Сфера научных интересов – СВЧ-техника; антенны.
E-mail: kolychka-kate@rambler.ru

REFERENCES

1. Sussman-Fort S. E., Rudish R. V. Non-Foster Impedance Matching of Electrically-Small Antennas, IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2009, vol. 57, pp. 2230-2241.
2. Keum-Su Song, Roberto G. Rojas. Non-Foster Impedance Matching of Electrically Small Antennas. 2010 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and CNC/USNC/URSI National Radio Science Meeting, Toronto, Ontario, Canada, July 11–17.
3. Hirvonen M., Hujanen A., Holmberg J., Carl-Erik Sten J. Bandwidth Limitation of Dipoles Matched with non-Foster Impedances, Proceedings of European Conference on Antennas Propagation, EUCAP 2007, Nov. 2007, 5 p.
4. Golovkov A. A., Mozhaeva E. I. Bandwidth Limitations Matching of Electrically-Small Whip Antennas with Non-Foster Network. *Izvestija SPb GETU «LETI»* [Proceedings of Saint Petersburg Electrotechnical University]. 2016, no. 2, p. 59–63. (In Russian)
5. Dr. John, Volakis L. Antenna Engineering. Handbook. McGraw-Hill, 2007, p.1755.
6. Aberle J. T. Two-Port Representation of an Antenna with Application to Non-Foster Matching Network. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. May 2008, vol. 56, pp. 1218–1222.

Received December, 05, 2017

Aleksander A. Golovkov – D.Sc. in Engineering (1993), Professor (1995) of the Department of Radio Electronic Facilities of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 126 scientific publications, 49 copyright certificates and patents. Area of expertise: microwave and theory of antennas.
E-mail: algol110843@yandex.ru

Ekaterina I. Mozhaeva – Master's Degree in Radio Engineering (2017), postgraduate student of the Department of Radio Electronic Facilities of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 10 scientific publications. Area of expertise: microwave and theory of antennas.
E-mail: kolychka-kate@rambler.ru

УДК 621.396.67

В. В. Никитин, А. Д. Французов
ООО «Научно-производственное предприятие
"Цифровые радиотехнические системы"»
Шкиперский проток, д.14, к.1, Санкт-Петербург, 199106, Россия

Синтез конструкции антенной решетки

Аннотация. Впервые поставлена и решена задача синтеза конструкции линейной антенны, состоящей из антенной решетки (АР) и делителя мощности (ДМ). Методом парциальных диаграмм направленности (ДН) синтезированы вертикальные всенаправленные в азимутальной плоскости АР с косекансной формой ДН в вертикальной плоскости. ДМ сигнала типа "дерево" сформирован на базе делителей на 2 направления. Предложен итерационный процесс формирования оптимального делителя с учетом взаимного влияния излучателей и ДМ на базе матриц рассеяния. Результаты синтеза показывают быструю сходимость процесса при оптимальных полученных параметрах системы АР-ДМ.

Ключевые слова: синтез линейных антенных решеток, косекансная диаграмма направленности, делитель сигнала, итерационный процесс формирования делителя, матрицы рассеяния

Для цитирования: Никитин В. В., Французов А. Д. Синтез конструкции антенной решетки // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 1. С. 38–42.

V. V. Nikitin, A. D. Frantsuzov
LLC «RPE "Digital Radio Equipment Systems"»
14/1, Shkipersky Canal, 199106, St. Petersburg, Russia

Antenna Array Construction Synthesis

Abstract. The problem of linear antenna construction synthesis is first formulated and solved. Linear antenna consists of antenna array (AR) and power divider (PD). Linear omnidirectional AR with cosecant pattern is synthesized using partial-beam method. Beam-forming scheme for this antenna is based on two directional unequal splitters. The article proposes iterative method considering AR and beam-forming scheme mutual effect in terms of scattering matrix. Synthesis results demonstrate rapid convergence of the process and provide optimal pattern.

Key words: Linear Antenna Array Synthesis, Cosecant Pattern, Beam-Forming Scheme, Iterative Process Beam-Forming Scheme Synthesis, Scattering Matrix

For citation: Nikitin V. V., Frantsuzov A. D. Antenna Array Construction Synthesis. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 1, pp. 38–42. (In Russian)

Введение. Антенны с косекансной диаграммой направленности (ДН) широко распространены в системах радионавигации самолетов. Метод парциальных ДН [1], [2] позволяет синтезировать ДН с любой наперед заданной точностью.

Для синтеза конструкции линейной антенной решетки (АР) необходимо синтезировать как собственно ее конструкцию, так и делитель мощности (ДМ). В настоящей статье впервые поставлена и решена задача синтеза конструкции линейной антенны, состоящей из АР и ДМ.

Постановка задачи. Для реализации оптимальной конструкции линейной вертикальной антенны целесообразно применить всенаправленную антенную систему [3], состоящую из шестигранной полой колонны 1, двух плоских экранов 2, расположенных вдоль всей колонны, и 12

сдвоенных конформных излучателей 3 (рис. 1). Количество излучателей выбрано исходя из оптимальной длины антенны [2].

Общая ширина экранов, разделяющих сдвоенные излучатели, составляет $W = 0.44\lambda$, где λ – средняя длина волны рабочего диапазона. Расстояние между плоскими гранями сдвоенных конформных излучателей $b = 0.38\lambda$. Шаг излучателей вдоль колонны $S = 0.56\lambda$.

На рис. 2 показаны косекансные ДН в вертикальной плоскости: заданная $F_{\text{зад}}(\theta)$, синтезированная на 12 излучателях $F_c(\theta)$ и реализованная на 12 выбранных излучателях АР $F(\theta)$, где θ – текущий угол отсчета, отсчитываемый от вертикали.

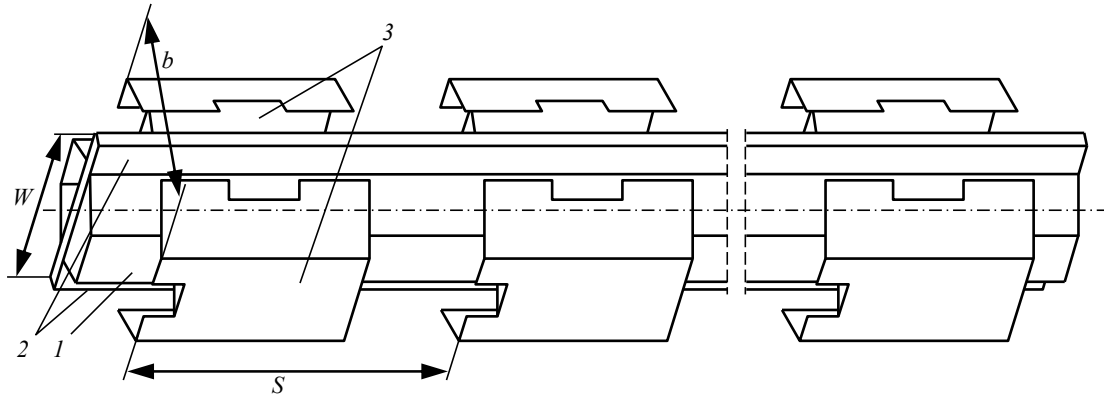


Рис. 1

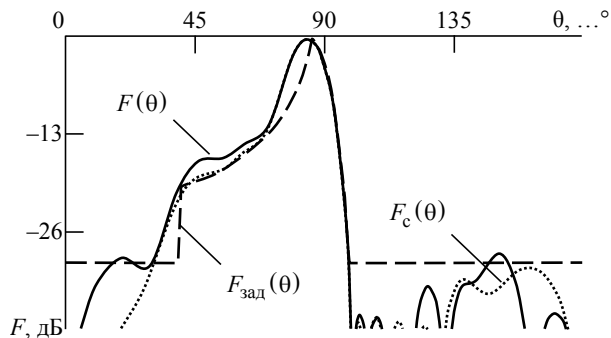


Рис. 2

Параметры синтезированной и реализованной ДН приведены в табл. 1, где D_m – коэффициент направленного действия (КНД); $2\theta_{0.5}$ – ширина главного лепестка на уровне половинной мощности; $F_\Sigma(90^\circ)$ – уровень ДН вдоль Земли; $S(-6 \text{ дБ})$ – крутизна ДН в направлении Земли на уровне -6 дБ ; $q_{\text{бок}}$ – максимальный уровень боковых лепестков в направлении Земли. Как видно из табл. 1, выбранная модель АР позволяет с хорошей точностью реализовать синтезированную ДН.

Таблица 1

ДН	D_m , дБ	$2\theta_{0.5}$, ...°	$F_\Sigma(90^\circ)$, дБ	$S(-6 \text{ дБ})$, дБ/...°	$q_{\text{бок}}$, дБ
F_c	9.58	11.39	-3.35	1.73	30.7
F	9.55	11.40	-3.52	1.65	28.8

Синтезированное амплитудно-фазовое распределение (АФР) токов в излучателях приведено в табл. 2, где n – номер удвоенного конформного излучателя, считая сверху; I_n/I_{max} – нормированное значение амплитуды тока возбуждения излучателя; ψ_n – фаза тока возбуждения.

Таблица 2

n	I_n/I_{max}	$\psi_n, \dots^\circ$	n	I_n/I_{max}	$\psi_n, \dots^\circ$
1, 12	0.093	-94.5, 94.5	4, 9	0.468	-52.7, 52.7
2, 11	0.159	-86.6, 86.6	5, 8	0.578	-45.0, 45.0
3, 10	0.308	-73.6, 73.6	6, 7	1.0	-22.9, 22.9

Для формирования синтезированного амплитудно-фазового распределения, приведенного в табл. 2, конструируется ДМ.

Делитель сигнала, размещаемый между двумя плоскими экранами 2 (рис. 1), формируется по симметричной полосковой схеме типа "дерево" (рис. 3). Делитель состоит из 11 согласованных разветвителей с неравным делением сигнала. Для деления сигнала на 2 парных конформных излучателя в каждом выходе делителя на 12 включается согласованный тройник с равным делением мощности. В принятой схеме деления коэффициенты деления по мощности тройников соответствуют следующему ряду, считая от первого (двенадцатого) к шестому (седьмому) излучателю: 1/2.92; 1/2.76; 1/1.69; 1.04/1; 1/1.46. Центральный тройник делит сигнал поровну.

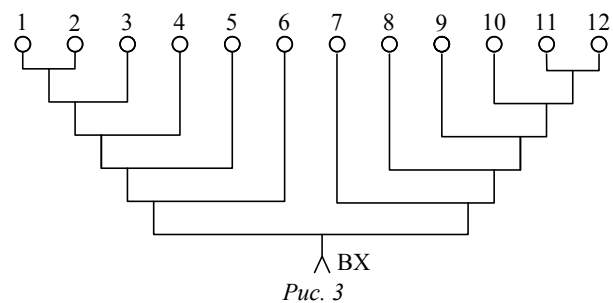


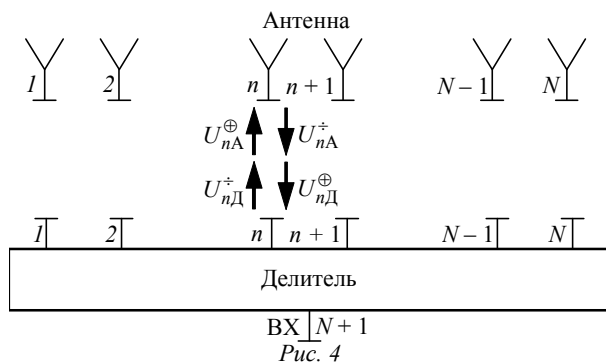
Рис. 3

Указанные коэффициенты деления мощности в делителях на 2 направления не учитывают взаимного влияния излучателей, а также взаимодействие между излучателями и схемой ДМ. В настоящей статье впервые поставлена и решена задача синтеза оптимального ДМ для выбранной оптимальной АР.

Формулировка метода оптимизации ДМ.

На рис. 4 показана схема подключения N излучателей, формирующих линейную АР, к делителю сигнала на N выходов.

На схеме условно показаны напряжения падающих и отраженных волн на n -м входе АР и ДМ. Стрелками показано направление распро-



странения волн. Волна $U_{nA}^{\oplus}$ падает на вход n -го излучателя, а волна $U_{nA}^{\ominus}$ отражается от его входа. На n -м входе ДМ, присоединенном к n -му входу АР, также формируются две волны: падающая – $U_{nD}^{\oplus}$ и отраженная $U_{nD}^{\ominus}$. Нетрудно понять, что отраженная от АР волна равна по амплитуде и по фазе волне, падающей на ДМ, а падающая на АР волна равна волне, отраженной от ДМ.

Если излучатели идеально согласованы и коэффициенты связи между излучателями равны нулю, присоединение АР к ДМ не изменяет АФР антенны. При этом АФР токов в АР составляет $I_{nA} = (U_{nA}^{\oplus} / R_A)$, где R_A – входное сопротивление излучателя, и формируется синтезированная ДН антенны.

В реальном случае согласование излучателей неидеально и существует связь между соседними излучателями АР. В результате при подключении АР к делителю формируются отраженные от входов АР волны с напряжением $U_{nA}^{\ominus}$. Эти волны, попадая на выходы ДМ, в свою очередь формируют дополнительные волны, падающие на выходы ДМ $U_{nD}^{\oplus}_{\text{доп}}$. Дополнительные волны, суммируясь с основными волнами $U_{nD}^{\oplus}$ и затем отражаясь от выходов делителя, создают на входах АР новое АФР, отличное от синтезированного.

Возможность возбудить на входах АР синтезированное АФР возникает, если первоначально на выходах ДМ формировать синтезированное АФР за вычетом дополнительных волн $U_{nD}^{\oplus}_{\text{доп}}$. Сложность заключается в том, что при формировании ДМ на новое (разностное) АФР происходит изменение первичных падающих волн $U_{nD}^{\oplus}$, а следовательно, и волн, отраженных от входов АР $U_{nA}^{\ominus}$.

Алгоритм оптимизации АФР. Можно предложить следующий итерационный процесс:

1. Синтезируется заданное АФР $\langle U_{nA}^{\oplus} \rangle_{\text{зад}}$ (в пределах статьи угловые скобки $\langle \cdot \rangle$ обозначают вектор-столбец, составленный из элементов, указанных в скобках).

2. Определяется матрица рассеяния АР [4] $[S_{nm}]_{\text{АР}}$.

3. Вычисляется вектор-столбец отраженных от АР волн $\langle U_{nA}^{\ominus} \rangle = [S_{nm}]_{\text{АР}} \langle U_{nA}^{\oplus} \rangle_{\text{зад}}$.

4. Синтезируется ДМ, формирующий АФР $\langle U_{nA}^{\oplus} \rangle_{\text{зад}}$.

5. ДМ нагружается на входе $N+1$ на согласованную нагрузку. На входы $1 \dots N$ подаются напряжения в соответствии с определенным в п. 3 вектором-столбцом отраженных от АР волн $\langle U_{nA}^{\ominus} \rangle$. Определяется вектор-столбец дополнительных волн, падающих на входы АР: $\langle U_{nD}^{\oplus} \rangle_{\text{доп}} = \langle U_{nA}^{\oplus} \rangle_{\text{доп}}$.

6. Вычисляется новое АФР

$$\langle U_{nA}^{\oplus} \rangle_{\text{нов}} = \langle U_{nA}^{\oplus} \rangle_{\text{зад}} - \langle U_{nA}^{\oplus} \rangle_{\text{доп}}.$$

7. По этому новому АФР синтезируется новый ДМ, который подключается к АР. Далее ДН вычисляется либо экспериментально измеряется.

При необходимости этот процесс повторяется до тех пор, пока новая ДН не будет максимально приближена к заданной.

На рис. 5 показан процесс формирования нового АФР, учитывающего отражения от излучателей АР и переизлучение этих волн от входов ДМ: на рис. 5, а представлены амплитуды, а на рис. 5, б – фазовые распределения этих волн.

На рис. 6 показаны новые амплитудные распределения, полученные в результате трех итераций: $U_{nA}^{\oplus}$, $U_{nA.it1}^{\oplus}$, $U_{nA.it2}^{\oplus}$, $U_{nA.it3}^{\oplus}$, а на рис. 7 – новые фазовые распределения в результате тех же трех итераций: $\psi_{nA.it1}^{\oplus}$, $\psi_{nA.it2}^{\oplus}$, $\psi_{nA.it3}^{\oplus}$.

На этих же графиках показаны разности итерационных распределений: амплитудных $\Delta U_{nA(1-2)}^{\oplus}$,

$$\Delta U_{nA(2-3)}^{\oplus} \text{ и фазовых } \Delta \psi_{nA(1-2)}^{\oplus}, \Delta \psi_{nA(2-3)}^{\oplus}.$$

Из представленных зависимостей следует, что итерационный процесс довольно быстро сходится к некоторому установившемуся новому АФР.

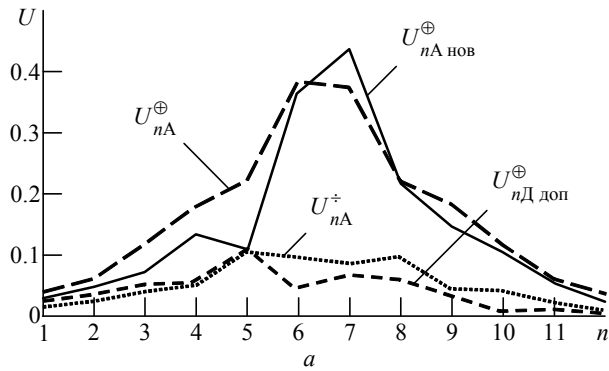


Рис. 5

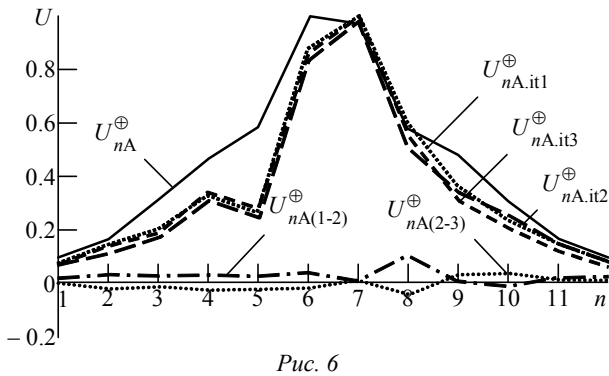
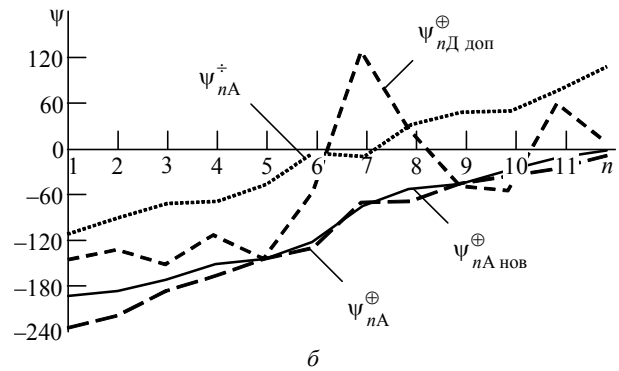


Рис. 6

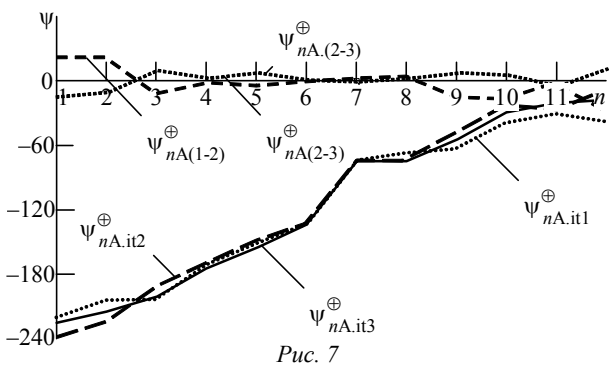


Рис. 7

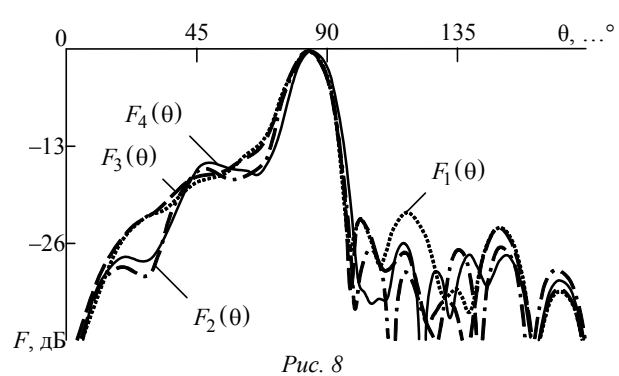


Рис. 8

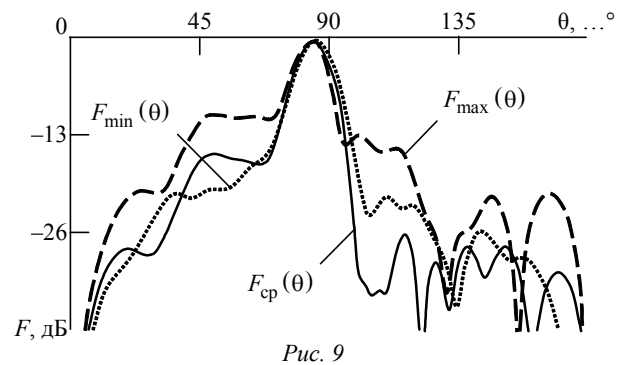


Рис. 9

Результаты синтеза. В результате трех итераций получены АФР (рис. 8), которым соответствуют ДН: $F_1(\theta)$ – после первой итерации; $F_2(\theta)$ – после второй итерации; $F_3(\theta)$ – после третьей итерации; $F_4(\theta)$ – сдвинутая $F_3(\theta)$ по углу места за счет линейного набега фазы на излучателях, чтобы обеспечить необходимый уровень излучения вдоль Земли.

Результаты показывают, что в процессе изменения АФР с помощью перенастройки ДМ изменяется в основном уровень бокового излучения, направленный в Землю. В установившемся АФР ДН имеет уровень бокового излучения не более -27 дБ во всем диапазоне углов облучения поверхности Земли.

На рис. 9 показаны ДН в диапазоне частот: $F_{\text{cp}}(\theta)$ – ДН на средней частоте рабочего диапазона; $F_{\min}(\theta)$ – ДН на низшей частоте рабочего

диапазона; $F_{\max}(\theta)$ – ДН на верхней частоте рабочего диапазона. Отличия этих ДН от диаграммы на средней частоте объясняются частотной зависимостью матриц рассеяния как излучателей АР, так и схемы ДМ.

Обсуждение результатов. В табл. 3 приведены параметры ДН на трех частотах рабочего диапазона: на средней частоте $F_{\text{cp}}(\theta)$; на нижней частоте рабочего диапазона $F_{\min}(\theta)$; на верхней частоте рабочего диапазона $F_{\max}(\theta)$. Коэффици-

Таблица 3

ДН	D_m , дБ	$2\theta_{0.5}$, ...°	$F_{\Sigma}(90^\circ)$, дБ	ΔD_m , дБ	$S(-6 \text{ дБ})$, дБ/...°	$q_{\text{бок}}$, дБ
$F_{\min}$	9.23	11.8	-1.86	0.436	1.47	21.2
F_{cp}	9.69	11.2	-2.8	0.547	1.77	26.2
$F_{\max}$	9.06	10.6	-4.78	0.896	1.74	20.6

ент направленного действия D_m максимален на средней частоте и равен 9.69 дБ, а на минимальной и максимальной частотах он меньше и равен 9.23 и 9.06 дБ соответственно. Это объясняется повышенным уровнем бокового излучения $q_{бок}$: 26.2 дБ на средней частоте; 21.2 дБ – на минимальной; 20.6 дБ – на максимальной частоте.

Ширина ДН $2\theta_{0.5}$ с ростом частоты уменьшается от 11.8° на минимальной частоте до 10.6° на максимальной частоте. Уровень излучения вдоль Земли $F\Sigma(90^\circ)$ на средней частоте равен -2.8 дБ от максимума, на минимальной частоте равен -1.86 дБ, на максимальной частоте равен -4.78 дБ. Неравномерность максимума КНД в

азимутальной плоскости ΔD_m не превышает 0.9 дБ на максимальной частоте и 0.44 дБ на минимальной частоте. Крутизна склона ДН вдоль Земли на уровне -6 дБ от максимума ДН колеблется в пределах от 1.47 до 1.77 дБ/...°.

Выводы и заключение. Таким образом, исследование итерационного метода конструирования линейной антенны с заданной (одной из наиболее сложных) косекансной формой ДН, учитывающего взаимное влияние излучателей в АР и топологии делителя мощности, показало устойчивость итерационного процесса, приводящего к ДН, мало отличающейся от заданной в рабочем диапазоне частот.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Франсузов А. Д. Метод неортогональных парциальных диаграмм синтеза линейных антенных решеток // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. Вып. 5. С. 3–9.

2. Франсузов А. Д. Оптимизация антенной решетки с косекансной диаграммой направленности // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2016. Вып. 1. С. 44–50.

Статья поступила в редакцию 03 декабря 2017 г.

3. Пат. RU 2 639 563 C1 МПК H01Q21/29 (2006.01). Всенаправленная антенная система со специальной диаграммой направленности / О. П. Егоров, А. Д. Франсузов, В. В. Шифрин, М. А. Велькович. Опубл. 21.12.2017. Бюл. № 36.

4. Франсузов А. Д. Электродинамические основы расчета и проектирования экранов и СВЧ устройств. Челябинск: Изд-во ЧПИ, 1979. 98 с.

Никитин Владимир Васильевич – магистр техники и технологии по специальности радиотехника (2011) Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Старший инженер ООО «НПП "Цифровые радиотехнические системы"». Автор пяти научных публикаций. Сфера научных интересов – антенно-фидерные устройства; синтез антенн; устройства СВЧ. E-mail: NikitinV777@yandex.ru

Франсузов Алексей Дмитриевич – кандидат технических наук (1970), доцент (1973), Почетный Радиотехник России (2003), главный специалист ООО «НПП "Цифровые радиотехнические системы"». Автор более 130 научных работ. Сфера научных интересов – антенно-фидерные системы летательных аппаратов, фазированные антенные решетки, антенные системы для сверхширокополосных коротко импульсных сигналов. E-mail: alexeyfrontsuzov@mail.ru

REFERENCES

1. Frantsuzov A. D. Method of Non-Orthogonal Partial Diagrams of Linear Antenna Array Synthesis. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2014, no. 5, pp. 3–9. (In Russian)

2. Frantsuzov A. D. Antenna Array Optimization with Cosine Directional Pattern. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2016, no. 1, pp. 44–50.

Received December, 03, 2017

3. Egorov O. P., Frantsuzov A. D., Shifrin V. V., Vel'kovich M. A. *Vsenapravlennoye antennaya sistema so spetsial'noi diagrammoi napravlenosti* [Omnidirectional Antenna System with Special Direction Pattern] Patent RF, no. 2 639 563, 2017.

4. Frantsuzov A. D. *Elektrodynamicheckie osnovy rascheta i proektirovaniya ekranov i SVCh ustroystv* [Electrodynamic Basis for Calculation and Design of Shields and Microwave Devices]. Chelyabinsk: *Izd-vo ChPI*, 1979, p. 98.

Vladimir V. Nikitin – Master's Degree in Engineering and Technology in Radio Engineering (2011) of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". Senior Engineer in LLC «RPE "Digital Radio Equipment Systems"» (Saint Petersburg). The author of 5 scientific publications. Area of expertise: antenna-feeder devices; synthesis of antennas; microwave devices. E-mail: NikitinV777@yandex.ru

Aleksey D. Frantsuzov – Ph.D. in Engineering (1970), Associate Professor (1973), Honored Radio Operator of Russia (2003), leader scientist in LLC «RPE "Digital Radio Equipment Systems"» (Saint Petersburg). The author of more than 130 scientific publications. Area of expertise: antenna-feeder systems of aircraft, phased antenna arrays, antenna systems for ultra-wideband short-pulse signals. E-mail: alexeyfrontsuzov@mail.ru



УДК 621.396.96

Л. С. Меттус, В. Н. Михайлов, А. Б. Хачатурян
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, Россия, 197376

Интерференционный множитель Земли¹

Аннотация. Рассмотрена задача учета интерференционного множителя Земли, позволяющего более точно определить зону видимости радиолокационной станции при наличии отражений от подстилающей поверхности. Представлено аналитическое решение этой задачи в общем виде с учетом сферичности Земли, позволяющее получить результат в широком диапазоне дальностей и высот целей с использованием компьютерного моделирования. Получено аналитическое выражение для множителя Земли в условиях "плоского приближения" без ограничений, обычно встречающихся в литературе. Определены границы допустимости "плоского приближения Земли". На примерах дается графическая оценка погрешности всех приближений как по отношению к общему случаю сферичности Земли, так и относительно друг друга.

Ключевые слова: радиолокация, РЛС, интерференция, коэффициент отражения, подстилающая поверхность, множитель Земли

Для цитирования: Меттус Л. С., Михайлов В. Н., Хачатурян А. Б. Интерференционный множитель Земли // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 1. С. 43–49.

L. S. Mettus, V. N. Mikhailov, A. B. Khachaturian
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str., 197376, St. Petersburg, Russia

Pattern Propagation Factor of the Earth

Abstract. The article is devoted to the pattern propagation factor of the Earth enabling for more precise determination of the radar station visibility range in case there are reflections from underlying surface. The article provides analytical solution in general form taking into account the Earth sphericity. It enables to obtain the results in the wide-band and altitude range of the observed objects by means of computer simulation. The article gives analytical expression for the Earth multiplier under the flat approximation assumption, free of restrictions common for research literature. Besides, the article defines boundaries in which it is permissible to view the Earth as a flat surface. In addition, the article provides examples to illustrate graphical estimate of the error of all approximations both with respect to the general case of the Earth sphericity and relative to each other.

Key words: Radar, Radar Station, Interference, Reflectivity, Underlying Surface, Pattern Propagation Factor

For citation: Mettus L. S., Mikhailov V. N., Khachaturian A. B. Pattern Propagation Factor of the Earth. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 1, pp. 43–49. (In Russian)

Введение. При построении зоны видимости радиолокационной станции (РЛС) в освещенной области большое значение имеет интерференционный множитель Земли. В литературе приводятся приближенные аналитические выражения для множителя Земли в случае ее представления как плоской поверхности ("плоское приближение")

[1]–[3]. Первое допущение, которое делается, – это условие, чтобы расстояние до объекта обнаружения (цели) R было много больше высоты установки антенны над поверхностью Земли h и высоты цели H [2]. Второе допущение требует дополнительно, чтобы $H \gg h$ [1], [3]. В [4] подробно рассмотрен расчет множителя Земли с учетом ее сферичности,

¹ Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда (проект 16-19-00172).

но он изобилует множеством номограмм, что затрудняет его практическое применение.

В настоящей статье решены две задачи: вывод аналитических выражений для интерференционного множителя Земли в общем виде с учетом сферичности Земли, позволяющих получить результат с использованием средств компьютерного моделирования, а также в условиях "плоского приближения" без отмеченных ранее ограничений. В результате определены границы допустимости "плоского приближения" Земли. Дополнительно на примерах представлена графическая оценка погрешности всех приближений как по отношению к общему случаю сферичности Земли, так и относительно друг друга.

Распространение сигнала над сферической поверхностью. На рис. 1 представлена схема двухлучевого распространения сигнала над сферической поверхностью. Антенна РЛС размещена в точке A на высоте h над поверхностью Земли, объект наблюдения расположен в точке O на высоте H . Расстояние от антенны до объекта по прямому лучу равно R , расстояние от антенны до объекта по отраженному лучу – $R_1 + R_2$. На рис. 1 введены следующие обозначения: $r_3 = k_p r$ – эквивалентный радиус Земли (k_p – коэффициент рефракции; $r = 6370$ км – радиус Земли); α – угол скольжения; ε – угол наклона прямого луча к горизонтالي; ε_0 – угол наклона

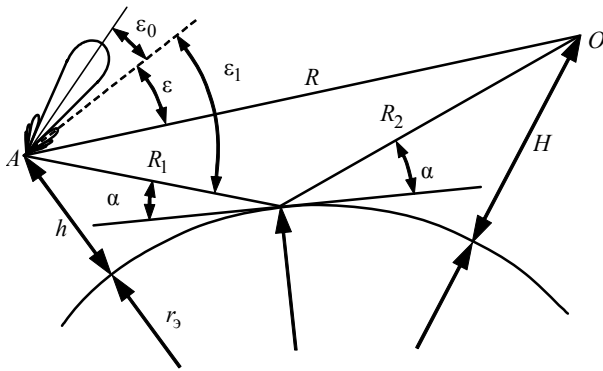


Рис. 1

направления максимального излучения к горизонтالي; ε_1 – угол наклона преломленного луча к горизонтالي.

Интерференционный множитель. Выражение для множителя Земли [1] может быть записано с использованием нормированной диаграммы направленности антенны (ДНА) по напряжению $g(\varepsilon)$:

$$F(\varepsilon) = \left| 1 + \rho D \frac{g(\varepsilon_1 - \varepsilon_0)}{g(\varepsilon - \varepsilon_0)} \exp(-j\gamma) \right| \quad (1)$$

или с использованием нормированной ДНА по мощности:

$$F(\varepsilon) = \left\{ 1 + \rho^2 D^2 \frac{G(\varepsilon_1 - \varepsilon_0)}{G(\varepsilon - \varepsilon_0)} + 2\rho D \left[\frac{G(\varepsilon_1 - \varepsilon_0)}{G(\varepsilon - \varepsilon_0)} \right]^{0.5} \cos \gamma \right\}^{0.5}, \quad (2)$$

В (1) и (2) $\rho = k_{ш} \rho_0$ – модуль коэффициента отражения ($k_{ш}$ – коэффициент шероховатости; ρ_0 – модуль коэффициента отражения для зеркальной поверхности); D – коэффициент расхождения, определяющий дополнительные потери из-за рассеяния на выпуклой поверхности (для сферической поверхности $D < 1$, для плоской $D = 1$); γ – разность фаз прямой волны, распространяющейся по траектории R , и отраженной волны, проходящей по траектории $R_1 R_2$ (рис. 1).

Разность фаз определяется как $\gamma = \psi_0 + \Delta\varphi$, где ψ_0 – изменение фазы при отражении (фазовый угол коэффициента отражения);

$$\Delta\varphi = 2\pi\delta R/\lambda \quad (3)$$

– набег фазы за счет разности расстояний прямой и отраженной волн $\delta R = (R_1 + R_2) - R$ (λ – длина волны).

Для определения набег фазы $\Delta\varphi$ (3) необходимо определить R_1 и R_2 при заданном R или ε . Связь между ε и R задается выражением (рис. 1)

$$\sin \varepsilon = \frac{-(r_3 + H)^2 + R^2 + (r_3 + h)^2}{2R(r_3 + h)}. \quad (4)$$

Значение угла ε_1 находится из выражения

$$\sin \varepsilon_1 = \frac{R_1^2 + h(2r_3 + h)}{2R_1(r_3 + h)}. \quad (5)$$

Исходя из геометрической модели (рис. 1) имеем:

$$\begin{cases} (r_3 + h)^2 = R_1^2 + r_3^2 - 2R_1 r_3 \cos(\pi/2 + \alpha) = \\ = R_1^2 + r_3^2 + 2R_1 r_3 \sin \alpha; \\ R^2 = R_1^2 + R_2^2 + 2R_1 R_2 \cos(2\alpha) = \\ = (R_1 + R_2)^2 - 4R_1 R_2 \sin^2 \alpha; \\ (r_3 + H)^2 = R_2^2 + r_3^2 - 2R_2 r_3 \cos(\pi/2 + \alpha) = \\ = R_2^2 + r_3^2 + 2R_2 r_3 \sin \alpha, \end{cases} \quad (6)$$

где α – угол скольжения.

Из второго уравнения системы (6) следует:

$$2 \sin \alpha = \sqrt{\frac{(R_1 + R_2)^2 - R^2}{R_1 R_2}}.$$

Тогда от (6) перейдем к системе двух нелинейных относительно R_1 , R_2 уравнений:

$$\begin{cases} R_1^2 + R_1 r_3 \sqrt{\frac{(R_1 + R_2)^2 - R^2}{R_1 R_2}} = h(2r_3 + h); \\ R_2^2 + R_2 r_3 \sqrt{\frac{(R_1 + R_2)^2 - R^2}{R_1 R_2}} = H(2r_3 + H). \end{cases} \quad (7)$$

Решение этой системы позволяет определить искомый набег фазы $\Delta\varphi$.

Можно упростить задачу и не решать систему (7), введя вместо R (или ε) новую переменную:

$$x = \sin \alpha = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(R_1 + R_2)^2 - R^2}{R_1 R_2}}. \quad (8)$$

Тогда имеем:

$$\begin{cases} R = \sqrt{(R_1 + R_2)^2 - 4R_1 R_2 x^2}; \\ R_1 = \sqrt{x^2 r_3^2 + h(2r_3 + h) - r_3 x}; \\ R_2 = \sqrt{x^2 r_3^2 + H(2r_3 + H) - r_3 x}, \end{cases} \quad (9)$$

а связь между x и ε очевидна из (4).

Решив систему (9) с помощью численного моделирования, используя $0 \leq x \leq 1$ в качестве параметра, можно получить набег фазы (3), а также зависимость множителя Земли (2) от угла места ε . Результаты моделирования представлены далее.

Выражение для коэффициента отражения от шероховатой поверхности приводится в [1], [4], [5]

$$k_{\text{ш}} = \exp \left[-2 \left(\frac{2\pi v \sin \alpha}{\lambda} \right)^2 \right] = \exp \left[-2 \left(\frac{2\pi v x}{\lambda} \right)^2 \right], \quad (10)$$

где v – среднеквадратическое отклонение распределения неровностей подстилающей поверхности.

Коэффициент расхождения в [4] определяется как

$$D = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2hH\beta}{r_3 R_H \tan^3 \alpha}}},$$

где $\beta = h'H'/(hH) \leq 1$ – отношение разностей пути при плоской и сферической земной поверхности (h' и H' – высоты размещения антенны и объ-

екта в "плоском приближении" соответственно); R_H – наземная дальность.

Тогда с учетом (8):

$$D = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{2hH\beta}{r_3 R_H} \left(\frac{1}{x^2} - 1 \right)^{3/2}}}. \quad (11)$$

Графики зависимостей $\rho_0(\alpha)$ и $\psi_0(\alpha)$ для различных поляризаций и подстилающих поверхностей приведены в [1], [4], [5], однако пользоваться ими в инженерных расчетах неудобно.

В [6] дается аналитическое выражение для комплексного коэффициента отражения $\bar{\rho}$ как функции относительной диэлектрической проницаемости ζ , удельной проводимости подстилающей поверхности σ , угла скольжения α и длины волны λ :

$$\bar{\rho} = \frac{(\zeta_1 - j\eta_1) \sin \alpha - \sqrt{\xi - j\eta}}{(\zeta_1 - j\eta_1) \sin \alpha + \sqrt{\xi - j\eta}},$$

где $\xi = \zeta - \cos^2 \alpha$; $\eta = 60\lambda\sigma$; $\zeta_1 = 1$, $\eta_1 = 0$ или $\zeta_1 = \zeta$, $\eta_1 = \eta$ для горизонтальной и вертикальной поляризации соответственно. Тогда модуль и фазу коэффициента отражения можно представить в аналитическом виде:

$$\rho_0 = \frac{c^2 + d^2}{\sqrt{g^2 + f^2}}; \quad (12)$$

$$\Psi_0 = -\arctg(f/g) \pm n\pi, \quad (13)$$

где $c = \zeta_1 \sin \alpha - Aa$; $d = \eta_1 \sin \alpha + Ab$; $g = (\zeta_1^2 + \eta_1^2) \times \sin^2 \alpha - A$; $f = 2A \sin \alpha (a\eta_1 + b\zeta_1)$, n – целое число (обычно 0 или 1 исходя из физических соображений), причем $A = \sqrt[4]{\xi^2 + \eta^2}$; $a = \cos[k\pi - 0.5 \arctg(\eta/\xi)]$ ($k=0$ или 1 (обычно 0)); $b = \sin[k\pi - 0.5 \arctg(\eta/\xi)]$.

Область применимости решения. Рассмотренное решение задачи использует методы геометрической оптики и применимо для освещенной (интерференционной) области. Область полутени (дифракционная) подробно рассмотрена в [4], здесь же приводятся границы применимости интерференционных формул.

Рассмотрим граничные случаи перехода в область полутени. Уменьшение расстояния до цели приводит к увеличению угла скольжения α и, как следствие, уменьшению коэффициента отражения

от шероховатой поверхности. В результате при некотором критическом угле скольжения лепестковая структура поля практически разрушается, и необходимые расчеты можно проводить по формулам для свободного пространства. Критический угол скольжения согласно [4] определяется из выражения

$$\sin \alpha_{\max} = x_{\max} = \min \{ \lambda / (5\nu), 1 \}.$$

С другой стороны, увеличение расстояния до цели приводит к уменьшению угла скольжения, угла места цели и переходу в область полутени, где интерференционные формулы становятся неприменимыми. В [4] приведены границы для наземной дальности R_H и угла скольжения α , в пределах которых справедливо интерференционное приближение

$$\begin{aligned} R_H &\leq \sqrt{2r_3} \times \\ &\times \left(\sqrt{h + 0.283 \sqrt{\frac{r_3 \lambda^2}{\pi^2}}} + \sqrt{H + 0.283 \sqrt{\frac{r_3 \lambda^2}{\pi^2}}} \right) - 2p \sqrt{\frac{r_3^2 \lambda}{\pi}}; \\ \alpha &\geq p \sqrt[3]{\frac{\lambda}{\pi r_3}} \end{aligned}$$

или с учетом (8):

$$x \geq \sin \left(p \sqrt[3]{\frac{\lambda}{\pi r_3}} \right),$$

где $p = 0.75$ для высот $h, H \leq 2.5 \sqrt[3]{r_3 \lambda^2 / \pi^2}$ и уменьшается для больших высот.

Радиолокационная дальность R и наземная дальность R_H связаны соотношением:

$$\begin{aligned} R^2 &= (h + r_3)^2 + (H + r_3)^2 - \\ &- 2(h + r_3)(H + r_3) \cos(R_H / r_3). \end{aligned}$$

Граничное значение угла места ε можно получить, используя (4).

"Плоское приближение". Рассмотрим далее случай плоской поверхности как предельный при $r_3 \rightarrow \infty$. Система уравнений (4) при $r_3 \rightarrow \infty$ приобретает вид

$$\begin{cases} R_1 \sqrt{\frac{(R_1 + R_2)^2 - R^2}{R_1 R_2}} = 2h; \\ R_2 \sqrt{\frac{(R_1 + R_2)^2 - R^2}{R_1 R_2}} = 2H. \end{cases}$$

Перемножив их, получим:

$$(R_1 + R_2)^2 - R^2 = 4hH.$$

Тогда набег фазы

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \left(\sqrt{R^2 + 4hH} - R \right) = \frac{2\pi R}{\lambda} \left(\sqrt{1 + \frac{4hH}{R^2}} - 1 \right)$$

представляется как функция дальности R до объекта при других фиксированных параметрах.

Учитывая, что при $r_3 \rightarrow \infty$ $\sin \varepsilon = (H - h)/R$, возможно другое представление набег фазы как функции угла места:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi(H - h)}{\lambda \sin \varepsilon} \left(\sqrt{1 + \frac{4hH}{(H - h)^2} \sin^2 \varepsilon} - 1 \right), \quad (14)$$

при условии, что $H \neq h$ или $\varepsilon \neq 0$.

Если $R \gg h$ и H , получаем приближение [2]

$$\Delta\varphi \cong \frac{4\pi h H}{\lambda R} = \frac{4\pi h H}{\lambda(H - h)} \sin \varepsilon. \quad (15)$$

Если дополнительно выполняется условие $H \gg h$, то получим приближение [1], [3]

$$\Delta\varphi \cong \frac{4\pi h}{\lambda} \sin \varepsilon. \quad (16)$$

Интерференционный множитель для (14) при условиях $\rho = D = 1$, $\psi_0 = \pi$ и $G(\varepsilon_1 - \varepsilon_0) = G(\varepsilon - \varepsilon_0)$ определяется как

$$\begin{aligned} F(\varepsilon) &= \\ &= 2 \left| \sin \left[\frac{\pi(H - h)}{\lambda \sin \varepsilon} \left(\sqrt{1 + \frac{4hH}{(H - h)^2} \sin^2 \varepsilon} - 1 \right) \right] \right|, \quad (17) \end{aligned}$$

для приближения (15) он имеет вид

$$F(\varepsilon) = 2 \left| \sin \left[\frac{2\pi h H}{\lambda(H - h)} \sin \varepsilon \right] \right|, \quad (18)$$

а для приближения (16):

$$F(\varepsilon) = 2 \left| \sin \left(\frac{2\pi h}{\lambda} \sin \varepsilon \right) \right|. \quad (19)$$

Сравним результаты численного моделирования выражений для множителя Земли с учетом ее сферичности (1)–(13) и упрощенных выражений (17)–(19) для "плоской" Земли при следующих исходных данных: $\lambda = 2$ м, $h = 40$ м, $\varepsilon_0 = 0$, $k_p = 4/3$, ширина главного лепестка ДНА $\Delta\varepsilon = 20^\circ$, $k_{ш} = \rho_0 = D = 1$, $k_{ш} = \rho_0 = D = 1$, $\psi_0 = 180^\circ$, характерных для зеркального отражения.

В (2) входит нормированная ДНА G как функция углов ε и ε_1 , что требует ее задания. В рассмотренном случае ДНА аппроксимировалась взвешенной суммой трех функций вида $\sin x/x$ так, что уровень первого бокового лепестка не превышал -23 дБ.

Сравнение результатов. Результаты сравнения при высотах цели H , равных 100 и 10 м, представлены на рис. 2, где кривая 1 получена с использованием выражений (1)–(13) для сферической Земли, кривая 2 – выражения (17) для плоской Земли, кривые 3, 4 получены по (18) и (19) соответственно.

Как следует из рисунка, кривая 2 имеет хорошее приближение к кривой 1 за исключением области малых углов места, где влияние сферичности Земли проявляется в наибольшей степени. На рис. 2, в кривая 4 существенно расходится с кривыми 1 и 3, что объясняется невыполнением условия $H \gg h$. Согласно [1] интерференционный множитель для плоской Земли при угле места $\varepsilon_0 = 0$ имеет нулевое значение, что и показывают кривые 3 и 4. В то же время кривая 1 имеет нулевое значение при положительном угле места, соответствующем переходу в область полутени.

На рис. 2, б, г разрыв кривой 1 и нулевое значение кривой 2 в области малых углов места определяются критическим углом места, соответствующим переходу в область тени.

Учет сферичности Земли указывает на существенные погрешности формул (17)–(19) в области углов места, примыкающих к нулю. Из рис. 2, в, г также следует, что точность приближения снижается по мере роста абсолютного значения угла места.

Рис. 3–7 построены для точного (учитывающего сферичность Земли) решения и иллюстрируют влияние на значения интерференционного множителя различных параметров при фиксированных значениях: $h = 40$ м, $\varepsilon_0 = 0$, $k_p = 4/3$, ширина главного лепестка ДНА $\Delta\varepsilon = 20^\circ$, $D = 1$. Так, на рис. 3 показано влияние на угломестную зависимость интерференционного множителя Земли длины облучающей волны.

Рис. 4 иллюстрирует влияние на интерференционный множитель высоты цели при длине волны $\lambda = 2$ м.

Рис. 5 и 6 отображают зависимость множителя Земли от фазы и модуля коэффициента отражения. На рис. 5 представлены зависимости интерференционного множителя для разных значений фазы коэффициента отражения при постоянном значении его модуля, а на рис. 6 – для различных значений модуля при постоянной фазе.

Рис. 7 иллюстрирует влияние на интерференционный множитель шероховатости поверхности.

На рис. 8 представлена угломестная зависимость интерференционного множителя для модели поверхности моря, дающей зеркальное отражение.

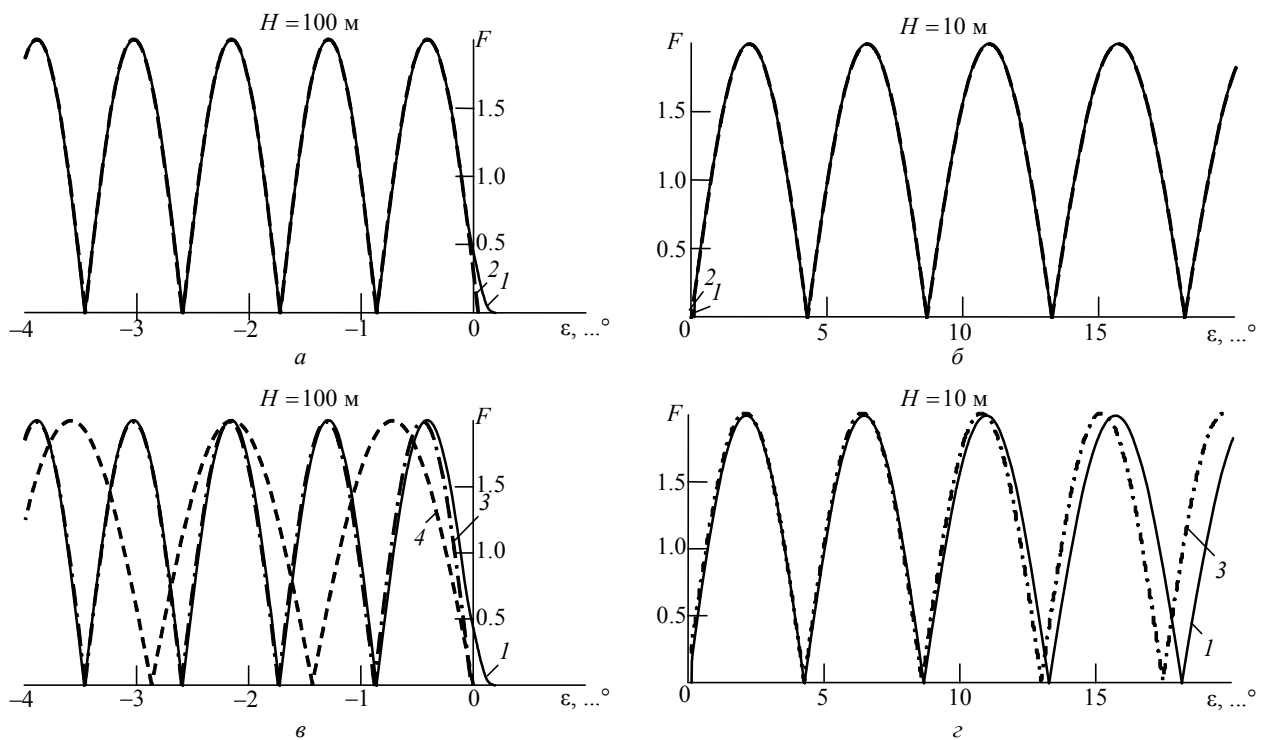


Рис. 2

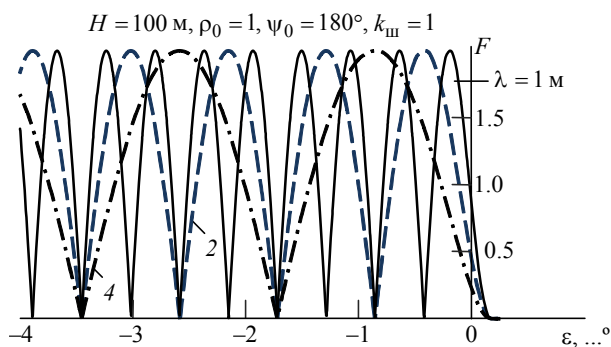


Рис. 3

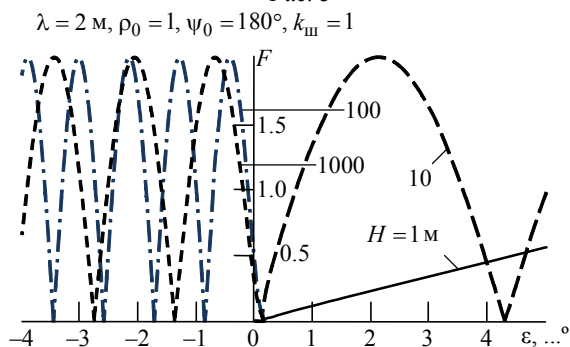


Рис. 4

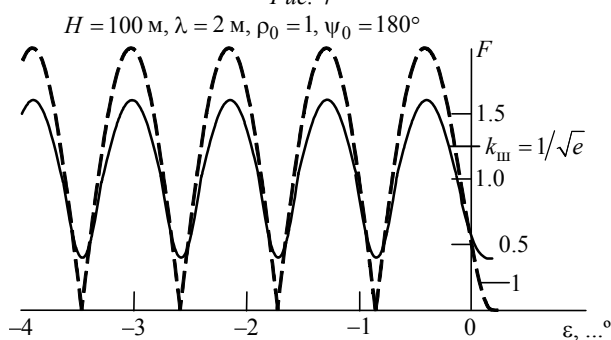


Рис. 5

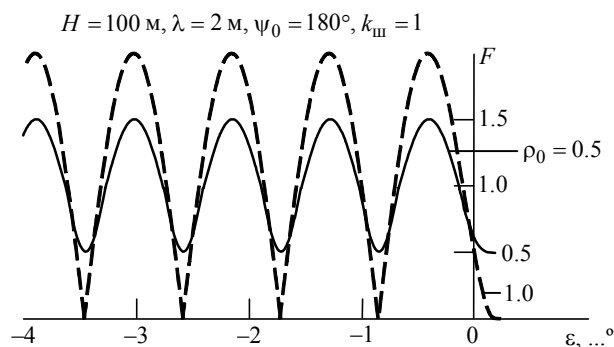


Рис. 6

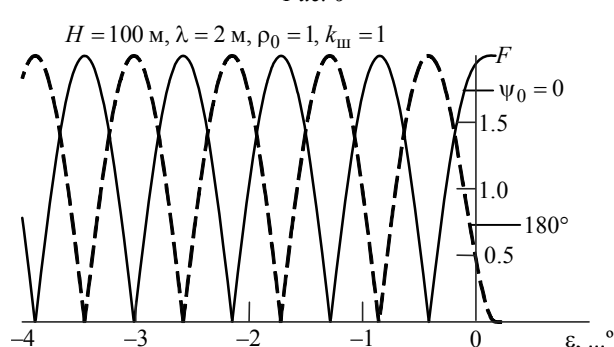


Рис. 7

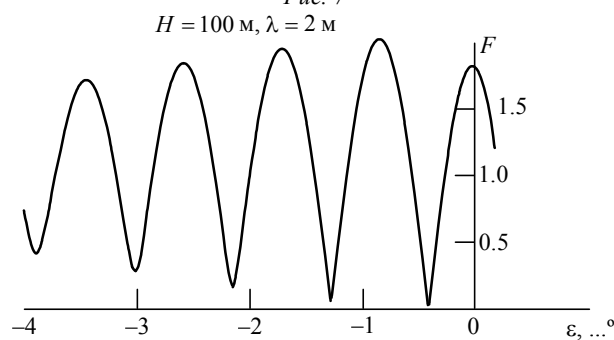


Рис. 8

Поляризация излучения горизонтальная. Указанная поверхность в этом случае характеризуется тремя параметрами: среднеквадратическим отклонением распределения неровностей подстилающей поверхности $v=1$ (что соответствует трехбалльному волнению [1]); относительной диэлектрической проницаемостью $\zeta=80$ и удельной проводимостью $\sigma=2$ (что характерно для морской воды [3]).

Зависимости построены в случае, когда параметры, характеризующие земную поверхность: коэффициент расхождения для сферической поверхности D (11), коэффициент шероховатости $k_{ш}$ (10), модуль коэффициента отражения для зеркальной поверхности ρ_0 (12), его фаза ψ_0 (13), определяются как функции угла скольжения α или величины x .

Выводы. В настоящей статье приведен вывод аналитических выражений для множителя Земли с учетом ее сферичности (1)–(13). С их помощью осуществлено численное моделирование интерференционного множителя Земли. Полученный результат сравнивается с известными упрощенными выражениями для плоской Земли (17), (18). Показано, что упрощенные выражения дают хорошее приближение к значениям множителя, учитывающим сферичность Земли во всем интервале изменения угла места цели за исключением области его малых значений. Сравнение с упрощенным выражением (19) допустимо только при высотах цели, существенно превышающих высоту установки антенны РЛС.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Справочник по радиолокации: пер. с англ.: в 4 т. / под ред. М. Скольника; под общ. ред. К. Н. Трофимова. Т. 1 / под ред. Я. С. Иццоки. М.: Сов. радио, 1976. 456 с.
2. Радиотехнические системы / под ред. Ю. М. Казаринова. М.: Академия, 2008. 590 с.
3. Теоретические основы радиолокации: учеб. пособие для вузов / под ред. Я. Д. Ширмана. М.: Сов. радио, 1970. 560 с.
4. Голев К. В. Расчет дальности действия радиолокационных станций. М.: Сов. радио, 1962. 202 с.
5. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи / сокр. пер. с англ.; под ред. А. И. Сапгира. М.: Сов. радио, 1977. Вып. 1. 352 с.
6. Справочник по основам радиолокационной техники / под ред. В. В. Дружинина. М.: Воениздат, 1967. 768 с.

Статья поступила в редакцию 11 ноября 2017 г.

Меттус Леонид Сергеевич – кандидат технических наук (1980), инженер НИИ "Прогноз" Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – разработка радиолокационных систем с повышенной помехозащищенностью, многодиапазонные многопозиционные радиолокационные комплексы. Тел.: +7 (812) 234-27-32.

Михайлов Вячеслав Николаевич – инженер по специальности "Радиотехника" (2000, Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)), ассистент кафедры радиотехнических систем указанного университета, научный сотрудник НИИ "Прогноз". Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация, эвристические алгоритмы, цифровая обработка сигналов. E-mail: VNMikhaylov@etu.ru

Хачатурян Алёна Борисовна – кандидат технических наук (2014), доцент кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 20 научных работ. Сфера научных интересов – статистическая теория связи, широкополосные системы радиолокации, радионавигации и передачи данных; теория сигналов. E-mail: khachaturyan.al@gmail.ru

REFERENCES

1. Radar handbook; ed. by M. I. Skolnik. New York, McGraw-Hill Book Co., 1970, 455 p.
2. Kazarinov U. M. *Radiotekhnicheskie sistemy* [Radio Engineering Systems]. Moscow, *Akademiya*, 2008, 590 p. (In Russian)
3. *Teoreticheskie osnovy radiolokatsii* [Theoretical Basics of Radar]; ed. by Ya. D. Shirman. Moscow, *Sov. radio*, 1970, 560 p.
4. Golev K. V. *Raschet dal'nosti deistviya radiolokatsionnykh stantsii* [Calculation of Radar Range Capability]. Moscow, *Sov. radio*, 1962, 202 p. (In Russian)
5. White D. R. J. A handbook series of electromagnetic interference and compatibility. Vol. 1. Electrical noise and electromagnetic interference specification. Germantown, Md., Don White Consultants, 1971.
6. *Spravochnik po osnovam radiolokatsionnoi tekhniki* [Guide to Foundations of Radar Technology]; ed. by V. V. Druzhinina. Moscow, *Voenizdat*, 1967, 768 p. (In Russian)

Received November, 11, 2017

Leonid S. Mettus – Ph.D. in engineering (1980), engineer for "Prognosis" Research Institute of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: development of radar systems with increased noise immunity, multi-range multi-position radar systems. Phone: +7 (812) 234-27-32.

Vjacheslav N. Mikhaylov – Dipl.-engineer on radio engineering (2000, Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"), assistant of Radio Engineering Systems Department of named university, the scientist of "Prognosis" Research Institute. The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: radar detection and location, heuristic algorithms and digital signal processing. E-mail: VNMikhaylov@etu.ru

Alena B. Khachaturian – Ph.D. in engineering (2014), assistant professor of Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 20 scientific publications. Area of expertise: statistical communication theory; broadband radar, navigation and data systems; signal theory. E-mail: khachaturyan.al@gmail.ru

УДК 621.396.967.2

А. А. Монаков

Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

ул. Большая Морская, д. 67, лит. А, Санкт-Петербург, Россия, 190000

Модифицированный алгоритм Банкрофта для систем мультилатерации

Аннотация. В системах мультилатерации для оценки местоположения (МП) объектов часто используется алгоритм Банкрофта, синтезированный для оценки МП объектов в спутниковых системах навигации. Алгоритм позволяет прямым способом получить оценку МП и не требует больших вычислительных затрат при реализации. Данные свойства выгодно отличают этот алгоритм от алгоритмов, работающих на основе решения оптимизационных задач. Однако, как показывают результаты математического моделирования, точность получаемых с помощью алгоритма оценок может быть в несколько раз ниже, чем потенциально достижимая. Предлагается способ модификации алгоритма Банкрофта, который состоит в уточнении оценок Банкрофта путем применения метода малых возмущений. Показано, что использование предлагаемой модификации позволяет в 2,5–3 раза увеличить точность оценок МП объекта и сделать ее равной потенциально достижимой. При этом сложность модифицированного алгоритма возрастает незначительно.

Ключевые слова: радионавигация, мультилатерация, оценка местоположения, алгоритм Банкрофта

Для цитирования: Монаков А. А. Модифицированный алгоритм банкрофта для систем мультилатерации // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 1. С. 50–55.

A. A. Monakov

Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation

67, Bolshaya Morskaya Str., bld. A, 190000, St. Petersburg, Russia

Modified Bancroft Algorithm for Multilateration Systems

Abstract. In multilateration systems, Bancroft algorithm is often used to estimate the location of objects. This algorithm is synthesized for satellite navigation systems. The algorithm allows to obtain the location estimation by means of direct method and does not require significant computing costs. These properties set it apart from algorithms using optimization approaches. However, according to the results of computer simulation, the accuracy of estimation yielded by the algorithm can be several times worse than potentially enable one. The article proposes a method for modifying the Bancroft algorithm. Modification involves refining the Bancroft estimates by applying the method of small perturbations. The article shows that the use of the proposed modification allows to increase the accuracy of estimates by 2.5–3 times and to make it equal to the Cramer-Rao boundary. At the same time, the complexity of the modified algorithm grows insignificantly.

Key words: Radio Navigation, Multilateration, Position Estimation, Bancroft Algorithm

For citation: Monakov A. A. Modified Bancroft Algorithm for Multilateration Systems. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 1, pp. 50–55. (In Russian)

Введение. Многопозиционные радионавигационные системы оценки местоположения объектов в пространстве получили в настоящее время широкое распространение и стали серьезными конкурентами радиолокационных комплексов управления воздушным движением, поскольку имеют следующие неоспоримые преимущества:

- возможность покрытия больших пространств, в т. ч. со сложным рельефом местности;
- низкая стоимость оборудования, размещения и эксплуатационных расходов;

– высокая надежность и помехозащищенность.

В научно-технической литературе эти системы получили название систем мультилатерации от английского термина "multilateration" (MLAT), который, в свою очередь, образован от термина "trilateration" (трилатерация) [1]. В соответствии с ГОСТ 22268–76 "Геодезия. Термины и определения" трилатерация – это метод построения геодезической сети в виде треугольников, в которых измерены все их стороны. Системы мультилатерации предполагают определение местоположения

(МП) объекта путем измерения расстояний объекта до произвольного числа опорных радионавигационных точек (РНТ), в которых размещены приемники, способные принимать сигналы, излучаемые с борта объекта. Геодезические координаты опорных РНТ известны с высокой точностью.

В зависимости от масштаба решаемых задач системы мультилатерации делятся на локальные системы, за которыми в научно-технической литературе закрепилось название MLAT-системы, и глобальные системы, которые называются в литературных источниках WAM-системами (от англ. Wide Area Multilateration) [2]. Физические принципы работы обеих категорий одинаковы. Разница заключается в том, что первые используются для определения МП объектов в пределах поля аэродрома, вторые решают задачи навигации воздушных судов в области пространства, имеющего протяженность в сотни километров вдоль поверхности и десятки километров над поверхностью земного шара.

Одной из проблем при создании систем мультилатерации является синтез алгоритмов оценки МП объектов в двух- (MLAT-системы) или трехмерном (WAM-системы) пространстве. Одним из широко используемых алгоритмов решения этой задачи является алгоритм Банкрофта [3], который первоначально был предложен для решения задачи оценки МП в спутниковых навигационных системах. Привлекательной стороной этого алгоритма является его простота и малый объем вычислений при реализации. Вместе с тем точность оценок координат объектов, даваемых этим алгоритмом, в некоторых ситуациях не соответствует установленным нормативам. Поэтому в ряде работ [4]–[6] были продолжены поиски лучшего метода оценивания. В частности, в ряде работ оценка МП сводится к решению некоторой оптимизационной задачи, что значительно усложняет алгоритм работы и увеличивает объем вычислений.

Настоящая статья посвящена синтезу и анализу алгоритма оценивания МП объекта в системе мультилатерации, который сочетает простоту метода Банкрофта и позволяет получить точность, близкую к потенциально достижимой.

Потенциальная точность оценки МП в системе мультилатерации. Рассмотрим систему мультилатерации, которая содержит базовую станцию, размещенную в начале некоторой трехмерной системы координат XYZ , и множество J опорных приемных станций, геодезические координаты $\{x_j, y_j, z_j\}_{j=1}^J$ которых известны с высо-

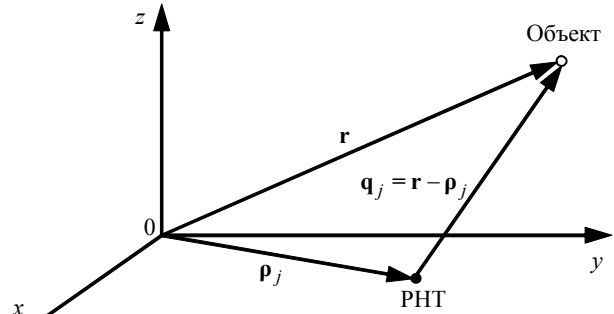


Рис. 1

кой точностью (рис. 1). Пусть базовая станция излучает в момент времени t запросный сигнал. Если МП объекта соответствует радиус-вектор $\mathbf{r} = \{x, y, z\}$, то приемник объекта примет запросный сигнал в момент времени $t + r/c$, где $r = \|\mathbf{r}\|$ – длина вектора $\mathbf{r}$; c – скорость света. Бортовой ответчик объекта излучит ответный сигнал через время $\tau_{\text{отв}}$, которое обычно равно 3 мкс и необходимо, чтобы обработать запросный сигнал в бортовом ответчике. Этот ответный сигнал придет в точку расположения j -го приемника $\mathbf{p}_j = \{x_j, y_j, z_j\}$ в момент времени $t + r/c + \tau_{\text{отв}} + q_j/c$, где $q_j = \|\mathbf{q}_j\|$ – длина вектора $\mathbf{q}_j = \mathbf{r} - \mathbf{p}_j$ (рис. 1). Таким образом, в отсутствие ошибок измерения дальностей и при строгом синхронизме часов базовой и опорных станций в РНТ будут вычислены псевдодальности $R_j = r + q_j + c\tau_{\text{отв}} + c\tau$, где $\tau = t - \hat{t}$ – разность хода часов базовой и опорных станций; $\hat{t}$ – предполагаемое в системе РНТ время излучения запросного сигнала. Располагая множеством псевдодальностей $\{R_j\}_{j=1}^J$, получим систему уравнений вида

$$r + q_j + c\tau = R_j - c\tau_{\text{отв}}; j = 1, \dots, J,$$

решение которой относительно четырех неизвестных x, y, z, τ позволит решить задачу оценки МП объекта.

В действительности измерения псевдодальностей сопровождаются ошибками, в результате которых получим следующую систему уравнений:

$$r + q_j + c\tau = \hat{R}_j - c\tau_{\text{отв}}; j = 1, \dots, J, \quad (1)$$

где $\hat{R}_j = R_j + \delta R_j + c\delta\tau_j$. Здесь δR_j – ошибка измерения дальности по ответному сигналу, возникающая в измерителе j -й РНТ; $\delta\tau_j$ – уход внутренних часов j -й РНТ относительно системного времени. Существование указанных ошибок

приведет к ошибкам оценки МП объекта. Определим статистические характеристики этих ошибок. Пусть вектор ошибки МП равен $\delta \mathbf{r}$. Тогда система уравнений (1) может быть записана в виде

$$\|\mathbf{r} + \delta \mathbf{r}\| + \|\mathbf{q}_j + \delta \mathbf{r}\| + c\tau = R_j + \Delta R_j - c\tau_{\text{отв}};$$

$$j = 1, \dots, J,$$

где $\Delta R_j = \delta R_j + c\delta \tau_j$ – полная ошибка измерения псевдодальности. Считая, что ошибка оценки МП мала по сравнению с расстояниями r и q_j , т. е. $\|\delta \mathbf{r}\| \ll \|\mathbf{r}\|$, $\|\mathbf{q}_j\|$, $j = 1, \dots, J$, получим следующую упрощенную систему:

$$(\hat{\mathbf{r}} + \hat{\mathbf{q}}_j, \delta \mathbf{r}) = [R_j - c\tau - c\tau_{\text{отв}} - r - q_j] + \Delta R_j, j = 1, \dots, J, \quad (2)$$

где $\hat{\mathbf{r}} = \mathbf{r}/r$ и $\hat{\mathbf{q}}_j = \mathbf{q}_j/q_j$ – единичные векторы в направлениях $\mathbf{r}$ и $\mathbf{q}_j$; $(\cdot)$ – оператор скалярного произведения векторов. Учитывая, что $R_j = c(\tau + \tau_{\text{отв}}) + r + q_j = 0$; $j = 1, \dots, J$, систему уравнений (2) можно записать в матричном виде:

$$\mathbf{A}^T \delta \mathbf{r} = \Delta \mathbf{R}, \quad (3)$$

где $\mathbf{A} = (\hat{\mathbf{r}} + \hat{\mathbf{q}}_1 | \dots | \hat{\mathbf{r}} + \hat{\mathbf{q}}_J)$ – матрица размера $3 \times J$; $\Delta \mathbf{R} = \{\Delta R_j\}_{j=1}^J$ – вектор длины J ; "Т" – оператор транспонирования. Умножив правую и левую части (3) на соответствующие транспонированные величины, после усреднения по случайным переменным получим:

$$\mathbf{A}^T \mathbf{C} \mathbf{A} = \mathbf{C}_R,$$

где $\mathbf{C} = \langle \delta \mathbf{r}^T \delta \mathbf{r} \rangle$ – корреляционная матрица ошибок оценки МП; $\mathbf{C}_R = \langle \delta \mathbf{R} \delta \mathbf{R}^T \rangle$ – корреляционная матрица ошибок оценки псевдодальностей. Тогда

$$\mathbf{C} = (\mathbf{A} \mathbf{A}^T)^{-1} \mathbf{A} \mathbf{C}_R \mathbf{A}^T (\mathbf{A} \mathbf{A}^T)^{-1}.$$

Если считать ошибки измерения псевдодальностей статистически независимыми и одинаково распределенными случайными величинами, т. е. $\mathbf{C}_R = (\sigma_R^2 + c^2 \sigma_\tau^2) \mathbf{I}$, где $\mathbf{I}$ – единичная матрица; σ_R^2 и σ_τ^2 – дисперсии ошибок оценивания дальностей и часов РНТ соответственно, окончательно получим следующее уравнение для корреляционной матрицы ошибок оценки МП объекта:

$$\mathbf{C} = (\sigma_R^2 + c^2 \sigma_\tau^2) (\mathbf{A} \mathbf{A}^T)^{-1}. \quad (4)$$

Поскольку для вывода (4) использовался метод малого параметра, то, как показано в [7], полученное выражение является нижней границей Крамера–Рао для корреляционной матрицы ошибок.

Алгоритм Банкрофта оценки МП объекта. Перепишем систему уравнений (1) в виде

$$\|\mathbf{r} - \mathbf{p}_j\| + b = \tilde{R}_j; j = 1, \dots, J, \quad (5)$$

где $b = r + c\tau$ – независимый от номера j скалярный параметр; $\tilde{R}_j = \hat{R}_j - c\tau_{\text{отв}}$ – скорректированная относительно времени задержки ответного сигнала псевдодальность. Можно считать, что в системе (5) неизвестными являются радиус-вектор МП объекта $\mathbf{r} = \{x, y, z\}$ и параметр b . Включение параметра b в число неизвестных формально основывается на том, что ни длина вектора $\mathbf{r}$, ни разность хода часов τ не зависят от номера j и являются общими для всех уравнений системы (5). Более того, можно утверждать, что на основании системы (1) невозможно отдельно оценить r и τ . Этот принципиальный вывод будет в дальнейшем использован при анализе точности алгоритма Банкрофта.

Перенеся b в левую часть уравнений (5) и возведя в квадрат обе части, систему можно представить в виде

$$2(\mathbf{p}_j, \mathbf{r}) - 2\tilde{R}_j b = (\|\mathbf{r}\|^2 - b^2) + (\|\mathbf{p}_j\|^2 - \tilde{R}_j^2), \quad (6)$$

$$j = 1, \dots, J.$$

Введем следующие векторы и матрицы:

$$\mathbf{z} = \begin{pmatrix} \mathbf{r} \\ ib \end{pmatrix}; \mathbf{r}_j = \begin{pmatrix} \mathbf{p}_j \\ i\tilde{R}_j \end{pmatrix}; \mathbf{B}^T = (\mathbf{r}_1 | \dots | \mathbf{r}_J); \lambda = \frac{1}{2}(\mathbf{z}, \mathbf{z});$$

$$\mathbf{b} = \frac{1}{2}((\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_1) | \dots | (\mathbf{r}_J, \mathbf{r}_J))^T; \mathbf{e} = (1, \dots, 1)^T$$

и перепишем (6) в матричном виде:

$$\mathbf{B} \mathbf{z} = \lambda \mathbf{e} + \mathbf{b}. \quad (7)$$

Заметим, что $(\mathbf{z}, \mathbf{z}) = \|\mathbf{r}\|^2 - b^2$ и $(\mathbf{r}_j, \mathbf{r}_j) = \|\mathbf{p}_j\|^2 - \tilde{R}_j^2$ – скалярное произведение Лоренца [3], которое для двух действительных векторов $\mathbf{u} = (u_x, u_y, u_z, ct_u)^T$ и $\mathbf{v} = (v_x, v_y, v_z, ct_v)^T$ равно $\langle \mathbf{u}, \mathbf{v} \rangle = u_x v_x + u_y v_y + u_z v_z - c^2 t_u t_v$. Это обстоятельство позволяет избавиться при реализации алгоритма от вычислений с комплексными чис-

лами. Отказ от использования комплексных чисел становится возможен при следующих заменах векторов $\mathbf{z} = \begin{pmatrix} \mathbf{r} \\ b \end{pmatrix}$, $\mathbf{r}_j = \begin{pmatrix} \mathbf{p}_j \\ R_j \end{pmatrix}$ и обычного скалярного произведения $(\cdot, \cdot)$ на скалярное произведение Лоренца $\langle \cdot, \cdot \rangle$.

Уравнение (7) связывает неизвестный вектор $\mathbf{z}$ и величину $(\mathbf{z}, \mathbf{z}) = 2\lambda$. В то же время параметр $\lambda = \frac{1}{2}(\mathbf{z}, \mathbf{z})$ – скаляр. Поэтому вектор $\mathbf{z}$ является суммой двух векторов:

$$\mathbf{z} = \lambda \mathbf{B}^\# \mathbf{e} + \mathbf{B}^\# \mathbf{b} = \lambda \mathbf{c} + \mathbf{d}, \quad (8)$$

где $\mathbf{c} = \mathbf{B}^\# \mathbf{e}$ и $\mathbf{d} = \mathbf{B}^\# \mathbf{b}$ – векторы; $\mathbf{B}^\# = (\mathbf{B}^T \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^T$ – левая псевдообратная матрица матрицы $\mathbf{B}$. Учитывая, что $(\mathbf{z}, \mathbf{z}) = 2\lambda$, из (8) получим следующее квадратное уравнение для λ :

$$(\mathbf{c}, \mathbf{c})\lambda^2 + 2[(\mathbf{c}, \mathbf{d}) - 1]\lambda + (\mathbf{d}, \mathbf{d}) = 0,$$

которое имеет два решения

$$\lambda_{1,2} = -\frac{[(\mathbf{c}, \mathbf{d}) - 1]}{(\mathbf{c}, \mathbf{c})} \pm \frac{\sqrt{[(\mathbf{c}, \mathbf{d}) - 1]^2 - (\mathbf{c}, \mathbf{c})(\mathbf{d}, \mathbf{d})}}{(\mathbf{c}, \mathbf{c})}. \quad (9)$$

Один из корней (9) соответствует истинному решению системы, другой – ложному. Выбор корня, соответствующего истинному решению, можно осуществить на основании обратной подстановки λ_1 и λ_2 в систему (7). Таким образом, задача по определению МП объекта решена. Данный алгоритм решения был впервые предложен С. Банкрофтом для оценки МП объектов в спутниковых навигационных системах. Алгоритм очень прост для реализации, так как требует вычисления обратной матрицы для матрицы размера 4×4 .

Оценим точностные характеристики алгоритма и сравним их с потенциально достижимой точностью, которая была определена ранее. Прodelать эти вычисления аналитически вряд ли возможно, поэтому воспользуемся методом математического моделирования. В ходе работы над статьей был сделан следующий машинный эксперимент. Десять ($J = 10$) РНТ случайным образом располагались на окружности диаметром 10 км. В центре окружности помещалась базовая станция. Объект также случайным образом размещался внутри окружности. Расстояния измерялись с ошибками, статистические характеристики которых соответ-

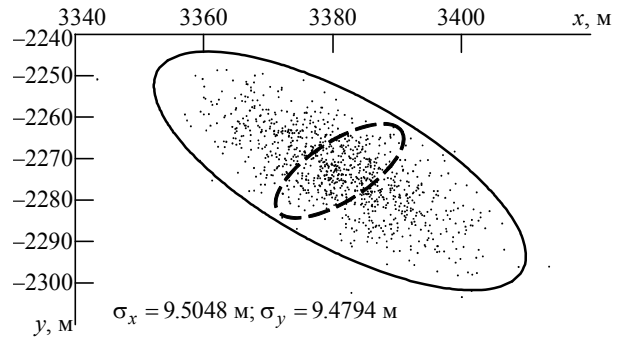


Рис. 2

ствовали $\sigma_R = 10$ м и $\sigma_\tau = 5$ нс. Результаты оценки МП по $K = 1000$ испытаний приведены на рис. 2. Здесь же сплошной линией представлен эллипс ошибок, построенный по результатам оценки корреляционной матрицы ошибок и соответствующий вероятности попадания отметки объекта внутрь эллипса $P = 0.99$. Штриховой кривой соответствует такой же эллипс для потенциальной точности оценки, построенный на основании (4).

Представленные на рисунке результаты свидетельствуют о том, что в целом алгоритм Банкрофта позволяет решить задачу оценки МП объекта. Однако точность оценки значительно ниже потенциально достижимой. Причиной этого может служить упомянутая ранее невозможность раздельно использовать при оценивании информацию, содержащуюся в длине вектора $\mathbf{r}$ и разности хода часов τ . Вследствие чего информация о МП объекта, содержащаяся в $\mathbf{r}$, теряется.

Модификация алгоритма Банкрофта. Несмотря на сравнительно большую ошибку, алгоритм Банкрофта может быть использован для грубого оценивания МП объекта. Для уточнения оценки можно использовать метод малого параметра (метод возмущений). Этим малым параметром будет оценка вектора ошибки $\delta \mathbf{r}$. В этом и состоит смысл предлагаемой модификации.

Вернемся к системе уравнений (2), которую удобно переписать в виде

$$(\mathbf{h}_j, \delta \mathbf{r}) = \Delta \tilde{R}_j; j = 1, \dots, J,$$

где $\mathbf{h}_j = \hat{\mathbf{r}} + \hat{\mathbf{q}}_j$ – вектор и $\Delta \tilde{R}_j$ – оценка ошибки измерения псевдодальности. Орты $\hat{\mathbf{r}}$, $\hat{\mathbf{q}}_j$ и ошибки $\Delta \tilde{R}_j$ можно оценить, используя оценки $\|\tilde{\mathbf{r}}_B\|$ и $\tilde{\tau}_B$, полученные методом Банкрофта:

$$\hat{\mathbf{r}} = \tilde{\mathbf{r}}_B / \|\tilde{\mathbf{r}}_B\|;$$

$$\hat{\mathbf{q}}_j = (\tilde{\mathbf{r}}_B - \mathbf{p}_j) / \|\tilde{\mathbf{r}}_B - \mathbf{p}_j\|; j = 1, \dots, J;$$

$$\Delta \tilde{R}_j = \hat{R}_j - R_{Bj}; j = 1, \dots, J.$$

где $R_{Bj} = c(\tau_B + \tau_{отв}) + \tilde{r}_B + \tilde{q}_{Bj}$, $\tilde{r}_B = \|\tilde{\mathbf{r}}_B\|$, $\tilde{q}_{Bj} = \|\tilde{\mathbf{r}}_B - \mathbf{p}_j\|$. Тогда методом наименьших квадратов можно получить следующую оценку вектора:

$$\delta \tilde{\mathbf{r}} = \mathbf{H}^\# \Delta \tilde{\mathbf{R}},$$

где $\mathbf{H}^\# = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T$ – левая псевдообратная матрица матрицы $\mathbf{H}$. Окончательное решение получается суммированием:

$$\tilde{\mathbf{r}} = \tilde{\mathbf{r}}_B + \delta \tilde{\mathbf{r}}.$$

На рис. 3 приведены результаты математического эксперимента с использованием рассмотренной модификации. Условия проведения эксперимента полностью повторяли те, что были при машинном эксперименте, который был рассмотрен ранее. Эллипс ошибок, построенный пунктирной линией по результатам оценки корреляционной матрицы ошибок, практически совпал на рисунке с эллипсом для потенциальной точности (штриховая линия). Таким образом, рисунок доказывает правомерность предлагаемой модификации: результаты отдельных оценок оказались в эллипсе ошибок, который соответствует потенциально достижимой точности оценки МП объекта. Цена, которую приходится платить за модификацию алгоритма Банкрофта, невелика. Усложнение заключается в необходимости вычислять псевдообратную матрицу $\mathbf{H}^\#$. Учитывая, что основной операцией при этом является обращение матрицы $\mathbf{H}^T \mathbf{H}$, размер которой 3×3 , вычислительные затраты при модификации возрастают незначительно. В то же время среднеквадратическое отклоне-

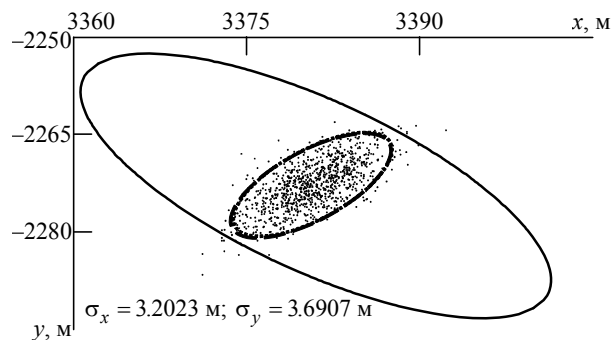


Рис. 3

ние (СКО) оценок уменьшается по сравнению с оценками по методу Банкрофта в 2.5–3 раза. Так, в рассмотренном машинном эксперименте СКО ошибок с величин $\sigma_x \approx \sigma_y \approx 9.5$ м уменьшилось до значений $\sigma_x \approx 3.3$ м, $\sigma_y \approx 3.7$ м.

Выводы. В системах мультilaterации для оценки МП объектов часто используется алгоритм Банкрофта, позволяющий прямым способом получить оценку МП и не требующий значительных вычислительных затрат. Это выгодно отличает его от алгоритмов, работающих на основе решения оптимизационных задач. Однако, как показывают результаты математического моделирования, точность получаемых с помощью алгоритма оценок может быть в несколько раз ниже, чем потенциально достижимая. В статье предлагается способ модификации алгоритма Банкрофта, который состоит в уточнении оценок Банкрофта путем применения метода малых возмущений. В статье показано, что использование предлагаемой модификации позволяет в 2.5–3 раза увеличить точность оценок МП объекта и сделать ее равной потенциально достижимой. При этом сложность модифицированного алгоритма возрастает незначительно.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. URL: <https://en.wikipedia.org/wiki/Trilateration> (дата обращения: 01.02.2018).
2. Multilateration (MLAT) Concept of Use. ICAO Asia and Pacific Office, Sept. 2007. URL: https://www.icao.int/APAC/Documents/edocs/mlat_concept.pdf (дата обращения: 01.02.2018).
3. Bancroft S. An Algebraic Solution of the GPS Equations // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 1985. Vol. AES-21, № 1. P. 56–59.
4. Bakhoun E. G. Closed-Form Solution of Hyperbolic Geolocation Equations // IEEE Trans. on Aerospace and Electronics Systems. 2006. Vol. AES-42, № 4. P. 1396–1404.
5. Localization Algorithms for Multilateration (MLAT) Systems in Airport Surface Surveillance / I. A. Mantilla-Gaviria, M. Leonardi, G. Galati, J. V. Balbastre-Tejedor // Signal, Image and Video Processing. 2015. Vol. 9, № 7. P. 1549–1558.
6. Leonardi M., Mathias A., Galati G. Two Efficient Localization Algorithms for Multilateration. International Journal of Microwave and Wireless Technologies. 2009. Vol. 1, № 3. P. 223–229.
7. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 320 с.

Статья поступила в редакцию 15 ноября 2017 г.

Монаков Андрей Алексеевич – доктор технических наук (2000), профессор (2005) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Почетный машиностроитель РФ (2005), почетный работник высшего профессионального образования РФ (2006). Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация протяженных целей; цифровая обработка сигналов; исследование природных сред радиотехническими методами; вопросы управления воздушным движением.
E-mail: a_monakov@mail.ru

REFERENCES

1. Available at: <https://en.wikipedia.org/wiki/Trilateration> (accessed: 01.02.2018).
2. Multilateration (MLAT) Concept of Use. ICAO Asia and Pacific Office, September 2007. Available at: https://www.icao.int/APAC/Documents/edocs/mlat_concept.pdf (accessed: 01.02.2018).
3. Bancroft S. An Algebraic Solution of the GPS Equations. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 1985, vol. AES-21, no. 1, pp. 56–59.
4. Bakhoun E. G. Closed-Form Solution of Hyperbolic Geolocation Equations. IEEE Trans. on Aerospace and Electronics Systems. 2006, vol. AES-42, no. 4, pp. 1396–1404.
5. Mantilla-Gaviria I. A., Leonardi M., Galati G., Balbastre-Tejedor J. V. Localization Algorithms for Multilateration (MLAT) Systems in Airport Surface Surveillance. Signal, Image and Video Processing. 2015, vol. 9, no. 7, pp. 1549–1558.
6. Leonardi M., Mathias A., Galati G. Two Efficient Localization Algorithms for Multilateration. International Journal of Microwave and Wireless Technologies. 2009, vol. 1, no. 3, pp. 223–229.
7. Tikhonov V. K. *Optimal'nyi priem signalov* [Optimal Signal Reception]. Moscow, *Radio i Svyaz'*, 1983, 320 p. (in Russian)

Received October, 17, 2017

Andrej A. Monakov – D.Sc. in Engineering (2000), Professor (2005) of the Department of Radio Engineering Systems of Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation (Saint Petersburg). Honored Mechanical Engineer of the Russian Federation (2005), Honored Worker of Higher Professional Education of the Russian Federation (2006). The author of more than 150 scientific publications. Area of expertise: long-range radar, digital signal processing, research of natural environments by radio engineering methods, issues of air traffic control.
E-mail: a_monakov@mail.ru



УДК 538.951

Н. В. Мухин, Д. Н. Редька, С. А. Тарасов
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)
ул. Профессора Попова, д. 5, Санкт-Петербург, Россия, 197376

А. Ю. Осеев
Магдебургский университет Отто фон Герике, Германия
2, Universitätsplatz, Magdeburg, Deutschland, 39106

З. Хирш
Бранденбургский университет прикладных наук, Германия
50, Magdeburger Str., Brandenburg an der Havel, Deutschland, 14770

Двумерная периодическая композитная структура для акустического датчика объемных свойств жидкости¹

Аннотация. Описывается композитная структура, представляющая собой стальную матрицу с периодической двумерной системой цилиндрических отверстий, заполненных углеводородной смесью. Изучены упругие колебания такой периодической структуры для применения в акустических датчиках жидкого топлива. Теоретические исследования композитной структуры показали возможность возбуждать в ней аксиально-симметричные и крутильные резонансные моды в частотном диапазоне с высоким коэффициентом отражения структуры, которые проявляются как окна с узкой полосой пропускания. Экспериментальные исследования подтвердили существование таких резонансных частот с характерными структурами акустических волн, причем аксиально-симметричная резонансная мода оказалась более выраженной. Измерения различных смесей бензина и этанола показывают, что датчик имеет значительную чувствительность для различения обычных видов топлива, смесей на основе бензина и присутствия добавок в стандартных видах топлива.

Ключевые слова: периодические композитные структуры, фоновые кристаллы, структурный резонанс, датчик состава жидкости

Для цитирования: Двумерная периодическая композитная структура для акустического датчика объемных свойств жидкости / Н. В. Мухин, Д. Н. Редька, С. А. Тарасов, А. Ю. Осеев, З. Хирш // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 1. С. 56–63.

N. V. Mukhin, D. N. Redka, S. A. Tarasov
Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI"
5, Professor Popov Str, 197376, St. Petersburg, Russia

A. Yu. Oseev
Otto von Guericke University Magdeburg
2, Universitätsplatz, Magdeburg, Deutschland, 39106

S. Hirsch
Brandenburg University of Applied Sciences, Germany
50, Magdeburger Str., Brandenburg an der Havel, Deutschland, 14770

Two-Dimensional Periodic Composite Structure for Acoustic Sensor of Volumetric Properties of Liquids

Abstract. The object of the study is acoustic metamaterial, which is a steel matrix with a periodic two-dimensional system of cylindrical cavities filled with hydrocarbon mixture. The induced resonances of fluid in cylindrical cavities of the periodic structure are studied for application in liquid fuel sensors. Theoretical studies of the structure show the possibility of

¹ Работа выполнена в рамках программы "Михаил Ломоносов" (проект № 3.10001.2017/DAAD).

exciting axisymmetric and spinning resonance modes in it in the frequency range with a high reflection coefficient of the structure, which manifest themselves as windows with a narrow bandwidth. Experimental studies confirm the existence of such resonances, and the asymmetric resonance mode is more evident. Measurements of various mixtures of gasoline and ethanol show that the sensor has significant sensitivity for distinguishing between conventional fuels, gasoline-based mixtures and the presence of additives in standard fuels.

Key words: periodic composite structures, phononic crystals, structural resonance, liquid composition sensor.

For citation: Mukhin N. V., Redka D. N., Tarasov S. A., Oseev Yu., Hirsch S. A. Two-Dimensional Periodic Composite Structure for Acoustic Sensor of Volumetric Properties of Liquids. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2018, no. 1, pp. 56–63. (In Russian)

Введение. Разработка структурно-организованных сред, представляющих собой периодические композиты из двух материалов с достаточным акустическим контрастом, позволяет создавать композитные материалы с искусственными акустическими свойствами, зависящими не только от свойств составляющих композит веществ, но и от геометрии, симметрии и периодичности структур [1], [2]. Такие материалы называют фононными кристаллами.

Распространение через такие структуры акустических волн характеризуется наличием диапазонов частот (так называемых запрещенных зон), в пределах которых звук не может распространяться через структуру, так как происходит почти полное отражение или рассеяние падающих акустических волн. Поскольку наряду с другими параметрами акустические свойства композитной структуры зависят от свойств материалов, составляющих композит, их изменение вызывает изменение реакции структуры на воздействие акустических волн. Эта особенность позволяет применять периодические композитные системы "твердое тело – жидкость" при создании акустических датчиков детектирования объемных свойств жидкости, принципы которых демонстрировались в нескольких предыдущих работах [3]–[5]. Как было показано ранее, управлять положением изолированных узких полос пропускания на шкале частот удобнее, чем смещением положения краев запрещенной зоны. По этой причине идея датчиков на основе акустических периодических композитных систем была основана на получении изолированных максимумов или минимумов на частотных зависимостях коэффициентов пропускания или отражения, которые соответствуют материальным свойствам жидкого компонента. В отличие от хорошо разработанных микроакустических сенсоров жидкостей подход к устройству датчика на основе периодических композитных структур "твердое тело – жидкость" позволяет определять скорость звука в жидком анализируемом веществе.

Подобно ультразвуковому методу, используемому в датчике скорости, датчики на основе фононных кристаллов позволяют оценивать термодинамические свойства жидкости, анализируя скорость звука в определенном диапазоне давлений. Межмолекулярные взаимодействия отражаются в изменении сжимаемости жидкости, которое может быть обнаружено при зондировании анализируемой жидкости методами ультразвуковой велосимметрии. Предложенный в настоящей статье подход позволяет сохранить преимущества методов велосимметрии и в то же время применить принцип измерения, основанный на управлении структурными резонансами, подобно микроакустическим сенсорным устройствам [6]. В некоторых из предыдущих работ авторов статьи уже демонстрировались дизайны датчиков на основе фононного кристалла, где была показана прямая корреляция реакции периодической структуры с объемными свойствами анализируемой жидкости (точнее, скоростью звука в ней) [7], [8].

В зависимости от области применения можно подчеркнуть некоторые преимущества сенсорного устройства на основе фононного кристалла. В [9], [10] показано, что применение периодических структур для детектирования свойств углеводородных смесей имеет преимущества в нескольких аспектах. Установлено, что скорость звука в образцах смесей зависит от их состава, а различие в скоростях звука между различными смесями является достаточно большим для обнаружения.

Одной из наиболее полезных особенностей концепции датчика, основанной на фононных структурах, является возможность отделять электрическую измерительную цепь от анализируемой жидкости. В связи с тем, что зондирование проводится с помощью внешних пьезоэлектрических преобразователей, анализируемая жидкость только акустически связана с внешней измерительной цепью, которая обеспечивает безопасную работу схемы измерения в аварийном случае. По сравнению с методами спектроскопии импеданса, когда анализируемая жидкость является частью электрической цепи [11], [12], система развязан-

ных датчиков, основанная на периодических структурах, позволяет минимизировать риск взрыва, а также применять такие датчики для линейного анализа непосредственно как интегрированная часть трубопроводов. Анализ нефтепродуктов на разных этапах производства и транспортировки – широкая инженерная область, в рамках которой по-прежнему приходится решать различные задачи, например безопасного контроля свойств топлива с помощью неинвазивных поточных методов. Разработка встроенных аналитических систем связана с прямым контролем над взрывоопасными и воспламеняющимися потоками, что значительно сужает число применимых подходов.

Целью работы, описываемой в настоящей статье, являлось исследование возможностей использования акустических периодических структур в датчиках объемных свойств жидкости.

Теория. Объектом исследования в описываемой работе является фоновый кристалл "твердое тело – жидкость", представляющий собой стальную матрицу с периодической структурой отверстий цилиндрической формы, заполненных анализируемой жидкостью. Теоретическая часть работы связана с изучением акустических резонансов в жидкости в отверстиях периодической композитной структуры. Анализ спектров пропускания периодических композитных структур проводился на основе численного моделирования с использованием программного обеспечения COMSOL Multiphysics [13].

Распространение акустических волн в упругой среде определяется уравнением

$$\rho \frac{\partial^2 u_i(\mathbf{r}, t)}{\partial t^2} = \sum_{j,m,n} \frac{d}{dx_i} \left[C_{ijmn} \frac{\partial^2 u_n(\mathbf{r}, t)}{\partial x_m^2} \right],$$

где ρ – плотность; $u_i(\mathbf{r}, t)$ – компоненты поля упругого смещения; $\mathbf{r} = (x, y, z)$ – вектор координаты; t – время; C_{ijmn} – компоненты тензора упругости.

Учитывая, что композит представляет собой периодическую структуру, для нахождения собственных резонансных решений использовали теорему Блоха, согласно которой вектор смещения может быть представлен в виде произведения распространяющейся волны и периодической функции фонового кристалла:

$$\mathbf{u}(\mathbf{r}, \mathbf{k}) = \mathbf{u}_k(\mathbf{r}) \exp(-i\mathbf{k}\mathbf{r}),$$

где $\mathbf{u}_k(\mathbf{r})$ – периодическая функция $\mathbf{r}$; $\mathbf{k}$ – волновой вектор.

Пропускание структуры на определенных частотах в пределах запрещенной зоны связано с резонансами давления жидкости в цилиндрических отверстиях. Изменения давления можно описать в виде волнового уравнения для заданных граничных условий. Резонансные режимы могут быть найдены решением задачи поиска собственных частот для акустических мод в цилиндрическом отверстии. Основным уравнением для волны давления с гармоническими решениями является уравнение Гельмгольца, которое в цилиндрической системе координат может быть представлено следующим образом:

$$\left(\frac{d^2}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d}{dr} + \frac{1}{r^2} \frac{d^2}{d\theta^2} + \frac{d^2}{dz^2} + k_h^2 \right) p_h(r, \theta, z) = 0,$$

где k_h – волновое число распределения h -мод; p_h – давление. Решения для распределения давления на любой заданной акустической резонансной частоте внутри цилиндрической полости могут быть получены объединением решений для полярного угла θ , радиального вектора r и распределения акустического давления по оси z . Более подробное аналитическое описание резонансных мод давления в цилиндрических резонаторах содержится в [14].

Условия на границах раздела "твердое тело – жидкость" имеют следующий вид:

$$\mathbf{F} = -\mathbf{n}_s p,$$

где $\mathbf{F}$ – сила нагрузки, приходящаяся на единицу площади стенки цилиндра; $\mathbf{n}_s$ – вектор нормали, направленный из твердого тела. При этом должно соблюдаться равенство нормальных компонент вектора ускорения на границе раздела двух сред "твердое тело – жидкость":

$$(\mathbf{n}_f \cdot \mathbf{u}) \omega^2 = -\mathbf{n}_f \left(-\frac{1}{\rho} \nabla p + \mathbf{q} \right),$$

где $\mathbf{n}_f$ – вектор нормали, направленный из объема жидкости; $\mathbf{u}$ – вектор механического смещения в твердом теле; ω – круговая частота; ρ – плотность; $\mathbf{q}$ – вектор ускорения, сообщенный жидкости.

Для расчета структуры резонансных мод проведен анализ собственных частот периодической композитной структуры. Для определения частотной зависимости коэффициента пропускания на

одной стороне конечной структуры ставился источник продольных гармонических акустических волн, а на противоположной – вычислялся отклик.

Результаты моделирования. Результат моделирования прохождения акустических волн через периодическую структуру цилиндрических отверстий в стальной матрице приведен на рис. 1. Здесь представлены зависимости коэффициента пропускания T структуры, состоящей из восьми рядов пустых цилиндрических отверстий, от частоты акустических волн. Видно, что при пустых отверстиях (кривая 1) структура имеет полосу частот, в пределах которой пропускание ослаблено.

Преодоление данного ограничения периодической структуры осуществляется введением в цилиндрические отверстия жидкости с резонансными частотами в пределах диапазона частот, где структура имеет низкий коэффициент пропускания акустических волн. На рис. 1 кривая 2 представляет пропускания при заполнении отверстия жидкостью со скоростью распространения звука 1100 м/с, кривая 3 – жидкостью со скоростью 1110 м/с. Как видно, заполнение цилиндрических отверстий жидкостью открывает узкие полосы пропускания, соответствующие резонансным частотам цилиндров с жидкостью. Вариация скорости звука в жидкости вызывает сдвиг частот

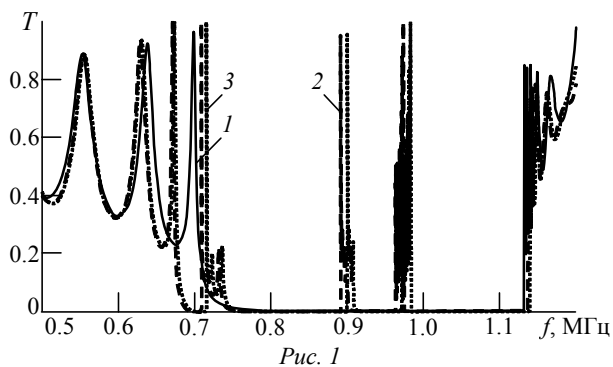


Рис. 1

резонансов, в то время как общая картина пропускания структуры остается почти неизменной.

Каждый из цилиндрических резонаторов с жидкостью окружен периодической структурой, которая обеспечивает высокий акустический контраст на границах резонатора. Как результат, может быть достигнута высокая добротность резонансных пиков. Ненулевые значения коэффициента пропускания структуры на этих частотах не приводят к значительному ослаблению сигнала на резонансных частотах цилиндрических отверстий, заполненных жидкостью.

Анализ распределения давления в жидкости на резонансных частотах в пределах полосы частот с низким коэффициентом пропускания периодической структуры показал возможность наблюдения нескольких резонансных мод (рис. 2): второй крутильной моды (а); второй аксиально-симметричной моды (б) и третьей крутильной моды (в). Эти резонансы открывают узкие полосы пропускания в амплитудно-частотной характеристике периодической композитной структуры, что позволяет использовать этот эффект для создания сенсорного устройства.

Экспериментальные результаты. Экспериментальная проверка сенсорного устройства на основе рассмотренной периодической композитной структуры "твердое тело – жидкость" проведена с образцами нефти различного состава. Бензин 63-80 и этанол 99.5% были предоставлены для исследований Carl Roth GmbH и Sigma-Aldrich Chemie GmbH. Образцы были приготовлены с объемной долей C этанола, равной 0, 5 и 10 %. Датчик был изготовлен в виде квадратной решетки цилиндрических отверстий диаметром 1.5 мм, расположенных с шагом 2.5 мм, выполненной на образце из нержавеющей стали толщиной 15 мм (рис. 3, а). Макет фоновой кристаллы, а

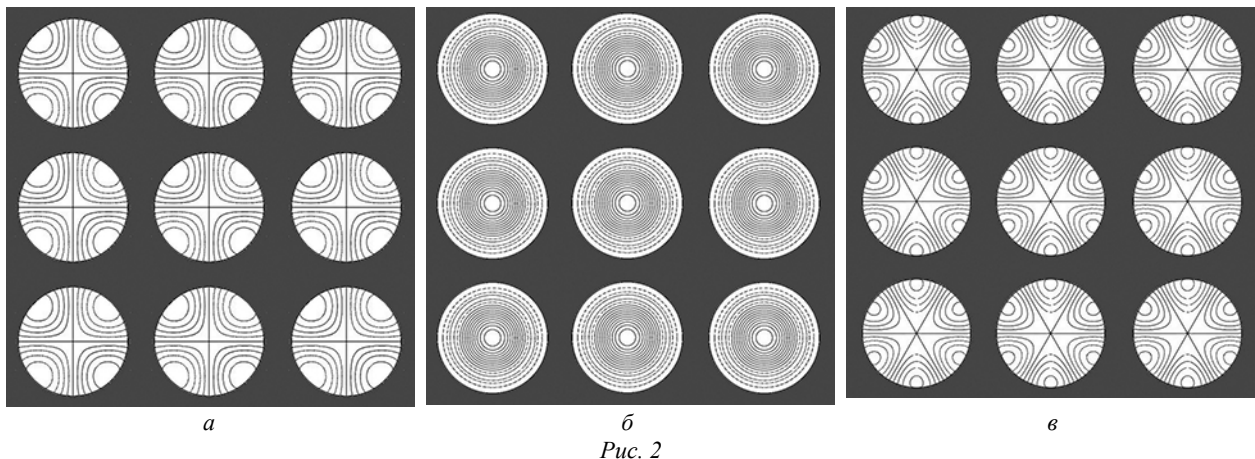
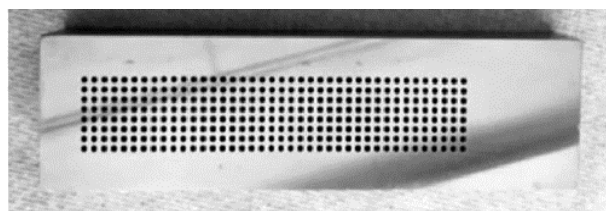
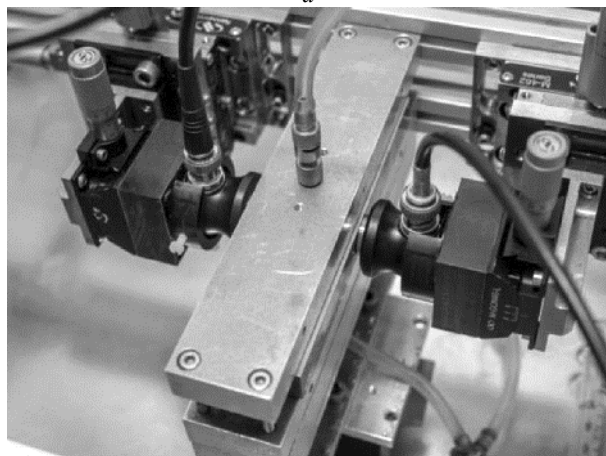


Рис. 2



a



б

Рис. 3

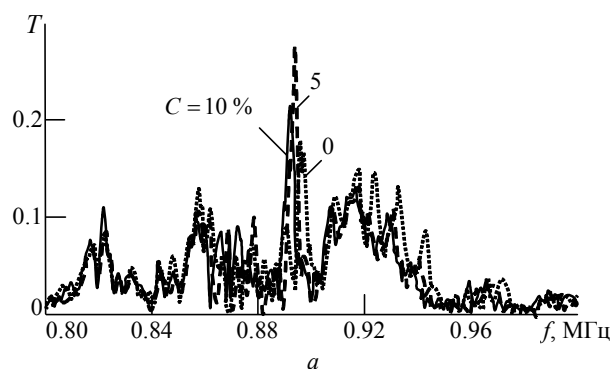
также параметры и размеры были определены в результате численных расчетов. Прочность конструкции датчика, его форма и примененные материалы определены с учетом требований при промышленном применении. По практическим соображениям параметры и размеры структуры датчика рассчитаны на работу с длиной волны, соответствующей частоте зондирования около 1 МГц, которая удовлетворяет большому разнообразию внешних ультразвуковых преобразователей. Экспериментальная установка, включающая сенсорную конструкцию, систему подвода жидкости и сопряженные внешние пьезоэлектрические преобразователи, показана на рис. 3, б. Сочетание датчика фонованного кристалла с внешней измерительной схемой выполнено акустически с использованием внешних ультразвуковых излучателей. Panametrics V103-RB зажимные контактные пьезоэлектрические преобразователи с центральной частотой 1 МГц были приведены в контакт с датчиком, использующим в качестве связующего агента глицерин (рис. 3, б).

Преобразователи возбуждают и получают продольные акустические волны перпендикулярно осям цилиндрических отверстий. Анализируемая жидкость заполняет отверстия. Схема измерения не включает в себя какие-либо согласующие устройства; следовательно, ультразвуковые преобразователи напрямую связаны коаксиальными кабелями с сетевым анализатором. Измере-

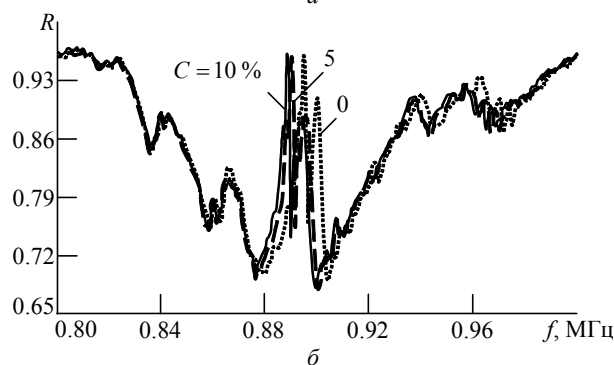
ния параметров периодической композитной структуры, заполненной анализируемым топливом, осуществлялись приборами Agilent4395A и Agilent 87511A (100 кГц...500 МГц). Данные о спектрах пропускания и отражения были получены из результатов измерения параметров структуры и преобразователей в контакте.

Частотные зависимости коэффициентов пропускания T и отражения R периодической композитной структуры для смесей бензина 63-80 с этанолом в объемных долях 0, 5 и 10 % показаны на рис. 4, а и б соответственно. Зависимость резонансной частоты от объемной доли этанола показана на рис. 4, в.

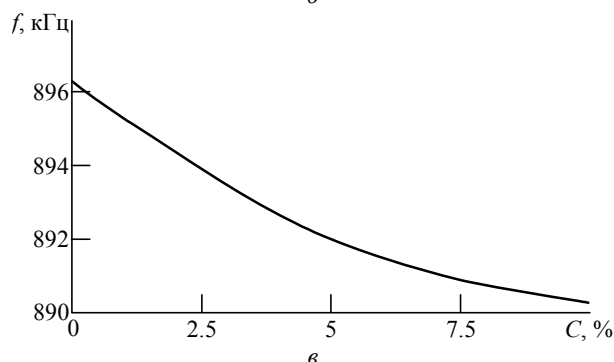
Экспериментальная проверка периодической структуры, заполненной жидкостью, выявила наиболее отчетливый структурный резонанс на частоте, соответствующей второй аксиально-симметричной моде. Крутильные моды значительно ослаблены по сравнению с этой модой и не раз-



a



б



в

Рис. 4

личаются. Причина высокого подавления крутильных мод объясняется относительно небольшой толщиной структуры (15 мм), которая искажает крутильные резонансные моды на открытых границах цилиндров.

Заключение. В настоящей статье представлены результаты изучения распространения упругих колебаний и резонансных частот для периодической композитной структуры "твердое тело – жидкость" с целью применения в датчиках жидкого топлива. Продемонстрированы теоретические результаты исследований двумерных периодических структур при проектировании акустических датчиков объемных свойств жидкостей на их основе. Сенсорное устройство состоит из системы периодически расположенных заполненных жидкостью цилиндрических отверстий в стальной матрице, которые, с одной стороны, служат рассеивающими центрами фоновых кристаллов, а с другой – пространственно распределенными резонаторами. Теоретические исследования структуры показали возможность воз-

буждать в ней аксиально-симметричные и крутильные резонансные моды в частотном диапазоне низких значений коэффициента пропускания структуры, которые проявляются как окна с узкой полосой пропускания. Экспериментальные исследования данной сенсорной системы подтвердили существование резонансов, соответствующих теоретическим прогнозам. Аксиально-симметричная мода была обнаружена экспериментально и оказалась более выраженной. Обнаружено, что крутильные резонансные моды сильно ослаблены из-за конечной толщины исследованной структуры. Измерения различных смесей бензина и этанола показывают, что датчик имеет значительную чувствительность для различения обычных видов топлива, смесей на основе бензина и присутствия добавок в стандартных видах топлива. Продемонстрированные теоретические и экспериментальные результаты могут быть ценными для нефтяной промышленности и других приложений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Acoustic Bandstructure of Periodic Elastic Composites / M. S. Kushwaha, P. Halevi, L. Dobrzynski, B. Djafari-Rouhani // *Phys. Rev. Lett.* 1993. Vol. 71, № 13. P. 2022–2025.
2. Sigalas M., Economou E. N. Band Structure of Elastic Waves in Two-Dimensional Systems // *Solid State Commun.* 1993. Vol. 86, iss. 3. P. 141–143.
3. Lucklum R., Li J. Phononic Crystals for Liquid Sensor Applications // *Meas. Sci. Technol.* 2009. Vol. 20, № 12. P. 124014.
4. Lucklum R., Ke M., Zubtsov M. Two-Dimensional Phononic Crystal Sensor Based on a Cavity Mode // *Sens. Actuators B.* 2012. Vol. 171. P. 271–277.
5. Lucklum R., Zubtsov M., Oseev A. Phononic Crystals – a New Platform for Chemical and Biochemical Sensors // *Anal. Bioanal. Chem.* 2013. Vol. 405, iss. 20. P. 6497–6509.
6. Microacoustic Sensors for Liquid Monitoring / F. Herrmann, B. Jakoby, J. Rabe, S. Büttgenbach // *Sens. Update.* 2001. Vol. 9, iss. 1, P. 105–160.
7. Phononic Crystal Sensor for Liquid Property Determination / A. Oseev, R. Lucklum, M. Ke, M. Zubtsov, R. Grundmann // *Smart Sensor Phenomena, Technology, Networks, and Systems Integration 2012*, 12–14 March 2012, San Diego, United States. *Proc. SPIE – Intern. Society for Optics and Photonics*, 2012. Vol. 8346. P. 834607.
8. Determining Liquid Properties by Extraordinary Acoustic Transmission Through Phononic Crystals / R. Lucklum, M. Zubtsov, M. Ke, A. Oseev, U. Hempel, B. Henning (Eds.) // *10th IEEE SENSORS Conf.*, 28–31 Oct. 2011, Limerick, Ireland. *Proc. of IEEE Sensors*. 2011. № 6126939. P. 1554–1557.
9. Oseev A., Zubtsov M., Lucklum R. Octane Number Determination of Gasoline with a Phononic Crystal Sensor // *Procedia Eng.* 2012. Vol. 47. P. 1382–1385.
10. Oseev A., Zubtsov M., Lucklum R. Gasoline Properties Determination with Phononic Crystal Cavity Sensor // *Sens. Actuators B.* 2013. Vol. 189. P. 208–212.
11. Two-Component Dielectric Dispersion Impedance Biosensor for In-Line Protein Monitoring / A. Oseev, M.-P. Schmidt, S. Hirsch, A. Brose, B. Schmidt // *Sens. Actuators B.* 2017. Vol. 239. P. 1213–1220.
12. Flexible Free-Standing SU-8 Microfluidic Impedance Spectroscopy Sensor for 3-D Molded Interconnect Devices Application / M.-P. Schmidt, A. Oseev, C. Engel, A. Brose, B. Schmidt, S. Hirsch // *J. Sens. Sens. Syst.* 2016. Vol. 5. P. 55–61.
13. URL: <https://www.comsol.com/comsol-multiphysics> (дата обращения: 20.02.2018).
14. Rona A. The Acoustic Resonance of Rectangular and Cylindrical Cavities // *J. Algorithms Comput. Technol.* 2007. Vol. 1, iss. 3. P. 329–356.

Статья поступила в редакцию 20 ноября 2017 г.

Мухин Николай Вячеславович – кандидат технических наук (2013), доцент (2017) кафедры квантовой электроники и оптико-электронных приборов Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 50 научных публикаций. Сфера научных

интересов – исследование физико-химических и фотоэлектрических свойств тонкопленочных гетерофазных систем "сегнетоэлектрик – полупроводник"; разработка фотонных и фононных метаматериалов.

E-mail: muhin_nv_leti@mail.ru

Редька Дмитрий Николаевич – кандидат технических наук (2016), ассистент кафедры квантовой электроники и оптико-электронных приборов Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 20 научных публикаций. Сфера научных интересов – материалы для солнечной энергетики; лазерная техника и технологии.

E-mail: rd89@bk.ru

Тарасов Сергей Анатольевич – доктор технических наук (2016), заведующий кафедрой квантовой электроники и оптико-электронных приборов Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 91 научной публикации. Сфера научных интересов – органическая фотоника; светодиодные технологии; фотоэлектроника; приборы оптоэлектроники на основе квантово-размерных наноструктур.

E-mail: SATarasov@mail.ru

Осеев Александр Юрьевич – Ph.D. (2017, Институт микро- и сенсорных систем Магдебургского университета Отто фон Герике, Германия), научный сотрудник данного университета. Автор 24 научных публикаций. Сфера научных интересов – жидкостные датчики, в частности, датчики на основе фононного кристалла; микроакустические датчики; микрофлюидные сенсорные системы; разработка новых концепций микрофлюидных датчиков Lab-on-a-Chip для миниатюрных биомедицинских и промышленных применений.

E-mail: alexandr.oseev@gmail.com

Зерен Хирш – Ph.D. (2006), профессор Бранденбургского университета прикладных наук, Германия. Автор 68 научных публикаций. Сфера научных интересов – кремниевые микросистемы и новые технологии корпусирования.

E-mail: soeren.hirsch@fh-brandenburg.de

REFERENCES

1. Kushwaha M. S., Halevi P., Dobrzynski L., Djafari-Rouhani B. Acoustic Bandstructure of Periodic Elastic Composites. *Phys. Rev. Lett.* 1993. Vol. 71, no. 13. P. 2022–2025.
2. Sigalas M., Economou E. N. Band Structure of Elastic Waves in Two-Dimensional Systems. *Solid State Commun.* 1993, vol. 86, no. 3, pp. 141–143.
3. Lucklum R., Li J. Phononic Crystals for Liquid Sensor Applications. *Meas. Sci. Technol.* 2009, 20 (12), p. 124014.
4. Lucklum R., Ke M., Zubtsov M. Two-Dimensional Phononic Crystal Sensor Based on a Cavity Mode. *Sens. Actuators B.* 2012, vol. 171, pp. 271–277.
5. Lucklum R., Zubtsov M., Oseev A. Phoxonic Crystals—a New Platform for Chemical and Biochemical Sensors. *Anal. Bioanal. Chem.* 2013, vol. 405, no. 20, pp. 6497–6509.
6. Herrmann F., Jakoby B., Rabe J., Büttgenbach S. Microacoustic Sensors for Liquid Monitoring. *Sens. Update.* 2001, vol. 9, no. 1, pp. 105–160.
7. Oseev A., Lucklum R., Ke M., Zubtsov M., Grundmann R. Phononic Crystal Sensor for Liquid Property Determination. *Smart Sensor Phenomena, Technology, Networks, and Systems Integration* 2012, 12–14 March 2012, San Diego, United States. *Proc. SPIE – International Society for Optics and Photonics.* 2012, vol. 8346, p. 834607
8. Lucklum R., Zubtsov M., Ke M., Oseev A., Hempel U., Henning B. Determining Liquid Properties by Extraordinary Acoustic Transmission Through Phononic Crystals. 10th IEEE SENSORS Conference, 28–31 Oct. 2011, Limerick, Ireland. *Proc. of IEEE Sensors.* 2011, no. 6126939, pp. 1554–1557.
9. A. Oseev, M. Zubtsov, R. Lucklum. Octane Number Determination of Gasoline with a Phononic Crystal Sensor. *Procedia Eng.* 2012, vol. 47, p. 1382–1385.
10. Oseev A., Zubtsov M., Lucklum R.. Gasoline Properties Determination with Phononic Crystal Cavity Sensor. *Sens. Actuators B.* 2013, vol. 189, p. 208–212.
11. Oseev A., Schmidt M.-P., Hirsch S., Brose A., Schmidt B. Two-Component Dielectric Dispersion Impedance Bio-sensor for In-Line Protein Monitoring. *Sens. Actuators B.* 2017, vol. 239, pp. 1213–1220.
12. Schmidt M.-P., Oseev A., Engel C., Brose A., Schmidt B., Hirsch S. Flexible Free-Standing SU-8 Microfluidic Impedance Spectroscopy Sensor for 3-Dmolded Interconnect Devices Application. *J. Sens. Sens. Syst.* 2016, vol. 5, p. 55–61.
13. Available at: <https://www.comsol.com/comsol-multiphysics> (accessed: 20.02.2018).
14. Rona A. The Acoustic Resonance of Rectangular and Cylindrical Cavities. *J. Algorithms Comput. Technol.,* 2007, vol. 1, no. 3, pp. 329–356.

Received November, 20, 2017

Nikolay V. Mukhin – Ph.D. in Engineering (2013), Associate Professor of the Department of Quantum Electronic and Optics Electronic Devices of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 50 scientific publications. Area of expertise: study of physicochemical and photoelectric properties of thin-film heterophase ferroelectric-semiconductor systems, development of photonic and phonon metamaterials.

E-mail: muhin_nv_leti@mail.ru

Dmitry N. Red'ka – Ph.D. in Engineering (2016), Assistant of the Department of Quantum Electronic and Optics Electronic Devices of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of more than 20 scientific publications. Area of expertise: materials for solar energy, laser technology.
E-mail: rd89@bk.ru

Sergey A. Tarasov – D.Sc. in Engineering (2016), Chief of the Department of Quantum Electronic and Optics Electronic Devices of Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI". The author of 91 scientific publications. Area of expertise: organic photonics, LED technology, photoelectronics, devices based on quantum-based optoelectronics nanostructures.
E-mail: SATarasov@mail.ru

Aleksandr Yu. Oseev – Ph.D. (2017), Researcher of the Department of Sensorics of Institute of Micro and Sensor Systems (IMOS), Otto von Guericke University Magdeburg, Germany. The author of 24 scientific publications. Area of expertise: fluidic sensors, more specifically, phononic crystal based sensors, microacoustic sensors, microfluidic sensor platforms, development of novel Lab-on-a-Chip microfluidic sensor concepts for miniaturised biomedical and industrial applications.
E-mail: alexandr.oseev@gmail.com

Soeren Hirsch – Ph.D. (2006), Professor of the University of Applied Science, Brandenburg. The author of 68 scientific publications. Area of expertise: silicon based microsystems and new packaging technologies.
E-mail: soeren.hirsch@fh-brandenburg.de



VII Всероссийская научно-техническая конференция "Электроника и микроэлектроника СВЧ"

Конференция проводится с 28 по 31 мая 2018 года в Санкт-Петербурге.

Научная программа предусматривает пленарные доклады (до 30 мин), секционные доклады (до 15 мин), оригинальные сообщения (до 12 мин) и стендовые доклады по следующим основным направлениям:

1. Физические явления и материалы СВЧ-электроники и микроэлектроники.
2. Пассивные элементы и устройства СВЧ-электроники и микроэлектроники.
3. Приборы твердотельной СВЧ-электроники и микроэлектроники.
4. Приборы вакуумной и плазменной СВЧ-электроники и микроэлектроники.
5. Антенны и фазированные антенные решетки.
6. Измерения на СВЧ и междисциплинарные исследования.
7. Радиофотоника.
8. Биомедицинские приложения СВЧ-электроники.

Организационный взнос для участников 4300 р. Участие студентов и аспирантов вузов – бесплатное.

Начало регистрации 15 января, окончание регистрации 30 апреля.

Регистрация проводится на сайте конференции.

Доклады, присланные для включения в сборник трудов конференции, будут проиндексированы Российским индексом научного цитирования (РИНЦ).

Организаторы конференции:

- Министерство образования и науки РФ;
- Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) (СПбГЭТУ "ЛЭТИ");
- ОАО «НПП "Исток" им. Шокина».

Генеральный спонсор: компания "Роде и Шварц".

Подробная информация на сайте конференции <http://mwelectronics.ru>

Рабочий язык конференции – русский.

Контакты:

Оргкомитет конференции

+7 (812) 234-99-83

2018@mwelectronics.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 – 3–10 слов и/или словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми; в конце списка точка не ставится.

Каждый элемент заглавия приводится с новой строки.

Основной текст

Шрифт "Times New Roman" 10.5 pt, выравнивание по ширине, абзацный отступ 0.6 см, межстрочный интервал "Множитель 1.1".

Используются постраничные подстрочные ссылки (шрифт "Times New Roman" 8 pt, выравнивание по ширине; межстрочный интервал "Одинарный"), имеющие сквозную нумерацию в пределах статьи.

Список литературы

1. Строка с текстом "Список литературы".
2. Собственно список литературы – библиографические описания источников, выполненные по ГОСТ 7.1–2008 "Библиографическое описание документа". Каждая ссылка с номером – в отдельном абзаце. В ссылках на материалы конференций обязательно указание даты и места их проведения; при ссылках на статьи в сборниках статей обязательно приводятся номера страниц, содержащих данный материал.

Ссылки на неопубликованные и нетиражированные работы не допускаются.

При ссылках на материалы, размещенные на электронных носителях, необходимо указывать электронный адрес до конкретного материала (т. е. включая сегмент, оканчивающийся расширением, соответствующим текстовому документу) и дату обращения к нему либо полный издательский номер CD или DVD. Редакция оставляет за собой право потребовать от автора замены ссылки, если на момент обработки статьи по указанному адресу материал будет отсутствовать.

При ссылках на переводную литературу необходимо отдельно привести ссылку на оригинал.

При ссылках на источники на русском языке необходимо дополнительно привести перевод ссылки на английский язык с указанием после ссылки "(in Russian)". Формат перевода должен соответствовать формату, принятому в журналах IEEE.

Элементы заглавия на английском языке

Элементы включают:

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 абзацного отступа после слова "где" приводятся все обозначения и через тире – их расшифровки; список должен быть составлен в порядке появления обозначений в формуле; в многострочных формулах вначале полностью описывается числитель, а затем – знаменатель; изменение индекса также считается введением нового обозначения, требующего новой расшифровки.

Если при расшифровке встречается обозначение, в свою очередь требующее формульной записи и расшифровки, то с ним поступают как с отдельной формулой, но расшифровку помещают в круглые скобки.

Верстка рисунков

Рисунки, представляющие собой графики, схемы и т. п., должны быть выполнены в графических векторных редакторах (встроенный редактор Microsoft Word, CorelDraw, Microsoft Visio и т. п.) в черно-белом виде. Использование точечных форматов (.bmp, .jpeg, .tiff, .html) допустимо только для рисунков, представление которых в векторных форматах невозможно (фотографии, копии экрана монитора и т. п.). Качество рисунков и фотографий должно быть не менее 300 dpi.

В поле рисунка должны размещаться только сам рисунок и его нумерационный заголовок.

Описание самого рисунка и введенных на нем обозначений следует приводить в основном тексте статьи.

Каждый рисунок вместе с заголовком должен помещаться в текстовое поле или в поле объекта (в терминах Microsoft Word).

Следует стремиться к горизонтальному размеру рисунка, равному 16.5 или 7.9 см (в первом случае рисунок будет заверстан вразрез текста, во втором – в оборку).

Буквенные обозначения фрагментов рисунка (шрифт "Times New Roman", курсив, 9 pt) ставятся под фрагментом перед нумерационным заголовком; в тексте ссылка на фрагмент ставится после нумерационного заголовка через запятую (например, рис. 1, 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, подындексы 5.5 pt.

Таблица состоит из нумерационного заголовка; головки (заголовочной части), включающей заголовки граф (объясняют значение данных в графах); боковика (первой слева графы) и прографки (остальных граф таблицы).

Нумерационный заголовок содержит слово "Таблица" и ее номер арабскими цифрами (без знака номера перед ними, без точки на конце; выравнивается по правому полю таблицы и выделяется светлым курсивом). Ссылка в тексте на таблицу дается аналогично ссылке на рисунок. Нумерация таблиц – сквозная в пределах статьи. Если таблица единственная, нумерационный заголовок не дается, а ссылка в тексте приводится по типу "см. таблицу".

Над продолжением таблицы на новой странице ставится заголовок "Продолжение табл. 5" (если таблица на данной странице не оканчивается) или "Окончание табл. 5" (если таблица на данной странице оканчивается). Если таблица продолжается на одной или на нескольких последующих страницах, то ее головка должна быть повторена на каждой странице.

Ни один элемент таблицы не должен оставаться пустым.

Заголовки пишут в именительном падеже единственного или множественного числа без произвольного сокращения слов (допустимы только общепринятые сокращения всех видов: графические сокращения, буквенные аббревиатуры и сложносокращенные слова). Множественное число ставится только тогда, когда среди текстовых показателей графы есть показатели, стоящие во множественном числе.

В одноярусной головке все заголовки пишутся с прописной буквы. В двух- и многоярусных головках заголовки верхнего яруса пишутся с прописной буквы; заголовки второго, третьего и т. д. ярусов – с пропис-

ной 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 нанoeлектроника.
- 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