

URAL RADIO ENGINEERING JOURNAL



ISSN 2588-0454

VOL. 2, № 1
2018



URAL JOURNAL
RADIO ENGINEERING

urj.urfu.ru

Ural Radio Engineering Journal

2018, vol. 2, № 1

Ural Radio Engineering Journal

2018, vol. 2, № 1
Scientific and Technical Journal

Established in 2017
Published four times a year

The articles appear in Russian and English

International journal
Issued in Russia

© Ural Federal University, 2018

Founded by Ural Federal University
named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira st., Ekaterinburg, 620002, Russia

Editor in Chief

Knyazev Sergey, Ekaterinburg, Russia

Editorial council

Abramov Igor, Minsk, Belarus

Akhmetov Bakytzhan, Almaty, Republic of Kazakhstan

Akulichhev Yuri, Tomsk, Russia

Darovskikh Stanislav, Chelyabinsk, Russia

Dorosinskij Leonid, Ekaterinburg, Russia

Gimpilevich Yurij, Sevastopol Russia

Gusevskij Vladlen, Moscow, Russia

Iseembergenov Nalik, Almaty, Republic of Kazakhstan

Ivanov Vyacheslav, Ekaterinburg, Russia

Klette Reinhard, Auckland, New Zealand

Noskov Vladislav, Ekaterinburg, Russia

Ochin Evgeny, Szczecin, Poland

Panchenko Boris, Ekaterinburg, Russia

Sazonov Vladimir, Moscow, Russia

Shabunin Sergey, Ekaterinburg, Russia

Vojtovich Nikolaj, Chelyabinsk, Russia

Уральский радиотехнический журнал

2018, том 2, № 1
Научно-технический журнал

Журнал основан в 2017 г.
Выходит четыре раза в год

Статьи приводятся на русском и английском

Международный журнал
Издается в России

© Уральский федеральный университет, 2018

Учредитель — Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина
620002, Россия, Екатеринбург, ул. Мира, 19

Главный редактор

Князев Сергей Тихонович, Екатеринбург, Россия

Редакционный совет

Абрамов Игорь Иванович, Минск, Беларусь
Акулиничев Юрий Павлович, Томск, Россия
Ахметов Бакытжан Сражатдинович, Алматы, Республика Казахстан
Войтович Николай Иванович, Челябинск, Россия
Гимпилевич Юрий Борисович, Севастополь, Россия
Гусевский Владлен Ильич, Москва, Россия
Даровских Станислав Никифорович, Челябинск, Россия
Доросинский Леонид Григорьевич, Екатеринбург, Россия
Иванов Вячеслав Элизбарович, Екатеринбург, Россия
Исембергенов Налик Турегалиевич, Алматы, Республика Казахстан
Клемте Рейнхард, Окленд, Новая Зеландия
Носков Владислав Яковлевич, Екатеринбург, Россия
Очин Евгений, Щецин, Польша
Панченко Борис Алексеевич, Екатеринбург, Россия
Сазонов Владимир Васильевич, Москва, Россия
Шабунин Сергей Николаевич, Екатеринбург, Россия

Dear readers!

Our academic journal starts to publish reports presented at the International conference “Microwave and Telecommunication Technologies”. On the resolution of the Program Committee the extended versions of the best reports should be published in the following peer-reviewed journals Journal of Communications Technology and Electronics, Journal Of Radio Electronics, Journal of Inforcommunicative and radioelectronics technologies and Ural Radio Engineering Journal.

The first three articles of this issue were presented at the 27th International conference “Microwave and Telecommunication Technologies”, 10–16 September 2017.

Editorial Council

Уважаемые читатели!

Начиная с этого номера наш научный журнал печатает полнотекстовые статьи докладов, представленных на международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо). По решению программного комитета конференции, основными рецензируемыми журналами, в которых рекомендуется публикация расширенных версий лучших докладов, следует считать журналы «Радиотехника и электроника», «Журнал радиоэлектроники», «Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии» и «Уральский радиотехнический журнал».

Первые три статьи настоящего номера были представлены на 27-й Международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», которая состоялась в Севастополе 10–16 сентября 2017 г.

Редакционный совет журнала

Содержание | Contents

<i>Штыков В. В.</i> Использование пучков Гаусса в качестве математической модели сигнала систем ближней радиолокации <i>Shtykov V. V.</i> Gaussian Beams as a Mathematical Model of the Signal of Short-range Radar Systems	7
<hr/>	
<i>Дубина М. В., Афонин И. Л.</i> Исследование ионосферы Земли сигналами геосинхронных спутников в Ку-диапазоне <i>Dubina V. M., Afonin L. I.</i> Ionosphere Researching by GSO Satellite Beacon Signals in Ku-band	18
<hr/>	
<i>Плохих О. В., Иванов В. Э., Ширшов Н. В.</i> Аэрологическое обеспечение пусков ракет космического назначения <i>Plokikh O. V., Ivanov V. E., Shirshov N. V.</i> Aerological Provision of Space Carrier Rocket Launches	28
<hr/>	
<i>Kublanov V. S., Borisov V. I., Dolganov A. Y.</i> Using the dynamic Mapping of the Microwave Brain Radiation for Functional Studies	51
<hr/>	
<i>Исембергенов Н. Т.</i> Силовой преобразователь частоты на транзисторах <i>Isemenbergenov N. T.</i> Power Frequency Converter Build on Transistors	59

- Виноградова Н. С., Сосновский А. В. Использование карт когерентности для повышения точности интерферограмм при обработке данных радиолокаторов с синтезированной апертурой*
Vinogradova N. S., Sosnovsky A. V. Coherence Maps Application for InSAR Data Accuracy Improving 67
-

- Publication Requirements for Articles Submitted to “Ural Radio Engineering Journal” 81
Требования к статьям, публикуемым в журнале «Ural Radio Engineering Journal» 84

Использование пучков Гаусса в качестве математической модели сигнала систем ближней радиолокации

B. V. Штыков

Национальный исследовательский университет «МЭИ»,
г. Москва, Россия
ShtykovVV@yandex.ru

Аннотация. Предложена математическая модель ближней радиолокации с учетом дифракции электромагнитных волн. В качестве модели полей используются пучки Гаусса — Эрмита. Объект представлен в виде произвольной поверхности идеального металла, расположенной в поле излучателя. Получены соотношения для комплексного коэффициента отражения. Приведены некоторые конкретные примеры влияния дифракции отраженного от объекта излучения на сигнал систем ближней радиолокации.

Ключевые слова. Дифракция, пучки Гаусса — Эрмита, комплексный коэффициент отражения, дополнительный набег фазы, системы ближней радиолокации.

Gaussian Beams as a Mathematical Model of the Signal of Short-range Radar Systems

Vitaly V. Shtykov

National Research University “MPEI”, Moscow, Russia
ShtykovVV@yandex.ru

Abstract. The mathematical model of short-range radiolocation with the diffraction effects is proposed. The Gaussian beams are used as a field mode. The object surface is presented by an arbitrary surface of an ideal metal. The surface is situated in the field of the radiator. The formula for the complex reflection coefficient is obtained. Some specific examples of the influence of diffraction of the reflected from the object radiation on the short-range radar systems signal are given in the paper.

Keywords. Diffraction, Gaussian beam, reflection coefficient, phase shift, short-range radar systems.

Введение

В настоящее время системы ближней радиолокации (СБРЛ) находят все более широкое применение в самых разнообразных областях: на транспорте, в научных исследованиях, измерительной технике (в частности, для регистрации вибраций), дистанционной диагностике процессов жизнедеятельности человека, гео-радиолокационных исследованиях и т. п.

Чаще всего интерес представляет информация о перемещении объекта исследования. Как правило, она извлекается из сигнала, который связывают с эффектом Доплера. Однако широко распространенное толкование этого эффекта относится к ситуации, когда излучатели и объект можно считать точечными. В СБРЛ это условие не выполняется, так как объект находится в ближней или промежуточной зоне антенны РЛС. Поэтому при обработке фазометрических данных, которые получают в таких системах, необходимо принимать во внимание конечные размеры как антенны, так и объекта.

Решение обратных задач электродинамики на основе уравнений Максвелла требует значительных вычислительных ресурсов и затрат времени. Поэтому для решения практических задач разумным является переход к приближенным методам. В ближней и промежуточной зонах антенны СБРЛ такой метод можно построить на основе приближенного описания электромагнитного поля в виде пучков Гаусса [1].

Коэффициент отражения от объекта

Для того чтобы найти коэффициент отражения от объекта, представим внешнюю часть СБРЛ в виде некоторого двухполюсника (выводы которого указаны на рис. 1 справа). Апертура излучателя интерферометра имеет сечение $2a \times 2b$, а поперечное сечение объекта $2c \times 2d$. Поверхность объекта задана функцией $\Delta z = f(x, y)$ ¹.

Запишем связь между комплексными амплитудами напряжений на выходных зажимах этого двухполюсника в виде:

$$\dot{U}_{\text{ref}} = \dot{R} \dot{U}_{\text{inc}}, \quad (1)$$

где \dot{U}_{ref} , \dot{U}_{inc} — напряжение отраженной и падающей волны соответственно, \dot{R} — комплексный коэффициент отражения.

Комплексный коэффициент отражения можно найти, используя, так же как это было сделано в [2], лемму Лоренца:

$$\int \mathbf{j}_2 \mathbf{E}_1 dV = \int \mathbf{j}_1 \mathbf{E}_2 dV, \quad (1)$$

где \mathbf{j}_2 — поверхностная плотность тока, которая для идеального металла связана с напряженностью магнитного поля \mathbf{H} , \mathbf{j}_1 — плотность

¹ Ради удобства далее все линейные размеры будем считать нормированными по длине волны.

тока на выходе передатчика системы, \mathbf{E}_1 — напряженность электрического поля на поверхности объекта, создаваемая падающей волной (т. е. током \mathbf{j}_1), \mathbf{E}_2 — напряженность электрического поля, наводима отраженной волной на входе приемника (т. е. током \mathbf{j}_2).

Интеграл справа дает:

$$\int \mathbf{j}_2 \dot{\mathbf{E}}_1 dV = I_1 \dot{U}_{\text{ref}}.$$

Следовательно, напряжение отраженной волны равно

$$\dot{U}_{\text{ref}} = \frac{1}{I_1} \int_{S_{\text{obj}}} \left[\mathbf{1}_n \dot{\mathbf{H}}_{\text{tl}} \right] \dot{\mathbf{E}}_1 dS,$$

а коэффициент отражения

$$\dot{R} = \frac{1}{U_{\text{inc}} I_1} \int_{S_{\text{obj}}} \left[\mathbf{1}_n \dot{\mathbf{H}}_{\text{tl}} \right] \dot{\mathbf{E}}_1 dS.$$

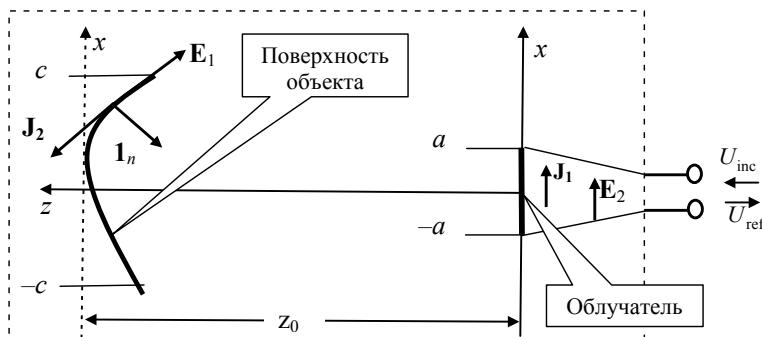


Рис. 1. К определению коэффициента отражения

Не вызывает сомнений, что комплексная амплитуда поля $\dot{\mathbf{E}}_1$ прямо пропорциональна току I_1 , а $\dot{\mathbf{H}}_{\text{tl}}$ — комплексной амплитуде напряжения \dot{U}_{inc} . Поэтому комплексный коэффициент отражения равен

$$\dot{R} = C \int_{S_{\text{obj}}} \left[\mathbf{1}_n \dot{\mathbf{H}}_{\text{tl}} \right] \dot{\mathbf{E}}_1 dS.$$

Константа C определяется из условия

$$\dot{R} = -1$$

для объекта в виде бесконечной плоскости идеального металла¹, расположенного в точке $z = 0$.

¹ Для диэлектрика следует заменить -1 на коэффициент отражения плоской волны от плоской границы диэлектрика.

Если использовать амплитудно-фазовое распределение (АФР), нормированное на апертуре антенны к единице, то

$$\dot{R} = - \int_{S_{\text{obj}}} \left[\mathbf{1}_n \dot{\mathbf{H}}_{\tau 2} \right] \dot{\mathbf{E}}_2 dS. \quad (4)$$

Таким образом, комплексный коэффициент отражения можно найти по известным полям на поверхности объекта. Поскольку в (4) АФР находится под знаком интеграла, то можно вместо точных функций использовать некие эвристические аппроксимации. Такой подход оправдан тем, что конечной целью является определение параметров объекта, а не решение задачи дифракции. К тому же любые измерения реально содержат погрешности, и точность математической модели не должна быть выше точности этих измерений.

В качестве модели полей ближней и промежуточной зон можно использовать пучки Гаусса [1–3]. Медленно меняющуюся комплексную амплитуду такого пучка можно записать следующим образом:

$$\dot{W}(x, y, z) = \exp \left(-\frac{x^2}{2a^2(1-jD_a)} - \frac{y^2}{2b^2(1-jD_b)} \right) / \sqrt{ab\pi(1-jD_a)(1-jD_b)}.$$

Здесь a и b — поперечные размеры пучка в плоскости $z=0$; $D_a = z/2\pi a^2$, $D_b = z/2\pi b^2$ — приведенные расстояния.

После преобразований [2] окончательно получаем:

$$\dot{R} = -\exp(-j4\pi z_0) \int_{S_{\text{obj}}} \exp(j4\pi f(x, y)) \dot{W}(x, y, z)^2 dx dy. \quad (5)$$

Экспоненциальный множитель перед интегралом (5) вполне очевиден и не представляет особого интереса. Как правило, именно на нем сосредотачивается внимание. Если объект движется, то производная по времени от фазы дает поправку к мгновенной частоте. В дальнейшем этот множитель будет опущен.

Подставляя $\dot{W}(x, y, z)$, получаем:

$$\dot{R} = - \iint_{S_{\text{obj}}} \frac{\exp(j4\pi f(\xi, \eta)) \exp \left(-\frac{\xi^2}{(1-jD_a)} - \frac{\eta^2}{(1-jD_b)} \right)}{\pi(1-jD_a)(1-jD_b)} d\xi d\eta. \quad (6)$$

$$\text{Здесь } \xi = x/a, \eta = y/b, D_a = \frac{z_0 - f(\xi, \eta)}{2\pi a^2}, D_b = \frac{z_0 - f(\xi, \eta)}{2\pi b^2}.$$

Коэффициент отражения (6) является комплексной величиной и приближенно описывает дифракцию электромагнитных волн. Это приводит к поправке абсолютной величины коэффициента отраже-

ния, что очевидно и не особенно важно. Поправка к фазе имеет принципиальное значение. Дополнительная фаза связана с конечными размерами как излучателя, так и объекта. Для движущегося объекта она приводит к поправке значения мгновенной частоты, которая обычно используется для измерения параметров движения.

Некоторые частные случаи

Для демонстрации влияния геометрии объекта на коэффициент отражения получим результаты для объекта в виде плоской пластины. В этом случае $f(\xi, \eta) \equiv 0$. Если центр пластины совпадает с осью z , то

$$\dot{R} = -\frac{1}{\pi(1-jD_a)(1-jD_b)} \int_{-\xi_c}^{\xi_c} \int_{-\eta_d}^{\eta_d} \exp\left(-\frac{\xi^2}{(1-jD_a)} - \frac{\eta^2}{(1-jD_b)}\right) d\xi d\eta, \quad (7)$$

где $\xi_c = c/a$, $\xi_d = d/b$.

Используя замены $\dot{\xi} = \xi / \sqrt{1-jD_a}$ и $\dot{\eta} = \eta / \sqrt{1-jD_b}$, интегралы в (7) можно выразить через интегралы вероятности $\text{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z \exp(-t^2) dt$

[4]. В результате комплексный коэффициент отражения можно записать в следующем виде:

$$\dot{R} = -\frac{1}{\sqrt{(1-jD_a)(1-jD_b)}} \text{erf}\left(\frac{\xi_c}{\sqrt{(1-jD_a)}}\right) \text{erf}\left(\frac{\eta_d}{\sqrt{(1-jD_b)}}\right). \quad (8)$$

В качестве примера рассмотрим ситуацию, когда и излучатель, и объект имеют форму квадратов. В этом случае $D_a = D_b$, $\xi_c = \eta_d$ и (5) принимает вид

$$\dot{R} = -\frac{1}{\sqrt{(1-jD_a)}} \text{erf}\left(\xi_c / \sqrt{(1-jD_a)}\right)^2 / (1-jD_a). \quad (9)$$

На рис. 2 приведены результаты расчета для поперечных размеров $2a \times 2a = 2\lambda \times 2\lambda$ и $2c \times 2c = 20\lambda \times 20\lambda$.

Причина падения $|\dot{R}|$ с увеличением расстояния вполне очевидна. Если расстояние до объекта стремится к бесконечности, то $D \rightarrow \infty$, $\text{erf}_{x \rightarrow 0}(x) \approx 2x / \sqrt{\pi}$ [4], а коэффициент отражения при этом

$$\dot{R}_{z \rightarrow \infty} = \frac{16a^2c^2}{z^2} = \frac{S_a S_c}{z^2}. \quad (10)$$

Выражение (10) согласуется с традиционной формулой для определения дальности действия радиолокатора. Дополнительный набег фазы — результат дифракции. Немонотонность функций $\Phi_{add}(z)$ свя-

зана с влиянием краевых эффектов, которые являются проявлением дифракции. Изменению от максимума до максимума на рис. 2, *б* соответствует изменение фазы поля на краю пластины на 2π .

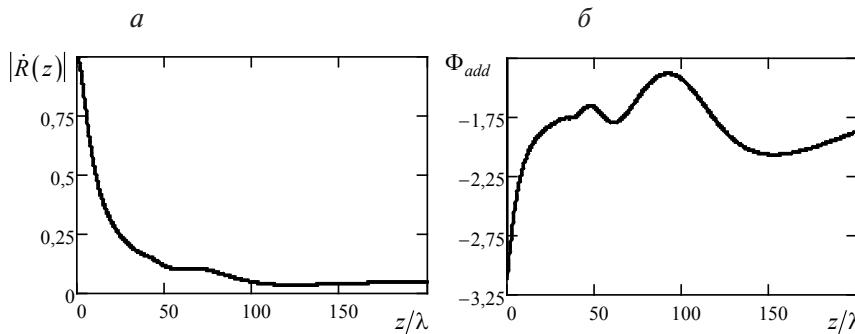


Рис. 2. Зависимость модуля (*а*) и дополнительной фазы (*б*) комплексного коэффициента отражения от расстояния до облучателя

При $z \rightarrow \infty$ кривизна фазового фронта в пределах поперечного сечения объекта становится несущественной и дополнительная фаза обращается в нуль. Поскольку действительная и мнимая части комплексного коэффициента отражения связаны между собой преобразованием Гильберта, пульсациям $\Phi_{add}(z)$ соответствуют пульсации $|\dot{R}(z)|$.

В качестве второго примера рассмотрим движение пластины по перек пучка. Пусть пластина двигается вдоль оси x (см. рис. 1). Этому движению будет соответствовать изменение пределов интегрирования по координате x в интеграле (6). Интеграл по переменной y остается прежним. Для квадратной пластины окончательный результат интегрирования выглядит следующим образом:

$$\dot{R} = -\frac{1}{2(1-jD_a)} \operatorname{erf}\left(\frac{\xi_c}{\sqrt{(1-jD_a)}}\right) \left[\operatorname{erf}\left(\frac{\xi_c + \Delta\xi}{\sqrt{(1-jD_a)}}\right) + \operatorname{erf}\left(\frac{\xi_c - \Delta\xi}{\sqrt{(1-jD_a)}}\right) \right], \quad (11)$$

где $\Delta\xi = \Delta x/a$.

На рис. 3 приведены зависимости модуля и дополнительной фазы коэффициента отражения от величины смещения $\Delta x/a$ относительно центра пучка для пластины с размерами $2c \times 2c = 20\lambda \times 20\lambda$, которая находится на удалении 20λ от излучателя.

Наконец, рассмотрим вращение пластины вокруг продольной оси пучка. Из соображений симметрии ясно, что при вращении объекта периодические изменения коэффициента отражения появятся, только если сечения представляют собой прямоугольники разного размера.

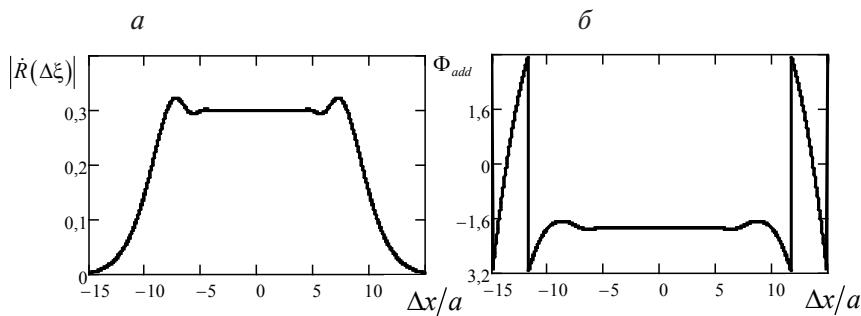


Рис. 3. Зависимость модуля (а) и дополнительной фазы (б) коэффициента отражения от величины смещения относительно оси z

На рис. 4 приведены результаты расчета зависимостей модуля и дополнительной фазы от угла поворота α вокруг продольной оси пучка. Излучатель имеет размеры $2a \times 2b = \lambda \times 2\lambda$. Объект с размерами $2c \times 2d = \lambda \times 20\lambda$ расположен на расстоянии 10 длин волн от излучателя.

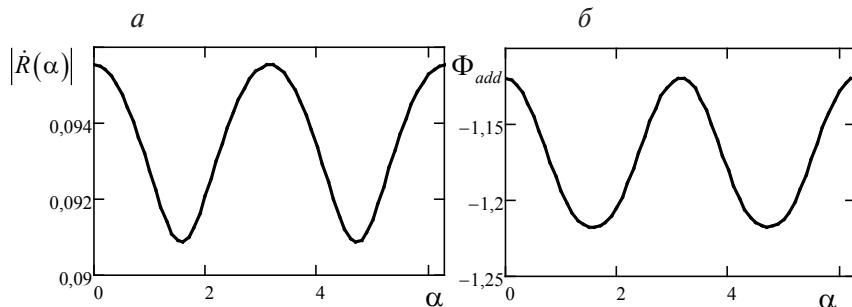


Рис. 4. Зависимость модуля (а) и дополнительной фазы (б) коэффициента отражения от угла поворота пластины вокруг оси z

Зависимости имеют период, равный π . Это является следствием существования оси симметрии 2-го порядка. Причины изменения модуля коэффициента отражения более или менее очевидны. Их можно связать с долей энергии пучка, перехватываемой объектом. Изменение фазы обусловлено краевыми эффектами и является следствием дифракции пучка на объекте.

Для демонстрации влияния кривизны поверхности объекта найдем комплексный коэффициент отражения от диска радиусом r_d с радиусом кривизны R (рис. 5). Ради простоты будем считать, что излучатель имеет форму квадрата $2a \times 2a$, а центр диска совпадает с центром пучка.

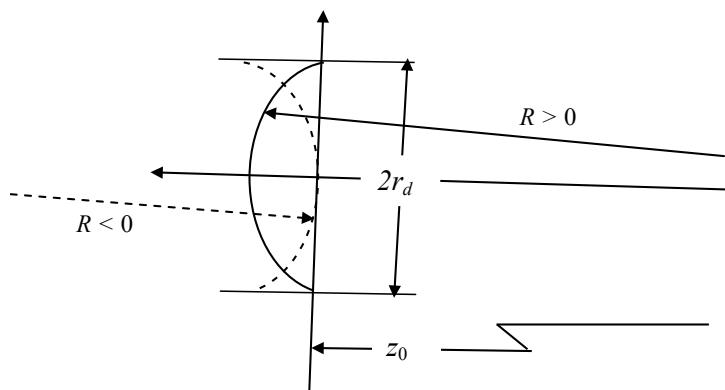


Рис. 5. Объект в форме диска с криволинейной поверхностью

При наличии осевой симметрии в интеграле (10) разумно перейти к цилиндрической системе координат. В результате получим:

$$\dot{R}(z, r_d, R) = - \iint_{S_{\text{obj}}} \frac{\exp(-j2\pi f(r, R)) \exp\left(-\frac{r^2}{(1-jD_a)}\right)}{\pi (1-jD_a)^2} r dr d\varphi, \quad (12)$$

где $f(r, R) \approx \frac{ar^2}{|R|}$ — выпуклый диск, $R < 0$, и $f(r, R) \approx \frac{a(r_d^2 - r^2)}{R}$ — вогнутый, $R > 0$.

Для плоского диска $f(r, R) \equiv 0$ и интеграл (12) принимает совсем простой вид. В результате получаем коэффициент отражения в явном виде:

$$\dot{R}(z, r_d) = -\frac{1}{(1-jD_a)} \left[1 - \exp\left(-\frac{r_d^2}{(1-jD_a)}\right) \right]. \quad (13)$$

На рис. 6 приведены результаты расчета модуля коэффициента отражения и дополнительной фазы для плоского диска и апертуры облучателя $2\lambda \times 2\lambda$. Фаза пульсирует из-за краевых эффектов и кривизны фазового фронта пучка. На малых расстояниях сечение пучка меньше радиуса диска и краевые эффекты проявляются слабо. Ясно, что чем больше радиус диска, тем на большем удалении начинают появляться пульсации. В пределе $z \rightarrow \infty$ фаза стремится к нулю¹. Это связано с тем, что кривизна фазового фронта в пределах диска становится незаметной, к тому же и источник, и диск выглядят точками.

¹ Точнее, к целому числу 2π .

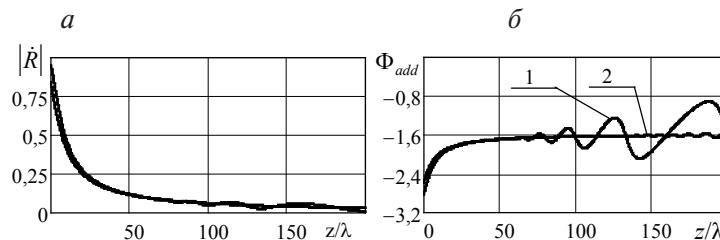


Рис. 6. Модуль (а) и дополнительная фаза (б) коэффициента отражения от плоского диска радиусом 20λ (1) и 50λ (2)

Для вогнутого диска на некотором расстоянии перед ним существует точка фокуса. При пересечении этой точки приемной антенной должен наблюдаться максимум модуля коэффициента отражения. На рис. 7 показаны результаты расчета для этого случая.

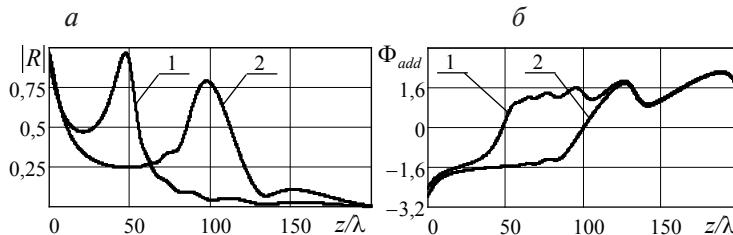


Рис. 7. Модуль (а) и дополнительная фаза (б) коэффициента отражения от вогнутого диска радиусом 20λ (1) и 50λ (2)

Точки фокуса хорошо видны на рисунке. Фаза в точках максимума равна нулю. Фаза при $z \rightarrow \infty$ стремится к постоянной величине, которая связана с фазовым набегом от вершины до края диска. В представленных случаях в пределе фаза около π .

На рис. 8 показаны зависимости модуля и фазы коэффициента отражения от расстояния до облучателя двух значений радиуса выпуклого диска $r_d = 20\lambda$ и 50λ и радиуса кривизны $R = -100\lambda$.

Так как пучок расходящийся, то существенных различий для дисков разного радиуса кривизны практически не наблюдается. По той же причине фаза колеблется почти так же, как и у плоского диска.

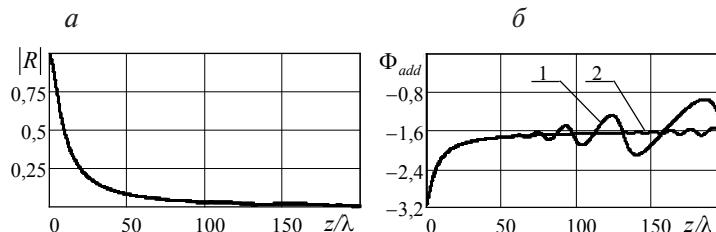


Рис. 8. Модуль (а) и дополнительная фаза (б) коэффициента отражения от выпуклого диска радиусом 20λ (1) и 50λ (2)

Заключение

Полученные результаты показывают, что конечные размеры антennы и объекта в СБРЛ приводят к появлению дополнительного фазового набега. Для динамических объектов это, в свою очередь, приводит к поправке к мгновенной частоте (т. е. доплеровской частоте) измеряемого сигнала.

Это обстоятельство, во-первых, следует учитывать при обсуждении точности измерения скоростей движения. Изложенная выше приближенная теория учета дифракции позволяет оценить погрешность и установить границы параметров объекта, в пределах которых этим явлением можно пренебречь.

Во-вторых, дополнительный фазовый набег, как это видно из приведенного анализа, может представлять самостоятельный практический интерес. Например, изложенная приближенная модель позволяет рассмотреть вопрос о регистрации поперечных перемещений и вращения объекта. Это расширяет область использования радиоинтерферометров.

В [5] отмечается, что для СБРЛ остается актуальной разработка методов решения обратных задач электродинамики, необходимых для создания аппаратуры идентификации скрытых объектов. Квазиоптические методы расчета, которые также нашли достаточно широкое применение, менее трудоемки, но менее точны. Изложенный выше метод позволяет повысить точность моделирования при разумных затратах времени. Полученные в результате моделирования пространственные зависимости коэффициента отражения можно использовать для корреляционной обработки реального радиолокационного изображения.

Список литературы

1. Вайнштейн Л. А. Электромагнитные волны. М. : Радио и связь 1988. 440 с.
2. Мельниченко В. С., Штыков В. В. Матричное описание многоканального радиоинтерферометра // Радиотехника. 2013. № 10. С. 8–13.
3. Штыков В. В. Влияние дифракции электромагнитных волн на характеристики радиоинтерферометра // 27-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» : рефераты докладов (на русском и английском языках) (10–16 сентября 2017, г. Севастополь, Крым, Россия). С. 1580–1587.
4. Abramowitz M., Stegun I. A. Handbook of Mathematical Functions : corrected first edition ; reprint. Dover Publications, 1972. 1060 p.
5. Федоров В. Н., Федорова Л. Л., Прудецкий Н. Д. Лучевой метод квази-Т волн при гео-радиолокационных исследованиях // 27-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуни-

кационные технологии» : рефераты докладов (на русском и английском языках) (10–16 сентября 2017, г. Севастополь, Крым, Россия). С. 1562–1569.

References

1. Vajnshtejn L. A. *Elektromagnitnye volny* [Electromagnetic waves]. Moscow, Ra-dio i svyaz, 1988, 440 p. (In Russian).
2. Melnichenko V. S., Shtykov V. V. Matrichnoe opisanie mnogokanalnogo-radiointerferometra [Matrix description of multi-channel radio], *Radiotekhnika* [Radio engineering], 2013, 10, pp. 8–13. (In Russian).
3. Shtykov V. V. Vliyanie difrakcii ehlektromagnitnyh voln na harakteristiki radioin-terfe-rometra [Effect of diffraction of electromagnetic waves on parameters of radiointer-ferometry], *Proceedings of the 27 th International Conference in Crimea “Microwave and telecommunication technology”*, 2017, pp.1580–1587. (In Russian).
4. Abramowitz, Stegun I. A. *Handbook of Mathematical Functions*, Dover Publications, 1972, 1060 p.
5. Fedorov V. N., Fedorova L. L., Prudeckij N. D. Luchevoj metod kvazi-T voln pri geo-radiolokacionnyh issledovaniyah [The ray method of quasi-t-waves at GPR-surveys], *Proceedings of the 27th International Conference in Crimea “Microwave and telecom-munication technology”*, 2017, pp.1562–1569. (In Russian).

Информация об авторе

Виталий Васильевич Штыков — канд. техн. наук, профессор, Национальный исследовательский университет «МЭИ» (г. Москва, 111250, Российская Федерация).

Information about the author

Vitaly V. Shtykov is a Candidate of Engineering Sciences, Professor in National Research University “Moscow Power Engineering Institute” (NRU “MPEI”) (Moscow, 111250, Russian Federation).

Исследование ионосферы Земли сигналами геосинхронных спутников в Ки-диапазоне

М. В. Дубина¹, И. Л. Афонин²

¹Черноморское высшее военно-морское училище имени П. С. Нахимова, г.Севастополь, Россия
lemax89@rambler.ru

² Севастопольский государственный университет
Севастополь, Россия

Аннотация. Рассмотрена методика построения приемного тракта устройства для приема служебных сигналов геосинхронных спутников в Ки-диапазоне для экспериментального исследования неоднородностей верхних слоев атмосферы Земли. Приведены возможности использования полученных результатов измерений для изучения процессов распространения радиоволн.

Ключевые слова. Геосинхронные ИСЗ, радиомаяки, ионосфера, гидрометоры, тропосферная рефракция.

Ionosphere researching by GSO satellite beacon signals in Ku-band

Maxim V. Dubina¹, Igor L. Afonin²

¹ Black Sea High military college, Sevastopol, Russia

² Sevastopol state university, Sevastopol, Russia

¹ lemax89@rambler.ru

Abstract. This paper describes the design and development of a digital satellite beacon receiver for the different kinds of atmospheric researches. Satellite beacons are frequently available to assist pointing large antennas. Software Defined Radio (SDR) as a terminal device gives possibility to make a cheap tuner for receiving the CW (continuous wave) 3 cm length radio wave which is usually used as the beacon frequency. Some energy equations and formulas help to understand the readers the basic energy performance of the GSO satellite communication. There are practical recommendations how to operate the LNB (low noise block) to achieve the optimal result. The practical circuit has been tested and might be successfully replicated. The article gives some ideas for scientific and technical application of the GSO satellite link for the measurement of microwave propagation.

Keywords. Geostationary satellite (GSO satellite), satellite beacon, ionosphere, troposphere refraction, hydrometeors.

Введение

Интенсивное развитие технологии «непосредственного телевизионного вещания» (НТВ), подразумевавшее использование некоторого количества спутников-ретрансляторов, выведенных на геосинхронную орбиту Земли, находящуюся в плоскости экватора на высоте около 36000 км, не только дало возможность удовлетворить потребности населения большей части нашей планеты в качественном телевидении, но и способствовало ущемлению абонентского оборудования. Большое количество спутников, находящихся в настоящее время на геосинхронной орбите, ретранслируют не только передаваемые с наземных антенн телепрограммы в цифровом формате и данные Интернет, но и различные телеметрические данные о процессах на борту ИСЗ, а также сигналы радиомаяков, которые представляют собой немодулированные колебания на нескольких несущих частотах (от четырех до шести) в КИ- и Ка-диапазонах.

Востребованность спутниковых каналов связи и телевещания привела к выводу на геосинхронную орбиту такого количества ИСЗ, что угловое расстояние между ними в настоящее время фактически не превышает 1,5–2 градусов. Это делает проблематичной уже пространственную селекцию принимаемых сигналов, даже на достаточно большие (диаметром около 1 м) параболические антенны. Поэтому в рабочих частотах транспондеров «соседних» спутников нормативно закреплен существенный разнос по частоте и поляризации сигнала.

Однако такая насыщенность геосинхронной орбиты имеет и положительные стороны, особенно если рассматривать группировку спутников как совокупность генераторов направленной к Земле СВЧ-энергии. Что это может нам дать?

Один из предлагаемых авторами вариантов нестандартного использования телекоммуникационных геосинхронных ИСЗ — это возможность экспериментального проведения исследования неоднородностей тропосферы и состояния ионосферы Земли, и как следствие, получение практических величин рефракции и затухания радиоволн сантиметрового диапазона (рис. 1).

Размещенные на геосинхронной орбите спутники являются источниками высокостабильного по частоте и мощности радиоизлучения, причем точность позиционирования на своей орбите поддерживается в диапазоне $0,1^\circ$ использованием собственных импульсных двигателей. Количество спутников в видимой части небосклона восточного полушария в средних широтах уже более ста. Таким образом, главной задачей в этом случае стоит сбор информации об амплитуде сигнала нормированных по мощности радиомаяков, находящихся на различных спутниках, работающих в режиме непрерывного излучения немодулированного сигнала на фиксированных частотах, и сравнение их относительных величин в разных точках приема. Причем для получения

объемного изображения неоднородностей верхних слоев атмосферы достаточно использовать сигналы с наземных антенн, расположенных на разных широтах, но ориентированных на одни и те же источники излучения. Разумеется, данные об амплитуде сигнала от различных источников для получения трехмерной модели должны обрабатываться централизованно.

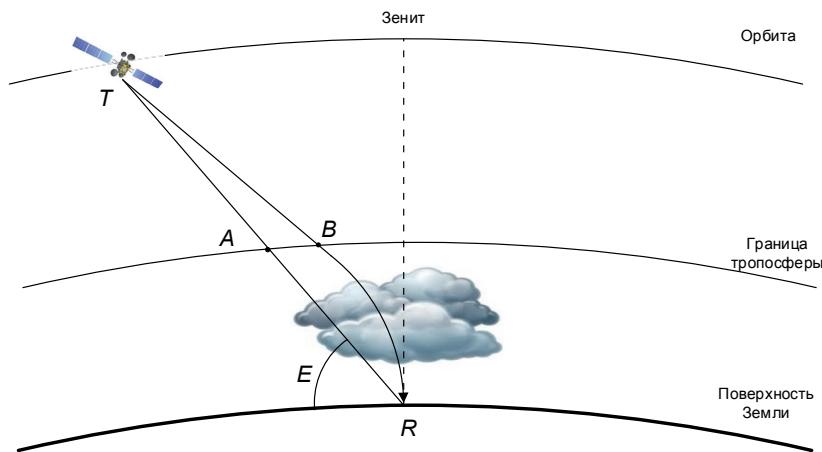


Рис. 1. Идеальное ($T-A-R$) и фактическое ($T-B-R$) распространение радиоволн при рефракции в верхних слоях атмосферы, где E — угол фактического возвышения спутника для точки приема

В работе предлагаются несложные способы приема служебных сигналов геосинхронных спутников и методы их обработки, а также возможности их практического использования.

Исследуемая модель

Сигналы радиомаяков, находящихся на геостационарных спутниках, необходимы для позиционирования наземных передающих антенн точно на спутник. Позиционирование достигается поворотом антенн по максимальному уровню принимаемого сигнала радиомаяка. Суть проблемы в том, что для проведения исследований по приему немодулированных радиоволн сантиметрового диапазона довольно немного доступных аппаратных средств. Конечно, в рассмотрение не берутся сложные радиоприемные устройства профессионального назначения стоимостью несколько десятков тысяч долларов, а имеющие в распоряжении приемники спутникового телевидения, несмотря на дешевизну и гипотетическую возможность приема в этом диапазоне частот, были так конструктивно удешевлены, что приемный тракт целиком интегрирован со смесителем и квадратурным демодулятором фазоманипулированного сигнала, что не позволяет выделять

немодулированные колебания, поступающие с выхода малошумящего конвертера¹ приемника спутникового телевидения.

Задача работы — показать возможность построения недорогого приемного тракта с использованием минимально необходимых аппаратных и программных средств на современной и доступной материальной базе.

Геосинхронные спутники имеют от четырех до шести радиомаяков борту, их эффективно изотропно излучаемая мощность (ЭИИМ) нормирована и составляет около 15 дБВт (рис. 2).

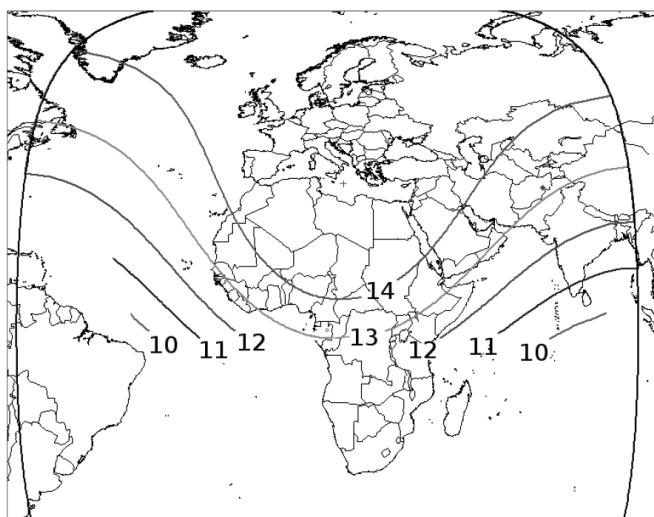


Рис. 2. Значения ЭИИМ радиомаяка спутника Hotbird6 13° на частоте 11 ГГц (в dBW)

Это позволяет создать в точке приема при использовании параболической антенны диаметром 1 м сигнал силой –120 ... –130 дБм (в зависимости от условий приема). [1] Сигналы радиомаяков европейского луча Hotbird 13° нормированы 19 дБВт для Ка-диапазона и 14 дБВт для Ки-диапазона [1].

Усиление параболической антенны [2]:

$$G = \frac{4\pi Ae}{\lambda^2}, \quad (1)$$

где Ae — эффективная площадь антенны, связанная с площадью антенны соотношением:

$$Ae = \eta A, \quad (2)$$

η — это эффективность использования площади антенны, которая, как правило, принимается равной 0,7.

¹ В иностранной литературе — LNB (Low Noise Block downconverter).

Таким образом, на частоте маяка Ки-диапазона усиление параболической антенны диаметром 1 м составит около 35 дБ. Построение приемного тракта предлагается по супергетеродинной схеме с двойным преобразованием со второй ПЧ, равной «нулевой», с использованием SDR- (Software Defined Radio) приемника. SDR-приемники появились относительно недавно, но позволяют производить обработку радиосигнала непосредственно на программном уровне, для чего можно использовать звуковую карту персонального компьютера либо специализированную программируемую логическую интегральную схему (ПЛИС). Это дает большое преимущество при обработке и анализе полученной информации в результате измерений.

В описываемом варианте будет использован SDR-приемник на базе микроконтроллера RTL2832U от фирмы Realtek и тюнер R820T от фирмы Rafael Micro. Тюнер обеспечивает перестройку принимаемых частот от 24 до 1766 МГц и имеет чувствительность около -90 дБм [4]. Контроллер RTL2832U имеет встроенный 8-битный АЦП и USB2.0-выход, подключаемый к персональному компьютеру. Несмотря на высокий функционал, розничная стоимость такого приемника составляет не более 8 USD.

Таким образом, аналоговая часть приемного тракта сигналов радиомаяков сводится к преобразованию немодулированного сигнала 12 ГГц с мощностью -130 дБм в диапазон, определяемый только характеристиками SDR-приемника и, в конкретном случае, около 30–1700 МГц с мощностью на входе более -90 дБм. Шумовые характеристики приемного устройства и его динамический диапазон более подробно описаны в [3].

Практические результаты

Поступающий со спутника немодулированный сигнал Ки-диапазона, усиленный параболической антенной до уровня -130 дБм (рис. 3), поступает на вход СВЧ-преобразователя, где преобразуется в первую промежуточную частоту около 1100 МГц. На рис. 3 эта частота обозначена как $F_{\text{вч}}$, которая зависит от величины частоты опорного генератора, находящегося в корпусе конвертера (СВЧ-преобразователя). Стандартно опорный генератор имеет два значения частоты — 9750 МГц и 10600 МГц. На этом этапе важно подать необходимые напряжения питания на конвертер и, если необходимо, управляющий сигнал, включающий «верхний» или «нижний» опорный генератор СВЧ-преобразователя. Стандартные значения для преобразователей с линейной поляризацией являются: 11–15 В — включение вертикальной поляризации, 15–19 В — включение горизонтальной поляризации, наличие пульсаций в питающем напряжении с амплитудой не менее 0,5 В и частотой 22 кГц $\pm 20\%$ включают «верхний» опорный генератор с частотой 10600 МГц, отсутствие пульсаций включает «нижний» опорный генератор с частотой 9750 МГц.

Для реализации управления и питания СВЧ-преобразователя в качестве первичного источника использовался импульсный источник питания 220 В с выходным напряжением 21 В и током до 0,5 А. К его выходу подключен вторичный источник питания на интегральной микросхеме ШИМ LM2576ADJ, настроенной на выходное напряжение 18 В. Так как для исследования сигнала радиомаяка был выбран спутник Hotbird6 13° с частотами радиомаяков 11699,8 и 11701 МГц (оба сигнала с горизонтальной поляризацией), то, чтобы попасть в рабочую полосу SDR-приемника 30–1700 МГц, необходимо включить горизонтальную поляризацию СВЧ-преобразователя и «верхний» опорный генератор. Например, $11701 - 10600 = 1101$ МГц (удовлетворяет требованиям полосы пропускания). Для этого к напряжению питания конвертера были добавлены пульсации амплитудой 0,5 В и частотой 22 кГц.

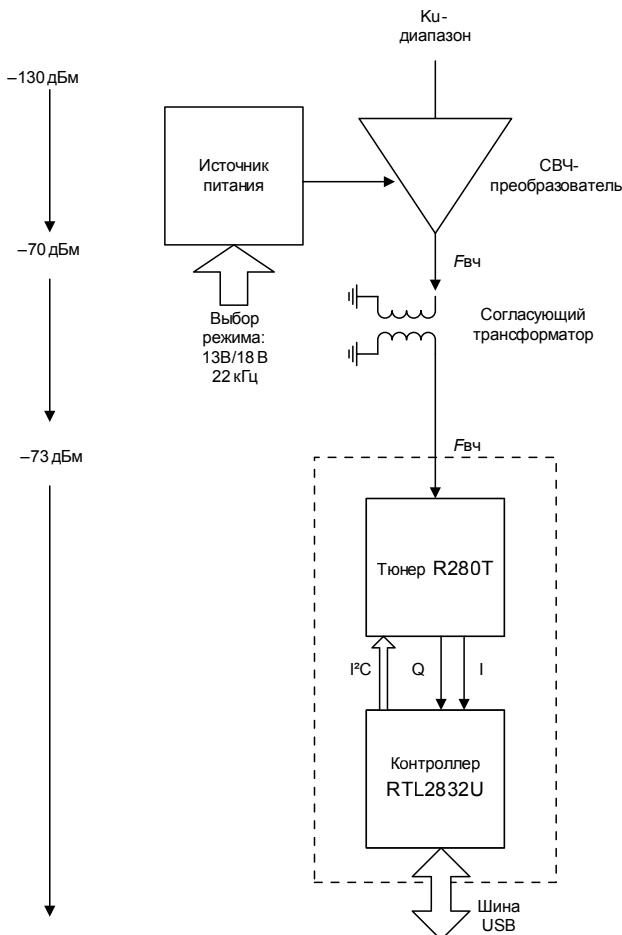


Рис. 3. Предлагаемая схема реализации приемного тракта (пунктирной линией обозначен интегрированный SDR-приемник)

В конкретном случае был применен НЧ-генератор на интегральном таймере NE555 (полный аналог KP1006 ВИ1) с параметрической стабилизацией частоты, нагруженный на кремниевый транзистор малой мощности, выполняющий роль ключа (рис. 4). Точная настройка на рабочую частоту осуществляется подстройкой R3, а величина выходных пульсаций — R4. По приходу управляющего импульса на базу транзистора VT1 последний открывается и шунтирует открытый переходом коллектор-эмиттер кремниевый диод VD2, на котором в закрытом состоянии транзистора падение напряжения составляет около 0,5 В. Открытый транзистор шунтирует диод, и напряжение на выходе схемы возрастает на 0,5 В.

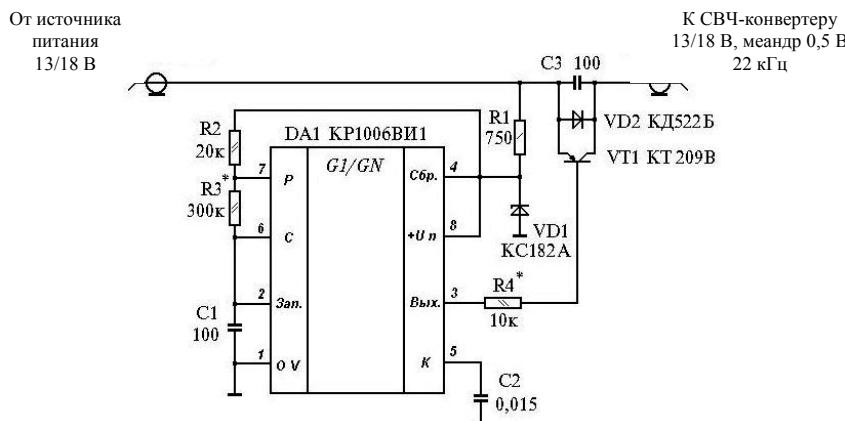


Рис. 4. Схема формирователя тонального сигнала 22 кГц

Согласующий трансформатор (рис. 3) использовался для гальванической развязки входа приемника и согласования с нагрузкой. Так как использовался один и тот же кабель для питания конвертера и передачи сигнала в приемник, была произведена развязка по ВЧ, выполненная последовательным включением дросселя (около 4 мГн) в цепь питания (на схеме не показан).

На рис. 5 приведен снимок с экрана планшета ASUS TF300TG, работающего под управлением ОС Android, в момент приема сигналов радиомаяков.

Принятые сигналы соответствуют двум разным спутникам (Hotbird7A и Hotbird9 — оба принадлежат компании Eutelsat), находящимся в одной угловой позиции. Сигналы несущей радиомаяка имеют максимальную интенсивность (около -25 дБм), рядом симметрично расположены сигналы спутниковой телеметрии (около -33 дБм). На рис. 6 приведен сигнал тех же спутников, только в программе HDSDR на настольном компьютере под управлением ОС Windows 7.

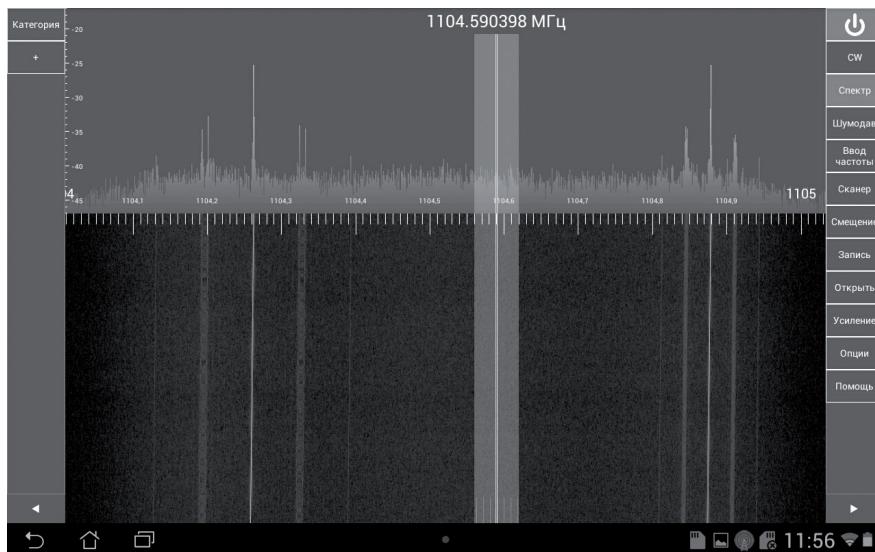


Рис. 5. Панорамный интерфейс программы SDR Touch, использованной для управления SDR-приемником

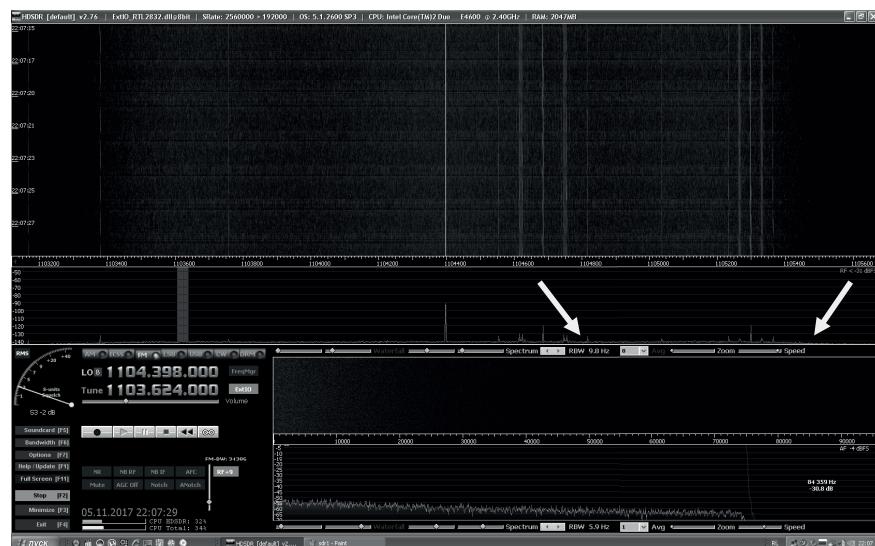


Рис. 6. Сигналы спутников Hotbird7A и Hotbird9 (белые стрелки) в интерфейсе программы HDSDR

Заключение

Описанный в статье приемник спутниковых радиомаяков не претендует на фундаментальность построения структурной схемы, лишь показывает возможность получения достаточно несложного и точно-

го инструмента для изучения ионосферы и неоднородностей в других слоях атмосферы Земли. Запись результатов измерений и последующий их анализ могут показать новые зависимости (годовые, суточные), необходимые для всеобъемлющего изучения характера распространения радиоволн в околоземном пространстве. Актуальным вопросом остается исследование распространения радиоволн в околоземном пространстве в высоких широтах и при низких углах возышения спутников. Так, в системе GPS не принимаются для расчета координат объекта данные со спутников, находящихся при углах возышения менее 10° над горизонтом именно из-за погрешности, вносимой рефракционными искажениями, причем влияние этого фактора приводит к суммарным ошибкам при работе систем навигации до 5–6 м, что составляет большую половину погрешности измерений. Еще хуже дело обстоит с радиолокационными системами, где прямая и отраженные волны распространяются не выходя за пределы ионосферы, в этом случае суммарная ошибка РЛС дециметрового диапазона может составлять до нескольких сотен метров [4].

Благодарность

Авторы выражают признательность старшему преподавателю кафедры «Радиоэлектроника и телекоммуникации» Института радиоэлектроники и информационной безопасности ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет» Владимиру Михайловичу Иськиву за оказанную помощь в проведении измерений при постройке практической модели и ряд полезных советов.

Список литературы

1. Machado F., Vilar E. Easy-to-build satellite beacon receiver for propagation experimentation at millimeter bands // Radioengineering. 2014. Vol. 23, No. 1. P. 155–157.
2. Mikkelsen E. The Design of low cost beacon receiver system using SDR. Norwegian University of Science and Technology, 2009. P. 6.
3. Rafael Micro. R820T. High Performance Low Power Advanced Digital TV Silicon Tuner. Datasheet. P.12 [Electronic resource]. URL: https://www rtl-sdr com /wp-content/uploads/2013/04/R820T_datasheet-Non_R-20111130_unlocked1.pdf (date of access: 11.04.18).
4. Burton D. K. Radar equation for modern radar. 2011. P. 257.

References

1. Machado F., Vilar E. Easy-to-build satellite beacon receiver for propagation experimentation at millimeter bands. *Radioengineering*, 2014, vol.23, no.1, pp. 155–157.

2. Mikkelsen E. *The Design of low cost beacon receiver system using SDR*, Norwegian University of Science and Technology, 2009, p.6.
3. Rafael Micro. R820T. High Performance Low Power Advanced Digital TV Silicon Tuner. Datasheet. P.12. Available at: https://www rtl-sdr.com/wp-content/uploads/2013/04/R820T_datasheet-Non_R-20111130_unlocked1.pdf (accessed: 11.04.18).
4. Burton D. *Radar equation for modern radar*. 2011, p.257.

Информация об авторах

Афонин Игорь Леонидович — заведующий кафедрой радиоэлектроники и телекоммуникаций Севастопольского государственного университета, доктор технических наук, профессор. СВЧ-измерения, распространение, волноводные тракты.

Дубина Максим Витальевич — преподаватель кафедры боевого применения радиотехнических средств и радиоэлектроники Черноморского высшего военно-морского училища имени П. С. Нахимова. Радиоприемные и радиопредающие устройства КВ-УКВ, микроконтроллеры в связи, многопозиционная радиолокация.

Information about the authors

Afonin L. Igor, head of a chair (radio electronics and telecommunication) of Sevastopol state university, Doctor of Technical science, professor. UHF, propagation, waveguides.

Dubina V. Maxim, lecturer of the radio electronics warfare department of the Black Sea High military college. HF-VHF receivers and transmitters, AVR in communication, multistatic radar system.

Аэроморфическое обеспечение пусков ракет космического назначения

О. В. Плохих^{1}, В. Э. Иванов¹, Н. В. Ширшов²*

¹ Уральский федеральный университет имени первого
Президента России Б. Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Россия

² ФГУП «Центр эксплуатации объектов наземной космической
инфраструктуры» (ЦЭНКИ), г. Москва, Россия

*o. v.plohih@urfu.ru

Аннотация. В статье обсуждаются вопросы аэроморфического обеспечения пусков ракет космического назначения новыми отечественными системами радиозондирования. Приведены сведения о разработке навигационной СР «Полюс». Далее обсуждаются состав и характеристики комплексной системы аэроморфического зондирования атмосферы космодрома Восточный, часть подсистем которой выполнена на базе СР «Полюс». Обсуждаются возможности системы зондирования, методы комплексирования данных разных подсистем и направления дальнейшего развития. Исследуются возможности получения информации о турбулентности атмосферы навигационными системами радиозондирования, использующими сигналы глобальных спутниковых навигационных систем ГЛОНАСС, GPS. Показано, что точность измерения координат и скорости радиозонда по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем предоставляет новые возможности для измерения тонкой структуры ветра и оценки турбулентности атмосферы.

Ключевые слова. Система аэроморфического зондирования атмосферы, радиозонд, спутниковые навигационные радиоэлектронные системы ГЛОНАСС/GPS, радиолокатор, ракета космического назначения, турбулентность атмосферы.

Aerological Provision of Space Carrier Rocket Launches

Oleg V. Plokhikh^{1}, Viacheslav E. Ivanov¹, Nikolay V. Shirshov²*

¹Ural Federal University named after the first President
of Russia B. N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russian Federation

² Center for operation of space ground based infrastructure,
Moscow, Russian Federation

*o. v.plohih@urfu.ru

Abstract. The article discusses the issues of aerological support for launching space rockets with new Russian radiosonde systems. Information about the development of the navigation upper-air sounding system named “Polyus” is provided. Subsequently, the

structure and characteristics of the Vostochny Cosmodrome complex upper-air sounding system (VSCUASS) are discussed, some subsystems of which are developed on the basis of the “Polyus”. The possibilities of the VSCUASS, the methods of complexing data from different subsystems, and the direction of further development are discussed. Results of upper-air sounding for ensuring the “Soyuz-2.1a” rocket launching are discussed. These soundings are compared to calculations of average long-term aerological parameters from the reference atmosphere model. The possibilities of obtaining information about the atmosphere turbulence by navigational upper-air sounding systems using GLONASS and GPS global satellite navigation system signals are studied. It is demonstrated that the accuracy of the radiosonde coordinate and velocity measuring using the global satellite navigation system signals provides new possibilities for measuring the fine wind structure and estimating the atmosphere turbulence. The sounding coordinate and telemetry data used in the research are obtained by the “Polyus” domestic navigational upper-air sounding system. Questions of “Polyus” digital radio channel development are considered in the paper. Tests to decrease the channel out-of-band emission by the GFSK modulation are given.

Keywords. Upper-air sounding systems, radiosonde, satellite radio navigational system, GLONASS, GPS, atmospheric turbulence, space carrier rocket.

© Plokhikh O. V., Ivanov V. E., Shirshov N. V., 2018

Введение

Системы радиозондирования атмосферы (СР), построенные на принципе слежения за аэрологическими радиозондами (АРЗ), запускаемыми с помощью шаров-зондов в свободную атмосферу, являются основным средством получения аэрологической информации в нашей стране и за рубежом для обеспечения краткосрочных и долгосрочных прогнозов погоды, предупреждения природных и техногенных катастроф и др. [1]. СР обеспечивают потребителя метеорологической информацией о параметрах свободной атмосферы, таких как температура, влажность, давление, направление и скорость ветра, а также могут использоваться для измерения специальных параметров (радиации, уровня промышленных выбросов газов, аэрозолей и т. п.). Самостоятельное значение аэрологическая информация, получаемая средствами СР, имеет для метеорологического обеспечения полетов авиации, пусков ракет, стрельбы артиллерии.

В мировой практике сформировались два основных метода измерения координат АРЗ, определяющие структуру СР [1, 2]:

- угломерно-дальномерный метод, использующий радиолокационные станции (РЛС);
- разностно-дальномерный метод, использующий сигналы радионавигационных систем.

С начала 90-х гг. зарубежными фирмами Air, Vaisala, Graw разработаны и поставляются заказчикам СР, построенные на основе спут-

никовых радионавигационных систем (СРНС) GPS [3]. Эти станции имеют принципиальные преимущества по экономичности, габаритам, мобильности и использованию на подвижных объектах.

Специалисты УрФУ уже много лет занимаются исследованиями и разработкой различных средств радиозондирования атмосферы и обладают необходимыми навыками и опытом работ для создания подобных систем [1, 2]. В 2009 г. сотрудниками УрФУ был разработан рабочий макет навигационной СР. Макет успешно прошел испытания на аэрологической станции «Верхнее Дуброво» [4]. Затем при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ, в соответствии с постановлением Правительства РФ от 9 апреля 2010 г. № 218, УрФУ и ОАО «Радий» выполнили работы по созданию отечественной навигационной СР атмосферы «Полюс» на базе СРНС ГЛОНАСС/GPS и организации ее серийного производства. В 2011 г. был разработан и изготовлен первый опытный образец СР «Полюс». Этими работами заинтересовались специалисты Центра эксплуатации объектов наземной космической инфраструктуры (ФГУП «ЦЭНКИ»). С целью оценки эффективности работы антенного комплекса, аппаратуры базовой станции (БС) и радиозондов МРЗ-Н1, определения реальных технических характеристик в условиях эксплуатации для обеспечения аэрологической информацией пусков ракет, в ноябре 2011–2012 гг. на площадке № 6 космодрома Байконур были проведены сравнительные испытания СР «Полюс» и серийной радиолокационной СР на базе РЛС МАРЛ [5, 6]. По результатам испытаний было принято решение о вводе в опытную эксплуатацию СР «Полюс» на космодроме Байконур для метеорологического обеспечения пусков ракет.

Параллельно в рамках Федеральной космической программы России на 2006–2015 гг. ФГУП «ЦЭНКИ» начало работы по созданию системы метеорологического обеспечения (СМО) строящегося космодрома Восточный. Одна из подсистем СМО — это система аэрологического зондирования атмосферы (САЗА). Успешные испытания отечественной навигационной системы на космодроме Байконур повлияли на структуру САЗА, в состав которой были включены подсистемы на базе СР «Полюс». А УрФУ был задействован в качестве головного исполнителя работ по созданию САЗА, являющейся важнейшей составной частью системы метеорологического обеспечения, оперативно формирующей данные, необходимые для обеспечения пусков ракет-носителей (РН) и функционирования служб космодрома. Анализ организации и функционирования систем аэрологического обеспечения космодромов Байконур, Куру (Франция) и Ванденберг (США) выявляет необходимость проведения тщательного анализа состояния атмосферы в районе пусковой площадки космодрома всеми известными методами для получения точной, исчерпывающей, а возможно, даже избыточной информации для расчета полетного задания

и учета влияния атмосферных явлений на тропосферном и стратосферном участке траектории полета ракет-носителей (РН).

Структура, принцип работы и характеристики СР «Полюс»

СР состоит из наземной базовой станции слежения (БС) и запускаемого в свободный полет АРЗ. Опосредованно в СР «Полюс» включены СРНС ГЛОНАСС и GPS (рис. 1).

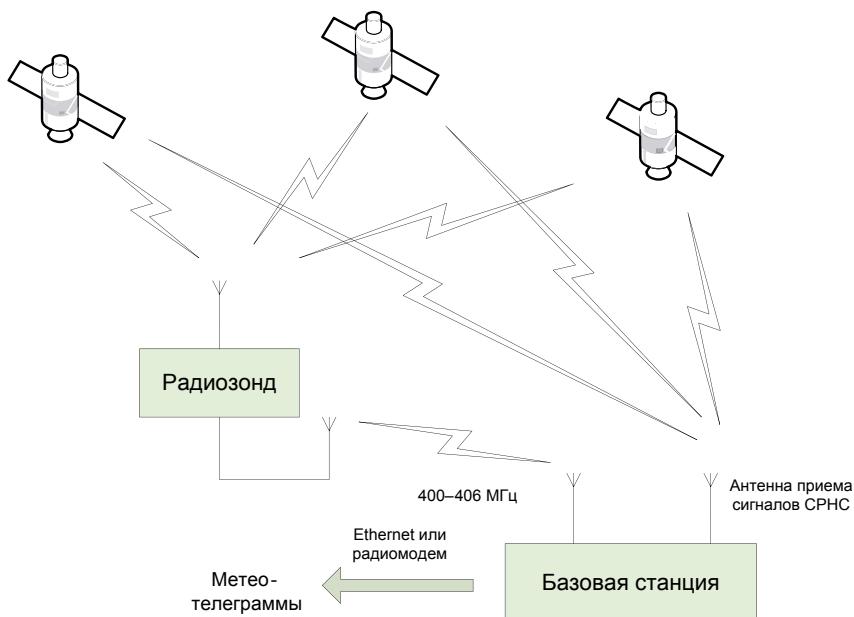


Рис. 1. Принцип работы СР «Полюс»

АРЗ измеряет параметры атмосферы, текущие координаты и вектор скорости и передает эту телеметрическую информацию по цифровому радиоканалу на БС. Радиоканал узкополосный, в диапазоне 400–406 МГц. Зарубежные аналоги СР «Полюс» имеют радиоканал со сходными параметрами. БС принимает телеметрический сигнал АРЗ, демодулирует его и выделяет пакеты с телеметрической информацией. Затем средствами ПЭВМ БС выполняется обработка, индикация и сохранение аэрологической информации. Обработку можно разделить на две части: первичную и вторичную. Первичная обработка включает в себя предварительную фильтрацию и позволяет получить профили аэрологических параметров атмосферы относительно высоты зондирования. Вторичная обработка подразумевает окончательную обработку данных (по всему пуску или по уже полученной части) и формирование метеорологических телеграмм. На БС может

быть установлен приемник сигналов ГЛОНАСС/GPS для определения координат БС или для формирования поправок в дифференциальном режиме. Дифференциальный режим применим только в стационарном исполнении СР, когда точно известны координаты БС.

Сигналы АРЗ принимаются антенно-фидерной системой (АФС) приема сигналов АРЗ БС, поступают на УКВ-приемник, который демодулирует сигнал АРЗ и передает его в ПЭВМ БС, где осуществляется окончательная обработка и сохранение информации. В АФС приема сигналов АРЗ входят две антенны (ближнего и дальнего канала) с модулем малошумящего усилителя. Антenna ближнего канала используется при больших значениях угла места АРЗ и ограниченной дальности до 30–40 км. Антenna дальнего канала имеет приплюснутую диаграмму направленности по углу места и включается при приеме сигналов от радиозонда с углом места ниже 40° и дальности свыше 40 км. Позднее был реализован вариант применения направленной антенны с игольчатой диаграммой направленности с механическим приводом управления для увеличения рабочей дальности зондирования. В этом случае управление приводом антенны осуществляется по измеренным координатам АРЗ и БС.

Особое внимание при разработке СР «Полюс» было уделено радиоканалу АРЗ. В серийных отечественных радиолокационных СР с аналоговым радиоканалом телеметрическая информация в АРЗ формируется в виде частоты видеоимпульсов вторичного измерительного преобразователя (измерительного генератора RC-типа), к которому последовательно подключается сопротивление опорного (калибровочного) резистора, датчика температуры и датчика влажности. АРЗ передает информацию о метеорологических параметрах атмосферы в течение одного 20-секундного цикла. В течение этого интервала последовательно (по 5 с) передаются измерительные частоты соответствующих каналов: частота опорного (калибровочного) канала и далее частоты телеметрических (измерительных) каналов температуры и влажности.

Оптимальный темп обновления телеметрической информации, поступающей по радиоканалу АРЗ-СР, определяется динамикой изменения параметров атмосферы по мере подъема (падения) зонда, характеристиками бортовых измерительных устройств и стоимостью аппаратуры. Наиболее критичным с точки зрения стоимости является АРЗ, поскольку это невозвратное устройство. В сети Росгидромета каждая станция выпускает по два зонда в сутки. Анализ данных зондирования и мировой опыт показывает, что для измерения температуры и влажности обновления данных 1 раз в секунду достаточно для стандартного зондирования. В навигационных СР координатную информацию желательно получать чаще, чтобы более эффективно фильтровать прецессию радиозонда на фале шара-оболочки [7]. На практике

тепмп выдачи координатной информации ограничен измерительным циклом навигационного модуля, равным 1 с.

В СР «Полюс» период обновления основных данных был выбран равным 2 с из-за особенностей работы схемы измерительного преобразователя температуры, а скорости АРЗ — 1 с. Типичная структура пакета и состав передаваемой радиозондом МРЗ-Н1 навигационной СР «Полюс» информации приведены в [5]. В зависимости от конкретной реализации длина передаваемого пакета в обычном режиме находится в диапазоне 50–80 байт (400–640 бит). Таким образом, минимально допустимая скорость передачи по радиоканалу равна 320 бит/с для двухсекундного интервала обновления и 640 для секундного. Дифференциальный режим навигационных измерений требует значительно большего объема передачи, поэтому разумно заложить некоторый запас в приемную и передающую аппаратуру для возможности ее программной модернизации.

Рабочая дальность канала от 0 до 250 км. Подразумевается работа в прямой видимости. В прямом зондировании угол места (в направлении АРЗ) на предельной дистанции равен 7°. Мощность передатчика АРЗ ограничивается энергоемкостью батареи питания. Мощность излучения зарубежных аналогов варьируется в диапазоне 60–200 мВт. При разработке СР «Полюс» мощность передатчика МРЗ-Н1 была выбрана равной 100 мВт, не более. Испытания показали, что при такой мощности время работы зонда от батареи питания не менее 5 ч. Этого достаточно для прямого зондирования и при необходимости последующего обратного. Был также разработан режим плавного увеличения мощности передатчика по мере подъема АРЗ с 10 до 100 мВт.

Диапазон 400–406 МГц выделен только для метеорологических систем. Благодаря канальной перестройке возможна одновременная работа нескольких СР. К сожалению, в этой полосе иногда появляются сигналы систем, не авторизованных для данного диапазона, в том числе и за счет внеполосных излучений. В таких случаях эффективна перестройка АРЗ на свободный от помех рабочий канал. В свободном канале на устойчивость приема сигнала АРЗ влияют флуктуационные помехи и замирания сигналов. Для борьбы с замираниями приходится вносить избыточность в передаваемую информацию. Из-за требования низкой себестоимости вычислительные мощности аппаратуры АРЗ существенно ограничены, поэтому в радиоканале СР «Полюс» избыточность реализуется простым повторением каждого пакета по несколько раз. Время критического падения мощности принимаемого сигнала при замираниях соизмеримо с периодом обновления телеметрической информации, поэтому чем больше будет повторений за период, тем эффективнее будут использованы паузы между замираниями. Избыточность обеспечивается повышением скорости передачи и расширением полосы частот канала, а значит, уменьшается средняя энергия элементарной посылки. В случае некогерентного приема это приводит

к снижению отношения С/Ш (для флуктуационной помехи), и соответственно, к снижению дальности канала и повышению вероятности ошибки. Повышение скорости передачи также увеличивает стоимость аппаратуры. Компромиссным значением можно считать 5–10 повторений пакета в течение 1–2 с. Итоговая скорость передачи в канале составила 2400 бит/с. Девиация выбрана равной ± 2 кГц, таким образом, эффективна полоса сигнала около 8 кГц. Многократные испытания показали хорошую работоспособность разработанного канала. Дальнейшим направлением улучшения устойчивости приема может быть применение помехоустойчивого кодирования [8].

Чувствительность УКВ-приемника БС –153 дБ, не хуже. Модуляция сигнала частотно-импульсная (ЧИМ), с девиацией ± 2 кГц. Скорость передачи данных 2400 бит/с. Потребляемая мощность БС 400 Вт, не более. Ширина диаграммы направленности по азимуту антенны БС канала радиозонда составляет 360 град. Коэффициент усиления – 6 дБ. Среднеквадратические ошибки измерения: координат ± 15 м, скорости ветра $\pm 0,7$ м/с, направления ветра $\pm 1,5$ град.

Диапазон измеряемых метеопараметров:

- температура воздуха от –90 до +50 °C;
- относительная влажность от 2 до 98 %;
- скорость ветра от 0 до 150 м/с.

Для снижения уровня внеполосных излучений в передатчиках применяют ЧИМ с использованием фильтра Гаусса (ГЧИМ) для сглаживания частотных перестроек (модуляция GFSK). На базе передатчика АР3 МР3-Н1 была выполнена экспериментальная оценка эффективности модуляции GFSK в канале СР «Полюс». Опыт показал, что передатчик на микросхеме ADF7012 (Analog Device) с 128-ступенчатой частотной перестройкой позволяет снизить уровень внеполосного излучения на 12–15 дБ по сравнению с аналогичным, но с обычной перестройкой частоты (рис. 2 и 3).

Система аэрологического зондирования космодрома Восточный

Структурная схема САЗА космодрома Восточный приведена на рис. 4. САЗА состоит из шести подсистем:

- аппаратно-программного комплекса (АПК) автоматизированной системы сбора, обработки и хранения данных (АССОиХД),
- радиолокационного аэрологического комплекса МАРЛ-А,
- стационарного комплекса СР «Полюс»,
- мобильного аэрологического комплекса (МАК),
- радиометрической системы определения профилей влажности и температуры (на базе профилемера НАТПРО-22),
- комплекта оборудования и расходных материалов для подготовки и выпуска аэрологических радиозондов (АРЗ).

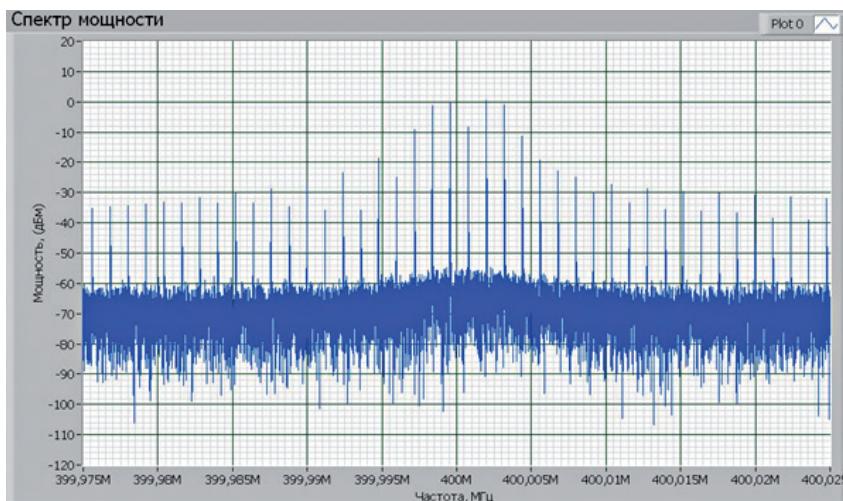


Рис. 2. Спектр ЧИМ сигнала АРЗ (модуляция меандром)

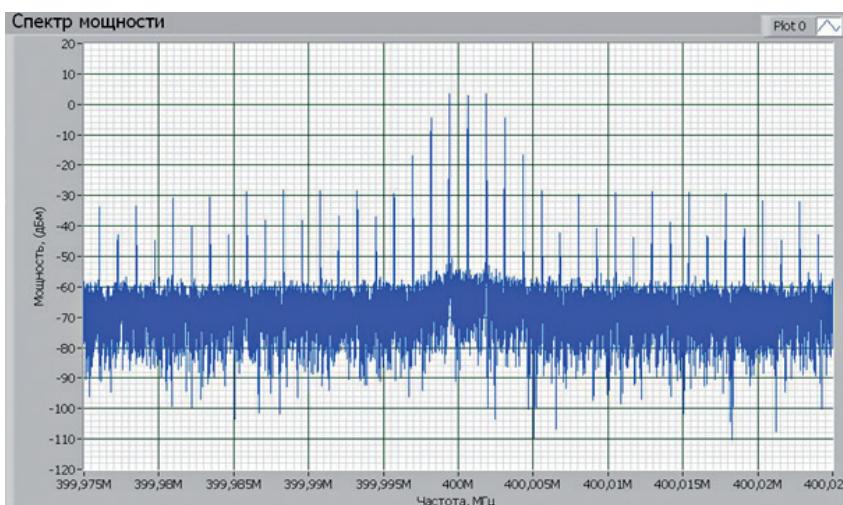


Рис. 3. Спектр ГЧИМ сигнала АРЗ (модуляция меандром) с 128-ступенчатой частотной перестройкой

Информация стационарных подсистем может передаваться по локальной компьютерной сети, а данные МАК — через транкинговую сеть радиосвязи ТЕТРА космодрома Восточный. АПК АССОиХД собирает и обрабатывает информацию со всех подсистем САЗА. Эта информация транслируется в систему сбора, обработки, передачи и хранения метеорологической информации СМО. Передаваемую по каналам связи информацию можно разделить на:

- необработанные (сырые) данные измерений;

- обработанные профили температуры, влажности, ветра (скорость, направление, меридиональная и зональная составляющие), атмосферного давления относительно высоты;
- стандартные метеотелеграммы;
- контрольную информацию (КИ) о состоянии и функционировании подсистем;
- вспомогательную информацию от других подсистем СМО (например, данные наземной метеостанции, доплеровского метеорологического радиолокатора).

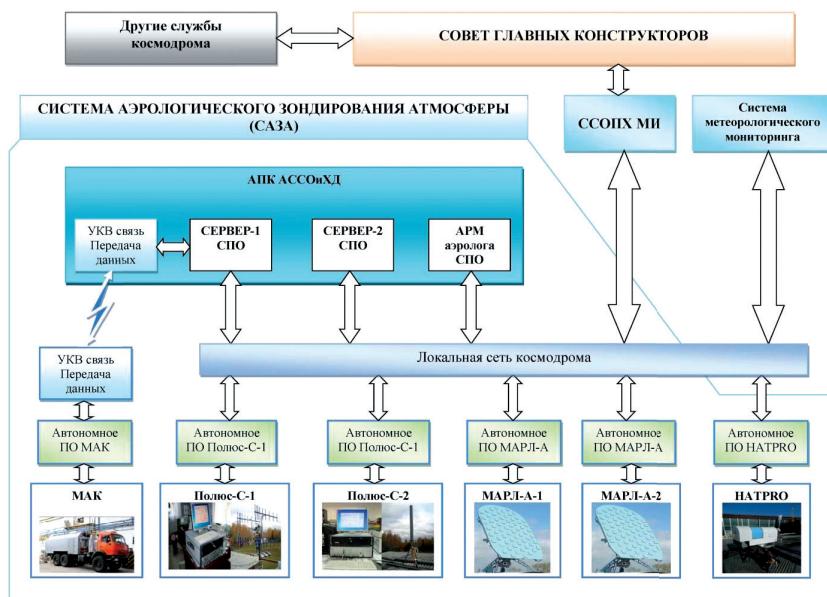


Рис. 4. Структура САЗА и взаимодействие с другими службами космодрома Восточный

САЗА космодрома Восточный представляет собой автоматизированный высокотехнологичный комплекс средств радиозондирования атмосферы. Аэрологический комплекс МАРЛ-А включает в себя два модернизированных аэрологических радиолокационных вычислительных комплекса (АРВК) МАРЛ-А. Модернизация заключается в доработке программного обеспечения (ПО) МАРЛ-А для работы с цифровым АРЗ МРЗ-3 МК в режиме пакетной передачи данных. Модернизация МРЗ-3 МК для работы в пакетном режиме также проводится в рамках работ по проекту. В МРЗ-3 МК период обновления телеметрической информации снижен до 2 с, а цифровой радиоканал повышает надежность и достоверность принимаемой информации. В настоящее время в Центральной аэрологической обсерватории

(ЦАО) уже проведены успешные испытания МАРЛ-А и МРЗ-3 МК в пакетном режиме. Модернизация МАРЛ-А и МРЗ-3 МК для работы в пакетном режиме проводится для того, чтобы приблизить характеристики радиолокационных систем по измерению температуры и влажности к параметрам СР «Полюс», где аналогичные принципы цифровой обработки и пакетной передачи данных в АРЗ были заложены изначально и уже реализованы. АРВК МАРЛ-А не могут выполнять радиозондирование с одной площадки одновременно, второй АРВК включен в состав САЗА в качестве резерва.

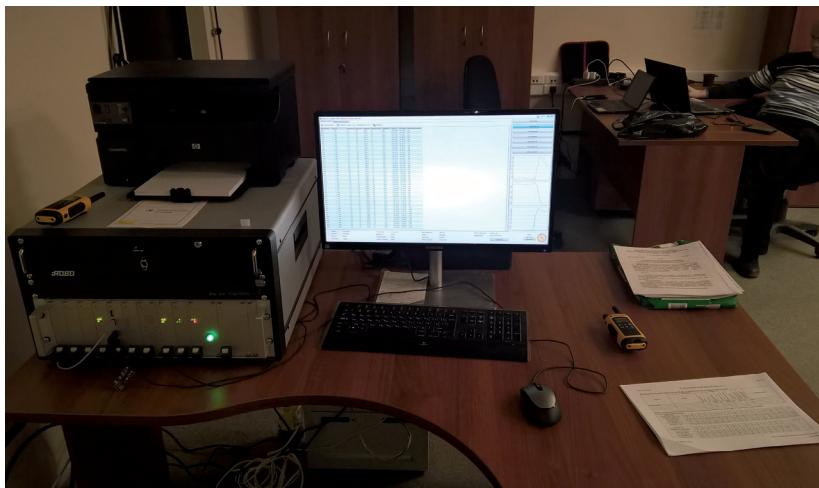


Рис. 5. Базовая станция стационарной СР «Полюс»

Стационарный комплекс СР «Полюс» также состоит из двух СР «Полюс», отличающихся друг от друга антенными системами. Одна СР «Полюс» имеет антенну с круговой диаграммой направленности по азимуту, которая обеспечивает рабочую дальность приема сигнала АРЗ до 250 км, а другая оборудована антенной с управляемой диаграммой направленности (АУДН), обеспечивающей рабочую дальность системы выше 250 км за счет более высокого коэффициента направленного действия. Кроме того, АУДН повышает помехозащищенность СР за счет пространственной селекции. СР «Полюс» — это первая в РФ система радиозондирования, определяющая координаты и скорость движения АРЗ по спутниковым навигационным сигналам (ГЛОНАСС, GPS).

СР «Полюс» имеет очевидные преимущества перед РЛС в мобильности, поэтому введенный в состав САЗА МАК разрабатывался на базе этой системы. Аппаратура МАК установлена на шасси КАМА-343114 (рис. 6). СР «Полюс» не требуется геодезическая привязка и угловая ориентация антенной системы перед выпуском АРЗ, поэтому вся про-

цедура сводится к тому, чтобы доехать до заданной точки, наполнить оболочку и произвести выпуск зонда. MAK оснащен средствами радиосвязи, малогабаритной наземной метеостанцией, аппаратурой навигации, автономным дизельным генератором и другими средствами, обеспечивающими его автономную работу в течение суток. Кабина MAK оборудована подъемным устройством, приводящим антенну СР «Полюс» с круговой диаграммой направленности в рабочее положение перед выпуском.



Рис. 6. Запуск радиозонда для зондирования мобильным аэрологическим комплексом MAK на космодроме Восточный

28 апреля 2016 г. был выполнен первый пуск ракеты космического назначения (РКН) «Союз–2.1а» с космодрома Восточный. В 2017–2018 гг. были сделаны еще два запуска РН с космическими аппаратами. Получение необходимой для пуска информации о состоянии атмосферы обеспечивала разработанная для космодрома САЗА. Метеорологическая площадка космодрома Восточный еще не достроена, поэтому для обеспечения пусков по временной схеме была смонтирована одна из двух стационарных навигационных СР «Полюс-С», поставлен мобильный аэрологический комплекс (МАК) и комплект оборудования и расходных материалов для запуска АРЗ. Эти три компоненты САЗА и обеспечивали оперативный контроль параметров атмосферы перед пуском РКН.

МАК позволяет выполнять выпуски АРЗ и зондирование практически с любой открытой площадки космодрома. Время зондирования до высоты 20 км составляет немногим более 1 ч. Каждое измерение (скорости ветра, температуры, влажности, давления и плотности воздуха) синхронизировано (всемирное координированное время) со шкалой времени UTC непосредственно в радиозонде с помощью

приемника сигналов ГЛОНАСС. Темп обновления данных равен 2 с. Благодаря мобильности МАК можно планировать траекторию полета АРЗ так, чтобы она проходила в плоскости пускового комплекса на интересующих потребителя высотах в заданной зоне.

Помимо эксплуатационных преимуществ СР «Полюс» обладает высокой точностью и разрешением измерения скорости и направления ветра. Специально для обеспечения пусков РКН были разработаны форматы формирования выходных данных с высоким разрешением по высоте. Предельная дискретность исходных данных по высоте составляет 10–12 м, для РКН «Союз–2.1а» был разработан и согласован с НПО «Автоматика» формат сетки высот 100 м, в котором все параметры рассчитываются как средняя величина в соответствующем стометровом слое (таблица 1). Значения колонок таблицы: H [м] — высота относительно среднего уровня моря, HL [м] — высота относительно уровня стартовой площадки, t [с] — относительное время (по шкале UTC), Ev [м/с] — зональная составляющая ветра, Nv [м/с] — меридиональная составляющая ветра, V [м/с] — модуль вектора скорости ветра, D [град] — направление ветра, T [град] — температура воздуха, RH [%] — относительная влажность, P [гПа] — атмосферное давление, Den [г/м³] — плотность влажного воздуха.

Таблица 1

Фрагмент таблицы зондирования параметров атмосферы для РКН «Союз–2.1а»

H [м]	HL [м]	t [с]	Ev [м/с]	Nv [м/с]	V [м/с]	D [град]	T [град]	RH [%]	P [гПа]	Den [г/м ³]
284	2	0	-0,30	-1,67	1,7	10,0	6,2	39,9	1022,5	1270,6
300	18	4	0,86	-1,92	2,1	335,8	4,3	38,9	986,8	1235,2
400	118	18	0,31	0,74	0,8	202,4	3,4	40,5	974,7	1224,0
500	218	34	2,37	-1,27	2,7	298,2	2,2	43,2	962,8	1214,7
600	318	51	1,79	-1,39	2,3	307,9	1,3	46,5	950,9	1204,0
700	418	72	0,23	-3,48	3,5	356,2	0,3	50,0	939,1	1193,2
800	518	91	0,16	-4,23	4,2	357,9	-0,3	52,4	927,4	1181,3
900	618	106	-0,71	-3,56	3,6	11,3	-1,4	54,0	915,9	1171,4
1000	718	121	-0,99	-2,50	2,7	21,6	-2,1	55,6	904,4	1159,7

СР «Полюс» может формировать упрощенную таблицу с шагом 100 м до 4 км и с шагом 1000 м выше этого уровня, доступны также форматы ТАЕ03, КН-04. Кроме того, программное обеспечение (ПО) СР «Полюс» позволяет сохранять «сырые» (необработанные) данные измерений АРЗ в текстовом формате, что позволяет обрабатывать данные с помощью стороннего ПО со своими алгоритмами и форматами выходных данных. Во время разработки, модернизации СР «Полюс» и обеспечения первого пуска на космодроме Восточный эти «сырые»

данные использовались для внешнего контроля систем с помощью специально разработанного в среде LabView ПО. Сохранение данных в «сыром» формате также дает потребителю некоторую гибкость в обработке и интерпретации данных, позволяет впоследствии пересмотреть результаты зондирования по вновь появившейся методе. АРЗ перед пуском можно перестраивать на свободный от промышленных помех и других радиозондов узкополосный частотный канал в диапазоне 400–406 МГц. Поэтому МАК и стационарная СР «Полюс» могут следить за одним АРЗ, вести два разных зонда одновременно (по одному АРЗ на каждую СР) или бросить слежение за летящим зондом и начать новый выпуск.

Одной из особенностей радиозондирования является то, что зонд по мере полета перемещается вслед за воздушными массами по горизонтали. Поэтому часть измерений может быть выполнена на значительном удалении от стартового комплекса и траектории полета РКН. Благодаря мобильности МАК можно планировать траекторию полета АРЗ так, чтобы она проходила в плоскости пускового комплекса на интересующих потребителя высотах в заданной зоне. Для этого необходимо по предварительной информации о вертикальном профиле ветра (прогноз, данные предыдущего зондирования или др.) и планируемой зоне полета АРЗ рассчитать точку его выпуска. Аналогичный подход применим для сбрасываемого АРЗ. Технология сбрасываемого АРЗ отработана и может быть использована в САЗА космодрома для ускоренного зондирования перед пуском РКН.

Остальные компоненты САЗА будут смонтированы на космодроме после завершения строительства метеорологической площадки. Речь идет о двух модернизированных аэрологических радиолокационных вычислительных комплексах (АРВК) МАРЛ-А, второй стационарной СР «Полюс» с увеличенной рабочей дальностью и аппаратно-программном комплексе автоматизированной системы сбора, обработки и хранения данных (АПК АССОиХД, или более кратко, АПК). Модернизированный в процессе разработки САЗА АРВК МАРЛ отличается от серийного прототипа тем, что обеспечивает прием телеметрической информации радиолокационного АРЗ МРЗ-3 МК в пакетном режиме. Это существенно облегчает совместную обработку данных радиолокационного и навигационного зондирования. Данные от каждой СР будут оперативно поступать по каналам связи на серверы базы данных АПК САЗА и подсистемы сбора данных наблюдений.

Таким образом, в составе САЗА будут функционировать пять независимых СР, что позволяет существенно повысить надежность определения параметров атмосферы. Данные от каждой СР будут оперативно поступать по каналам связи на серверы базы данных АПК САЗА и подсистемы сбора данных наблюдений (часть базы данных верхне-

го уровня, в которой накапливаются данные от всех измерительных подсистем космодрома).

Аппаратно-программный комплекс и направления развития САЗА

Программное обеспечение рабочего места аэролога САЗА, которое входит в состав АПК АССОиХД, предназначено для мониторинга, обработки и анализа данных, поступающих от подсистем САЗА. На этом уровне вся поступающая информация по степени обработки делится на «сырую», первичную и вторичную. Первичные данные — это выходная информация подсистем САЗА, т. е. обработанные ими «сырые» данные. Вторичные данные — это обработанная АПК первичная информация. Именно эта вторичная обработка вкупе с автоматизацией сбора данных по каналам связи, в том числе от МАК, и собственной базой данных превращает САЗА из дорогостоящего набора независимых СР в уникальную систему аэрологического обеспечения нового типа.

Пока ПО АПК АССОиХД реализует самые простые алгоритмы и режимы вторичной обработки, которые в дальнейшем можно ощутимо развить и усовершенствовать. Общая концепция вторичной обработки, на базе которой построен АПК, следующая. Информация от всех подсистем САЗА, в том числе информация о состоянии и работоспособности, оперативно поступает по каналам связи в базу данных (БД) АССОиХД. Любые первичные данные, находящиеся в БД, могут быть выбраны аэрологом САЗА в качестве исходных для вторичной обработки. Возможно использование внешних данных, например, хранящихся в БД верхнего уровня. Исходные данные делятся на «источники» и «индикаторы». Вторичные данные получаются путем автоматизированного преобразования данных категории «источники» по некоторому алгоритму. Данные категории «индикаторы» используются для формирования дополнительной оценки правдоподобия данных «источников». В качестве «источников» обычно используются оперативные первичные данные подсистем САЗА. Для вторичной обработки может быть выбрано несколько «источников». Аналогично можно выбрать несколько «индикаторов». В качестве «индикаторов» может выступать:

- устаревшая первичная информация, например данные вчерашнего зондирования;
- менее точная и детальная по сравнению с «источником» информация, например ветровые данные радиолокационной СР в сравнении с навигационной;
- данные статистической обработки хранящейся в БД первичной или вторичной информации;
- данные моделирования и прогнозов атмосферы.

Если выбран один «источник» без «индикаторов», то без вмешательства аэролога результат вторичной обработки будет повторять исходные данные. Аэролог может удалить из обработки часть недостоверной с его точки зрения информации, например одиночный выброс наблюдаемого параметра. Самый простой способ получения вторичной информации по нескольким «источникам» — это вычисление средних значений. Перед сведением данных все «источники» преобразуются методом аппроксимации в ряды с единой сеткой высот. Индикаторы могут использоваться для верификации данных «источников» или для их весовой обработки. Несмотря на простоту общей концепции, получение вторичной информации не является тривиальной задачей. Дело в том, что даже если исходные данные получены от одинаковых измерительных систем, они, вследствие ошибок измерения, воздействия помех, динамики атмосферы, сбоев и отказов аппаратуры, будут отличаться как друг от друга, так и от истинных параметров объекта контроля. Например, у одного из источников может быть пропуск данных на некотором участке высот, что не позволит вычислить средние значения не только на данном отрезке, но и на смежных с ним участках. Принятая концепция и состав САЗА подводят нас к тому, что «источники» могут быть получены от принципиально разных измерительных систем, а значит, обладают различными количественными и качественными характеристиками, поэтому необходимо разработать адекватную методику для их совместной обработки. Например, измерительная система навигационного радиозонда MP3-H1 определяет среднюю температуру воздуха на интервале 1,5 с с темпом 2 с, а АРВК МАРЛ-А с АРЗ MP3-3 А выполняют аналогичные преобразования на интервале усреднения 5 с и периодом обновления 20 с. В зависимости от типа используемого датчика температуры его постоянная времени также может варьироваться в широких пределах. То же самое можно сказать об измерении других параметров, в том числе скорости ветра. Для повышения совместимости данных навигационного и радиолокационного АРЗ о температуре, влажности, давлении, плотности воздуха была проведена модернизация АРВК МАРЛ-А, в результате которой МАРЛ-А может выполнять зондирование с новым радиозондом MP3-3 МК с пакетным режимом передачи данных. MP3-3 МК и MP3-H1 оснащены одинаковыми измерительными датчиками, период обновления данных тоже совпадает. Тем не менее при сведении разных интегральных оценок уместно учитывать апертуру (интервал усреднения) и частоту дискретного преобразования.

Другим направлением усовершенствования ПО АПК САЗА является использование в расчетах в качестве «индикаторов» средних многолетних значений метеопараметров «Глобальной справочной модели атмосферы». В частности, сравнение данных справочной модели с данными зондирования перед пуском РКН «Союз-2.1а» с космо-

дрома Восточный дало хорошее совпадение основных параметров (рис. 7 и 8), хотя в нижней 15-километровой зоне разница существенная благодаря более высокой изменчивости тропосфера.

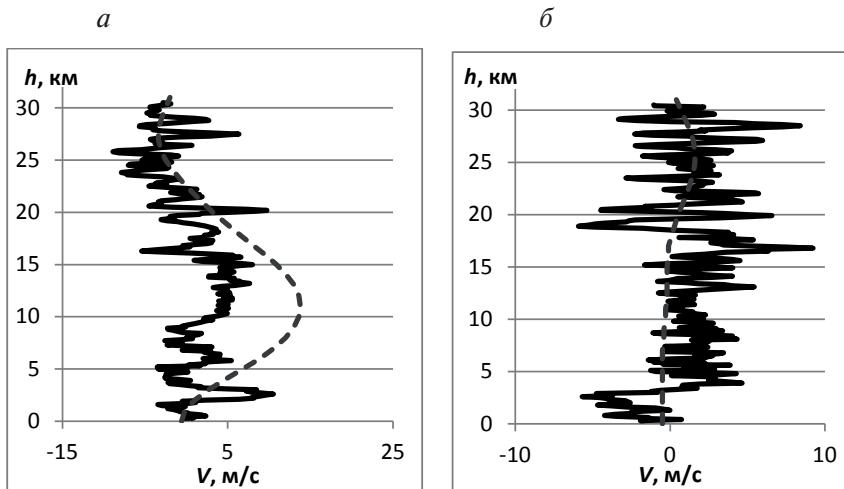


Рис. 7. Сравнение зональной (*а*) и меридиональной (*б*) составляющих ветра по данным зондирования на космодроме Восточный (сплошная линия) со средними многолетними значениями, полученными по «Глобальной справочной модели атмосферы» (пунктирная линия)

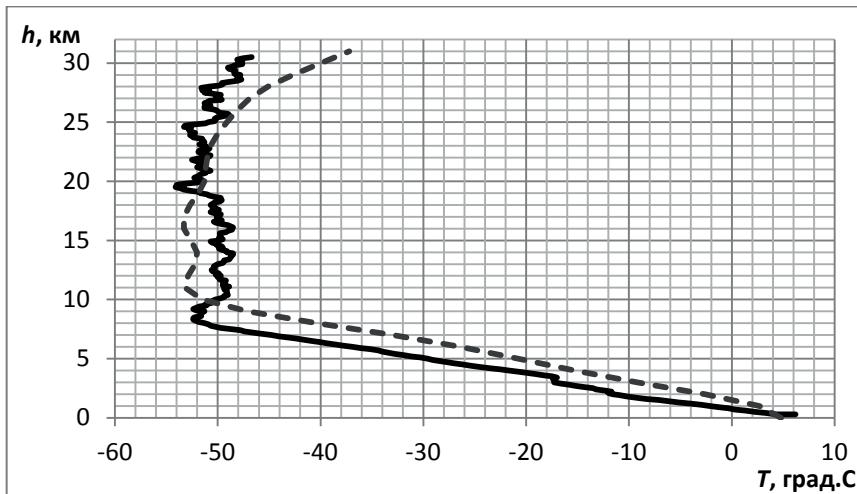


Рис. 8. Сравнение профиля температуры измеренного СР на космодроме Восточный 25.04.2016 (сплошная линия) со средними многолетними значениями, полученными по «Глобальной справочной модели атмосферы» (пунктирная линия)

Для повышения оперативности контроля перспективно включение в состав САЗА измерительных систем других типов, например радиолокационного ветрового профайлера [9], допплеровского метеорологического радиолокатора [10]. Возможна разработка новых образцов профайлеров, работающих в других диапазонах частот. Существуют методы повышения оперативности контроля радиозондовыми измерительными системами. Одна из стационарных СР «Полюс» САЗА изготовлена в модификации с антенной с управляемой диаграммой направленности, что позволяет увеличить потенциал телеметрического радиоканала АРЗ и использовать технологию обратного зондирования для повторного измерения параметров как во время подъема, так и во время падения радиозонда вплоть до поверхности Земли. Для этого между шаром и АРЗ обычно подвязывают замедляющий падение парашют. Отдельный интерес представляет зондирование с помощью радиозонда, сбрасываемого с самолета или беспилотного летательного аппарата. За рулем также производят СР, в которых радиозонд доставляется в точку сброса небольшой ракетой. В СР со сбрасываемыми АРЗ время зондирования может быть уменьшено за счет увеличения скорости падения зонда в сравнении с прямым зондированием (снизу вверх).

САЗА в полном составе позволяет вести одновременное зондирование четырьмя радиозондами. Запуская их с интервалом 15–30 минут, можно организовать режим непрерывного конвейерного зондирования, при котором в каждом из четырех секторов интересующего нас диапазона высот всегда находится один из запущенных АРЗ. Сведение данных конвейерного зондирования в одну динамически пересчитываемую выходную таблицу позволит обновлять данные зондирования на выбранном интервале высот с периодом, равным интервалу между выпусками радиозондов.

В ряде случаев потребителей интересует дополнительная информация о движении воздушных потоков, такая как турбулентность, сдвиги и градиенты ветра. Метод радиозондирования позволяет получать хорошие средние оценки скорости ветра в слое. По вертикальному профилю ветра можно определить градиенты и сдвиги, масштабы которых превышают толщину текущего слоя. В теории турбулентности сформулированы ряд критериев, определяющих турбулентное состояние атмосферы. В качестве примера можно привести число Ричардсона [11]

$$Ri = \frac{g}{T} \frac{\frac{dT}{dz} + \gamma_a}{\left(\frac{dV}{dz} \right)^2}, \quad (1)$$

где g — ускорение свободного падения, T — средняя температура в слое, $\gamma_a = 0,01 \text{ } ^\circ\text{C/m}$ — адиабатический градиент температуры,

z — высота. Тurbулентность должна наблюдаться в тех слоях, где Ri не превышает некоторого критического значения. Для вычисления Ri по результатам температурно-ветрового зондирования требуется хорошее разрешение по высоте. Вычисление числа Ричардсона по данным радиолокационного зондирования не нашло широкого практического применения из-за больших ошибок его определения. Навигационные СР обеспечивают необходимое разрешение с запасом.

Тщательный анализ координатной информации зондирования СР «Полюс» позволил нам предложить новый способ поиска зон с резким изменением скорости и направления ветра, характерных для турбулентных участков, завихрений и границы слоев среды с отличающимися динамическими характеристиками. Как было отмечено выше, АРЗ раскачивается на фале шара. Разрешение навигационной СР позволяет отслеживать прецессию (колебания) зонда, подвешенного к газонаполненной оболочке на расстоянии 10–20 м. Упрощенно систему шар — зонд можно представить в виде маятника с подвижной точкой подвеса, а колебания по осям трехмерной системы координат условно считать гармоническими с медленным затуханием. Трение оболочки с воздухом при подъеме приводит к возникновению турбулентных завихрений в кильватере шара и флюктуациям точки привязки радиозонда. Когда шар-оболочка попадает в слой воздуха, скорость и направление движения которого существенно отличаются от предыдущего, фаза колебания зонда должна скачкообразно измениться.

Таким образом, модель движения АРЗ можно представить в виде траектории движения шара по ветру и гармонического сигнала в общем виде со случайной фазой и амплитудой. В области спокойного течения воздуха наблюдаются случайные скачки фазы в результате завихрений в кильватере шара, в зоне турбулентности и резкой смены ветра изменения фазы сопровождаются изменением амплитуды. Аналогичная ситуация наблюдается в канале скорости навигационного АРЗ. На рис. 9 приведен пример выделенного сигнала изменения фазы колебаний по одной координате. Чем больше и продолжительнее фазовый сдвиг, тем большее воздействие получил шар, входя в новый слой. Выделение фазовой и амплитудной информации о прецессии АРЗ из последовательности координат и скорости дает возможность определять высоты, на которых произошло быстрое изменение скорости движения оболочки.

Выделяя и анализируя информацию о фазе и амплитуде колебаний АРЗ, можно параллельно решать две смежные задачи: а) формировать новый индикатор для поиска зон турбулентности, б) адаптивно фильтровать координаты и скорость АРЗ. Успешное решение последней приводит с снижению динамической ошибки измерения ветра и усиливает возможности оценки тонкой структуры поля ветра. Дополнительно можно оценивать скорость вертикального подъ-

ема АРЗ. Увеличение скорости подъема связано с наличием восходящих потоков воздуха, участвующих в механизме возникновения турбулентности (рис. 10).

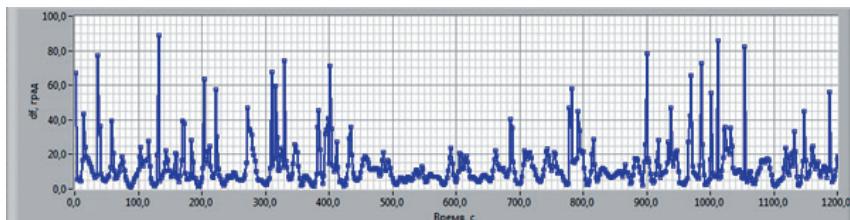


Рис. 9. Производная фазы колебаний радиозонда во время зондирования

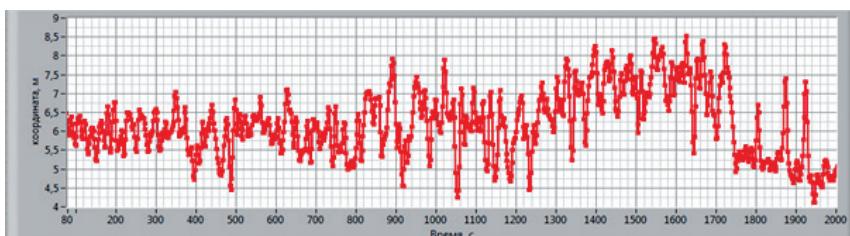


Рис. 10. Изменение скорости подъема радиозонда во время полета

Заключение

В 2013–2015 гг. для КЦ Восточный ЦЭНКИ и УрФУ с привлечением предприятий-соисполнителей АО «Радий» (г. Касли, Челябинская обл.), АО «Вектор» (г. Екатеринбург) и АО «СЭМЗ» (г. Солнечногорск, Московская обл.) была разработана современная комплексная система аэрологического зондирования атмосферы. Часть подсистем САЗА успешно прошли испытания и использовались для обеспечения первого пуска РКН на космодроме.

В статье были предложены пути дальнейшего усовершенствования САЗА для повышения точности и надежности оперативного контроля параметров атмосферы, обсуждались методы измерения показателей турбулентности. Показано, что точность и высокое разрешение навигационных СР на базе ГЛОНАСС/GPS позволяют получать такие оценки, но требуется разработать соответствующие алгоритмы, провести комплексные испытания. Доработка программного обеспечения АПК АССОиХД, в том числе включение в АПК «Глобальной справочной модели атмосферы», позволит создать новую гибкую технологию получения и обработки данных о параметрах атмосферы для обеспечения пусков РКН.

Список литературы

1. Иванов В. Э., Фридзон М. Б., Ессяк С. П. Радиозондирование атмосферы. Технические и метеорологические аспекты разработки и применения радиозондовых измерительных средств / под ред. В. Э. Иванова. Екатеринбург : УрО РАН, 2004. 596 с.
2. Современное состояние и перспективы развития систем радиозондирования атмосферы в России / В. Э. Иванов, А. В. Гусев, К. А. Игнатков [и др.] // Успехи современной радиоэлектроники. 2015. № 9. С. 3–49.
3. Hovius W., Monna W. A., Rothe R. A. A comparison of radiosonde windfinding methods OMEGA, LORAN-C, and GPS // Instruments and observing methods. 1998. Report № 70. WMO/TD-№ 877.
4. Плохих О. В., Иванов В. Э. Некоторые результаты разработки системы радиозондирования атмосферы на основе спутниковых навигационных платформ GPS – ГЛОНАСС // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. 2009. Вып. 6 (тематический выпуск «Широкополосные сигналы и системы»). С. 66–74.
5. Структурная схема, тактико-технические характеристики и основные особенности функционирования навигационной системы радиозондирования атмосферы «Полюс» / Н. В. Ширшов, О. В. Плохих, О. А. Черных [и др.] // Труды II Всероссийской научной конференции «Проблемы военно-прикладной геофизики и контроля состояния природной среды» / под общ. ред. С.С. Суворова. СПб. : ВКА имени А. Ф. Можайского, 2012. Т. 1. 432 с. С. 136–142.
6. Результаты испытаний навигационной системы радиозондирования атмосферы «Полюс» на полигоне Байконур / Н. В. Ширшов, С. А. Куртаскин, В. Э. Иванов [и др.] // Труды II Всероссийской научной конференции «Проблемы военно-прикладной геофизики и контроля состояния природной среды» / под общ. ред. С.С Суворова. СПб. : ВКА имени А. Ф. Можайского, 2012. Т. 1. 432 с. С. 269–275.
7. Плохих О. В. Повышение эффективности оценки скорости ветра в системах радиозондирования атмосферы // 25-я Междунар. Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015) (Севастополь, 6–12 сентября 2015 г.) : матер. конф. в 2 т. Севастополь, 2015. С. 1194–1195.
8. Плохих О. В., Гусев А. В., Кудинов С. И. Моделирование цифрового радиоканала навигационной системы радиозондирования атмосферы // 27-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2017) (Севастополь, 10–16 сентября 2017 г.) : рефераты докладов. Москва ; Минск ; Севастополь, 2017. Т. 7. С. 1548–1554.

9. Натурные измерения ветрового поля с помощью радиолокационных станций КА диапазона и интерпретация сложных сигналов / А. Г. Горелик, Д. В. Ермилов, В. М. Калмыков ; под ред. Ю. В. Кулешова // Труды Военно-космической академии имени А. Ф. Можайского. Выпуск 653. Проблемы военно-прикладной геофизики и контроля состояния природной среды. СПб. : ВКА им. А. Ф. Можайского, 2016. С. 151–154.

10. Поляризационный доплеровский метеорологический радиолокатор С-диапазона со сжатием импульсов / В. С. Ефремов, Б. М. Вовшин, И. С. Вылегжанин [и др.]. Журнал радиоэлектроники. 2009. № 10.

11. Обухов А. М. Турбулентность и динамика атмосферы. Ленинград : Гидрометеоиздат, 1988. 413 с.

References

1. Ivanov V. E., Fridzon M. B., Essjak S. P. *Radiozondirovaniye atmosfery. Tehnicheskie i metrologicheskie aspekty razrabotki i primenenija radiozondovyh izmeritel'nyh sredstv* [Upper-air sounding. Technical and metrological aspects of development and application of radiosonde measuring means], Yekaterinburg, UrO RAN, 2004, 596 p. (In Russian).
2. Ivanov V. E., Gusev A. V., Ignatkov K. A., Kudinov S. I., Malygin I. V., Noskov V. Ya., Plokhikh O. V., Ryisev V. V., Chernykh O. A. [Current Status and Development Prospects of Atmosphere Radio Sensing Systems in Russia]. *Uspehi sovremennoy radioelektroniki* [Successes of modern electronic engineering], 2013, no. 9, pp. 3–49. (In Russian).
3. Hovius W., Monna W. A., Rothe R. A. A comparison of radiosonde windfinding methods OMEGA, LORAN-C, and GPS, *Instruments and observing methods*, 1998, report № 70, WMO/TD- № 877.
4. Plokhikh O. V., Ivanov V. E. [Some results of development of the upper-air sounding system based on the satellite navigation GPS-GLONASS platforms]. *Izvestija vysshih uchebnyh zavedenij Rossii. Radioelektronika*, 2009, vol. 6, pp. 66–74. (In Russian).
5. Shirshov N. V., Plokhikh O. V., Chernykh O. A., Ivanov V. E., Surkov D. V. [Block diagram, performance characteristics and main operation features of Polyus navigational upper-air sounding system] (ed. by S.S Suvorov). *Trudy II Vserossiiskoi nauchnoi konferentsii “Problemy voenno-prikladnoi geofiziki i kontrolya sostoyaniya prirodnoi sredy”*. Saint Petersburg, VKA imeni A. F. Mozhaiskogo, 2012, vol. 1, pp. 136–142. (In Russian).
6. Shirshov N. V., Kurtashkin S. A., Ivanov V. E., Plokhikh O. V., Chernykh O. A. [Test results of the “Polyus” navigational upper-air sounding system at the Baikonur] (ed. by S.S Suvorov). *Trudy II Vserossiiskoi nauchnoi konferentsii «Problemy voenno-prikladnoi geofiziki i kontrolya sostoyaniya prirodnoi sredy»*. Saint Petersburg, VKA imeni A. F. Mozhaiskogo, 2012, vol. 1, pp. 269–275. (In Russian).

7. Plokhikh O. V. [Efficiency increase of the wind velocity estimation in the upper-air sounding systems]. *25th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology"* (CriMiCo'2015). Sevastopol, 2015, pp. 1194–1195. (In Russian).
8. Plokhikh O. V., Gusev A. V., Kudinov S. I. [Modeling of a digital radio channel of the navigational upper-air sounding system]. *27th Int. Crimean Conf. "Microwave & Telecommunication Technology"* (CriMiCo'2017). Sevastopol, 2017, vol. 7, pp. 1548–1554.
9. Gorelik A. G., Ermilov D. V., Kalmykov V. M., Kononov M. A., Kulikovskii K. V., Sterlyadkin V. V., Khomyakov A. V., Shirshov N. V. Wind field in-situ measurements by means of the Ka-range radar stations and interpretation of compound signals. *Trudy Voenno-kosmicheskoi akademii imeni A. F. Mozhaiskogo*. Vypusk 653. Problemy voenno-prikladnoi geofiziki i kontrolya sostoyaniya prirodnoi sredy (ed. by Yu. V. Kuleshova). Saint Petersburg, VKA im. A. F. Mozhaiskogo, 2016, pp. 151–154. (In Russian).
10. Efremov V. S., Vovshin B. M., Vylegzhannin I. S., Lavrukevich V. V., Sedletskii R. M. Poliarizaczionnyi doplerovskii meteorologicheskii radiolokator S-diapazona so szhatiem impulsov [Polarization Doppler weather radar C-band with pulse compression]. *Zhurnal radioelektroniki*. 2009, № 10.
11. Obukhov A. M. [*Turbulence and dynamics of the atmosphere*]. Leningrad, Gidrometeoizdat, 1988, 413 p. (In Russian).

Информация об авторах

Олег Васильевич Плохих — старший преподаватель Института радиоэлектроники и информационных технологий Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина (Россия, г. Екатеринбург). Сфера научных интересов — системы радиозондирования атмосферы, цифровая обработка, радиолокация и радионавигация, средства связи.

Вячеслав Элизбарович Иванов — д-р техн. наук, профессор Института радиоэлектроники и информационных технологий Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина (г. Екатеринбург). Сфера научных интересов — системы радиозондирования атмосферы, системы ближней радиолокации и связи, приемопередающие устройства СВЧ-диапазона.

Николай Васильевич Ширшов — канд. физ.-мат. наук, начальник Геофизического отдела Центра эксплуатации объектов наземной космической инфраструктуры (ФГУП «ЦЭНКИ») (Россия, г. Москва). Сфера научных интересов — ракетная техника и объекты космической наземной инфраструктуры, геофизическое и метеорологическое обеспечение пусков ракет комического назначения, системы метеорологического обеспечения.

Information about the authors

Oleg V. Plokhikh is a senior lecturer at the Institute of Radioelectronics and Information Technologies of the Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, Russia, Yekaterinburg. His research interests are upper-air sounding systems, digital processing, radiolocation and radio navigation, communication facilities.

Viacheslav E. Ivanov is a Doctor of Technical Sciences, professor of the Institute of Radioelectronics and Information Technologies of the Ural Federal University named after the first President of Russia BN. Yeltsin, Yekaterinburg. His scientific interests are upper-air sounding systems, near-field radiolocation and communication systems, microwave transceivers.

Nikolay V. Shirshov is a Candidate of Physical and Mathematical Sciences, head of the Geophysical department of the Center for Operation of Space Ground Based Infrastructure, Russia, Moscow. His research interests include rocketry and space ground based infrastructure, geophysical and meteorological support for space rocket carrier launches, meteorological support systems.

Using the dynamic mapping of the microwave brain radiation for functional studies

Vladimir S. Kublanov, Vasili I. Borisov, Anton Y. Dolganov

Research Medical and Biological Engineering Center
of High Technologies, Ural Federal University, Russia

v. s.kublanov@urfu.ru

Abstract. In this study, organizational principles of the radiophysical complex are proposed for simultaneous measurements of the brightness temperature fluctuations of the human brain and parameters of the autonomic nervous system. A new structure of the medical microwave radiothermograph is suggested based on the parametric compensation of losses in the circuit elements of the thermobalance. The aim of this article is to justify the structural organization of the radiophysical complex for the recording and joint real-time analysis of processes of the microwave radiation formation in the brain tissue and characteristics of the autonomic nervous system. Description of the radiophysical complex MRTHR with realization of these principles is presented. The peculiarity of the proposed radiophysical complex is in passive elements that do not contain electronic nodes and blocks and are inside the shielded cabin. In order to increase the accuracy of the brightness temperature of the deep brain structures measurement in the radiophysical complex a new structure is implemented. This structure of the medical microwave radiothermograph is based on the parametric compensation of losses in the circuit elements of the thermobalance.

Keywords. Microwave brain radiation, medical radiothermograph, radiophysical complex.

© Kublanov V. S., Borisov V. I., Dolganov A. Y., 2018

Introduction

Nowadays, mechanisms of the microwave radiation formation in the brain tissue have been studied insufficiently. U. V. Guliaev and E. E. Godik proposed the hypothesis that proper human physiological field is parametrically modulated by biochemical and biophysical processes of the organism [1]. However, this theory defines only a general direction in the research of regularities of a phenomena and processes in the brain tissues.

Application of theories and methods of synergetic systems to solve this task is perspective, since complex systems (like neuron networks, neuroglia, meninges, cerebrospinal fluid system, and the blood supply system) all participate in organization of its functionality [2].

The system of blood supply in brain is a complex multi parameter non equilibrium self-organized, which has cross-links. This system is controlled by

neurogenic, humoral, metabolic, and myogenic regulatory circuits. The vascular muscles are executive elements in the mechanism of blood supply regulation in the brain. They perceive the irritation from specialized receptors and chemical compounds that fall into the blood and environment. These muscles also perceive the mechanical stretching of the blood pressure in the vessels and are sensitive to a number of substances that are products of cellular metabolism [3].

One can note the role of the automatic nervous system (ANS) in these processes, since the irritation of specialized receptors is provided mostly by the sympathetic part of the ANS [4]. However, in some vascular reactions, the parasympathetic fibers take part. The mechanism of the formation of the brain microwave radiation is connected with the Brownian thermal motion of charge carriers.

The goal of this article is to justify the structural organization of a special radiophysical complex. The complex is used for the recording and dynamic mapping for real-time analysis of processes of the microwave radiation formation in the brain tissue and investigation of characteristics of the ANS.

Materials and methods

Traditionally, contact microwave radiometers are used in the registration of microwave radiation of biological objects; and it is essential to define frequency boundaries of the receiving channel.

If brain tissues are studied, on the one hand it is advisable to monitor processes in frequency bounds that allow one to receive radiation from the depth of 4–5 cm. On the other hand, the decrease of frequency leads to the decrease of the spatial resolution of the studied field. The computer simulation of this problem showed that frequency band ranging from 650 to 850 MHz is optimal [5].

It is worthy to note, that studies in this band is possible only with the microwave screening of the object. Since this frequency band has a lot of industrial noise, in this case, necessary electric impermeability is defined by the particular electromagnetic environment. The experience of microwave radiometers application in medical institutions showed that interchanged level of 50–60 dB is enough.

Therefore, the radiophysical complex should include the electromagnetic cabin and microwave elements with all input and output conducting channels to be screened. The mobile variant is more preferred when screened cabin is done as a capsule. This capsule is placed on a mobile carrier (cart). As a result, the studies may be conducted without restrictions and as close as possible to a patient in clinical settings.

In fig. 1, the structural diagram of the radiophysical complex for the measurement and complex real-time analysis of processes of the microwave radiation formation in the brain tissues and characteristics of the ANS.

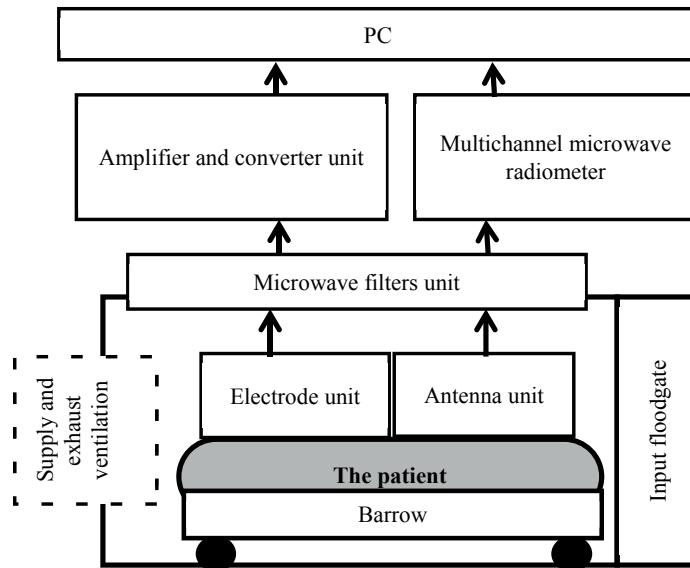


Fig. 1. Structural diagram of the MRTHR-40 radiophysical system foreexamining functional state of a patient's brain

Characteristics of the signal that add noise may vary depending on the structure of the microwave radiometer and the algorithms of the thermobalance formation in the input part, which we call the schematic of the thermobalance.

We have investigated and constructed the technical solutions based on the following principles [3]:

1. The formation of two or more auto-regulation regimes implemented by the reconfiguration of the structural thermobalance schematic.
2. The formation of two or more auto-regulation regimes implemented by the control of losses in the circuit elements of the thermobalance.
3. The parametric compensation of losses in the circuit elements of the thermobalance.

In the first two items, a number of independent equations is formed. This number depends on the disturbance parameters. Solution of these equations gives estimations that allow one to compensate the brightness temperature fluctuations caused by the mentioned disturbance factors.

The common thing in various thermobalance schematic is that the antenna-body system 'noising' [6] is performed in certain cycles of radiometers with the specialized noise generator. This generator directs the signal to the antenna. After that, the signal is reflected from antenna to the receiver's input.

In fig. 2, the equivalent schematic of input modulation chains of the microwave radiometer is shown.

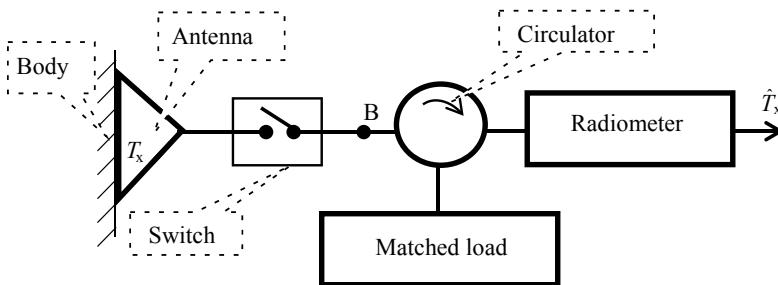


Fig. 2. The equivalent schematic of input modulation chains of the Ludeke circuit

The basis of the theory of contact radiometer measurements of biological tissues were developed by V. S. Troitskii [6]. Troitskii showed that the signal T_B at the point B of the radiometer Ludeke can be written as follows if there is no losses and reflections in schematic (fig. 2):

$$T_B^{(1)} = T_x (1 - \Gamma_0^2) \eta_A + T_{ML} \Gamma_0^2 \eta_A + T_A (1 - \eta_A). \quad (1)$$

In equations (1)–(4): T_x is the radio-brightness temperature of body, T_A is the thermodynamic temperature of antenna, T_{ML} is the noise temperature of the matched load, η_A is the antenna efficiency, Γ_0^2 is the ratio of antenna/body matching [7].

If the reflection ratio Γ is equal to Γ_0^2 (that characterizes the antenna body matching) then it is possible to realize the independent condition in the thermobalance schematic of the measurement of the own microwave radiation T_x from Γ_0^2 .

At the position of the modulator switch when the controlled noisegenerator (matched load) is connected to the input of the radiometer circulator, the signal $T_B^{(2)}$ at the point B is as follows:

$$T_B^{(2)} = T_{ML}. \quad (2)$$

If the signals are equal $[T_B^{(1)} = T_B^{(2)}]$, then according to the equations (1), (2):

$$\hat{T}_x = \frac{T_{ML} (1 - \eta_A \Gamma_0^2) - T_A (1 - \eta_A)}{\eta_A (1 - \Gamma_0^2)}. \quad (3)$$

The equation (3) shows that measured radio-brightness temperature \hat{T}_x is transmitted to the input of the radiometer changed by an undefined value. This value depends on *a priori* unknown parameters of the antenna η_A .

and Γ_0^2 . Efficiency η_A of the antenna depends on the design and its technological implementation and is a relatively stable parameter [8]. On the other hand, the ratio Γ_0^2 may vary not only between different investigations, but, also, during the process of the measuring due to changes in the blood circulation in the study area, as well as, the influence of the “greenhouse” effect (the thermobalance disturbance).

If the antenna's and the body's temperatures at the contact area and temperatures of the circulator and input of the resistor are equal, then equation (3) may be rewritten as follows:

$$T_x = T_A = T_{ML}. \quad (4)$$

In this way, we exclude uncertainty of measured radio-brightness temperature \hat{T}_x transmission to the input of the radiometer on antennas parameters η_A and Γ_0^2 .

It is worthy to mention that it is impossible to maintain constant temperature close to the temperature of the body in the circuit elements of the thermobalance and at inputs of the radiometer. It appears especially during functional studies of the brain. Moreover, one should not neglect losses and reflecting heterogeneities of the circuit elements of the thermobalance if they change during the process of functional study [9].

Results and discussion

The peculiarity of the proposed radiophysical complex is that only passive elements are inside the shielded cabin that do not contain electronic nodes and blocks. This structural scheme is implemented in the radiophysical complex MRTHR. In this complex, a modernized multichannel microwave radiothermograph is used with the parametric compensation of losses in the circuit elements of the thermobalance.

The structural schematic of this complex is presented in fig. 3.

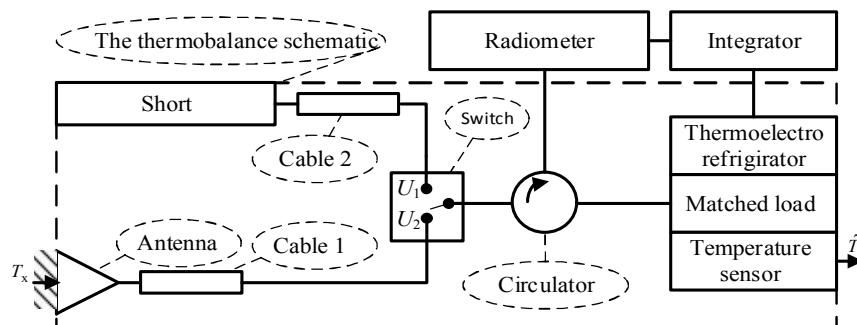


Fig. 3. Structural schematic of the microwave radiothermograph with parametric compensation of losses in the circuit elements of the thermobalance

Therefore comes the equation of the transmission for two states of the thermobalance schematic of the proposed microwave thermograph. At the first state the switch provides the signal transmission from the antenna to the input of the radiometer. At the second state the switch provides the signal transmission from the short to the input of the radiometer.

There are some necessary notations: U_1 is the signal on the input of the radiometer in the first state, U_2 is the signal in the second state. The equation of the autoregulation of the thermobalance schematic for the microwave radiothermograph MRT-40 we write down as follows:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{CH}(1-\gamma_{\Pi})(1-\gamma_{K2})(1-\gamma_{K3})^2 + T_{K2}\gamma_{K2} + T_{K3}\gamma_{K3}(1-\gamma_{K2}) = U_1 \\ T_a(1-\Gamma_c^2)(1-\gamma_A)(1-\gamma_{K1}) + T_{CH}(1-\gamma_{\Pi})(1-\gamma_{K1})(1-\gamma_A)^2\Gamma_c^2 + \\ + T_A\gamma_A(1-\gamma_{K1}) + T_{K1}\gamma_{K1} = U_2 \\ U_1 = U_2 \end{array} \right. \quad (5)$$

where $\gamma_{c1}, \gamma_{c1}\gamma_s, \gamma_{c2}\gamma_s, \gamma_A, \gamma_{sh}, \gamma_A, \gamma_c$ are the loss ratios of the first and second cables, short, antenna and circulator respectively. $T_{c1}, T_{c2}, T_A, T_s, T_x, T_{ML}$ are the “noisy” temperatures of the first and second cables, the antenna, the short, the radio-brightness temperature of the body and the temperature of the matched load accordingly; Γ_0^2 is the reflection ratio of the “antenna-body” border.

When processes are regulated ($T_{c1} = T_{c2} = T_A = T_s, \gamma_{c1} = \gamma_{c2}$) and losses in the antenna and the short are insignificant two states are equal. Therefore the autoregulation equation can be rewritten as follows:

$$\hat{T}_x = T_{ML}(1 - \gamma_c). \quad (6)$$

So, the measurement of the proper microwave radiation of the brain is the radiobrightness temperature of matched load, which is proportional to its thermodynamic temperature. Changes of the temperature scale defined by multiplier $(1 - \gamma_c)$ can be determined during calibration of the radiothermograph.

Conclusion

The described structural organization was tested during the development of the radiophysical MRTHR complex [10].

Despite of the fact that the role of the ANS in the regulation of the cerebral blood circulation is obvious, many mechanisms of this regulation remain unclear. In existing literature, these issues are described incompletely, even though the knowledge about the role of the ANS in the formation of functional processes in the brain tissue allows answering many questions about their pathogenesis.

In our previous papers, the spectral and correlation methods were used for data processing and analysis [2, 3]. However, the given complexity of the

dynamic control systems that form the considered biomedical results would not necessarily be an objective assessment of these signals. So, the analysis of statistical self-similarity of time series is promising, whether the characteristics of time series comply with the requirements of the multifractal formalism [4].

For implementation of the processing unit and data analysis of non-stationary time series of biomedical signals, the multifractal fluctuation analysis method was applied; its detailed description will be presented in further works.

The designed radiophysical MRTHR complex has been clinically tested in the Sverdlovsk regional clinical psycho-neurological Hospital for War Veterans (Yekaterinburg, Russian Federation). The tests have shown that the MRTHR can be used to obtain new knowledge about the dynamic mapping of the functional processes of the brain [3].

References

1. Godik E. E., Gulyaev Y. V. Functional imaging of human body. *IEEE Engineering in Medicine and Biology*, 1991, 10 (4), pp. 21–29.
2. Kublanov V. S., Sedelnikov Ju. E., Azin A. L., Syskov A. M. The Nature of Fluctuations Own Electromagnetic Radiation of the Brain. *Biomedical Radioelectronics*, 2010, 9. pp. 45–54.
3. Kublanov V. S. Radiophysical system for examining functional state of a patient's brain. *Biomedical Engineering*, 43 (3), 2009, pp. 114–119.
4. Kublanov V. S., Borisov V. I., Porshnev S. V. Features of using nonlinear dynamics methods for heart rate variability analysis. *Biomedical Radioelectronics*, 2014, 8, pp. 30–37.
5. Kublanov V. S., Dorofeev V. A., Kostousov V. B. Mobile radio-physical system for the functional researches of brain. *Proc. of the 4th Russian-Bavarian Conference on Biomedical Engineering*. 2008, Moscow, pp. 253–257.
6. Troitskii V. S. On the theory of contact radiometric measurements the internal temperature of bodies. *Izv. VUZ., Radiofiz.*, 1981, 24 (9), pp. 1054–1061.
7. Klemetsen O., Birkelund Y., Jacobsen S. K. Design of medical radiometer front-end for improved performance. *Progress in electromagnetics research B*, 2011, 27, pp. 289–306.
8. Ludeke K. M., Koehler J., Kanzenbach J. A new radiation balance microwave thermograph for simultaneous and independent temperature and emissivity measurements. *Journal Microwave Power*, 1979, 14, pp. 117–121.
9. Vaisblat A. V. Medical RTM-01-RES. *Biomedical technology and electronics*, 2001, 8, pp 3–9.
10. Kublanov V. S., Dorofeev V. A., Sirotin A. I., et al. Patent No. 2073875 (RU), MPK7 G01R 29/08, G01S 13/95, Zero radiometer. *Bulletin of inventions*, 1997, 5.

Информация об авторах

Кубланов Владимир Семенович — д-р техн. наук, профессор, руководитель Научно-исследовательского медико-биологического инженерного центра высоких технологий ИРИТ-РТФ; e-mail: v.s.kublanov@urfu.ru.

Борисов Василий Ильич — канд. техн. наук, старший преподаватель; e-mail: v.i.borisov@urfu.ru.

Долганов Антон Юрьевич — аспирант, младший научный сотрудник; e-mail: anton.dolganov@urfu.ru.

Information about the author

Vladimir S. Kublanov is a Professor, Director of Research Medical and Biological Engineering Center of High Technologies of Radioelectronics and Information Technologies Institute. (Ekaterinburg, Russia); e-mail: v.s.kublanov@urfu.ru.

Vasilii I. Borisov is a Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor at Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin (Ekaterinburg, Russia); e-mail: v.i.borisov@urfu.ru.

Anton Y. Dolganov is a postgraduate, research scientist of Research Medical and Biological Engineering Center of High Technologies of Radioelectronics and Information Technologies Institute. (Ekaterinburg, Russia); e-mail: anton.dolganov@urfu.ru.

Силовой преобразователь частоты на транзисторах

Н. Т. Исимбергенов

Казахский национальный исследовательский технический

университет имени К. И. Сатпаева, г. Алматы, Казахстан

isembergenov@mail.ru

Аннотация. В данной статье рассматривается силовой преобразователь частоты на IGBT-транзисторах, который состоит из двух силовых транзисторов, что повышает КПД и снижает стоимость преобразователя частоты. Показана возможность интеллектуальных модулей на IGBT-транзисторах. Такой преобразователь частоты может работать при высокой частоте тока, от нескольких до сотни кГц. Описан принцип работы преобразователя частоты на двух IGBT-транзисторах.

Ключевые слова. Преобразователь частоты, IGBT-транзистор, частота, энергоэффективность и КПД, индукционный нагрев.

Power frequency converter build on transistors

Nalik T. Isembergenov

The Kazakh National Research Technical University

named after K. I. Satpaev, Almaty, Kazakhstan

isembergenov@mail.ru

Annotation. This article deals with the energy-efficient frequency converter for induction heating, which consists of two power transistors. This configuration of the converter increases coefficient of performance and reduces the cost of the frequency converter. The converter provides a high frequency of current from several kHz to hundreds of kHz. The operating principle of the frequency converter is described.

Keywords. Frequency converter, IGBT transistor, energy efficiency and ECE, frequency, induction heating

На протяжении десятков лет требования потребителей к преобразователям электрической энергии остаются прежними: меньшие размеры (при той же выходной мощности), более высокий КПД, лучшие функциональные возможности (включая электрические параметры), меньшая стоимость.

Методы транзисторного преобразования энергии, развитые в последнее время, новые компоненты (IGBT-транзисторы) и материалы позволили, не снижая, а даже увеличивая КПД, поднять рабочие частоты серийно выпускаемых импульсных преобразователей до нескольких сотен килогерц, что, в свою очередь, позволило, в сочетании с новыми конструкторскими, схемными и технологическими решениями, снизить размеры преобразователей при той же выходной мощности.

В современной силовой электронике широкое распространение получили так называемые транзисторы IGBT. Данная аббревиатура заимствована из зарубежной терминологии и расшифровывается как Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT), а на русском языке звучит как биполярный транзистор с изолированным затвором. IGBT-транзистор представляет собой электронный силовой прибор, который используется в качестве мощного электронного ключа [1].

Для согласования схемы управления с входными затворами MOSFET и IGBT-транзисторов применяют устройства, называемые драйверами. Основная задача драйвера — обеспечить согласование низковольтных логических сигналов от контроллера с сигналами управления затвора MOSFET и IGBT-транзисторов [1, 2].

В настоящее время выпускают интеллектуальные силовые модули (IPM) серии V, которые являются новым этапом развития силовых ключей на базе IGBT-модулей и представляют собой функционально законченное изделие, выполненное в компактном изолированном корпусе и включающее в себя:

- силовые IGBT-транзисторные ключи;
- встроенные драйверы IGBT-транзисторов;
- встроенные цепи защиты: от короткого замыкания, перегрузки по току, от перегрева, по напряжению питания;
- логические входы управления.

Особенности:

- IGBT третьего поколения с низким напряжением $U_{\text{кз}}$ насыщения;
- диоды с быстрым восстановлением;
- улучшенная схема защиты от короткого замыкания.

Цель проводимых исследований — разработать и исследовать преобразователь частоты на IGBT-транзисторах с максимально эффективным значением КПД (за счет уменьшения количества транзисторов) и низким значением стоимости.

В существующих преобразователях частоты применяют силовые транзисторы и инверторы, выполненные на четырех транзисторах [3]. КПД преобразователей частоты не превышает 90–92 % при высокой частоте коммутации транзисторов. При больших токах нагрузки возрастают потери в транзисторах преобразователя частоты. При этом снижается КПД и возрастает мощность вентиляции, что приводит к существенному увеличению массогабаритных размеров преобразователя частоты и снижению мощности в индукторе.

В статье описана разработка преобразователя частоты с наименьшим количеством транзисторов и высоким значением КПД при подключении его к трехфазным источникам питания [4, 5]. Научной новизной является сокращение количества транзисторов до двух, что увеличивает КПД, вследствие чего происходит экономия электроэнергии и снижение стоимости преобразователя частоты.

На рис. 1 представлена схема преобразователей частоты для индукционного нагрева. Преобразователь частоты для индукционного нагрева содержит трехфазный выпрямитель, два ключа на транзисторах, высокочастотный трансформатор с двумя первичными и одной вторичной обмотками и индуктором (рис. 1). На вход преобразователя частоты подается переменное трехфазное напряжение, которое трехфазным выпрямителем преобразуется в источник постоянного напряжения (рис. 1).

Первичная обмотка с числом витков W_1 высокочастотного трансформатора через первый транзисторный ключ T_1 подключена к трехфазному выпрямителю, вторая первичная обмотка с числом витков W_2 высокочастотного трансформатора через второй транзисторный ключ T_2 подключена также к трехфазному выпрямителю. Вторичная обмотка W трансформатора подключена к индуктору.

Таким образом, трехфазный выпрямитель преобразует трехфазное напряжение в постоянное напряжение, а транзисторные ключи T_1 и T_2 постоянное напряжение преобразуют в переменное однофазное напряжение требуемой частоты f_n . Трансформатор понижает переменное напряжение высокой частоты до требуемой величины.

Преобразователь частоты работает следующим образом.

При включении транзисторного ключа T_1 постоянное напряжение трехфазного выпрямителя подключается к первой первичной обмотке W_1 высокочастотного трансформатора и по обмотке W_1 будет протекать ток до момента времени t_1 (рис. 2). Таким образом формируется положительная полуволна входного напряжения первичной обмотки W_1 высокочастотного трансформатора.

В момент времени t_1 транзисторный ключ T_1 выключается, а включается транзистор T_2 . При этом постоянное напряжение трехфазного выпрямителя подключается ко второй первичной обмотке W_2 вы-

сокочастотного трансформатора, по обмотке W_2 будет протекать ток обратной полярности до момента времени t_2 (рис. 2). Так формируется отрицательная полуволна входного напряжения первичной обмотки W_2 высокочастотного трансформатора.

Частота напряжения преобразователя частоты определяется известным выражением

$$f_{\Pi} = \frac{1}{T}, \quad (1)$$

где T — период напряжения преобразователя частоты.

Известно, что при высокой частоте напряжения массогабаритные размеры высокочастотного трансформатора снижаются, поэтому преобразователь частоты будет иметь низкие массогабаритные размеры. Кроме того, преобразователь частоты выполнен на двух транзисторах, и соответственно, электрические потери на транзисторах будут меньше, что приведет к увеличению КПД преобразователя частоты по сравнению с аналогом и снижению стоимости всего преобразователя частоты.

Сущность работы заключается в том, что предлагается усовершенствованная конструкция преобразователя частоты на двух IGBT-транзисторах. При этом конструкция получается более простой и технологичной для изготовления и может быть изготовлена для конкретного случая. Кроме того, разработанная технология и методы проектирования позволяют создать преобразователь частоты для конкретного типа технологического процесса [4].

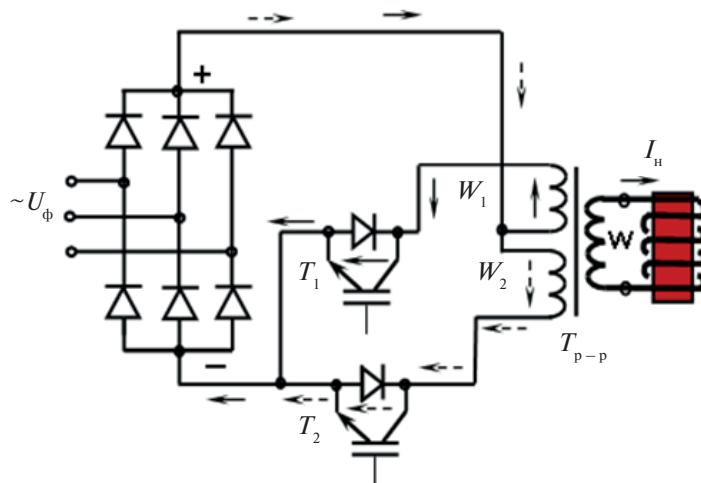


Рис. 1. Схема преобразователя частоты на двух IGBT-транзисторах

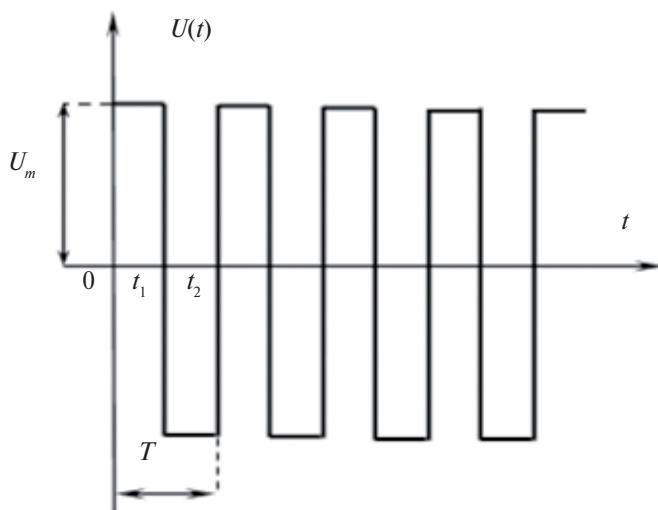


Рис. 2. График выходного напряжения преобразователя частоты

На рис. 1 преобразователь частоты подключен к обмоткам индуктора, внутри которого находится металлическая круглая заготовка. При этом по этим обмоткам индуктора будет протекать высокочастотный ток, который образует переменный магнитный поток. Переменный магнитный поток, пересекая металлические стенки металла, согласно закону электромагнитной индукции, индуцирует в нем электродвижущую силу, под влиянием которой потечет переменный электрический вихревой ток. Этот ток и будет нагревать металл до требуемой температуры.

Был разработан и изготовлен опытный образец преобразователя частоты. На рис. 3 показан опытный образец преобразователя частоты мощностью 6 кВт на частоты от 2 до 20 кГц. В преобразователе частоты в качестве источника использована трехфазная система питания 380 В промышленной частоты. Преобразователь частоты реализован на транзисторах IGBT. Система управления реализована на логических элементах математического аппарата программного комплекса. Выпрямитель был изготовлен на базе мостовой схемы трехфазного выпрямления. Для согласования напряжения и гальванической развязки был использован двухобмоточный высокочастотный силовой трансформатор.

В качестве нагрузки для преобразователя частоты был использован индукционный нагрев, который применяют для обогрева технологического оборудования (нефтепровода, трубопровода, емкости и т. д.), нагрева металла, жидких сред, для сушки покрытий, материалов (например, древесины). Важнейший параметр установок индукционно-

го нагрева — частота. Для каждого процесса существует оптимальный диапазон частот, обеспечивающий наилучшие технологические и экономические показатели. Для индукционного нагрева металла используют частоты от 50 Гц до 5 МГц.

Результаты экспериментального исследования показали, что опытный образец преобразователя частоты работает стабильно, выдает заданные технические характеристики. На рис. 3 показан процесс индукционного поверхностного нагрева металла диаметром 120 мм при частоте 20 кГц. Это сделано, чтобы показать, что преобразователь частоты нагревает только поверхность металла при частоте 20 кГц, при этом температура нагрева достигает 800 градусов.



Рис. 3. Процесс индукционного поверхностного нагрева металла диаметром 120 мм при частоте 20 кГц

Как видно из рисунка, преобразователь частоты для поверхностного индукционного нагрева должен иметь диапазон частот в пределах 16–20 кГц. При этом глубина проникновения электромагнитной волны в этом частотном диапазоне составляет 2–5 мм. При необходимости дальнейшего нагрева в глубине металла увеличивают время нагрева и снижают частоту.

Литература

- Проектирование источников электропитания электронной аппаратуры : учебник / О. К. Березин, В. Г. Костиков, Е. М. Парфенов [и др.] ; под ред. В. А. Шахнова. 3-е изд., перераб. и доп. М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана. 2005. 504 с.
- Браун М. Источники питания. Расчет и конструирование : пер. с англ. К. : МК-Пресс, 2005. 288 с.
- Москатов Е. А. Силовая электроника. Теория и конструирование. К. : МК-Пресс ; СПб.: Корона — Век, 2013. 256 с.
- Исембергенов Н. Т. Преобразователь частоты на двух транзисторах для электротехнологии // XIV Международная конференция «Электромеханика, электротехнологии, электротехнические материалы и компоненты». Алушта, 2012.
- Исембергенов Н. Т. Преобразователь частоты для индукционного нагрева нефтепровода при трехфазном питании. Номер патента 99534: авторское свидетельство к инновационному патенту. Комитет по правам интеллектуальной собственности министерства юстиции Республики Казахстан. Бюл. № 18 от 29.09. 2017.

References

- Berezin O. K., Kostikov V. G., Parfenov E. M. *Proektirovanie istochnikov ehlektropitaniya ehlektronnoj apparatury* [The design of the power supplies of electronic equipment], Moscow, Bauman Moscow State Technical University Pabl., 2005, 504 p. (In Russian).
- Braun M. *Istochniki pitaniya Raschet i konstruirovaniye* [Power supply. Calculation and construction], MK-Press, 2005, 288 p. (In Russian).
- Moskatov E. A. *Silovaya ehlektronika Teoriya i konstruirovaniye* [Power electronics. Theory and construction], Saint Petersburg, MK-Press KORONA — VEK, 2013, 256 p. (In Russian).
- Isemenbergenov N. T. *Preobrazovatel chastoty na dvuh tranzistorah dlya ehlektrotehnologii* [Power frequency converter build on two transistors for Electrotechnology], *Proceedings of the XIV International Conference “Ehlektromekhanika Ehlektrotehnologii Ehlektrotehnicheskie Materialy i Komponenty”* [Electromechanics, Electrotechnologies, Electrotechnical Materials and Components], Alushta, 2012, pp. 28–32. (In Russian).
- Isemenbergenov N. T. *Preobrazovatel chastoty dlya indukcionnogo nagreva nefteprovoda pri trekhfaznom pitaniyu* [Frequency converter for induction heating of the oil pipeline with three-phase power supply], patent number 99534, Bul. № 18 from 29.09.2017. (In Russian).

Информация об авторе

Исембергенов Налик Турегалиевич — доктор технических наук, профессор, родился в 1949 г. В 1975 г. окончил Московский энергетический институт, 1977–1980 гг. — учился в аспирантуре Московского энергетического института и в 1981 г. успешно защитил кандидатскую диссертацию. Докторскую диссертацию защитил в 2002 г. В настоящее время работает профессором кафедры «Радиотехника, электроника и телекоммуникации» Казахского национального технического исследовательского университета. Автор более 250 научных работ и 35 изобретений и патентов.

Information about the author

Mr. Isemenbergenov Nalik Turegalievich, Doctor of Engineering Science, Professor.

Mr. Isemenbergenov N. T. was born in 1949. He is graduated from Moscow Power Engineering Institute in 1975. He received the Master degree after successful completion the study in Moscow Power Engineering Institute in the period between 1977 and 1980. He received the degree of Doctor of Engineering Science in 2002. Currently Mr. Isemenbergenov N. T. is working in the position of Professor in the Department of Radiotechnics, Electronics and Telecommunication of The Kazakh National Research Technical University named after K.I. Satpaev. He is the author of more than 250 scientific works and researches. 35 inventions and patents belong to Mr. Isemenbergenov N. T.

Использование карт когерентности для повышения точности интерферограмм при обработке данных радиолокаторов с синтезированной апертурой

H. С. Виноградова, А. В. Сосновский

Уральский федеральный университет имени первого
Президента России Б. Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Россия
n. s.vinogradova@urfu.ru

Аннотация. В работе представлен анализ методов применения карт когерентности для обработки интерферометрических пар изображений радиолокаторов с синтезированной апертурой (PCA). Экспериментально определены размеры окон усреднений, допустимых для решения практических задач. Представлен метод повышения точности цифровых моделей рельефа и карт подвижек рельефа, получаемых при интерферометрической съемке, основанный на маскировании карты когерентности. Показано повышение точности результата по сравнению с классической методикой.

Ключевые слова. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли, радиолокационная интерферометрия, пространственная когерентность.

Coherence maps application for InSAR data accuracy improving

Nina S. Vinogradova, Andrey V. Sosnovsky

Ural Federal University named after the first President
of Russia B. N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russian Federation
n. s.vinogradova@urfu.ru

Abstract. The paper presents the analysis of coherence maps application methods for the interferometric SAR images processing. The interferometric coherence is an important indicator of the reliability of the interferograms obtained by the interferometric synthetic aperture radar (InSAR), since the areas with low coherence values are unsuitable for processing the interferometric data. In addition, the coherence is used as a parameter of adaptive phase noise filters, and it can also be used for surface segmentation.

The sizes of the averaging windows suitable for the solution of practical problems are experimentally determined. The method of accuracy increasing for the digital elevation maps and displacement maps obtained by InSAR systems based on masking the coherence maps is proposed.

ence map is presented. The DEM accuracy improvement in comparison with the classical estimation method is presented.

Keywords. Radar remote sensing, Radar interferometry, Spatial coherence.

© Vinogradova N. S., Sosnovsky A. V., 2018

Введение

Согласно определению карты когерентности γ представляют собой поле коэффициентов корреляции между двумя и более радиолокационными изображениями на одну и ту же территорию [1]. Исходя из принятой системы формализации карт когерентности, каждый ее элемент может принимать значения в диапазоне от 0 до 1, причем нулевое значение яркости соответствует полной декорреляции участка местности, а значение яркости 1, напротив, абсолютной корреляции соответствующих фрагментов. Карта когерентности характеризует степень отклонения абсолютной фазы от истинного значения, причем это отклонение может быть вызвано как изменениями на земной поверхности, так и спецификой диэлектрических свойств расположенных на ней объектов [2, 3]. На рис. 1 приведены две карты когерентности для одной и той же территории, при этом первое из изображений получено по PCA-парам с двухнедельным интервалом, второе — с интервалом в 13 месяцев.

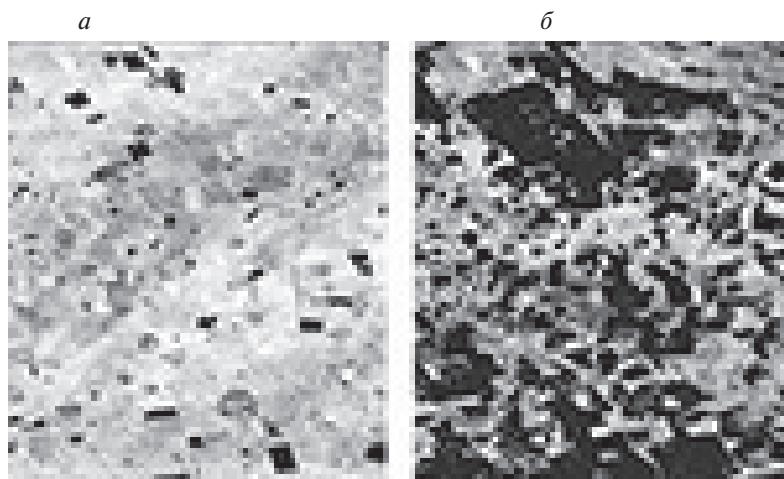


Рис. 1. Пример карт когерентности, полученных для разных промежутков времени:

a — две недели, *б* — тринадцать месяцев. Для улучшения визуального различия отдельных областей выполнено градационное преобразование изображения

Построение выполнено на основе данных ALOS PALSAR, территории Свердловской области. На изображениях хорошо видна сегментация участков с разной когерентностью, соответствующих различным типам подстилающей поверхности. Также следует обратить внимание, что на карте когерентности на рис. 1, *a* преобладают светлые оттенки, что свидетельствует о высокой корреляции между двумя изображениями PCA-пары, в то время как на рис. 1, *б* изображение преимущественно темное. В данном случае низкая корреляция обусловлена естественными изменениями на земной поверхности, произошедшими за период в 13 месяцев.

Карты когерентности широко используются как самостоятельные продукты в различных радиолокационных задачах, например для сегментации либо для определения свойств спутниковой системы [4, 5, 6], а также как вспомогательные элементы в ходе интерферометрической обработки данных, причем зачастую свойства карт когерентности являются определяющими факторами в вопросах определения качества выходных продуктов [7, 8].

Классический метод построения карт основан на перемножении первого (опорного) изображения интерферометрической пары на второе (вспомогательное), комплексно-сопряженное самому себе [3, 6]:

$$\gamma = \frac{|E(Z_1 \cdot Z_2^*)|}{\sqrt{E(Z_1 \cdot Z_1^*)^2 \cdot E(Z_2 \cdot Z_2^*)^2}}, \quad (1)$$

где Z_1, Z_2 — радиолокационные изображения опорного и вспомогательного сигналов соответственно. В ряде источников в числителе не указывается знак модуля, тогда под значением γ понимается комплексная когерентность, в этом случае оценка когерентности $\hat{\gamma}$ вычисляется как модуль комплексной величины.

Применительно к дискретному сигналу используется выражение следующего вида [1, 5, 9]:

$$\hat{\gamma} = \frac{\left| \sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} Z_1(x, y) \cdot Z_2^*(x, y) \right|}{\sqrt{\sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} |Z_1(x, y)|^2 \cdot \sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} |Z_2(x, y)|^2}}, \quad (2)$$

где M, N — размеры области усреднения по дальности и азимуту соответственно. Как правило, в большинстве задач полагают $M = N$. Под величиной понимается оценка величины когерентности как расчетного показателя.

Несмотря на то что корреляционная функция хорошо изучена в различных приложениях математики, применительно к вопросам об-

работки радиолокационных изображений остается много неясных моментов [10, 11]. В частности, нет единых рекомендаций о выборе оптимальных размеров областей усреднения, также отсутствуют исследования по границам применимости выражения (2) в целом.

Анализ оценки величины когерентности

На первом этапе произведен расчет зависимости оценки когерентности $\hat{\gamma}$ от величины ее истинного значения. Моделирование выполнено на основе парных тестовых изображений, представляющих собой нормально распределенный двумерный некоррелированный случайный процесс, связанных между собой через операцию комплексного сопряжения. Истинное значение когерентности между тестовыми изображениями изменялось линейно в диапазоне от 0 до 1. Для созданного тестового изображения выполнено построение карты когерентности с использованием выражения (2) для нескольких размеров области усреднения, результаты представлены на рис. 2. Для устранения флюктуаций, обусловленных влиянием нормального шума, для каждого значения когерентности выполнено усреднение по 300 значениям. Расчеты оценок величины когерентности выполнены с шагом 0,05.

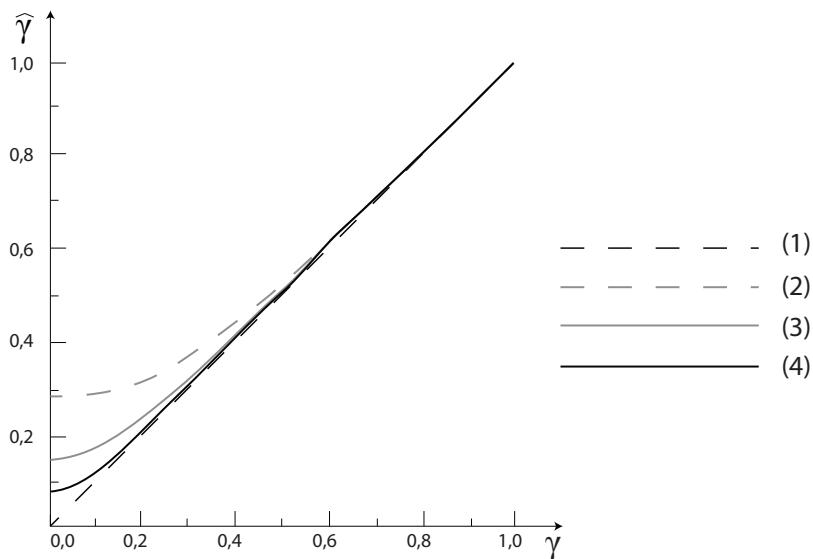


Рис. 2. Зависимость оценки величины когерентности $\hat{\gamma}$ от ее истинного значения. Линия (1) соответствует теоретической зависимости, линия (2) — размеру области усреднения 3×3 , линия (3) — размеру области усреднения 7×7 , линия (4) — размеру области усреднения 15×15

Из рис. 2 видно, что в области высоких значений истинной когерентности расчетные зависимости практически совпадают с теоре-

тическими, тогда как для малых значений истинной когерентности расчетные значения отклоняются в положительную сторону, достигая максимального значения при нулевой когерентности. Обозначенный эффект связан с присутствием модуля в выражении (2) для изначально комплексных величин, что приводит к статистическому накоплению оценки. Также видно, что смещение $\hat{d\gamma}$ является функцией размера области усреднения: чем больше область усреднения, тем меньшее наблюдается смещение при нулевом значении истинной когерентности. Для установления этой закономерности выполнен расчет зависимости смещения оценки величины когерентности $\hat{d\gamma}$ от размера области усреднения. В качестве опорных данных использованы те же тестовые изображения, что и в случае рис. 2, усреднение выполнено по 300 точкам, диапазон размера области усреднения положен равным от 3 до 65. Результаты представлены на рис. 3.

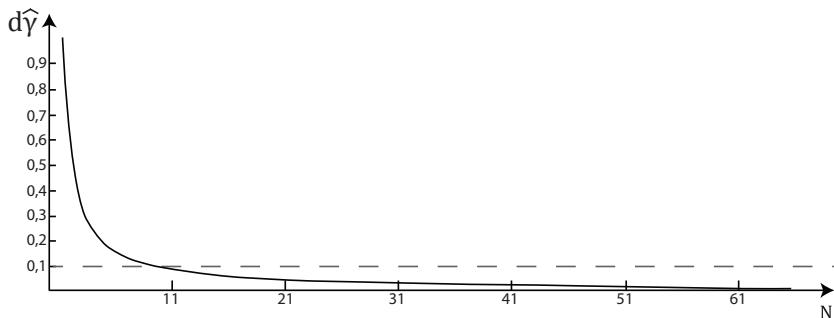


Рис. 3. Зависимость смещения оценки величины когерентности $\hat{d\gamma}$ от размера области усреднения. Пунктирная линия соответствует величине смещения в 0,1

Как видно из рис. 3, зависимость имеет выраженный гиперболический характер, сходящийся в нулевое значение, что соответствует классическим представлениям [10]. При этом для размеров области усреднения менее чем 11×11 смещение оценки $\hat{d\gamma}$ превышает величину 0,1, что может негативно сказаться на интерпретации выходного продукта. Поэтому для практических задач при построении карт когерентности следует использовать размеры окон усреднения не менее чем 11×11 , что обеспечит адекватную статистику для выполнения последующих расчетов.

Еще одним способом оценки выражения (2) является построение зависимости СКО оценки когерентности σ_{γ} от ее истинного значения. В теории такого рода оценки принято выражать через нижнюю границу Рао — Крамера [10, 12–14]:

$$\sigma_{\gamma} \approx \sqrt{\frac{(1 - \gamma^2)^2}{2 \cdot M \cdot N}}. \quad (3)$$

Для обозначенных ранее тестовых изображений выполнено построение карты когерентности с использованием выражения (2) для нескольких размеров области усреднения, после чего на интервале истинного значения когерентности с шагом в 0,05 рассчитана величина СКО согласно построенным изображениям. Усреднение выполнено по 600 точкам. Результаты представлены на рис. 4.

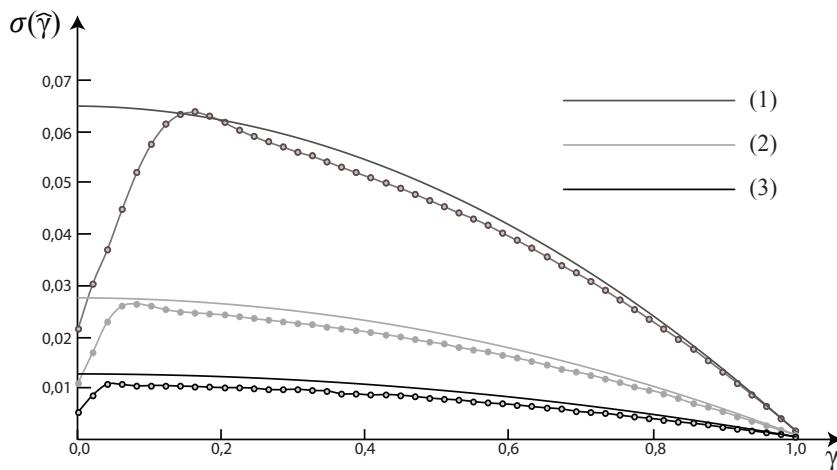


Рис. 4. Зависимость СКО оценки когерентности $\sigma_{\hat{\gamma}}$ от ее истинного значения. Линия (1) соответствует размеру области усреднения 11×11 , линия (2) — размеру области усреднения 37×37 , линия (3) — размеру области усреднения 51×51 . Пунктирной линией показана теоретическая зависимость

Как видно из рис. 4, расчетные зависимости показывают хорошее совпадение с теоретическими в области высоких значений истинной когерентности. На меньших значениях истинной когерентности наблюдается незначительное (около 3 %) занижение расчетных значений. Этот эффект связан с тем, что выражение для границы Рао — Крамера является приближенным и показывает надежные значения лишь для выборок, стремящихся к бесконечности. Существенные расхождения $\sigma_{\hat{\gamma}}$ с теоретической зависимостью наблюдаются в области низких значений истинной когерентности, где левее некоторого значения γ_{dp} происходит аномальное снижение СКО оценки величины когерентности. Причина этого спадания заключается в наличии смещения оценки когерентности в выражении (2), из-за которого выборка в рамках области усреднения при низких значениях когерентности оказывается статистически ненадежной. Также видно, что положение левой границы аномальной области (положение пика спадания γ_{dp}) является функцией размера области усреднения: чем больше размер области усреднения, тем ближе к началу координат расположено γ_{dp} .

Для установления этой зависимости выполнен расчетный эксперимент, аналогичный предыдущему, однако при моделировании использован диапазон когерентности от 0 до 0,3, интервал, в котором проводился расчет СКО оценки когерентности, уменьшен до 0,005. Диапазон размера области усредненияложен равным от 11 до 69, результаты представлены в таблице 1.

Таблица 1

Зависимость смещения оценки величины когерентности $\hat{d\gamma}$ и положения пика спадания от размера области усреднения γ_{dp}

N	$\hat{d\gamma}$	γ_{dp}	N	$\hat{d\gamma}$	γ_{dp}	N	$\hat{d\gamma}$	γ_{dp}
11	0,081	0,160	31	0,030	0,070	51	0,019	0,055
13	0,069	0,145	33	0,028	0,070	53	0,018	0,055
15	0,060	0,130	35	0,027	0,070	55	0,018	0,055
17	0,053	0,115	37	0,025	0,065	57	0,017	0,050
19	0,048	0,100	39	0,024	0,065	59	0,017	0,050
21	0,043	0,095	41	0,023	0,065	61	0,016	0,050
23	0,040	0,090	43	0,022	0,065	63	0,014	0,050
25	0,037	0,085	45	0,021	0,060	65	0,014	0,045
27	0,034	0,080	47	0,020	0,060	67	0,013	0,045
29	0,032	0,075	49	0,020	0,055	69	0,013	0,045

Как следует из табл. 1, при заданном размере окна усреднения на карте когерентности элементы с яркостью, величина которых меньше, чем положения пика спадания, соответствуют аномальной области поведения зависимости СКО оценки величины когерентности от истинного значения когерентности. Соответственно, такие элементы несут в себе искаженную информацию о взаимосвязи РСА-пары и негативно сказываются на точности процесса интерферометрической обработки.

Для иллюстрации соотношения таких пикселей по отношению к пространству всей карты когерентности выполнены несколько расчетов при разных значениях области усреднения для реальной РСА-пары [15], на которых белым цветом выделены области некорректных элементов согласно таблице 1. Результаты показаны на рис. 5. Видно, что с ростом размера области усреднения увеличивается эффективная площадь корректных элементов карты когерентности, что согласуется со статистическим характером выражения (2). С ростом объема выборки происходит накопление полезной статистики и, как следствие, уменьшение количества некорректных элементов, соответствующих областям аномальных спадов СКО. С другой стороны, при увеличении размера области усреднения уменьшается детальность карты ко-

герентности, которая определяется требованиями к выходному продукту интерферометрической обработки.

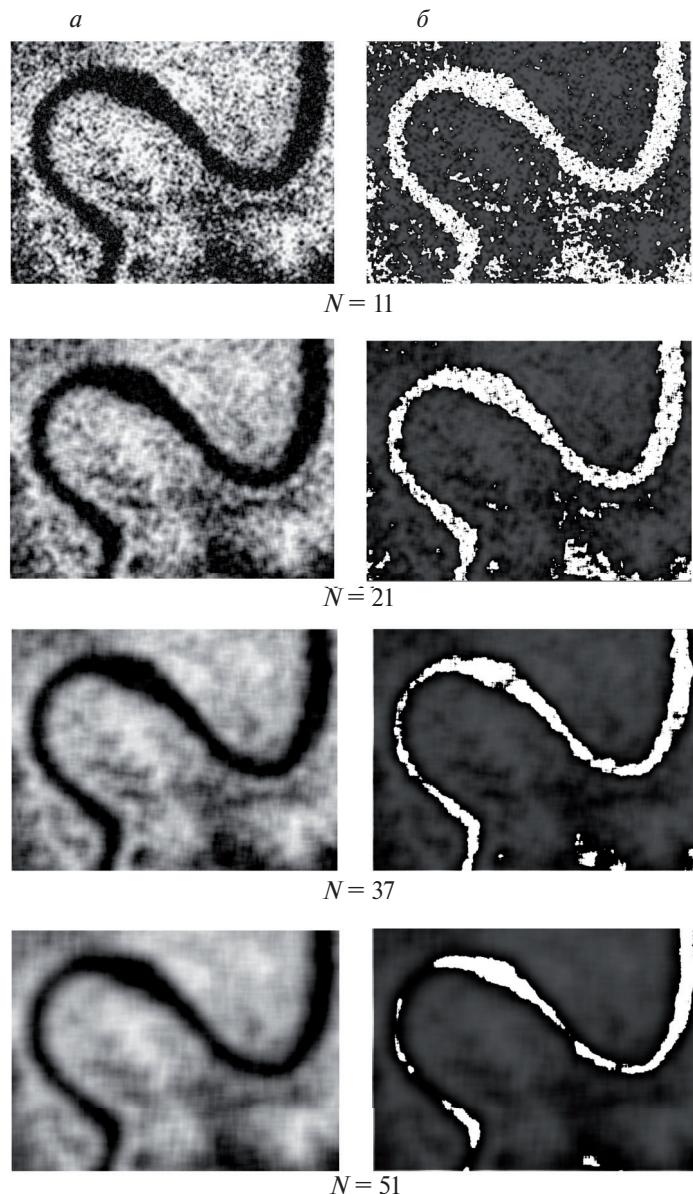


Рис. 5. Моделирование карт когерентности РСА-пары при различных размерах области усреднения:

а — карты когерентности; *б* — области с элементами когерентности, лежащими левее пика спадания γ_{dp} . Для улучшения визуального различия между различными областями усреднения исходные изображения в *б* затемнены

Результаты эксперимента

Для подтверждения увеличения точности выходных продуктов интерферометрической обработки по PCA-изображениям с применением таблицы 1 выполнены два расчета по построению цифровой модели рельефа (ЦМР): один традиционным методом, во втором на промежуточном этапе карта когерентности была замаскирована, исходя из соответствующего значения положения пика спадания γ_{dp} . В качестве исходных данных использовалась PCA-пара по данным ALOS PALSAR, одно из изображений пары приведено на рис. 6, *а*. По приведенным данным с помощью выражения (2) выполнено построение карты когерентности с четырьмя различными областями усреднения: 11×11 , 21×21 , 37×37 и 51×51 , одна из карт когерентности показана на рис. 6, *б*. Технические характеристики изображений ALOS PALSAR следующие: длина волны 1,27 ГГц, разрешение 7 м, размер сцены 45×39 км, радиометрическое разрешение 5 бит, режим одиночной поляризации [16].

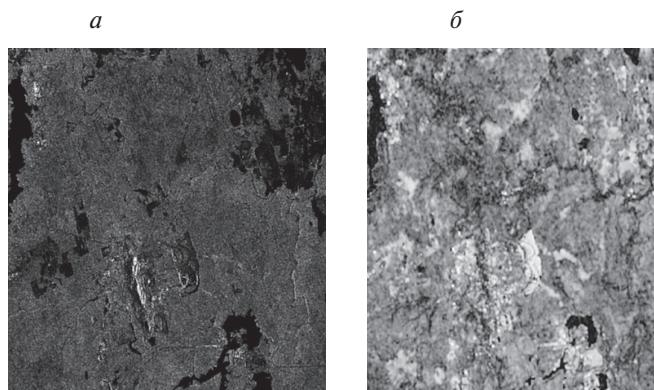


Рис. 6. Одно из двух изображений PCA-пары, полученное с помощью спутниковой системы ALOS PALSAR — *а*; карта когерентности, построенная по приведенным данным (размер области усреднения составляет 21×21) — *б*

По данным PCA-пары выполнено построение развернутой интерферограммы, которая является, с точностью до масштабного коэффициента и постоянного сдвига, проекцией ЦМР в бортовую систему координат. Для анализа точности полученной ЦМР значение элементов развернутой интерферограммы корректируется на величину высоты неоднозначности, в данном случае равную 18 м [17]. Интерферограмма представлена на рис. 7, *а*. После чего выполнен расчет СКО между преобразованной интерферограммой и эталонной ЦМР (рис. 7, *б*) от величины когерентности, что и является показателем точности: чем ниже значение СКО между расчетным и эталонным значением, тем ближе расчетная величина находится к модельной, тем точнее полу-

чено ее значение. Расчеты СКО выполнены с шагом 0,05. Повышение точности определено по следующей формуле:

$$\delta = \frac{\text{СКО}_{\text{clas}} - \text{СКО}_{\text{mask}}}{\text{СКО}_{\text{clas}}}, \quad (4)$$

где СКО_{clas} , СКО_{mask} — величины СКО для традиционного метода и метода, основанного на маскировании карты когерентности соответственно. Результаты представлены в табл. 2.

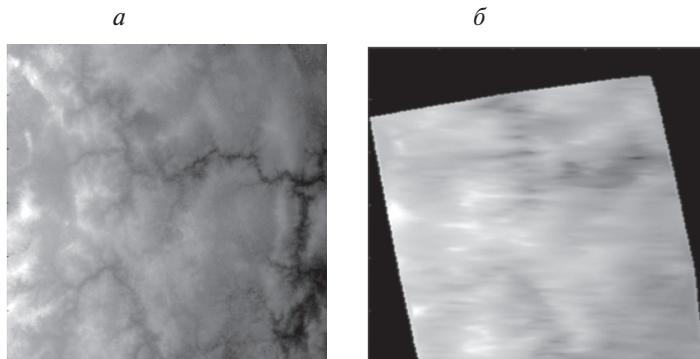


Рис. 7. Развернутая интегрограмма, полученная по данным РСА-пары ALOS PALSAR — *а*; эталонная ЦМР — *б*

Таблица 2

Величина СКО традиционного и основанного на маскировании карты когерентности методов построения интерферограммы для различных размеров окон усреднения

<i>N</i>	$\text{СКО}_{\text{clas}}, \text{м}$	$\text{СКО}_{\text{mask}}, \text{м}$	$\delta, \%$
11	6	5,85	2,5
21	6	5,80	3,3
37	6	5,65	5,8
51	6	5,45	9,2

Как следует из табл. 2, предложенный метод обработки РСА-пары с применением маскирования карт когерентности показывает увеличение точности в сравнении с традиционным, при этом чем больше размер области усреднения, тем более увеличение точности.

Заключение

Из полученных в ходе работы данных можно сделать следующие выводы:

1. При построении карт когерентности с использованием выражения (2) размер области усреднения не должен быть меньше

чем 11×11 . Дальнейший рост размера области усреднения приводит к уменьшению смещения оценки величины когерентности, однако при этом снижается детальность итогового изображения. Поэтому решение о выборе оптимального размера области усреднения следует принимать исходя из требований к детальности выходного продукта.

2. Статистический характер выражения (2) при построении зависимости СКО оценки величины когерентности от ее истинного значения приводит к появлению аномальных областей в зонах с низким значением когерентности, на которых наблюдается резкое уменьшение разброса значений, причем чем больше размер области усреднения, тем ближе к началу координат находится граница аномальной области. Элементы карты когерентности, соответствующие аномальной области поведения зависимости, несут в себе искаженную информацию о реальном взаимоотношении между изображениями РСА-пары и негативно сказываются на точности выходных продуктов интерферометрической обработки.
3. Маскирование в ходе интерферометрической обработки элементов карты когерентности, соответствующих аномальным областям поведения зависимости СКО оценки величины когерентности от ее истинного значения, при обработке РСА-пары данных ALOS PALSAR дает увеличение точности при сравнении развернутой интерферограммы с эталонной ЦМР. Точность увеличивается с ростом размера области усреднения, при этом значение варьируется от 2,5% при размере области усреднения в 11×11 и достигает максимального значения в 9,2% при 51×51 . Следует также отметить существенный рост машинного времени обработки, который при размере области усреднения 51×51 составил более пяти часов.

Список литературы

1. Multi-mode ENVISAT ASAR interferometry: techniques and preliminary results / A. Monti Guarnieri, P. Guccione, P. Pasquali, Y. L. Desnos // IEE Proc.-Radar Sonar Navig. 2003. Vol. 150, No. 3. Pp. 193–200.
2. Coherence- and Amplitude-Based Analysis of Seismogenic Damage in Bam, Iran, Using ENVISAT ASAR Data / G. A. Arciniegas, W. Bijkar, N. Kerle, V. A. Tolpekin // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2007. Vol. 45, I. 6. Pp. 1571–1581.
3. Takeuchi S., Suga Y. Detection of Urban Disaster Using InSAR — A Case Study for the 1999 Great Taiwan Earthquake // Geoscience and Remote Sensing Symposium. 2000. Proceedings. IGARSS 2000. IEEE 2000 International. Pp. 1201–1224.

4. Askne J., Hagberg J. O. Potential of interferometric SAR for classification; of land surfaces // Proc. Int. Geoscience and Remote Sensing Symp. (IGARSS'93). Tokyo, Japan, 1993. Pp. 985–987.
5. Gens R., Van J. L. Genderen, SAR interferometry — Issues, techniques // Int. J. Remote Sens. 1996. Vol. 17. Pp. 1803–1835.
6. Lee H. Analysis of Topographic Decorrelation in SAR Interferometry Using Ratio Coherence Imagery // IEEE Transactions On Geoscience And Remote Sensing. 2001. Vol. 39, no. 2. Pp. 223–232.
7. Abdelfattah R., Nicolas J. M. Coherence Estimation from Complex Coherence Map using Second Kind Statistics // Intern. Conf. on Image Processing, ICIP'05. Pp. 229–232. 2005.
8. Cattabeni M., Monti-Guarnieri A., Rocca F. Estimation and Improvement of Coherence in SAR Interferograms // Geoscience and Remote Sensing Symposium. 1994. IGARSS '94. Surface and Atmospheric Remote Sensing: Technologies, Data Analysis and Interpretation. 1994, Vol. 4. Pp. 720–722.
9. Wang T., Liao M., Perissin D. InSAR Coherence decomposition analysis // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters 7. 2010. Vol. 1. Pp. 156–160.
10. Математика в техническом университете / В. Б. Горяинов, И. В. Павлов, Г. М. Цветкова [и др.] // Вып. XVI. Математическая статистика. М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2001. 424 с.
11. Левин В. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга 2. М. : Советское радио, 1968. 412 с.
12. Touzi R., Lopes A., VachonP. W. Coherence Estimation for SAR Imagery // IEEE Transactions On Geoscience And Remote Sensing. 1999. Vol. 37, no. 1. Pp. 135–149.
13. Валеев В. Г. Помехоустойчивость радиотехнических систем. Свердловск : УПИ им. С. М. Кирова, 1987. 101 с.
14. Harry L. Van Trees. Detection, estimation and modulation theory. P. 1. Detection, estimation and linear modulation theory. Krieger Publishing Co., Inc. Melbourne, FL, USA, 1992. 716 p.
15. Sentinel Online [Электронный ресурс]. URL: <https://sentinel.esa.int> (дата обращения: 25.02.2018).
16. About ALOS — Overview and Objectives [Электронный ресурс]. URL: http://www.eorc.jaxa.jp/ALOS/en/about/about_index.htm (дата обращения: 23.03.2018).
17. Коберниченко В. Г., Сосновский А. В. Анализ алгоритмов интерферометрической обработки данных космической радиолокационной съемки // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2012. Т. 15. № 3. С. 98–106.

References

1. Monti Guarnieri A., Guccione P., Pasquali P., Desnos Y. L. Multi-mode ENVISAT ASAR interferometry: techniques and preliminary results//*IEE Proc.-Radar Sonar Navig.*, 2003, vol. 150, no. 3, pp. 193–200.
2. Gustavo A. Arciniegas, Wietske Bikker, Norman Kerle, Valentyn A. Tolpekin. Coherence- and Amplitude-Based Analysis of Seismogenic Damage in Bam, Iran, Using ENVISAT ASAR Data//*IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2007, vol. 45, I. 6, pp. 1571–1581.
3. Takeuchi S., Suga Y. Detection of Urban Disaster Using InSAR — A Case Study for the 1999 Great Taiwan Earthquake//*Geoscience and Remote Sensing Symposium*, 2000. Proceedings. IGARSS 2000. IEEE 2000 International, pp. 1201–1224.
4. Askne J., Hagberg J. O. Potential of interferometric SAR for classification; of land surfaces//*Proc. Int. Geoscience and Remote Sensing Symp.* (IGARSS'93), Tokyo, Japan, 1993, pp. 985–987.
5. Gens R., Van Genderen J. L. SAR interferometry — Issues, techniques//*Int. J. Remote Sens.*, 1996, vol. 17, pp. 1803–1835.
6. Lee H. Analysis of Topographic Decorrelation in SAR Interferometry Using Ratio Coherence Imagery//*IEEE Transactions On Geoscience And Remote Sensing*, 2001, vol. 39, no. 2, pp. 223–232.
7. Abdelfattah R., Nicolas J. M. Coherence Estimation from Complex Coherence Map using Second Kind Statistics, *Intern. Conf. on Image Processing*, ICIP'05, 2005, pp. II 229–232.
8. Cattabeni M., Monti-Guarnieri A., Rocca F. Estimation and Improvement of Coherence in SAR Interferograms//*Geoscience and Remote Sensing Symposium*, 1994. IGARSS '94. Surface and Atmospheric Remote Sensing: Technologies, Data Analysis and Interpretation, vol.4, pp. 720–722.
9. Wang T., Liao M., Perissin D. InSAR Coherence decomposition analysis//*IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters* 7, 2010, vol.1, pp. 156–160.
10. Goriainov V. B., Pavlov I. V., TCvetkova G. M. *Matematika v tekhnicheskem universitete*. Vy'p. XVI. Matematicheskaya statistika. Moscow, Izd-vo MGTU im. N. E. Baumana, 2001, 424 p. (In Russian).
11. Levin B. R. *Teoreticheskie osnovy statisticheskoi radiotekhniki*. Kniga 2. Moscow, Sovetskoe radio, 1968, 412 p. (In Russian).
12. Touzi R., Lopes A., Vachon P. W. Coherence Estimation for SAR Imagery//*IEEE Transactions On Geoscience And Remote Sensing*, 1999, vol. 37, no. 1, pp. 135–149.
13. Valeev V. G. *Pomehoustoi'chivost' radiotekhnicheskikh izmeritel'nykh sistem*. Sverdlovsk, UPI im. S. M. Kirova, 1987. 101 p. (In Russian).
14. Harry L. Van Trees. *Detection, estimation and modulation theory*. P. 1. Detection, estimation and linear modulation theory. Krieger Publishing Co., Inc. Melbourne, FL, USA, 1992, 716 p.

15. Sentinel Online. Available at: <https://sentinel.esa.int> (accessed 25.02.2018).
16. About ALOS — Overview and Objectives. Available at: http://www.eorc.jaxa.jp/ALOS/en/about/about_index.htm (accessed 23.03.2018).
14. Kobernichenko V. G., Sosnovsky A. V. InSAR data processing in high resolution space-based radar imagery//*Fizika volnovykh protsessov i radiotekhnicheskiye sistemy*. 2012, vol. 15, no. 3, pp. 98–106. (In Russian).

Информация об авторах

Виноградова Нина Сергеевна. Окончила физический факультет Уральского государственного университета им. А. М. Горького (2009), магистр. С 2015 г. — старший преподаватель, зам. директора Департамента радиоэлектроники и связи ИРИТ-РТФ

Сосновский Андрей Васильевич. Окончил Радиотехнический институт — РТФ Уральского государственного технического университета — УПИ (2006), инженер. С 2014 г. — ведущий инженер, старший преподаватель Департамента радиоэлектроники и связи ИРИТ-РТФ.

Information about the authors

Nina S. Vinogradova. Graduated from the faculty of physics of Gorky Ural state university (2009), master of physics. Since 2015 works as a senior lecturer and a vice-director of the department of radio-electronics and communication of the Institute of radio-electronics and IT of the Ural federal university.

Andrey V. Sosnovsky. Graduated from the faculty of radio engineering of the Ural state technical university — UPI (2006), engineer. Since 2014 works as a senior engineer and senior lecturer of the department of radio-electronics and communication of the Institute of radio-electronics and IT of the Ural federal university.

Publication Requirements for Articles Submitted to “Ural Radio Engineering Journal”

The journal accepts for publication authors' original articles in Russian and English which correspond to the subject of the Ural Radio Engineering Journal.

The submitted papers should not be published in other scientific journals in parallel.

All papers are submitted over automated editorial media on the website of the journal (<https://journals.urfu.ru/index.php/urj>) or via email (urejournal@gmail.com). A paper is considered being submitted if a reply message with confirmation is received.

A paper is submitted in formats readable by MS Word. The final paper length should be between 8 to 30 pages (including references).

The text file of the paper should start with the information about the authors: complete name, affiliation (place of work, study, etc.), postal address for journal delivery, e-mail address, and phone numbers.

The text file of the paper should contain a required number of UDC classification codes, abstract, key words and the text of the article in Russian or English. The style of the paper should be scientific and meet the requirements of anonymization.

Paper Title

The paper title should be informative and concise. Only commonly accepted abbreviations should be used.

Abstract

Abstract functions as an autonomous source of information. It should be informative, intelligent, brief and structured. If the paper is published in Russian the English abstract should be more extensive (and differs from the Russian one).

Abstract may start with the phrases: *This paper focuses on...*, *This paper aims at explaining...*, *Our paper is concerned with...* and etc.

Abstract in English represents the main content of the paper and its conclusions. The abstract structure as in the paper is welcomed: Introduction, Target and Research Questions, Methodology, Results and Conclusion. The results of the research are described accurately and informatively. The conclusion may include recommendations, assessments and proposals from the article.

The text of the abstract should be laconic and concrete, deprived of peripheral issues, extra parenthetical words and general enunciations.

Keywords

3–8 words or established terms. IEEE taxonomy is recommended.

Mathematical Formulas

All mathematical formulas in the paper should be unified. MathType, import from MatLab or analogous editable mathematical package are recommended.

Tables

All tables should have titles and a legend explaining any included abbreviations.

Figures

All figures should be prepared in the raster formats JPEG, TIFF with the resolution not less than 600 dpi. Lowercase letters (a, b и т.д.) are used for the identification of different parts of the figure. Symbols used for marking and heading the figures should be identical with their inscription in the paper.

Files with figures are duplicated in a separate folder. The number of the figure in the paper is the name of the file.

Figures, graphics and etc. in MS Excel should also be sent in Excel files.

Acknowledgements

Acknowledgements should be as short as possible. All grants required references should be listed. The full titles of financing organizations should be listed.

References

- The list of the references should be given at the end of the paper. References are numbered in brackets by order of appearance in the document (e. g. [1], [2], [3]).
- References should include only articles quoted in the paper and already published or accepted for publication. Articles published in the Internet should be quoted with Digital Object Identifier (DOI).
- References in the paper in Russian are also provided in English. Titles of the resources in Russian are provided transliterated and translated.

Author Credentials

Information about the authors is at the end of the article: full name, academic degree, position, place of work, e-mail, postal address. All is in two languages.

Plagiarism

Plagiarism in any form is a serious violation of the main principles of science and therefore is unacceptable.

Inadmissible:

1. Copying of parts of papers of other authors word for word without putting them between quotation marks in accordance to the rules of scientific citation.

2. Use of particularly unique term taken from science literature without its author's or source's indication.
3. Paraphrasing, abridgment or changing of ideas of other authors without their name indication.
4. Pseudo citation: the material doesn't apply to the source it is taken from.
5. Falsified data — data which is falsified or changed in laboratory or during an experiment (it is not practically a plagiarism though it is obvious academic fraud).
6. Unconfirmed co-authorship or co-operation: the contribution of every author or co-author should be absolutely defined.
7. Self-plagiarism/publication: presentation of one and the same or similar paper for two or more submissions concurrently.

Editorial board reserves the right to return a paper to the author if the paper doesn't meet the requirements. No explanation is given. The information about the reviewers can't be disclosed to the authors or the third person party.

Требования к статьям, публикуемым в журнале *Ural Radio Engineering Journal*

Журнал принимает к публикации оригинальные авторские статьи на русском и английском языке, соответствующие тематике. Присланые на рассмотрение и рецензирование статьи не должны одновременно печататься в другом научном журнале.

Все статьи принимаются через автоматизированную редакционную среду на сайте журнала (<https://journals.urfu.ru/index.php/urj>) или по электронной почте (urejournal@gmail.com). Статья считается принятой в случае получения ответного сообщения/письма с подтверждением.

Статья принимается в форматах, читаемых MS Word. Объем статьи должен составлять не менее 8 страниц и не должен превышать 30 страниц.

Текстовый файл статьи следует начинать с информации об авторах: имена, аффилиация (место работы, учебы и др.), почтовый адрес для пересылки журнала, адрес электронной почты, номера контактных телефонов для связи.

В текстовом файле должны быть приведены: необходимое количество кодов классификации УДК, аннотация, ключевые слова и непосредственно текст статьи — **на русском и английском языках**. Изложение текста в статье должно отвечать научной стилистике и требованиям анонимизации.

Заглавие статьи

Заглавие научной статьи должно быть информативным и кратким. Можно использовать только общепринятые сокращения.

Аннотация

Аннотация призвана выполнять функцию независимого от статьи источника информации, она должна быть информативной, содержательной, компактной и структурированной. В случае публикации статьи на русском языке английский вариант аннотации должен быть более развернутым (он может отличаться от русского). Аннотация может начинаться со слов: „This paper focuses on...“ , „This paper aims at explaining...“ , „Our paper is concerned with...“ и т. п.

Аннотация на английском языке должна отражать основное содержание статьи и ее выводы. Приветствуется построение аннотации, повторяющее структуру статьи, включая введение, цели и задачи, методологию исследования, результаты, заключение. Результаты работы

описываются предельно точно и информативно. Выводы могут сопровождаться рекомендациями, оценками, предложениями, приведенными в статье.

Текст аннотации должен быть лаконичен и конкретен, свободен от второстепенной информации, лишних вводных слов, общих формулировок.

Ключевые слова

От 3 до 8 слов или устоявшихся словосочетаний. Рекомендуется использовать таксономию IEEE.

Математические формулы

Все математические формулы в тексте должны быть набраны единообразно. Рекомендуется использовать MathType, импорт из MatLab или аналогичных математических пакетов с возможностью редактирования.

Таблицы

Все таблицы должны иметь заглавие и легенду, объясняющую любые упомянутые в них сокращения.

Рисунки

Все иллюстрации должны быть подготовлены в растровом формате JPEG, TIFF, разрешение не менее 600 dpi. Для идентификации частей иллюстрации следует использовать строчные буквы (*a, b* и т. д.). Начертание символов, используемых для обозначений на рисунках и в подписях к ним, должно совпадать с их написанием в тексте статьи.

Файлы с рисунками дублируются в отдельной папке. В названиях файлов должны быть указаны номера иллюстраций в тексте статьи.

Иллюстрации, графики и проч., выполненные в MS Excel, необходимо дополнительно выслать в виде файла Excel.

Благодарности

Благодарности должны быть как можно более краткими. Следует указать все гранты, в правилах которых требуется упоминание. Названия финансирующих организаций нужно писать целиком.

Список литературы

- В тексте и в сносках ссылки на источники должны приводиться в [квадратных скобках], нумерация сквозная. Описание всех ссылок дается в списке литературы в конце статьи.
- Список литературы должен включать только те работы, которые цитируются в тексте и которые были опубликованы или приняты к публикации. Статьи, опубликованные в интернете и не прошедшие в печать, должны цитироваться с использованием цифрового идентификатора объекта (Digital Object Identifier (DOI)). При наличии DOI также может быть до-

бавлен и к опубликованным материалам из списка литературы.

- Для статьи на русском языке список литературы приводится также и на английском, при этом названия русскоязычных источников представляются как в транслитерации, так и в переводе.

Сведения об авторах

В конце статьи приводится информация об авторах: ФИО, научная степень, должность, место работы, e-mail, почтовый адрес — также на двух языках.

Плагиат

Плагиат в любой форме представляет собой серьезное нарушение одного из самых основных принципов науки и не может быть приемлем.

Недопустимы:

1. Копирование слово в слово частей чужой работы без заключения скопированного отрывка в кавычки и указания источника в соответствии с правилами научного цитирования.
2. Использование особо уникального термина или понятия, найденного при чтении литературы, без указания автора или источника.
3. Перефразирование или сокращенная, измененная формулировка чужой идеи без указания того, чей труд был взят за основу.
4. Ложное цитирование: материал не должен быть отнесен к источнику, из которого он не был получен.
5. Ложные данные — данные, которые были сфабрикованы или изменены в лаборатории или в процессе эксперимента (хотя и не являются буквально плагиатом, тем не менее представляют собой явное академическое мошенничество).
6. Неподтвержденное соавторство или сотрудничество: вклад каждого автора или соавтора должен быть совершенно определенным.
7. Самоплагиат/вторичная публикация: представление одной и той же или похожей до степени сродства статьи для двух или более публикаций одновременно.

Редакция оставляет за собой право на возвращение авторам любой рукописи, которая, по их мнению, не подходит для публикации, без объяснения причин. Ни при каких обстоятельствах личность рецензентов и референтов по отдельным статьям не может быть раскрыта авторам или третьей стороне.

URAL RADIO ENGINEERING JOURNAL

2018, vol. 2, № 1

Founded by Ural Federal University
named after the first President of Russia B. N. Yeltsin
19, Mira st., 620002, Ekaterinburg, Russia

Journal Registration Certificate
PI № FS77-69790 as of 18.05.2017

Adress of Journal
Office 129a, Mira st.,
620002, Ekaterinburg, Russia
Phone: +7 343 375-97-02
E-mail: urejournal@gmail.com
Website: <https://journals.urfu.ru/index.php/urj>

Format 70×100 1/16. Circulation 500 cop.

Publisher — Ural Federal University
Publishing Center
4, Turgenev st., 620083 Ekaterinburg, Russia
Phone: +7 343 358-93-06, +7 343 350-58-20, +7 343 350-90-13
Fax: +7 343 358-93-06
<http://print.urfu.ru>

УРАЛЬСКИЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

2018, том 2, № 1

Учредитель — Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина

620002, Россия, Екатеринбург, ул. Мира, 19

Ответственный за выпуск Н. В. Папуловская

Редактор В. О. Корионова

Переводчик А. Г. Ковалева

Верстка Е. В. Ровнушкиной

Дизайн обложки — А. А. Кобелев

Свидетельство о регистрации
ПИ № ФС77-69790 от 18.05.2017

Адрес журнала:

Россия, 620002, Екатеринбург, ул. Мира, 32, оф. 129а

Тел.: +7 (343) 375-97-02

E-mail: urejournal@gmail.com

<https://journals.urfu.ru/index.php/urj>

Формат 70×100 1/16. Тираж 500 экз. Заказ 152.

Отпечатано в типографии

Издательско-полиграфического центра УрФУ

620083, Екатеринбург, ул. Тургенева, 4

Тел.: +7 (343) 358-93-06, 350-58-20, 350-90-13

Факс: +7 (343) 358-93-06

<http://print.urfu.ru>



URAL JOURNAL
RADIO ENGINEERING