

ISSN 2588-0454
ISSNe 2588-0462

URAL RADIO ENGINEERING JOURNAL



VOL. 3, No 1
2019

urj.urfu.ru

ISSN 2588-0454 (Print)
ISSN 2588-0462 (Online)



Ural Radio Engineering Journal

2019, Vol. 3, No. 1

Scientific and Technical Journal

Established in **2017**
Published **quarterly**

The articles appear in Russian and English

Issued in Russia

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

urj.urfu.ru

ISSN 2588-0454 (Print)
ISSN 2588-0462 (Online)



Уральский радиотехнический журнал

2019, Т. 3, № 1

Научно-технический журнал

Журнал основан в 2017 г.
Выходит четыре раза в год

Статьи публикуются на русском и английском

Издается в России

Учредитель — Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение высшего образования
«Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б.Н. Ельцина»
620002, Россия, Екатеринбург, ул. Мира, 19

Ural Radio Engineering Journal

2019, Vol. 3, No. 1

Editor in Chief

Sergey T. Knyazev, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Editorial council

Igor I. Abramov, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Minsk, Belarus

Bakytzhan S. Akhmetov, Abai Kazakh National Pedagogical University, Almaty, Republic of Kazakhstan

Yuri P. Akulinichev, Tomsk State University of Control Systems and Technology, Tomsk, Russia

Stanislav N. Darovskikh, South Ural State University, Chelyabinsk, Russia

Leonid G. Dorosinskiy, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Yurij B. Gimpilevich, Sevastopol State University, Sevastopol, Russia

Vladlen I. Gusevskiy, National Research University MPEI, Moscow, Russia

Nalik T. Isembergenov, Kazakh National Research Technical University after K.I. Satbayev, Almaty, Republic of Kazakhstan

Vyacheslav E. Ivanov, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Reinhard Klette, Auckland University of Technology, Auckland, New Zealand

Victor G. Kobernichenko, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Vladislav Ya. Noskov, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Evgeny Ochin, Maritime University of Szczecin, Szczecin, Poland

Boris A. Panchenko, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Vladimir V. Sazonov, Moscow Institute of Physics and Technology (State University), Moscow, Russia

Sergey N. Shabunin, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Nikolaj I. Vojtovich, South Ural State University, Chelyabinsk, Russia

Уральский радиотехнический журнал

2019, Т. 3, № 1

Главный редактор

Князев Сергей Тихонович, Уральский федеральный университет,
Екатеринбург, Россия

Редакционный совет

Абрамов Игорь Иванович, Беларуский государственный университет
информатики и электроники, Минск, Беларусь

Акулиничев Юрий Павлович, Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники, Томск, Россия

Ахметов Бакытжан Сражатдинович, Казахский национальный
педагогический университет имени Абая, Алматы, Республика
Казахстан

Войтович Николай Иванович, Южно-Уральский государственный
университет, Челябинск, Россия

Гимпилевич Юрий Борисович, Севастопольский государственный
университет, Севастополь, Россия

Гусевский Владлен Ильич, Национальный исследовательский
университет «МЭИ», Москва, Россия

Даровских Станислав Никифорович, Южно-Уральский
государственный университет, Челябинск, Россия

Доросинский Леонид Григорьевич, Уральский федеральный
университет, Екатеринбург, Россия

Иванов Вячеслав Элизбарович, Уральский федеральный
университет, Екатеринбург, Россия

Исембергенов Налик Турегалиевич, Казахский национальный
технический университет им. К. И. Сатбаева, Алматы, Республика
Казахстан

Клетте Рейнхард, Оклендский технологический университет,
Окленд, Новая Зеландия

Коберниченко Виктор Григорьевич, Уральский федеральный
университет, Екатеринбург, Россия

Носков Владислав Яковлевич, Уральский федеральный университет,
Екатеринбург, Россия

Очин Евгений, Морской университет Щецина, Щецин, Польша

Панченко Борис Алексеевич, Уральский федеральный университет,
Екатеринбург, Россия

Сазонов Владимир Васильевич, Московский физико-технический
институт (национальный исследовательский университет),
Москва, Россия

Шабунин Сергей Николаевич, Уральский федеральный университет,
Екатеринбург, Россия

Ural Radio Engineering Journal**2019, Vol. 3, No. 1****CONTENTS**

<i>Noskov V. Ya., Smolskiy S. M., Ignatkov K. A., Chupahin A. P.</i> Calculation of autodyne parameters with the rigid characteristic of the active element conductance	7
<i>Malygin I. V., Karamyshev A. S., Blinov S. S.</i> The development of automatic expandable microwave antennas for CubeSat satellites	30
<i>Nitsak D. A.</i> Application of the subtract processing of polarimetric SAR signals for low in contrast distributed objects selection	43
<i>Evseev V. I., Lupanova E. A., Malyshev I. N., Nikulin S. M., Petrov V. V.</i> Control of objects parameters in non-standard guiding systems and in free space	53
<i>Mironov E. G., Ordyanants G. Zh.</i> New approach to dynamic measurement errors	72
Publication Requirements for Articles Submitted to <i>Ural Radio Engineering Journal</i>	83
Publication Ethics	89
Article Submission Guidelines	97

Уральский радиотехнический журнал**2019, Т. 3, № 1****СОДЕРЖАНИЕ**

*Носков В. Я., Смольский С. М., Игнатков К. А.,
Чупахин А. П.* Расчет параметров автодинов с жесткой
характеристикой проводимости активного элемента 7

Мальгин И. В., Карамышев А. С., Блинов С. С.
Разработка автоматических раскрываемых СВЧ антенн
для спутников CubeSat 30

Ницак Д. А. Применение разностной обработки сигналов
поляриметрического РСА для выделения
слабоконтрастных распределенных объектов 43

*Евсеев В. И., Лупанова Е. А., Малышев И. Н.,
Никулин С. М., Петров В. В.* Контроль параметров
объектов в нестандартных направляющих системах
и в свободном пространстве 53

Миронов Э. Г., Ордуянци Г. Ж. Новый подход
к динамическим погрешностям измерений 72

Требования к статьям, публикуемым в журнале
Ural Radio Engineering Journal 86

Публикационная этика 93

Правила оформления статьи 97

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2019.3.1.001

УДК 621.373.122; 621.396.967

Расчет параметров автодинов с жесткой характеристикой проводимости активного элемента

В. Я. Носков¹✉, С. М. Смольский²✉, К. А. Игнатков¹,
А. П. Чупахин¹

¹ Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина,
Екатеринбург, Россия,
✉ noskov@oko-ek.ru

² Национальный исследовательский университет «МЭИ»,
Москва, Россия,
✉ smolskiysm@mail.ru

Аннотация

Выполнены расчеты выходных, сигнальных и флуктуационных параметров и характеристик, а также параметров быстродействия автодинного генератора, находящегося под воздействием собственного отраженного излучения от объекта локации. Модель генератора представлена параллельным соединением проводимостей колебательной системы и активного элемента. Представлены результаты анализа зависимости указанных параметров и характеристик автодинов от режима работы генератора для случая жесткой характеристики средней за период колебаний проводимости активного элемента. Приведены для сравнения также результаты расчета для случая мягкой характеристики активного элемента. Результаты работы востребованы для инженерного расчета автодинных генераторов.

Ключевые слова

автодин, автодинный отклик, импедансная характеристика, шумовые параметры, сигнальные параметры

Для цитирования

Носков В. Я., Смольский С. М., Игнатков К. А., Чупахин А. П. Расчет параметров автодинов с жесткой характеристикой проводимости активного элемента. *Уральский радиотехнический журнал*. 2019;3(1):7–29. DOI: 10.15826/urej.2019.3.1.001

Calculation of autodyne parameters with the rigid characteristic of the active element conductance

V. Ya. Noskov¹✉, S. M. Smolskiy²✉, K. A. Ignatkov¹,
A. P. Chupahin¹

¹ Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russian Federation,
✉ noskov@oko-ek.ru

² National Research University “Moscow Power Engineering Institute”, Moscow, Russian Federation,
✉ smolskiysm@mail.ru

Abstract

Calculations of output, signal and fluctuation parameters and characteristics are made in the paper. The operation speed parameters of the autodyne oscillator, which is under the impact of the self-reflected emission from the radar target, are calculated. The oscillator model is presented by parallel connection of the oscillating system conductance and the active element conductance. The analysis results of the relationship between the mentioned parameters and autodyne characteristics upon the oscillator operation mode for the case of the rigid characteristic of averaged (for the oscillation period) conductance of the active element are discussed. The calculation results are given for the case of the soft characteristic of the active element for the comparison. These results are claimed for the engineering calculations of the autodyne oscillators.

Keywords

autodyne, autodyne response, impedance characteristic, noise parameters, signal parameters

For citation

Noskov V. Ya., Smolskiy S. M., Ignatkov K. A., Chupahin A. P. Calculation of autodyne parameters with the rigid characteristic of the active element conductance. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(1):7–29. DOI: 10.15826/urej.2019.3.1.001

1. Введение

Автодины являются простейшими многофункциональными устройствами, в которых автогенераторы одновременно выполняют функции передатчика зондирующего излучения и приемника отраженного от объекта локации сигнала. Принцип действия их основан на автодинном эффекте, который состоит в изменениях амплитуды и частоты генерации, а также параметров смещения (тока, напряжения) на активном элементе (АЭ). Выделение автодинного отклика генератора в виде низко-

частотного сигнала и его обработка обеспечивают возможность получения информации об отражающем объекте. С помощью автодинных устройств решается широкий круг задач в радиолокации, связи и измерительной технике [1–5].

Исследованиям особенностей формирования сигналов, изучению шумовых параметров и характеристик автодинов в различных режимах колебаний, посвящено достаточно большое число литературы (см., например, [6–11]). При этом в указанных работах рассмотрен только случай мягкой импедансной характеристики АЭ, когда средняя за период проводимость АЭ является однозначной функцией амплитуды колебаний. Однако для случая жесткой импедансной характеристики АЭ, когда указанное условие не выполняется, в известных нам работах данные параметры и характеристики не исследовались. Результаты таких исследований необходимы для правильного выбора коэффициента связи генератора с нагрузкой, типа прибора и рабочего смещения на характеристике АЭ, при которых обеспечиваются наилучшие условия для достижения требуемых параметров и характеристик генератора, как *автодина*.

Цель настоящей работы – на основе разработанной модели автодинного генератора выполнить исследование зависимости выходной мощности, передаточных, сигнальных и шумовых параметров, а также характеристик быстродействия от выбранного режима стационарных колебаний для случая жесткой импедансной характеристики АЭ. Основные результаты этой работы обсуждались на 25-й и 27-й Международной Крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» и частично на симпозиуме «9th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW'16)» [8–15].

2. Выходные параметры стационарного режима

Основными выходными параметрами, характеризующими стационарный режим работы СВЧ-генераторов, в окрестности которого проявляется автодинный эффект, являются выходная мощность P_n , амплитуда A и частота ω генерации. Для нахождения этих параметров рассмотрим одноконтурную модель генератора в виде параллельного соединения проводимостей резонатора Y_p и нагрузки Y_n , а также средней за период колебаний «электронной» проводимости АЭ Y_s . Выражение для полной проводимости резонатора Y_p в окрестности его собственной частоты ω_c имеет вид: $Y_p = G_p + jB_p = G_p \{1 + j[2Q_p(\omega - \omega_c) / \omega_c]\}$, где G_p , B_p , Q_p – резистивная и реактивная проводимости резонатора и его соб-

ственная добротность соответственно. При этом аппроксимацию средней за период электронной проводимости АЭ $Y_s(A, \omega) = G_s + jB_s$ примем следующего вида [12]:

$$Y_s(A, \omega) = -G_{s0}[g_s(u_n) + v_g(\omega - \omega_0)/\omega_0] - jB_{s0}[1 - v_b(A - A_0)/A_0], \quad (1)$$

где G_{s0} , B_{s0} – резистивная и реактивная проводимости АЭ при отсутствии колебаний; A_0 , ω_0 – амплитуда и частота стационарных колебаний автономного генератора; $g_s(u_n)$ – модуль нормированной характеристики резистивной проводимости АЭ:

$$g_s(u_n) = 1 + c_g u_n^2 - (c_g + 1)u_n^4; \quad (2)$$

$u_n = A_0 / A_{\max}$ – нормированная амплитуда колебаний; A_{\max} – амплитуда колебаний на АЭ, при которой проводимость $g_s(u_n) = 0$; c_g , v_g , v_b – коэффициенты, определяющие зависимость проводимостей G_s и B_s АЭ от изменений амплитуды u_n и частоты ω генерации. В зависимости от значения коэффициента c_g функция (2) позволяет рассмотреть случаи как мягкой, так и жесткой импедансной характеристики АЭ.

Из условия баланса проводимостей $G_p + G_s = 0$ и $B_p + B_s = 0$ с учетом (1), (2) и нагрузки G_n находим частоту ω_0 и нормированную амплитуду u_n стационарных колебаний автономного генератора:

$$\omega_0 = \omega_c [1 + (\text{tg} \Theta_0 / 2Q_n)], \quad (3)$$

$$u_n = \left[c_g + \sqrt{c_g^2 + 4(c_g + 1)(1 - g_p - g_n)} / 2(c_g + 1) \right]^{1/2}, \quad (4)$$

где $\Theta_0 = \arctg(B_{s0} / G_{s0})$ – фазовый угол запаздывания АЭ; $g_p = G_p / G_{s0}$; $g_n = G_n / G_{s0}$; Q_n – нагруженная добротность колебательной системы генератора:

$$Q_n = Q_p g_p / (g_p + g_n) = Q_p g_p / [1 + c_g u_n^2 - (c_g + 1)u_n^4]. \quad (5)$$

С учетом (4) легко получить выражение для выходной мощности: $P_n = A_0^2 G_n / 2 = P_\phi p_n$, где $P_\phi = A_{\max}^2 G_{s0} / 2$ – «формально» максимальная мощность АЭ; $p_n = P_n / P_\phi$ – нормированная зависимость выходной мощности генератора от величин нормированных проводимостей g_p и g_n :

$$p_n(g_n) = g_n \left[c_g + \sqrt{c_g^2 + 4(c_g + 1)(1 - g_p - g_n)} \right] / 2(c_g + 1). \quad (6)$$

Используя замену: $g_n = 1 - g_p + c_g u_n^2 - (c_g + 1)u_n^4$, получим зависимость p_n от величины напряжения u_n на АЭ:

$$p_n = [1 - g_p + c_g u_n^2 - (c_g + 1)u_n^4] u_n^2. \quad (7)$$

При этом должны выполняться условия устойчивости колебаний:

$$u_n \geq [c_g / 2(c_g + 1)]^{1/2} \quad \text{или} \quad g_n \leq 1 - g_p + [c_g^2 / 4(c_g + 1)]. \quad (8)$$

На рис. 1 представлены результаты вычислений согласно (2), (4), (6), (7) с учетом (8) в виде графиков $g_s(u_n)$, $u_n(g_n)$, $p_n(g_n)$ и $p_n(u_n)$, построенных при условии $\omega = \omega_0$ для различных значений коэффициента c_g . Как видно на полученных графиках, с увеличением коэффициента c_g данные характеристики все в большей степени проявляют свою «жесткость», при этом выходная мощность генератора значительно возрастает.

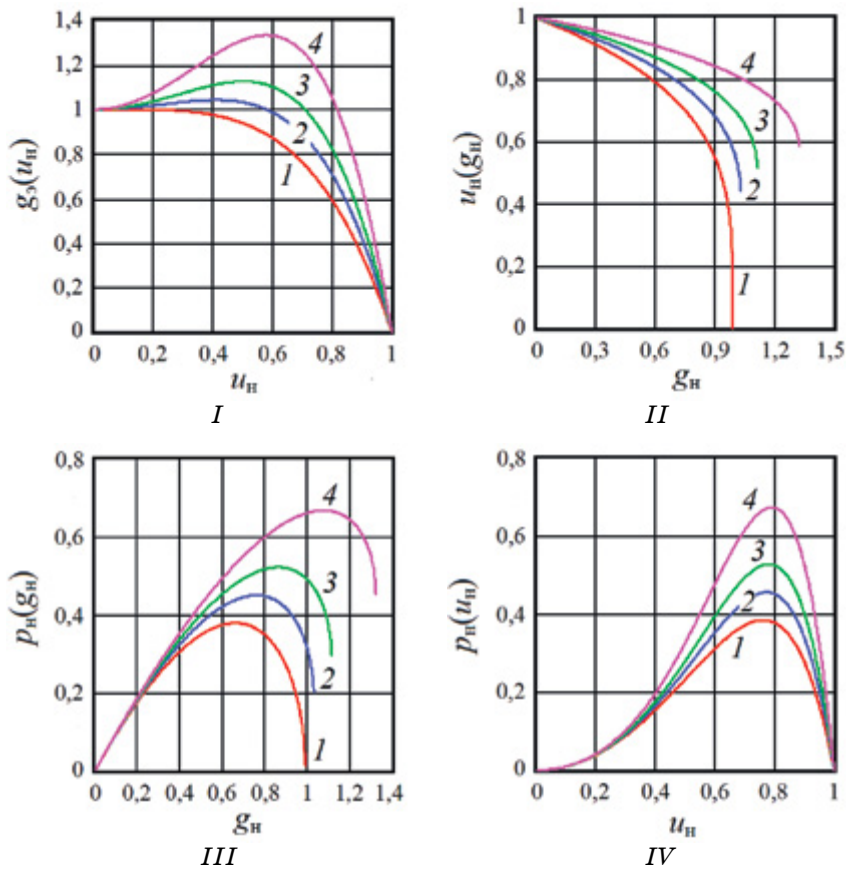


Рис. 1. Графики нормированных величин: $I - g_s(u_n)$; $II - u_n(g_n)$; $III - p_n(g_n)$; $IV - p_n(u_n)$, рассчитанных для различных значений коэффициента c_g : $c_g = 0$ (кривые 1); $c_g = 0,5$ (кривые 2); $c_g = 1$ (кривые 3); $c_g = 2$ (кривые 4)

Fig. 1. Plots of normalized modulus of $g_s(u_n)$ (I), $u_n(g_n)$ (II), $p_n(g_n)$ (III) и $p_n(u_n)$ (IV), calculated at various values of c_g coefficient: $c_g = 0$ (curves 1); $c_g = 0.5$ (curves 2); $c_g = 1$ (curves 3); $c_g = 2$ (curves 4)

При оптимальной связи генератора с нагрузкой, когда $g_n = g_{n(\text{opt})}$, поступающая в нагрузку мощность $p_n(g_n)$ имеет максимальное значение (см. рис. 1, III). Если проводимость $g_n > g_{n(\text{opt})}$,

то передаваемая в нагрузку мощность $p_n(g_n)$ превышает мощность, рассеиваемую в резонаторе. Данный случай принято называть режимом «пересвязи». В режиме «недосвязи», когда $g_n < g_{n(\text{opt})}$, мощность в нагрузке $p_n(g_n)$ становится меньше мощности в резонаторе. На рис. 1, IV область недосвязи находится справа от максимума мощности, где нормированная амплитуда u_n колебаний на АЭ больше амплитуды, при которой наблюдается максимум мощности в нагрузке: $u_n > u_{\text{max}}$, а пересвязи – слева, когда $u_n < u_{\text{max}}$. Полученные результаты анализа качественно согласуются с данными, представленными в работах [16; 17].

Анализ функций (6) и (7) на экстремум по параметрам g_n и u_n позволяет получить формулы для вычисления максимальной мощности $P_{\text{max}} = P_{\phi} P_{\text{max}}$ генератора, выделяемой в нагрузке, а также оптимальных величин проводимости нагрузки $G_{n(\text{opt})} = G_{\text{э0}} g_{n(\text{opt})}$ и амплитуды колебаний u_{max} на АЭ. Здесь p_{max} – максимальные значения нормированных характеристик $p_n(g_n)$ и $p_n(u_n)$. Учитывая в реальных конструкциях СВЧ-генераторов выполнение неравенства $g_c \ll 1$, получим:

$$g_{n(\text{opt})} = \frac{2}{3} \left[1 + \frac{c_g}{6(c_g + 1)} \left(c_g + \sqrt{3(1 + c_g) + c_g^2} \right) \right], \quad (9)$$

$$u_{\text{max}} = \frac{A_{0(\text{opt})}}{A_{\text{max}}} = \sqrt{\frac{c_g + \sqrt{3(c_g + 1) + c_g^2}}{3(c_g + 1)}}. \quad (10)$$

3. Выражения для сигнальных параметров и характеристик

Автодинный эффект в различных генераторах состоит в изменениях параметров колебаний, которые описываются линеаризованными в окрестности стационарного режима выражениями для относительных изменений амплитуды $a(\tau)$ и частоты $\chi(\tau)$ колебаний [18]:

$$a(\tau) = \Gamma K_a K(\Omega_a) \cos[\delta(\tau) - \psi], \quad (11)$$

$$\chi(\tau) = -\Gamma L_a L(\Omega_a) \sin[\delta(\tau) + \theta], \quad (12)$$

где $\Gamma = (P_c / P_n)^{1/2}$ – приведенный к выходу генератора коэффициент отражения; P_c – мощность принимаемого сигнала на проводимости нагрузки; $\delta(\tau) \equiv \delta(\tau_n)$ – набег фазы отраженного СВЧ-излучения:

$$\delta(\tau_n) = \tau_n - C_{\text{OC}} \sin[\delta(\tau_n) + \theta]; \quad (13)$$

$\tau_n = \omega_0 \tau$ – нормированное время; τ – время запаздывания отраженного излучения; $C_{\text{OC}} = \Gamma L_a \omega_0 \tau$ – параметр внешней обратной связи (ОС) автодинной системы «генератор – отражающий объ-

ект» [2]; K_a , L_a – коэффициенты автодинного усиления и автодинной девиации частоты соответственно:

$$K_a = \eta\sqrt{1+\rho^2}/\alpha(1-\gamma\rho), \quad L_a = \eta\sqrt{1+\gamma^2}/Q_H(1-\gamma\rho); \quad (14)$$

$K(\Omega_a)$, $L(\Omega_a)$ – нормированные параметры зависимостей коэффициентов автодинного усиления и девиации частоты генерации от частоты $\Omega_a = d\delta(\tau)/dt$ автодинного отклика соответственно [19]; η – КПД колебательной системы генератора:

$$\eta = g_H / (g_p + g_H) = \frac{1 - g_p + c_g u_H^2 - (c_g + 1)u_H^4}{1 + c_g u_H^2 - (c_g + 1)u_H^4}; \quad (15)$$

$\psi = \arctg(\rho)$, $\theta = \arctg(\gamma)$ – углы фазового смещения автодинных изменений амплитуды и частоты автоколебаний; γ и ρ – коэффициенты неизохронности и неизодромности генератора соответственно [18]:

$$\gamma = \beta / \alpha = -v_b \operatorname{tg} \Theta / 2u_H^2 [c_g - 2(c_g + 1)u_H^2], \quad (16)$$

$$\rho = \varepsilon / Q_H = v_g / 2Q_p g_p; \quad (17)$$

α , β , ε – дифференциальные параметры генератора, характеризующие его чувствительность к изменениям амплитуды и частоты колебаний в окрестности стационарного режима [18]:

$$\alpha = -u_H^2 [c_g - 2(c_g + 1)u_H^2] / [1 + c_g u_H^2 - (c_g + 1)u_H^4], \quad (18)$$

$$\beta = v_b \operatorname{tg} \Theta_0 / 2(g_H + g_p) = v_b \operatorname{tg} \Theta_0 / 2[1 + c_g u_H^2 - (c_g + 1)u_H^4], \quad (19)$$

$$\varepsilon = v_g / 2(g_H + g_p) = v_g / 2[1 + c_g u_H^2 - (c_g + 1)u_H^4]. \quad (20)$$

4. Коэффициенты передачи автодинного отклика

Рассмотрим основные параметры, характеризующие процесс приема, преобразования и прохождения отклика генератора на воздействие отраженного от объекта локации излучения. Этими параметрами являются коэффициенты автодинного усиления K_a и девиации частоты L_a [18]. Результаты вычислений согласно (14) с учетом (15)–(20) зависимостей $K_a(g_H)$, $K_a(u_H)$ и $L_a(g_H)$, $L_a(u_H)$ представлены на рис. 2, в виде семейства кривых, полученных, как и прежде, при тех же (см. рис. 1) значениях коэффициента c_g . Исходные данные для этих и последующих расчетов были приняты применительно к генератору на диоде Ганна 8-миллиметрового диапазона следующие: $g_p = 0,01$, $v_g = 1$, $\omega_0 = 2\pi \times 37,5 \times 10^9$, $Q_p = 200$.

На рис. 2 видно, что коэффициенты автодинного усиления K_a и девиации частоты L_a являются монотонными функциями проводимости нагрузки g_H и напряжения u_H . При приближе-

нии генератора к порогу срыва колебаний (8), где проводимость нагрузки достаточно велика, прочность предельного цикла α уменьшается. При этом коэффициенты K_a и L_a , характеризующие соответственно амплитудную и частотную чувствительности генератора к внешним воздействиям, значительно растут. При вариациях проводимости нагрузки g_n значения коэффициента автодинного усиления K_a могут быть как меньше единицы, так и значительно ее превышать, составляя десятки и сотни раз. Величина автодинной девиации частоты $\Delta\omega_m = \Gamma\omega_0 L_a$, которая определяется нагруженной добротностью Q_n , также зависит от режима работы генератора и может изменяться в широких пределах (см. кривые на рис. 2, III и IV).

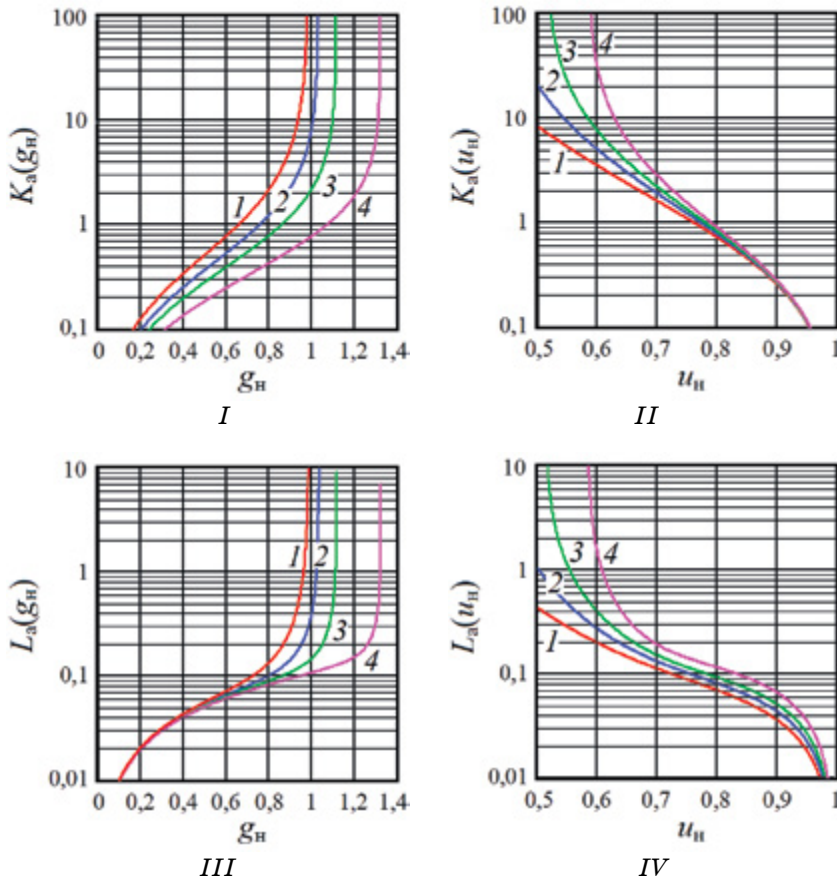


Рис. 2. Графики автодинных коэффициентов усиления: I – $K_a(g_n)$; II – $K_a(u_n)$ и девиации частоты III – $L_a(g_n)$; IV – $L_a(u_n)$, рассчитанные для различных значений c_g (см. рис. 1)

Fig. 2. Plots of autodyne amplification factors $K_a(g_n)$ (I), $K_a(u_n)$ (II), frequency deviation $L_a(g_n)$ (III), $L_a(u_n)$ (IV), calculated sat various values of c_g (see Fig. 1)

Анализ выражений (14) и кривых рис. 2 показал, что прочность предельного цикла α (18) является основной функцией, зависящей от режима колебаний генератора и влияющей на поведение зависимостей $K_a(g_n)$ и $K_a(u_n)$. Остальные составляющие, например обусловленные неизохронностью γ и неизодромностью ρ генератора, вносят незначительный вклад в характер поведения этих зависимостей. Применение режима работы генератора, при котором коэффициент $c_g > 0$, обеспечивает меньший выигрыш в величине коэффициентов K_a и L_a , чем при его малых значениях, когда $c_g \leq 0$. С приближением к режиму высоких значений проводимости g_n , где амплитуда колебаний мала, значения коэффициентов K_a и L_a быстро растут, особенно у характеристик с показателем $c_g = 2$.

Вспомогательными параметрами автодинов являются углы фазового смещения ψ и θ автодинных откликов по изменению амплитуды (11) и частоте (12). Анализ выражений (18)–(20) для этих параметров показал, что угол ψ в принятой здесь модели одноконтурного генератора от режима его работы не зависит. Он полностью определяется величиной коэффициента v_g . Для анализа поведения фазового угла θ на рис. 3 с учетом (16), (18) и (19) построены графики зависимостей $\theta(g_n)$ (I) и $\theta(u_n)$ (II) при различных значениях коэффициента c_g .

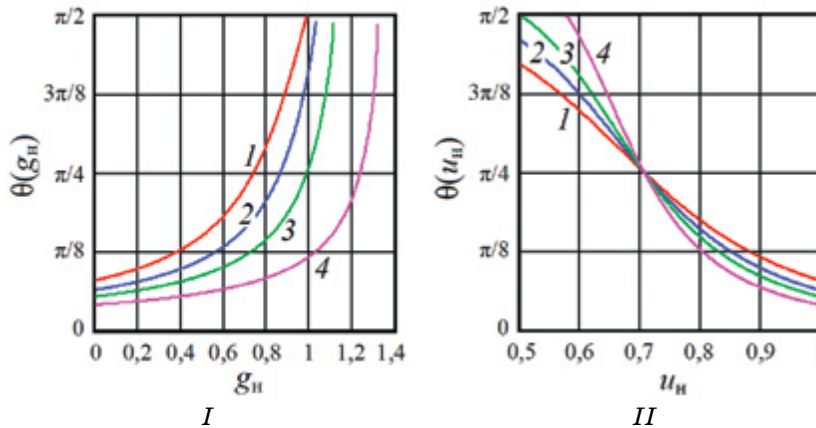


Рис. 3. Графики зависимостей угла смещения: I – $\theta(g_n)$; II – $\theta(u_n)$, рассчитанные для различных значений c_g (см. рис. 1)

Fig. 3. Plots of bias angle functions $\theta(g_n)$ (I), $\theta(u_n)$ (II), calculated sat various values of c_g (see Fig. 1)

На рис. 3 видно, что угол θ фазового смещения изменений частоты (12), оказывающий значительное влияние на характер искажения автодинных сигналов неизохронных генераторов, как при малых, так и больших значениях c_g слабо изменяется

при вариациях режима работы автодина. Этот угол преимущественно определяется величиной коэффициента ν_b .

Особый интерес представляет поведение коэффициента передачи автодинного отклика по мощности K_p при изменении режима работы генератора. Данный коэффициент входит в выражение для «мощностной» характеристики автодина, описывающее вариации выходной мощности $\Delta P_n(\tau_n)$ генератора при изменении набега фазы $\delta(\tau_n)$ отраженного излучения:

$$\Delta P_n(\tau_n) = P_n(\tau_n) - P_{n0} = 2\Gamma^2 K_p \cos\delta(\tau_n), \quad (21)$$

где $P_n(\tau_n)$, P_{n0} – текущее значение мощности в нагрузке автодинного генератора и ее значение для автономного режима колебаний. Выражение для коэффициента передачи автодинного отклика по мощности в виде функции нормированного напряжения на АЭ имеет вид:

$$K_p(u_n) = 2K_a [1 + 2c_g u_n^2 - 3(c_g + 1)u_n^4] u_n^2. \quad (22)$$

На рис. 4 представлены результаты вычисления согласно (22) с учетом (4) в виде графиков $K_p(g_n)$ и $K_p(u_n)$, рассчитанные при различных значениях c_g .

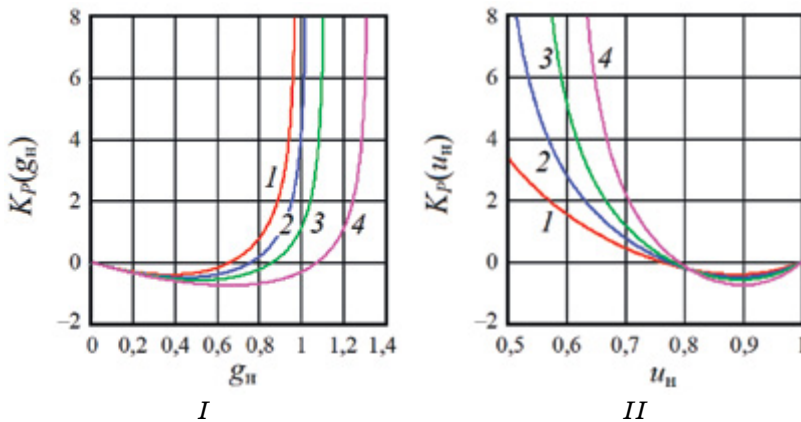


Рис. 4. Графики коэффициентов усиления мощности: I – $K_p(g_n)$, II – $K_p(u_n)$ автодинного сигнала, рассчитанные для различных значений c_g (см. рис. 1)

Fig. 4. Plots of power amplification factors $K_p(g_n)$ (I), $K_p(u_n)$ (II) of the autodyne signal calculated at various values of c_g (see Fig. 1)

Из сравнения графиков рис. 2 и рис. 4 видно, что коэффициент передачи K_p автодина зависит не только от величины выходной мощности генератора, определяемой также величиной коэффициента c_g , но и от характера связи генератора с нагрузкой. В случае оптимальной связи, когда выходная мощность наибольшая, имеем $K_p = 0$, а при переходе с режима недосвя-

зи к пересвязи и, наоборот, знак коэффициента K_p меняется на обратный. Данный характер поведения коэффициентов передачи по мощности подтверждается экспериментальными данными, представленными в обзоре [20].

5. Параметры быстродействия автодинных генераторов

Следующим важным параметром автодинов является постоянная времени τ_a автодинного отклика, которая характеризует быстродействие установления выходного сигнала на воздействие отраженного излучения, например, в автодинных системах с импульсной модуляцией излучения:

$$\tau_a = Q_n / [\omega_0 \alpha_{11} (1 - \gamma\rho)] = 2Q_p g_p / \omega_0 [n(1 - g_p - g_n) - (v_g v_b \operatorname{tg} \Theta) / 2Q_p g_p]. \quad (23)$$

Данный параметр также определяет формирование частотных зависимостей входящих в (11) и (12) коэффициентов автодинного усиления $K(\Omega_a)$ и девиации частоты $L(\Omega_a)$ генерации [19]:

$$K(\Omega_a) = \sqrt{\frac{(1 - \rho \Omega_n)^2 + (\rho + \Omega_n)^2}{(1 + \rho^2)(1 + \Omega_n^2)^2}}, \quad (24)$$

$$L(\Omega_a) = \sqrt{\frac{[1 + \gamma \Omega_n + (1 - \gamma\rho)\Omega_n^2]^2 + \gamma^2(1 - \rho\Omega_n)^2}{(1 + \gamma^2)(1 + \Omega_n^2)^2}},$$

где $\Omega_n = \Omega_a \tau_a$ – нормированная частота автодинного отклика. При этом влияние коэффициента $K(\Omega_a)$ на формирование частотной характеристики автодинного отклика является превалирующим.

Из выражения для коэффициента $K(\Omega_a)$ в (24) несложно найти граничную частоту $F_{гр}$ (в Гц) автодинного отклика по уровню -3 дБ относительно максимального значения:

$$F_{гр} = 1 / 2\pi\tau_a. \quad (25)$$

Результаты вычислений постоянной времени τ_a (нс) и граничной частоты $F_{гр}$ (ГГц) в виде зависимостей $\tau_a(g_n)$, $\tau_a(u_n)$ и $F_{гр}(g_n)$, $F_{гр}(u_n)$, выполненные согласно (23) и (25), представлены на рис. 5 и 6 соответственно в виде семейства кривых, полученных при различных значениях коэффициента c_g .

На графиках этого рисунка видно, что при приближении генератора к порогу возбуждения, где проводимость нагрузки велика, а амплитуда колебаний мала, постоянная времени τ_a резко увеличивается, а граничная полоса пропускания квазигармонических сигналов автодинного отклика – значительно сужается. Как видно на кривых рис. 5 у генератора 8-миллиметрового диапазона постоянная времени τ_a может находиться в диапазоне от сотых долей до единиц наносекунд. При этом граничное значение F_{lim} полосы частот выходных сигналов автодина может

быть от десятков МГц до приблизительно одного ГГц (см. кривые рис. 6). Данные результаты вычислений хорошо согласуются с экспериментальными данными работ [21; 22].

Согласно графикам на рис. 5 также следует, что использование режима работы генератора, при котором реализуются большие значения коэффициента c_g , способствует уменьшению времени установления автодинного отклика и, соответственно, расширению полосы пропускания автодина.

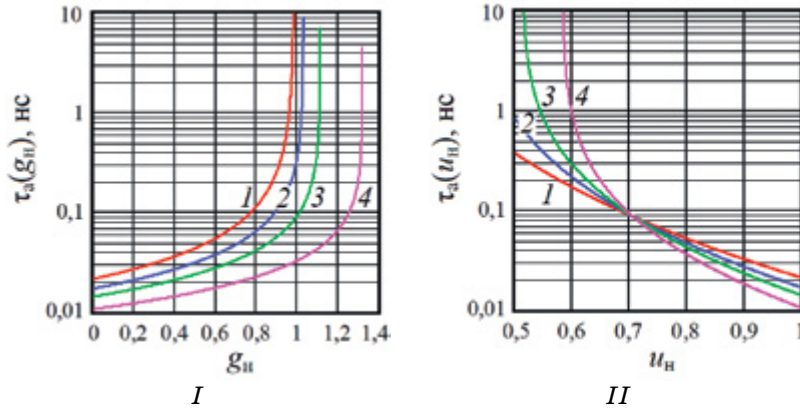


Рис. 5. Графики зависимостей постоянной времени автодинного отклика:

$I - \tau_a(g_n)$ и $II - \tau_a(u_n)$, рассчитанные для различных значений c_g (см. рис. 1)

Fig. 5. Plots of time constant of the autodyne response $\tau_a(g_n)$ (I) and $\tau_a(u_n)$ (II), calculated for various values of c_g (see Fig. 1)

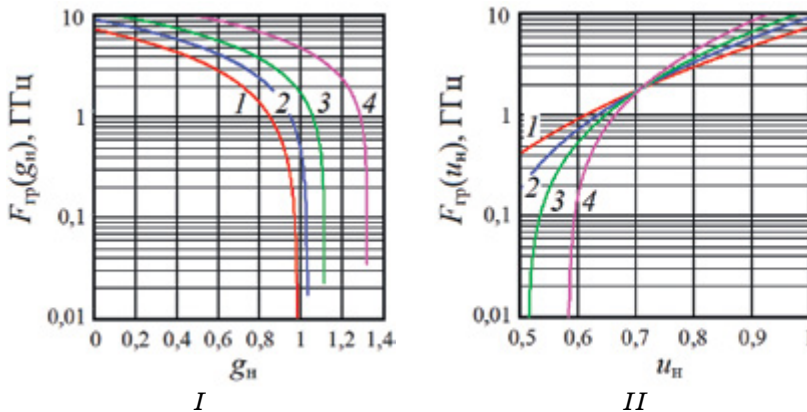


Рис. 6. Графики зависимостей граничной частоты автодинного отклика:

$I - F_{gp}(g_n)$ и $II - F_{gp}(u_n)$, рассчитанные для различных значений c_g (см. рис. 1)

Fig. 6. Plots of limited frequency of the autodyne response $F_{gp}(g_n)$ (I) and $F_{gp}(u_n)$ (II), calculated for various values of c_g (see Fig. 1)

6. Шумовые параметры и характеристики автодинов

Основными шумовыми параметрами автодинов являются эффективные значения частотных $\Delta f_{\text{эфф}}^{\text{ш}}$ и амплитудных $A_{\text{эфф}}^{\text{ш}}$ флуктуаций используемого генератора. Они определяют минимальный уровень сигнала, обнаруживаемого локатором. Кроме того, автодины, как радиолокационные устройства, характеризуются также энергетическим потенциалом Π , который определяет возможности автодинной системы по дальности действия, надежности обнаружения отражающих объектов и точности измерения их параметров. Еще одной важной характеристикой автодина, связанной с шумовыми параметрами, является ширина его динамического диапазона D .

Выражения для эффективных значений частотных $\Delta f_{\text{эфф}}^{\text{ш}}$ и амплитудных $A_{\text{эфф}}^{\text{ш}}$ шумов автодинного генератора имеют следующий вид [23]:

$$\Delta f_{\text{эфф}}^{\text{ш}} = \omega_0 \sqrt{2kT_{\text{ш}} M_{\text{ш}} \Delta F (1 + \gamma^2) / P_{\text{н}}} / 2\pi Q_{\text{н}} (1 - \gamma\rho), \quad (26)$$

$$A_{\text{эфф}}^{\text{ш}} = u_{\text{н}} A_{\text{max}} \sqrt{2kT_{\text{ш}} M_{\text{ш}} \Delta F (1 + \rho^2) / P_{\text{н}}} / \alpha (1 - \gamma\rho); \quad (27)$$

где $k = 1,38 \times 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $T_{\text{ш}}$, $M_{\text{ш}}$ – эквивалентная шумовая температура и мера шума АЭ.

Формулы для расчета энергетических потенциалов при регистрации сигнала по изменению частоты P_{F} и амплитуды P_{A} колебаний автодинной системы запишем в виде [24]:

$$P_{\text{F}} = \frac{Q_{\text{н}}^2 (1 - \gamma\rho)^2 P_{\text{н}}}{2kT_{\text{ш}} M_{\text{ш}} \Delta F (1 + \gamma^2)}, \quad P_{\text{A}} = \frac{\alpha^2 (1 - \gamma\rho)^2 P_{\text{н}}}{2kT_{\text{ш}} M_{\text{ш}} \Delta F (1 + \rho^2)}. \quad (28)$$

Отношение предельного уровня коэффициента отражения Γ_{lim} , при котором начинаются скачки сигнала, к уровню собственных частотных шумов СВЧ-генератора, дает значение искомого динамического диапазона D автодинной системы [25]:

$$D = \Gamma_{\text{lim}} \sqrt{\Pi} = R / R_{\text{c}}; \quad (29)$$

где R – пороговое расстояние до отражающего объекта, выраженное в числе полудлин волн излучения, на котором уровни отраженного излучения и собственных частотных шумов генератора равны; R_{c} – тоже, но текущее расстояние до отражающего объекта. В общем виде выражение для вычисления порогового расстояний R имеет вид:

$$R = (1 / 2\pi\eta) Q_{\text{н}} (1 - \gamma\rho) \sqrt{\Pi / (1 + \gamma^2)}. \quad (30)$$

Результаты вычислений согласно (26) и (27) с учетом (5), (15)–(20) зависимостей $\Delta f_{\text{эфф}}^{\text{ш}}(g_{\text{н}})$, $\Delta f_{\text{эфф}}^{\text{ш}}(u_{\text{н}})$ и $A_{\text{эфф}}^{\text{ш}}(g_{\text{н}})$, $A_{\text{эфф}}^{\text{ш}}(u_{\text{н}})$ представлены на рис. 7 в виде семейства графиков при различных значениях коэффициента c_g . Аналогичные зависимости, полу-

ченные в результате вычислений потенциалов по формулам (28), представлены на графиках рис. 8. Исходные данные для расчетов приняты следующие: $T_{ш} = 300 \text{ К}$; $M_{ш} = 33 \text{ дБ}$; $\Delta F = 1 \text{ кГц}$; $A_{\max} = 4 \text{ В}$, $G_{\text{э}0} = 0,03 \text{ Ом}^{-1}$.

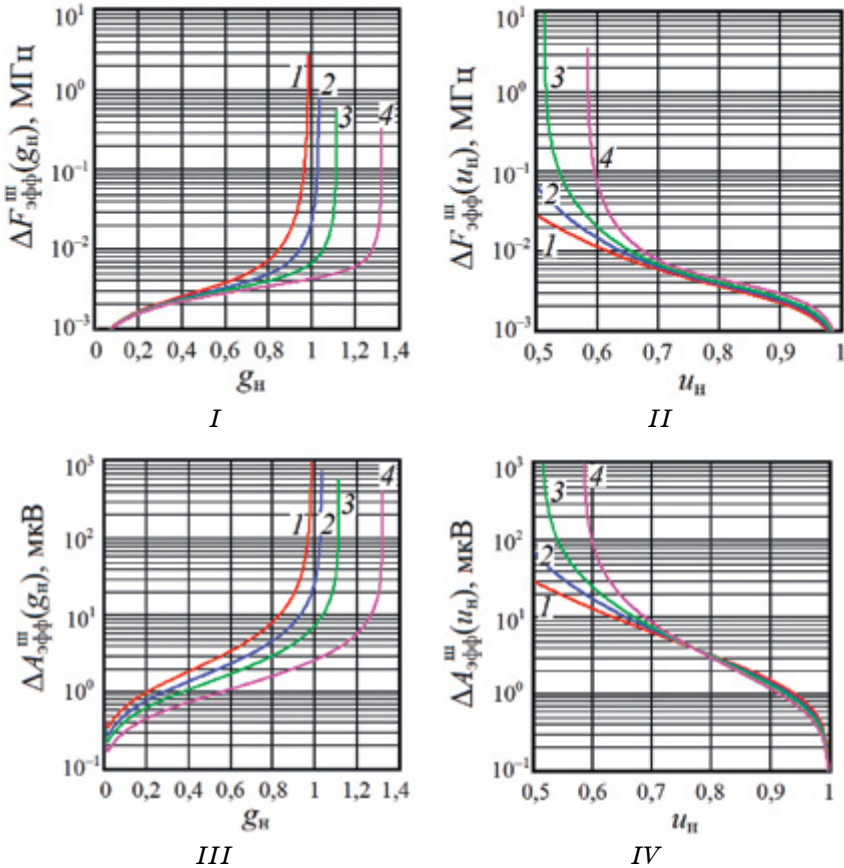


Рис. 7. Графики эффективных значений:

$I - \Delta f_{\text{эфф}}^{\text{III}}(g_n)$; $II - \Delta f_{\text{эфф}}^{\text{III}}(u_n)$ и $III - A_{\text{эфф}}^{\text{III}}(g_n)$; $IV - A_{\text{эфф}}^{\text{III}}(u_n)$, рассчитанных для различных значений коэффициента c_g (см. рис. 1)

Fig. 7. Plots of effective values

of $\Delta f_{\text{эфф}}^{\text{III}}(g_n)$ (I), $\Delta f_{\text{эфф}}^{\text{III}}(u_n)$ (II) and $A_{\text{эфф}}^{\text{III}}(g_n)$ (III), $A_{\text{эфф}}^{\text{III}}(u_n)$ (IV), calculated for various values of the coefficient c_g (see Fig. 1)

На рис. 7 и 8 видно, что полученные кривые в отличие от случая мягкой импедансной характеристики [10] имеют монотонный характер зависимостей. При малых значениях проводимости нагрузки g_n , где амплитуда колебаний u_n достаточно большая, генератор обеспечивает режим работы с минимальным уровнем частотных $\Delta f_{\text{эфф}}^{\text{III}}$ и амплитудных $A_{\text{эфф}}^{\text{III}}$ шумов. При этом характеристики Π_F и Π_A имеют обратный характер. Мак-

симальным значениям потенциалов соответствуют минимальные уровни эффективных значений шумов.

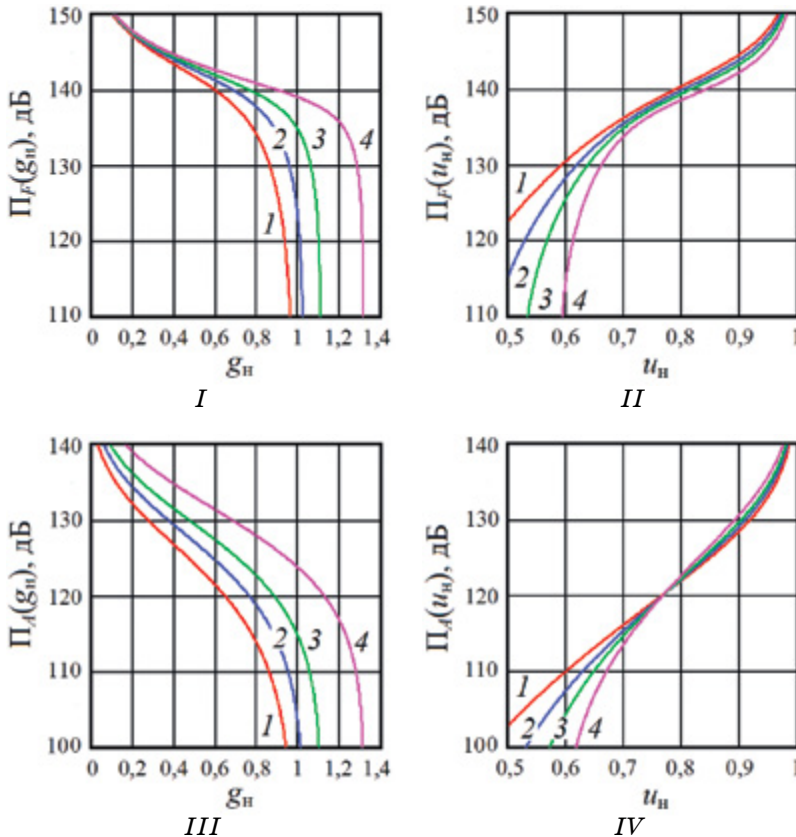


Рис. 8. Графики функций:
 I – $\Pi_F(g_n)$; II – $\Pi_F(u_n)$ и III – $\Pi_A(g_n)$; IV – $\Pi_A(u_n)$,
 рассчитанных для различных значений c_g (см. рис. 1)

Fig. 8. Plots
 of $\Pi_F(g_n)$ (I), $\Pi_F(u_n)$ (II) and $\Pi_A(g_n)$ (III), $\Pi_A(u_n)$ (IV),
 calculated for various values of c_g (see Fig. 1)

Из сравнения графиков нормированной амплитуды $u_n(g_n)$ и выходной мощности $p_n(g_n)$, представленных на рис. 1, II, с графиками рис. 7 и 8 следует, что для обеспечения наибольшего потенциала предпочтительно применение генератора в режиме недосвязи с нагрузкой. При этом амплитуда колебаний u_n находится вблизи ее максимальных значений A_{\max} , а выходная мощность P_n – в несколько раз меньше ее наибольшего значения. Автодины, выполненные на основе АЭ с жесткой характеристикой, обеспечивают выигрыш в величине потенциала на 10...20 дБ по сравнению с автодинами, использующими АЭ с мягкой характеристикой [10]. При этом обоим типам импедансных характери-

стик свойственно преобладание величины потенциала автодина при регистрации сигналов по изменению частоты Π_F генерации (на 20...30 дБ) по сравнению с регистрацией сигналов по изменению амплитуды Π_A .

Из результатов расчетов при иных значениях относительной проводимости g_p следует, что применение резонатора с высокой собственной добротностью Q_p способствует получению низких уровней флуктуаций, что согласуется с известными положениями теории шумов автогенераторов. Еще один вывод из полученных результатов состоит в том, что с увеличением коэффициента c_g наблюдается заметное улучшение качественных показателей автодинов, особенно величины потенциала Π_A . Таким образом, применение АЭ с жестким видом импедансной характеристики является предпочтительным.

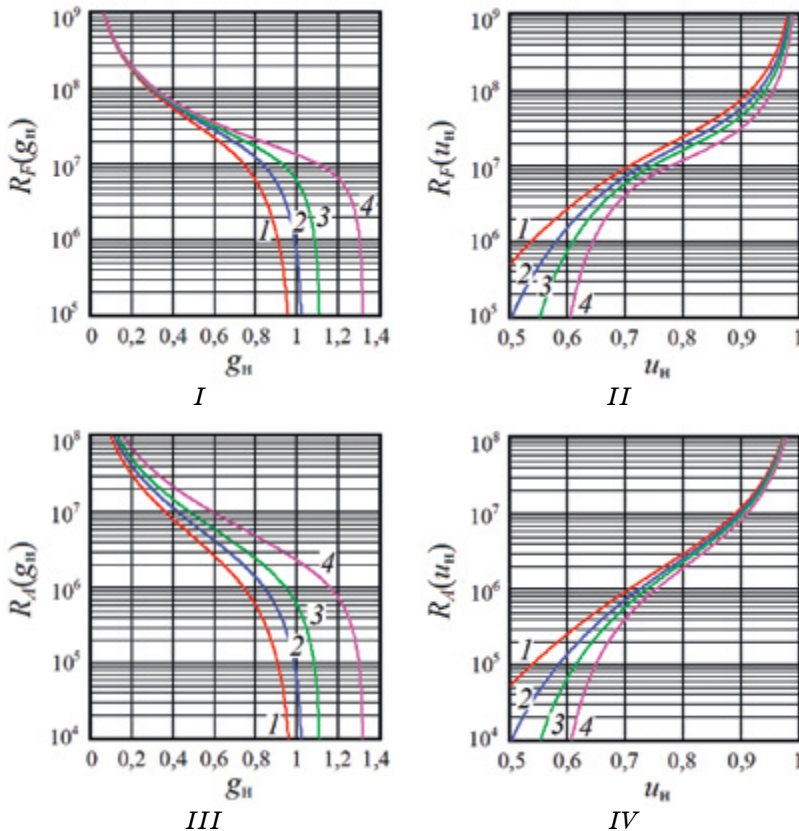


Fig. 9. Графики зависимостей: I – $R_F(g_n)$; II – $R_F(u_n)$ и III – $R_A(g_n)$; IV – $R_A(u_n)$, рассчитанные для различных значений c_g (см. рис. 1)

Fig. 9. Plots of functions $R_F(g_n)$ (I), $R_F(u_n)$ (II) and $R_A(g_n)$ (III), $R_A(u_n)$ (IV), calculated for various values of c_g (see Fig. 1)

На рис. 9 представлены¹ графики зависимостей $R(g_n)$ и $R(u_n)$ максимальных расстояний до отражающего объекта, выраженных в числе полудлин волн. Вычисления для построения этих графиков выполнялись согласно (30) с учетом (5) и (15)–(20), (28). Наполученных графиках, а также кривых рис. 8 видно, что области параметров генератора, где потенциал автодина максимальный, соответствует также область, где динамический диапазон системы наибольший. При этом рост динамического диапазона в этой области режима колебаний генератора связан не только с минимумом уровня его шумов, но и уменьшением автодинной девиации частоты (см. рис. 2, III и IV).

Данные экспериментальных исследований, представленные в работах [11; 23; 25] на примере автодинных генераторов на диодах Ганна, качественно подтверждают полученные выше результаты анализа шумовых параметров и характеристик.

7. Заключение

На основе разработанной ранее модели выполнены расчеты зависимости основных параметров автодинов, таких как выходная мощность, коэффициенты передачи, энергетический потенциал и динамический диапазон, а также шумовых параметров и параметров быстродействия от режима колебаний на АЭ и вида (мягкий, жесткий) его импедансной характеристики.

Из анализа полученных результатов расчетов следует, что как при жесткой, так и мягкой импедансной характеристике коэффициент автодинного усиления возрастает с приближением генератора к точке, где прочность предельного цикла наименьшая. При этом в случае мягкой характеристики данной точке соответствует режим малых колебаний на АЭ, а в случае жесткой – больших значений амплитуды колебаний и выходной мощности генератора. Область оптимальных значений связи генератора с нагрузкой находится в промежутке между реализацией максимальных значений коэффициента усиления автодина и его быстродействия.

Показано, что в случае регистрации автодинного сигнала по мощности при изменении нагрузки генератора от режима недосвязи к пересвязи автодинный сигнал инвертируется. В случае оптимальной связи генератора, когда выходная мощность наибольшая, автодинная чувствительность по изменению выходной мощности наименьшая и выходной отклик обусловлен только изменениями частоты и амплитуды генерации.

¹ Индексы F и A при R на графиках рис. 9 означают принадлежность данной зависимости к определению динамического диапазона при регистрации по изменению частоты и амплитуды соответственно.

Из результатов выполненных исследований также следует, что при выборе типа и режима работы АЭ для автодинного генератора, обеспечивающего наибольшее значение энергетического потенциала системы, необходимо использовать тип АЭ и положение рабочей точки по величине смещения такие, которые обеспечивают жесткий вид импедансной характеристики АЭ. При этом необходимо устанавливать режим слабой связи генератора с нагрузкой, обеспечивая относительно высокие значения амплитуды колебаний на АЭ, когда выходная мощность генератора в несколько раз меньше мощности, отдаваемой этим генератором в нагрузку в режиме оптимальной связи. Колебательная система генератора должна обеспечивать по возможности высокие значения собственной добротности, а АЭ – наименьшее значение меры шума. При этом необходимо отметить, что режим наилучшего энергетического потенциала автодина отличается от режима оптимальной связи по мощности, а также максимального значения коэффициентов передачи автодинного отклика.

Полученные в работе результаты исследований, расчетные соотношения и графики различных зависимостей от значений нормированной нагрузки и относительной амплитуды колебаний представляются полезными для инженерного расчета параметров и характеристик, а также нахождения оптимальных режимов работы автодинных СВЧ-генераторов, выполненных на основе диодов Ганна и других типов АЭ.

Список литературы

1. Komarov I. V., Smolskiy S. M. *Fundamentals of Short-Range FM Radar*. Norwood: Artech House, 2003.
2. Усанов Д. А., Скрипаль Ал. В., Скрипаль Ан. В. *Физика полупроводниковых радиочастотных и оптических автодинов*. Саратов: Изд-во СГУ; 2003.
3. Данилин А. И., Воторопин С. Д., Чернявский А. Ж. Использование автодинных приемопередающих модулей на диодах Ганна для определения деформаций лопаток турбомшины. В: *11-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо 2001)*, Севастополь, 10–14 сент. 2001 г. Севастополь: Вебер; 2001. С. 654–656.
4. Ermak G. P., Popov I. V., Vasilev A. S. et al. Radar sensors for hump yard and rail crossing applications. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2012;71(6):567–580. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v71.i6.80
5. Носков В. Я., Варавин А. В., Васильев А. С. и др. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 9. Радиолокационное применение автодинов. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2016;(3):32–86.

6. Моросанов С. А., Смольский С. М. Оптимизация режима и расчет автодинов на туннельных диодах. *Радиотехника*. 1981;36(2):84–88.
7. Терещенко А. Ф., Декин Г. Н. Оптимизация режима автодина на диоде Ганна. *Радиотехника*. 1983;(3):30–33.
8. Игнатков К. А., Чупахин А. П. Параметры стационарного режима автодинного генератора. В: *25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо 2015)*, Севастополь, 6–12 сент. 2015 г. Севастополь; 2015. С. 975–976.
9. Игнатков К. А., Чупахин А. П. Влияние режима работы генератора на коэффициенты передачи автодинного отклика. В: *25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо 2015)*, Севастополь, 6–12 сент. 2015 г. Севастополь; 2015. С. 995–996.
10. Игнатков К. А., Смольский С. М., Чупахин А. П. Зависимость шумовых параметров и характеристик автодинов от режима работы генератора. В: *25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо 2015)*, Севастополь, 6–12 сент. 2015 г. Севастополь; 2015. С. 997–1000.
11. Носков В. Я., Игнатков К. А., Смольский С. М., Чупахин А. П. Зависимость автодинных характеристик от режима работы генератора. В: *25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо 2015)*, Севастополь, 6–12 сент. 2015 г. Севастополь; 2015. С. 992–994.
12. Носков В. Я., Чупахин А. П. Влияние вида импедансной характеристики активного элемента автодина на его передаточные функции. В: *26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо 2016)*, Севастополь, 4–10 сент. 2016 г. Севастополь; 2016. Т. 10. С. 2180–2186.
13. Носков В. Я., Чупахин А. П. Влияние вида нелинейности активного элемента автодина на его шумовые параметры. В: *26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо 2016)*, Севастополь, 4–10 сент. 2016 г. Севастополь; 2016. Т. 10. С. 2187–2193.
14. Noskov V. Ya., Mishin D. Ya., Vasiliev A. V., Ermak G. P. Dependence of processing speed on the autodyne operation mode. In: *9th International Kharkov symposium on physics and engineering of microwaves, millimeter and submillimeter waves (MSMW'16)*. Kharkov; 2016. E-27. P. 1–4. DOI: 10.1109/MSMW.2016.7538100
15. Игнатков К. А., Мишин Д. Я. Параметры быстродействия автодинных преобразователей частоты миллиметрового диапазона длин волн. В: *26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо 2016)*, Севастополь, 4–10 сент. 2016 г. Севастополь; 2016. Т. 10. С. 2194–2200.
16. Андреев В. С. Влияние нелинейных свойств прибора с отрицательным сопротивлением на мощность генерируемых колебаний. *Радиотехника*. 1982;(8):43–44.
17. Булгаков Б. М., Скрасанов В. Н., Фисун А. И., Шубный А. И. Эффективность генератора на диоде Ганна с квазиоптическим резонатором. *Электронная техника. Серия 1. Электроника СВЧ*. 1984;(3):13–19.

18. Носков В. Я., Игнатков К. А., Смольский С. М. Зависимость автодинных характеристик от внутренних параметров СВЧ генераторов. *Радиотехника*. 2012;(6):24–42.

19. Носков В. Я., Игнатков К. А. Влияние внутренних параметров автодинных СВЧ-генераторов на их динамические характеристики. *Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника*. 2012;(3):23–40.

20. Воторопин С. Д., Носков В. Я., Смольский С. М. Современные гибридно-интегральные автодинные генераторы микроволнового и миллиметрового диапазонов и их применение. Часть 2. Теоретические и экспериментальные исследования. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2007;(7):3–33.

21. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Smolskiy S. M. Determination of autodyne oscillator parameters by the beating method. *Telecommunication Sciences*. 2012;3(1):35–45.

22. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Smolskiy S. M. Modulation characteristics of microwave autodyne oscillators. *Telecommunication Sciences*. 2012;3(2):44–52.

23. Носков В. Я., Игнатков К. А. Особенности шумовых характеристик автодинов при сильной внешней обратной связи. *Известия вузов. Физика*. 2013;56(12):112–124. DOI: 10.1007/s11182-014-0198-6

24. Noskov V. Ya., Ermak G. P. Signal and fluctuation characteristics of autodyne vibration and displacement meters. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2014;73(19):1727–1743. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v73.i19.30

25. Noskov V. Ya., Ermak G. P. Measurement errors and dynamic range of autodyne vibration meters. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2014;73(20):1843–1861. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v73.i20.50

References

1. Komarov I. V., Smolskiy S. M. *Fundamentals of Short-Range FM Radar*. Norwood: Artech House, 2003.

2. Usanov D. A., Scripal Al. V., Scripal An. V. *Physics of Semiconductor RF and Optical Autodynes*. Saratov: Saratov University Publisher; 2003. (In Russ.)

3. Danilin A. I., Votoropin S. D., Chernyavskii A. Zh. Using of autodyne transceiver modules on Gunn diodes for determination of turbomachine bladders deformations. In: *11th International conference “Microwave & telecommunication technology”, Sevastopol, 2001, September 10–11*. Sevastopol: Veber, 2001, pp. 654–656. (In Russ.)

4. Ermak G. P., Popov I. V., Vasilev A. S. et al. Radar sensors for hump yard and rail crossing applications. *Telecommunications and Radio Engineering*. 2012;71(6):567–580. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v71.i6.80

5. Noskov V. Ya., Varavin A. V., Vasiliev A. S., Ermak G. P., Zakarlyuk N. M., Ignatkov K. A., Smolskiy S. M. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter wave ranges and their application. Part 9. Autodyne radar applications. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki = Achievements of Modern Radioelectronics*. 2016;(3):32–86. (In Russ.)

6. Morosanov S. A., Smolskiy S. M. Optimization mode and calculation autodynes tunnel diode. *Radiotekhnika = Radioengineering*. 1981;36(2):84–88. (In Russ.)

7. Tereshchenko A. F., Dekin G. N. Optimization mode autodynes on the Gunn-Diode. *Radiotekhnika = Radioengineering*. 1983;(3):30–33. (In Russ.)

8. Ignatkov K. A., Chupahin A. P. Steady-state mode parameters of the autodyne oscillator. In: *25th International Crimean Conference “Microwave and Telecommunication Technology”, Sevastopol, 2015, September 6–12*. Sevastopol; 2015, pp. 975–976. (In Russ.)

9. Ignatkov K. A., Chupahin A. P. Influence of the oscillator operation mode on transfer coefficients of the autodyne response. In: *25th International Crimean Conference “Microwave and Telecommunication Technology”, Sevastopol, 2015, September 6–12*. Sevastopol; 2015, pp. 995–996. (In Russ.)

10. Ignatkov K. A., Smolskiy S. M., Chupahin A. P. Dependence of noise parameters and autodyne characteristics on the oscillator operation mode. In: *25th International Crimean Conference “Microwave and Telecommunication Technology”, Sevastopol, 2015, September 6–12*. Sevastopol; 2015, pp. 997–1000. (In Russ.)

11. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Smolskiy S. M., Chupahin A. P. Autodyne characteristic dependence upon the oscillator operation mode. In: *25th International Crimean Conference “Microwave and Telecommunication Technology”, Sevastopol, 2015, September 6–12*. Sevastopol; 2015, pp. 992–994. (In Russ.)

12. Noskov V. Ya., Chupahin A. P. Influence of the impedance characteristic type of an autodyne active element on its transfer functions. In: *26th International Crimean Conference “Microwave and Telecommunication Technology”, Sevastopol, 2016, September 4–10*. Sevastopol; 2016, vol. 10, pp. 2180–2186. (In Russ.)

13. Noskov V. Ya., Chupahin A. P. Influence of non-linearity type of the autodyne active element upon its noise parameters. In: *26th International Crimean Conference “Microwave and Telecommunication Technology”, Sevastopol, 2016, September 4–10*. Sevastopol; 2016, vol. 10, pp. 2187–2193. (In Russ.)

14. Noskov V. Ya., Mishin D. Ya., Vasyliiev A. V., Ermak G. P. Dependence of processing speed on the autodyne operation mode. In: *9th International Kharkov Symposium on Physics and Engineering of Microwaves, Millimeter and Submillimeter Waves (MSMW’16), Kharkov, 2016, June 20–24*. Kharkov; 2016, E-27, pp. 1–4. DOI: 10.1109/MSMW.2016.7538100

15. Ignatkov K. A., Mishin D. Ya. Processing speed parameters of autodyne frequency converters for mm-range of wavelength. In: *26th International Crimean Conference “Microwave and Telecommunication Technology”, Sevastopol, 2016, September 4–10*. Sevastopol; 2016, vol. 10, pp. 2194–2200. (In Russ.)

16. Andreev V. S. The influence of the nonlinear properties of the device with negative resistance on the power oscillations. *Radiotekhnika = Radioengineering*. 1982;(8):43–44. (In Russ.)

17. Bulgakov B. M., Skresanov V. N., Fisun A. I., Shubnii A. I. Energy generator performance with a quasi-optical resonator Gunn-diode. *Elektronnaya tekhnika. Seriya 1. Elektronika SVCh*. 1984;(3):13–19. (In Russ.)

18. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Smolskiy S. M. Autodyne characteristic dependence on the uhf oscillator's inherent parameters. *Radiotekhnika = Radioengineering*. 2012;(6):24–42. (In Russ.)

19. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A. Internal parameter influence of autodyne UHF oscillators upon its dynamic characteristics. *Elektronnaya tekhnika. Seriya 1. Elektronika SVCh*. 2012;(3):23–40. (In Russ.)

20. Votoropin S. D., Noskov V. Ya., Smolskiy S. M. Modern hybrid-integrated autodyne oscillators of microwave and millimeter ranges and their application. Part 2. Theoretical and experimental investigations. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki = Achievements of Modern Radioelectronics*. 2007;(7):3–33. (In Russ.)

21. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Smolskiy S. M. Determination of autodyne oscillator parameters by the beating method. *Telecommunication Sciences*. 2012;3(1):35–45.

22. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A., Smolskiy S. M. Modulation characteristics of microwave autodyne oscillators. *Telecommunication Sciences*. 2012;3(2):44–52.

23. Noskov V. Ya., Ignatkov K. A. Peculiarities of noise characteristics of autodynes under strong external feedback. *Russian Physics Journal*. 2013;56(12):112–124. DOI: 10.1007/s11182-014-0198-6

24. Noskov V. Ya., Ermak G. P. Signal and fluctuation characteristics of autodyne vibration and displacement meters. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2014;73(19):1727–1743. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v73.i19.30

25. Noskov V. Ya., Ermak G. P. Measurement errors and dynamic range of autodyne vibration meters. *Telecommunication and Radio Engineering*. 2014;73(20):1843–1861. DOI: 10.1615/TelecomRadEng.v73.i20.50

Информация об авторах

Носков Владислав Яковлевич – доктор технических наук, профессор кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина (620078, Россия, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32); e-mail: noskov@oko-ek.ru.

Смольский Сергей Михайлович – доктор технических наук, профессор кафедры формирования и обработки радиосигналов, заместитель директора Института радиотехники и электроники Национального исследовательского университета «МЭИ» (111250, Россия, г. Москва, ул. Красноказарменная, 14); e-mail: smolskiysm@mail.ru.

Игнатков Кирилл Александрович – кандидат технических наук, доцент кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина (620078, Россия, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32).

Чупахин Андрей Павлович – аспирант кафедры радиоэлектроники и телекоммуникаций Института радиоэлектроники и информационных технологий Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина (620078, Россия, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32).

Information about the authors

Vladislav Ya. Noskov – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute of Radio Electronics and Information Technologies, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin (32, Mira St., 620078, Ekaterinburg, Russia); e-mail: noskov@oko-ek.ru.

Sergey M. Smolskiy – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Formation and Processing of Radio Signals Department, Deputy Director of the Institute of Radio Engineering and Electronics, MEI of the National Research University “MEI” (Krasnokazarmennaya St., 14, Moscow, Russia); e-mail: smolskiysm@mail.ru.

Kirill A. Ignatkov – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Electronics and Telecommunications of the Institute of Radio Electronics and Information Technologies, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin (32, Mira St., 620078, Ekaterinburg, Russia).

Andrey P. Chupahin – PhD Student, Department of Radio Electronics and Telecommunications, Institute of Radio Electronics and Information Technologies, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin (32, Mira St., 620078, Ekaterinburg, Russia).

Поступила / Received: 01.03.2019

Принята в печать / Accepted: 20.03.2019

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2019.3.1.002

УДК 629.783

Разработка автоматических раскрываемых СВЧ антенн для спутников CubeSat

И. В. Малыгин, А. С. Карамышев✉, С. С. Блинов

Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б. Н. Ельцина,
Екатеринбург, Россия,
✉ askaramysh@yandex.ru

Аннотация

В настоящее время спутники CubeSat передают очень мало информации. Поскольку CubeSat являются малыми спутниками, они не могут иметь большие антенны. Для повышения пропускной способности необходимо использовать более высокие частоты и направленные антенны. В данной работе проводится сравнение трансформируемых антенн и полуволновых диполей при их использовании в качестве антенной системы CubeSat, приводится несколько типов автоматических раскрываемых СВЧ антенн, исследуется возможность их использования для спутников CubeSat.

Ключевые слова

CubeSat, трансформируемая антенна, раскрываемая антенна, расчет параболической антенны, рефлектор, радиотражающая поверхность, лепесковая антенна, зонтичная антенна

Для цитирования

Малыгин И. В., Карамышев А. С., Блинов С. С. Разработка автоматических раскрываемых СВЧ антенн для спутников CubeSat. *Уральский радиотехнический журнал*. 2019;3(1):30–42. DOI: 10.15826/urej.2019.3.1.002

The development of automatic expandable microwave antennas for CubeSat satellites

I. V. Malygin, A. S. Karamyshev✉, S. S. Blinov

Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin,
Ekaterinburg, Russia,
✉ askaramysh@yandex.ru

Abstract

In recent years CubeSat satellites transmit very insignificant amount of information. Since CubeSats are small satellites, they cannot have large antennas. CubeSat project engineers still use half-wave dipoles as the main antenna despite the evolution of communication systems. It is

necessary to use higher frequencies and directional antennas to increase the bandwidth. Moreover, the use of the directional parabolic antennas reduces the radiation power of the CubeSat transmitter, increasing the lifetime of the satellite. This paper includes the comparison of transformable antennas and half-wave dipoles in the case of using them as the CubeSat antenna system. Various types of automatic disclosed microwave antennas are given. The possibility of the transformable antennas use for the CubeSat satellites is investigated.

Keywords

CubeSat, transformable antenna, expandable antenna, parabolic antenna calculation, reflector, radio reflective surface, petalled antenna, umbrella antenna

For citation

Malygin I. V., Karamyshev A. S., Blinov S. S. The development of automatic expandable microwave antennas for CubeSat satellites. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(1):30–42. DOI: 10.15826/urej.2019.3.1.002

1. Введение

Создание больших космических конструкций сопряжено с решением ряда технических и механических проблем, обусловленных уникальностью объектов, характерной особенностью которых является сочетание противоречивых требований увеличения габаритных размеров и обеспечения достаточной жесткости при весьма ограниченной массе силового каркаса. Как правило, такие конструкции устанавливаются на космические орбиты в сложенном транспортном состоянии и дальнейшее приведение их в рабочее положение связано с реализацией процесса раскрытия. Реализация раскрытия трансформируемых систем связана с решением трудных задач механики конструкций, обеспечивающих необходимые рабочие характеристики проектируемых космических конструкций. Несмотря на достигнутые значительные успехи в области проектирования таких конструкций, важной остается задача обеспечения плавного и надежного раскрытия трансформируемых крупногабаритных конструкций, состоящих из нескольких взаимосвязанных между собой элементов, при гарантированном обеспечении их последующего функционирования [1].

Текущий уровень развития космических информационных систем связи привел к необходимости освоения диапазонов дециметровых и сантиметровых волн. Освоение данных частот также обусловлено тем, что частотный ресурс низких диапазонов к настоящему времени практически исчерпан. Системы связи, работающие в высоких диапазонах частот, способны более качественно решать обширный круг задач, актуальных в современном

мире. В основном это организация высокоскоростных каналов связи. Однако работа в высоких диапазонах частот накладывает ограничения на точность антенных систем, и в частности антенных рефлекторов. Также решение поставленных задач неразрывно связано с обеспечением узкой и стабильной диаграммы направленности космической антенной системы. А это, в свою очередь, подразумевает использование рефлектора больших габаритов, так как пропускная способность канала радиосвязи зависит от коэффициента усиления антенной системы, который напрямую связан с диаметром апертуры рефлектора. С другой стороны, размещение антенн большой апертуры на космическом аппарате невозможно ввиду ограниченности объема под головным обтекателем ракеты-носителя. Для решения данной проблемы широко используются трансформируемые антенны [2].

Трансформируемые антенны как класс антенн известны и исследованы достаточно подробно. В то же время трансформируемые антенны для спутников CubeSat не описаны и не применяются в текущих проектах. Действующие на данный момент спутники имеют монополюсные/дипольные антенны ОВЧ- и УВЧ-диапазонов. Пример типовой антенны, используемой в спутнике FSpace F-1 CubeSat, показан на рис. 1. Благодаря использованию раскрываемых антенн и переходу на УВЧ- и СВЧ-диапазоны частот спутники CubeSat могут обрести более высокую скорость передачи данных. Высокая пропускная способность канала открывает новые возможности для использования спутников CubeSat.

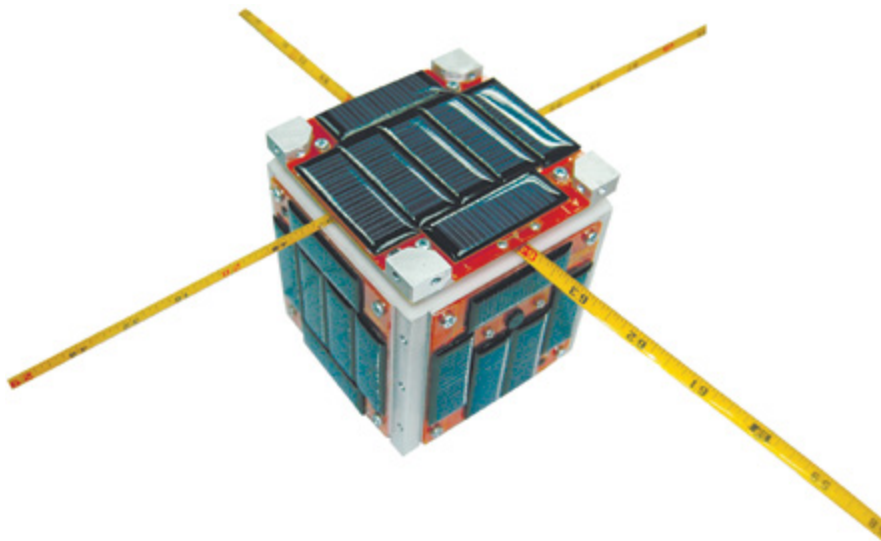


Рис. 1. Антенная система спутника FSpace F-1 CubeSat

Fig. 1. Satellite communication system of FSpace F-1 CubeSat

В данной работе проведено сравнение трансформируемых антенных и монополюсных/дипольных антенн для использования в качестве антенной системы по пропускной способности канала, описание известных типов раскрываемых антенн и оценка возможности их применения на спутниках CubeSat в качестве основной антенной системы. Также ведется разработка натуральных макетов, отражающих принципы приведения антенн в рабочее состояние.

2. Пропускная способность канала спутников CubeSat

Ниже приведена табл. 1 из [3], показывающая передатчики спутников CubeSat, запускаемых в 2009–2011 гг. Столбец 7 «Baud Rate/Modulation» показывает пропускную способность спутников. Как видно в таблице, при схожих показателях мощности и одинаковых диапазонах пропускная способность канала downlink не превышает 1,5 Mbps – показатель у спутников DICE-1 и DICE-2. Пропускная способность канала uplink также достаточно мала ввиду более низкой частоты и не превышает 19,2 kbps – показатель у спутников DICE-1 и DICE-2 [4].

При переходе на параболическую антенну повысится коэффициент усиления антенны. Исходя из формулы передачи Фрииса, можно утверждать, что увеличение коэффициента усиления антенны при прочих равных условиях дает возможность либо снизить мощность передатчика спутника, либо перейти в более высокий диапазон частот. Тем самым применение параболической антенны позволит использовать УВЧ- и СВЧ-диапазоны, что повысит пропускную способность канала. Также применение параболической антенны снизит мощности излучения передатчика CubeSat, что может увеличить срок службы спутника.

Формула передачи Фрииса:

$$\frac{P_{np}}{P_{nep}} = G_{np} G_{nep} \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2,$$

где P_{np} – мощность на входе приемника [Вт]; P_{nep} – мощность на выходе передатчика [Вт]; G_{np} – коэффициент усиления приемной антенны; G_{nep} – коэффициент усиления передающей антенны; $\lambda = \frac{C}{f}$ – длина волны при заданной частоте передачи f [м], $C = 3 \cdot 10^8$ [м/с] – скорость света.

Для параболической антенны с круглой апертурой коэффициент усиления рассчитывается по формуле:

$$G_a = 10 \lg \left(k \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \cos(\Phi) \right),$$

Таблица 1. Передатчики Cubesat по дате запуска 2009–2011 гг.

Table 1. Cubesat transmitters by launch date 2009–2011

<i>Launch Date/Location</i> 1	<i>Satellite (s)</i> 2	<i>Size</i> 3	<i>Frequency</i> 4	<i>Power</i> 5	<i>Protocol</i> 6	<i>Baud Rate/Modulation</i> 7
May 19, 2009 Minotaur-1 Wallops, US	PharmaSat CP6 HawkSat-I	3U 1U 3U	2.4 GHz 437 MHz 425 GHz	1 W 1 W 1 W	Proprietary CC1000 AX.25 MHX-425 NSP	15 kbps 1200 baud AFSK 1200 baud AFSK
July 30, 2009 STS-127 September 23, 2009 ISILaunch 01 India	AeroCube-3 Aggiesat-2 SwissCube ITUpSat1 UWE-2 BeeSat	1U 1U 1U 1U 1U 1U	400 MHz 436.25 MHz 437.505 MHz 437.325 MHz 437.385 MHz 436 MHz	2 W 1 W 1 W 1 W 500 mW 500 mW	Freewave FHSS AX.25 AX.25 Custom AX.25 AX.25	Proprietary 1200 baud AFSK 1200 baud AFSK 19.2 kbps GFSK 9600 bps FSK 4800 and 9600 GMSK
May 20, 2010 Japanese H-IIA Japan	Hayato (K-Sat) Wasada-Sat1 Negai	1U 1U 1U	13.275 GHz 437.485 MHz 427.305 MHz	1 W 1 W 1 W	Custom AX.25 AX.25	10 kbps/1 Mbps 9600 baud FSK 1200 FSK
July 12, 2010 PSLV-C15 India	TISat-1 StudSat	1U 1U	437.305 MHz 437.505 MHz	400 mW 450 mW	Custom CW AX.25	110 WPM 9600 baud FSK
November 20, 2010 STP-S26 Kodiak, Alaska	O/OREOS RAX1 NanoSail-D2	3U 3U 3U	437.305 MHz 437.505 MHz / 2.4 GHz 437.275 MHz	1 W 2 W / 2 W 1 W	AX.25 AX.25 AX.25	1200 FSK 9600 baud FSK 1200 baud FSK
August 12, 2010 Falcon 9-002 Cape Canaveral	Perseus (4) QbX (2) SMDC-ONE Mayflower	1.5U 3U 3U 3U	PI PI UHF 437.600 MHz	PI PI PI 900 mW	PI PI PI AX.25	PI PI PI 1200 AFSK
March 4, 2011 Tarus XL Failure Vandenberg, CA	E1P Hermes KySat	1U 1U 3U	437.505 MHz 2.4 GHz 436.790 MHz	1 W 1 W 1 W	KISS/Custom MHX-2420 AX.25	1200 FSK 56.2 kbps 1200 FSK
Oct 12, 2011 India Oct 28, 2011 Eilana3 Vanderburg, CA	JUGNU DICE-1/2 M-Cubed RAX-2 E1P-2 AubieSat-1	3U 1.5U 1U 3U 1U 1U	437.275 MHz 460/465 MHz 437.485 MHz 437.345 MHz / 2.4 GHz 437.505 MHz 437.475 MHz	500 mW 2 W 1 W 2 W / 2 W 850 mW 708 mW	CW PI AX.25 AX.25 AX.25 CW	20 WPM 1.5 Mbps 9600 GMSK 9600 FSK 1200 FSK 20 WPM

Источники: [3]

где G_a – коэффициент усиления; k – эффективность или коэффициент использования поверхности антенны; D – диаметр зеркала [м]; λ – длина волны при заданной частоте передачи f [м], $C = 3 \cdot 10^8$ [м/с]; $\lambda = \frac{C}{f}$ – скорость света; Φ – угол прихода волны относительно фокальной оси антенны [рад].

При использовании одной из стандартных частот 2,4 ГГц (табл. 1), диаметра зеркала порядка 60 см и угла прихода волны 25 градусов при стандартном коэффициенте использования поверхности антенны 0,55 получим $G_a = 20,5$ дБ. Если учесть, что в силу трансформируемой конструкции точность параболы будет ниже, соответственно, и коэффициент усиления будет ниже. Но даже если полученный коэффициент усиления будет порядка 10 дБ, получим снижение мощности передачи примерно на порядок при тех же параметрах (по сравнению с полуволновым вибратором), либо соответствующее увеличение скорости передачи при той же мощности.

Для оценки коэффициента направленного действия (КНД) зеркальной антенны можно воспользоваться формулой:

$$\text{КНД} = \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \gamma \exp \left[- \left(\frac{4\pi \bar{\Delta}}{\lambda} \right)^2 \right],$$

где D – диаметр зеркала [м]; λ – длина волны при заданной частоте передачи f [м], $C = 3 \cdot 10^8$ [м/с] – скорость света; γ – результирующий коэффициент использования облучателя и зеркала; $\bar{\Delta}^2$ – дисперсия отклонения профиля.

Если максимальное отклонение от профиля не превышает Δ_{\max} (допуск на профиль), то с вероятностью 99 % $\Delta_{\max} = 2,6\Delta$. Величина

$$\exp \left[- \left(\frac{4\pi \bar{\Delta}}{\lambda} \right)^2 \right]$$

представляет собой ошибку по коэффициенту использования поверхности (КИП) антенны. При использовании частоты 2,4 ГГц, допуске на профиль $\Delta_{\max} = 5$ мм, то дополнительное снижение КНД

$$\exp \left[- \left(\frac{4\pi \bar{\Delta}}{\lambda} \right)^2 \right]$$

составит порядка 0,986. Можно сделать вывод о том, что при использовании лепестковой зеркальной антенны с достаточно большим допуском на частоте 2,4 ГГц ошибка по КИП такой антенны очень мала.

Минимальную рабочую частоту зеркала, как рефлектора, можно оценить по формуле:

$$\lambda = \frac{D}{3},$$

где D – диаметр зеркала [м]; $\lambda = \frac{C}{f}$ – длина волны при заданной частоте передачи f [м], $C = 3 \cdot 10^8$ [м/с] – скорость света [5].

На рабочей частоте 2,4 ГГц минимальный диаметр зеркала составляет 375 мм. В зависимости от конфигурации спутника CubeSat и полезной нагрузки диаметр зеркала антенны может быть больше. По предварительным оценкам можно обеспечить зеркало диаметром порядка 500 мм при конфигурации 3U.

3. Класс складывающихся (трансформируемых) антенн

Рефлекторы антенн больших диаметров, в связи с их размерами, не позволяют произвести их вывод на орбиту в рабочем положении. В следствие этого производится изменение размеров рефлекторов до приемлемых значений (так чтобы он помещался в зоне полезного груза) путем компактной укладки рефлекторной поверхности и ее фиксации в стартовом положении в течении всего периода выведения. Такие антенны называются складывающиеся (трансформируемые) антенны [6].

Складывающиеся (трансформируемые) антенны потребовали создания гибких радиоотражающих поверхностей с высоким (97 ... 99 %) коэффициентом радиоотражения в рабочем диапазоне частот, минимальным усилием растяжения, высокой стабильностью физико-механических и электрофизических характеристик при хранении и длительном сроке эксплуатации.

Самой большой точностью поверхности обладают неразворачиваемые антенны с жесткой отражающей поверхностью, но их размер ограничен размерами ракеты-носителя. Несколько больших размеров можно достичь, используя разворачиваемые конструкции с жесткой отражающей поверхностью. В настоящее время наиболее используемыми являются антенны с сетчатой радиоотражающей поверхностью, обладающие достаточно высокой точностью при больших размерах. Надувные конструкции антенн наименее точные, но могут достигать самых больших размеров [7].

Крупногабаритные космические антенны испытывают действие разнообразных нагрузок и температурных полей. К трансформируемым конструкциям предъявляют в первую очередь высокие требования по жесткости, обусловленные необходимостью ориентации антенны и обеспечением точности рабочей поверхности рефлектора. Антенны также должны обладать минимальной массой и объемом в сложенном положении, иметь высокую надежность разворачивания и сохранять свои параметры в процессе эксплуатации [6].

4. Семейство автоматических раскрываемых СВЧ антенн

Нами были исследованы возможные варианты трансформируемых антенн для спутников, а также специфика стандарта спутников CubeSat. Далее предлагается несколько вариантов раскрытия антенн.

4.1. Лепестковая антенна

Данная конструкция антенны состоит из нескольких составных частей в виде секторов. Каждая часть имеет усиленный каркас и отражающую поверхность. Раскрыв может осуществляться в двух вариантах:

а) в формате веера (каждая следующий лепесток наслаивается на другой);

б) в формате цветка (каждый лепесток раскрывается из центра наружу под углом, наслаиваясь на предыдущий).

Особенностями данного типа антенн является простота реализации, достаточная прочность конструкции и наибольшая точность параболической поверхности. К недостаткам можно отнести наименьшую эффективность в плане габаритов в свернутом состоянии, так как отдельно взятый лепесток невозможно хранить в более компактном состоянии [8]. Механизмы раскрытия изображены на рис. 2 и 3. Также было проведено натурное моделирование зеркала лепестковой антенны с целью предварительной оценки работы механизма раскрытия. Модель изображена на рис. 4.

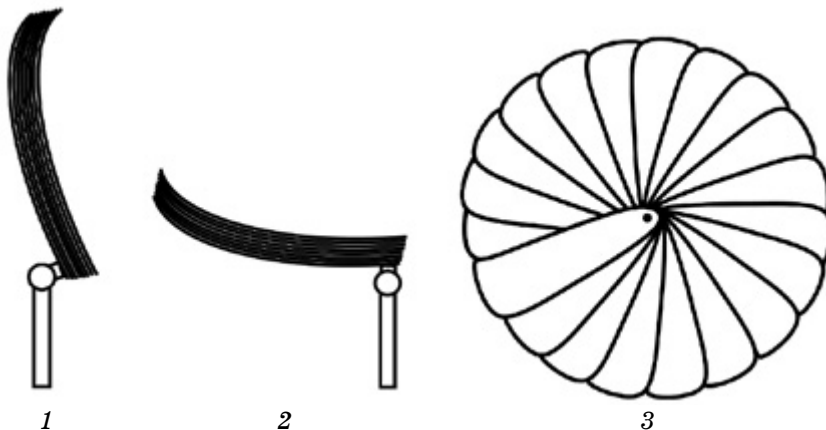


Рис. 2. Лепестковая антенна в формате веера (3 стадии раскрытия)

Fig. 2. Petal Antenna in the hand fan format (3 opening positions)

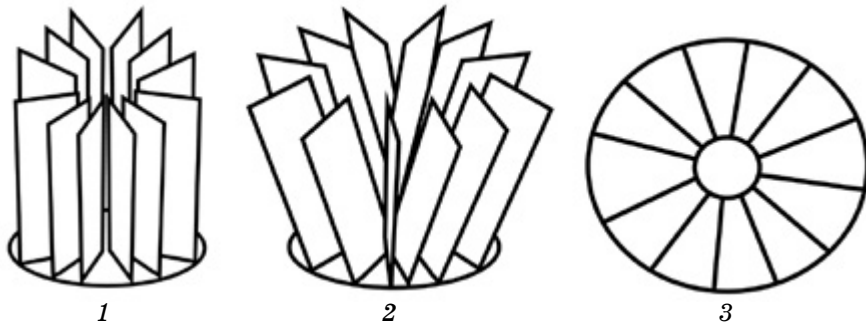


Рис. 3. Лепестковая антенна в формате цветка
(3 стадии раскрытия)

Fig. 3. Petal Antenna in the flower format
(3 opening positions)

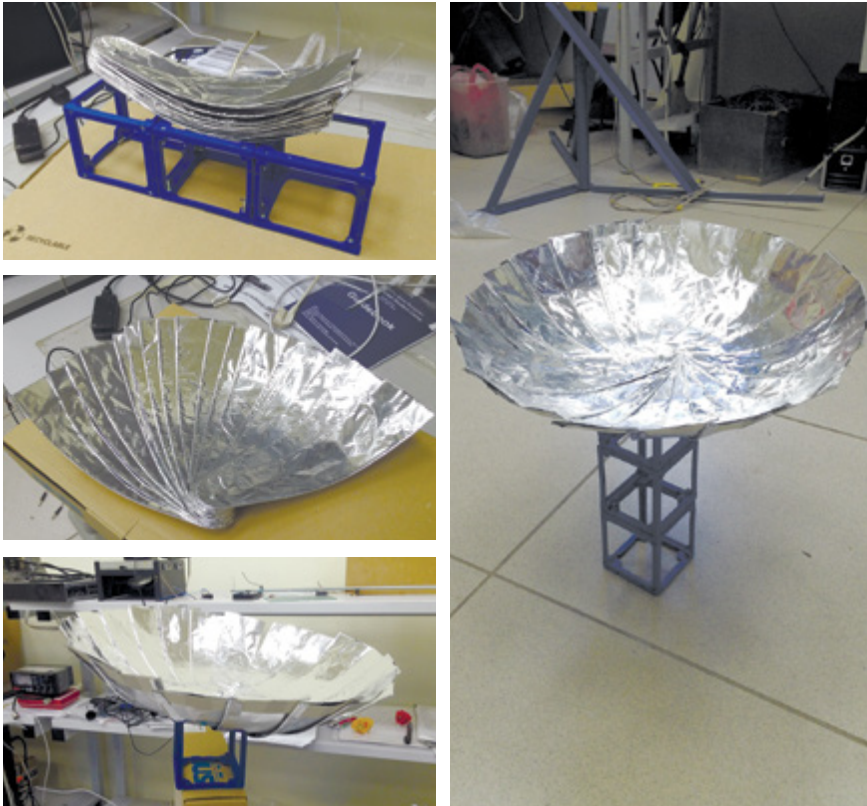


Рис. 4. Модель зеркала лепестковой антенны
в натуральную величину (3 стадии раскрытия)

Fig. 4. Full-size model of reflector of petal antenna
(3 opening positions)

4.2. Зонтичная антенна

Предложенная конструкция работает по принципу зонта от дождя. Антенна имеет несколько несущих для осуществления каркаса и придания необходимой формы, а также гибкий радиотражающий материал, образующий при раскрытии поверхность рефлектора.

К преимуществам можно отнести достаточную компактность конструкции (при использовании нескольких колен в качестве опоры). Недостатком является использование в качестве отражающей поверхности гибкого материала, что не позволяет добиться точной желаемой формы отражающей поверхности. Механизм раскрытия изображен на рис. 3.

4.3. Антенна со свободно раскрывающимся экраном

В данном типе раскрываемых антенн используются гибкие материалы как для несущих конструкций, так и для отражающей поверхности.

Преимуществом является максимальная компактность – всю конструкцию антенны можно уместить в достаточно малом объеме. К недостаткам можно отнести наименьшую равномерность отражающей антенны в раскрытом состоянии, так как используются полностью гибкие материалы [9]. Механизм раскрытия изображен на рис. 5.

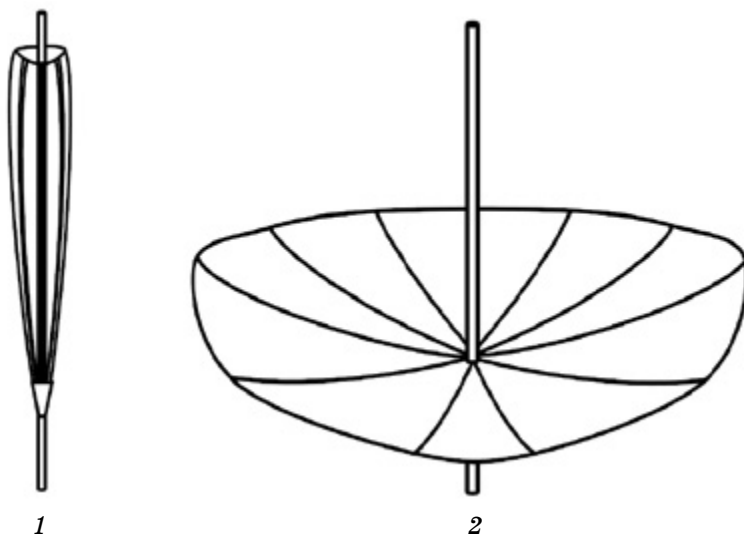


Рис. 5. Зонтичная антенна
(2 стадии раскрытия)

Fig. 5. Umbrella antenna
(2 opening positions)

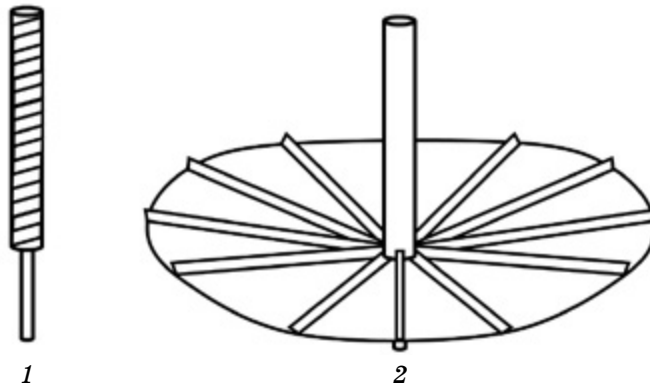


Рис. 6. Антенна со свободно раскрываемым экраном
(2 стадии раскрытия)

Fig. 6. Antenna with a freely expandable screen
(2 opening positions)

5. Заключение

Исследование и разработка раскрываемых антенн является перспективной сферой развития антенных систем спутников CubeSat. Повышение пропускной способности канала приема/передачи спутника за счет применения раскрываемых параболических антенн позволит применять спутники в новых сферах. Также применив параболическую антенну на спутнике CubeSat, мы получим возможность снизить мощность излучения в несколько раз, что позволит либо увеличить срок службы спутника, либо взять на борт больше полезной нагрузки.

У трансформируемых антенн существуют ряд недостатков: сложность проектирования, более низкая точность по сравнению с неразворачиваемыми антеннами. Существует также проблема позиционирования таких антенных систем, которая не была рассмотрена в данной работе. Тем не менее данное техническое решение имеет место быть и применяться для решения новых задач. Например, для построения системы «Глобальный Интернет».

Список литературы

1. Зимин В. Н., Крылов А. В., Мешковский В. Е., Сдобников А. Н., Файзуллин Ф. Р., Чурилин С. А. Особенности расчета раскрытия крупногабаритных трансформируемых конструкций различных конфигураций. *Наука и Образование: Научное издание*. 2014;(10):179–191. DOI: 10.7463/1014.0728802
2. Литовка Д. А., Тайгин В. Б. Крупногабаритная прецизионная трансформируемая антенна на основе твердотельных отражательных

панелей. *Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета имени академика М. Ф. Решетнева*. 2016;17(2):408–417.

3. Muri P., McNair J. A Survey of communication sub-systems for intersatellite linked systems and CubeSat missions. *Journal of Communications*. 2012;7(4):258–264. DOI: 10.4304/jcm.7.4.290-308

4. *DICE (Dynamic Ionosphere CubeSat Experiment), DICE-1 and DICE-2*. Available at: <https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/d/dice>

5. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. *Антенны*. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Энергия; 1975.

6. Лопатин А. В., Рутковская М. А. Обзор конструкций современных трансформируемых космических антенн (часть 1). *Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета имени академика М. Ф. Решетнева*. 2007;(2):51–57.

7. Лопатин А. В., Рутковская М. А. Обзор конструкций современных трансформируемых космических антенн (часть 2). *Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета имени академика М. Ф. Решетнева*. 2007;(3):78–81.

8. Буюкас В. И., Архипов М. Ю., Белов М. В., Матвеев С. В. *Технология 3D печати в задаче моделирования раскрытия большого космического зеркала*. Режим доступа: <http://lab18.ipu.ru/projects/conf2010/2/38.htm>

9. Буюкас В. И., Троицкий В. Ф., Шаенко А. Ю., Гордиенко А. М., Гришин Н. С., Синельников Е. Н. *Моделирование задач укладки и раскрытия радиационных экранов большого космического телескопа*. Режим доступа: <http://lab18.ipu.ru/projects/conf2008/4/9..htm>

References

1. Zimin V. N., Krylov A. V., Meshkovskii V. E., Sdobnikov A. N., Fayzullin F. R., Churilin S. A. Features of the Calculation Deployment Large Transformable Structures of Different Configurations. *Science and Education: Scientific Publication*. 2014;(10):179–191. (In Russ.) DOI: 10.7463/1014.0728802

2. Litovka D. A., Taygin V. B. Large transformable precision antenna based on solid reflecting panels. *Vestnik SibSAU. Aerospace technologies and control systems*. 2016;17(2):408–417. (In Russ.)

3. Muri P., McNair J. A Survey of communication sub-systems for intersatellite linked systems and CubeSat missions. *Journal of Communications*. 2012;7(4):258–264. DOI: 10.4304/jcm.7.4.290-308

4. *DICE (Dynamic Ionosphere CubeSat Experiment), DICE-1 and DICE-2*. Available at: <https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/d/dice>

5. Markov G. T., Sazonov D. M. *Antennas*. 2nd ed. Moscow: Energy; 1975. (In Russ.)

6. Lopatin A. V., Rutkovskaya M. A. The Review of designs of modern transformed space antennas (part 1). *Vestnik SibSAU. Aerospace technologies and control systems*. 2007;(2):51–57. (In Russ.)

7. Lopatin A. V., Rutkovskaya M. A. The Review of designs of modern transformed space antennas (part 1). *Vestnik SibSAU. Aerospace technologies and control systems*. 2007;(3):78–81.

8. Buyakas V. I., Arkhipov M. Yu., Belov M. V., Matveev S. V. *Technology of 3D printing in the problem of modeling the disclosure of a large cosmic mirror*. Available at: <http://lab18.ipu.ru/projects/conf2010/2/38.htm>

9. Buyakas V. I., Troitsky V. F., Shayenko A. Yu., Gordienko A. M., Grishin N. S., Sinelnikov E. N. *Simulation of the problems of stacking and opening the radiation screens of a large space telescope*. Available at: <http://lab18.ipu.ru/projects/conf2008/4/9..htm>

Информация об авторах

Малыгин Иван Владимирович – кандидат технических наук, доцент департамента радиоэлектроники и связи Института радиоэлектроники и информационных технологий Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина (620078, Россия, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32); e-mail: i.v.malygin@urfu.ru.

Карамышев Алексей Сергеевич – магистр департамента радиоэлектроники и связи в Институте радиоэлектроники и информационных технологий Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина (620078, Россия, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32); e-mail: askaramysh@yandex.ru.

Блинов Сергей Сергеевич – магистр департамента радиоэлектроники и связи в Институте радиоэлектроники и информационных технологий Уральского федерального университета имени первого Президента России Б. Н. Ельцина (620078, Россия, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32); e-mail: sergey.s.blinov@ya.ru.

Information about the authors

Ivan V. Malygin – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Electronics and Communications of the Institute of Radio Electronics and Information Technology, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin (32, Mira St., 620078, Ekaterinburg, Russia); e-mail: i.v.malygin@urfu.ru.

Alexey S. Karamyshev – Postgraduate student of the Department of Radio Electronics and Communications of the Institute of Radio Electronics and Information Technology, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin (32, Mira St., 620078, Ekaterinburg, Russia); e-mail: askaramysh@yandex.ru.

Sergey S. Blinov – postgraduate student of the Department of Radio Electronics and Communications of the Institute of Radio Electronics and Information Technology, Ural Federal University named after the first President of Russia B. N. Yeltsin (32, Mira St., 620078, Ekaterinburg, Russia); e-mail: sergey.s.blinov@ya.ru.

Поступила / Received: 10.12.2018

Принята в печать / Accepted: 14.02.2019

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2019.3.1.003

УДК 621.396.96

Применение разностной обработки сигналов поляриметрического РСА для выделения слабоконтрастных распределенных объектов

Д. А. Ницак

Военно-воздушная академия имени профессора Н. Е. Жуковского
и Ю. А. Гагарина, Воронеж, Россия,
dima_nitsak@mail.ru

Аннотация

Определены границы обнаружения слабоконтрастных объектов поляриметрическим радиолокатором с синтезированием апертуры антенны (РСА) для случая двумерной входной статистики. Получено простое правило приближенной оценки вероятности обнаружения флуктуирующей цели на фоне флуктуирующей пассивной помехи. Сравнение границ обнаружения показывает преимущество разностной обработки при обнаружении малоразмерных и распределенных объектов в системах мониторинга земной поверхности.

Ключевые слова

поляриметрический РСА, радиолокационное изображение, разностная обработка, распределенный объект

Для цитирования

Ницак Д. А. Применение разностной обработки сигналов поляриметрического РСА для выделения слабоконтрастных распределенных объектов. *Уральский радиотехнический журнал*. 2019;3(1):43–52. DOI: 10.15826/urej.2019.3.1.003

Application of the subtract processing of polarimetric SAR signals for low in contrast distributed objects selection

D. A. Nitsak

Air Force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin,
Voronezh, Russian Federation,
dima_nitsak@mail.ru

Abstract

A low in contrast polarimetric synthetic aperture radar (SAR) objects detection limits are specified for bivariate statistics. The simple rule of the probability approximate estimation of the fluctuating target on passive clutter is obtained. The detection limits comparison demonstrates

the advantages of the subtract processing for the detection of the radar resolution comparable and distributed objects detection in the earth surface monitoring systems. The paper reveals that the subtract processing is more effective when a passive masking clutter has better masking properties in accordance to detectable signal.

Keywords

distributed object, polarimetric SAR, radar image, subtract processing

For citation

Nitsak D. A. Application of the subtract processing of polarimetric SAR signals for low in contrast distributed objects selection. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(1):43–52. DOI: 10.15826/urej.2019.3.1.003

1. Введение

Для выделения слабоконтрастных объектов на радиолокационных изображениях, полученных РСА, применяют различные подходы, включая поиск новых признаков за счет фрактальной обработки, комплексирования изображений, полученных в разных диапазонах длин волн, использование методов интерферометрии, поляриметрии и др. [1]. Благодаря развитию антенной техники СВЧ с цифровым управлением поляризационная обработка активно применяется в радиолокационных комплексах [2].

С повышением разрешающей способности сосредоточенные цели переходят в разряд малоразмерных и распределенных. Хорошо известные методы радиолокационного обнаружения, основанные на использовании векторов рассеяния целей [3], сохраняют практическую значимость, устойчивы в условиях априорной неопределенности [4], однако не являются оптимальными. Из-за того что происходит практически полное экранирование целью фона, весовые матричные функции, оптимальные в задаче обнаружения флуктуирующих сигналов на фоне флуктуирующей пассивной помехи [3], не обеспечивают потенциально возможное поляриметрическое согласование достаточной статистики.

Модель радиолокационного канала разностной обработки векторных наблюдений [5] позволяет использовать оба преимущества – одно, получаемое за счет поляризационной селекции первого ансамбля флуктуирующих целей на фоне второго и другое, наоборот, второго ансамбля целей на фоне первого. Весовые матрицы разностной обработки используются при обнаружении распределенных объектов и различении однородных областей. Эффективность разностной обработки показана для частного случая различения двух векторных процессов с заданными корреляционными свойствами [6].

Визуальное восприятие результатов разностной обработки не вызывает сомнений в преимуществе вычитающего алгоритма. При разностной обработке области однородности контрастируют лучше по сравнению с другими вариантами обработки даже при однократном наблюдении. Аналитическое обоснование данного факта получено на основе функционального анализа контраста по Майкельсону [7] с использованием собственных чисел (СЧ) так называемой *главной матрицы*: $\mathbf{G} = \mathbf{K}^{-1}\mathbf{K}_S$, где \mathbf{K} и \mathbf{K}_S – выборочные матрицы когерентности фона и флуктуирующей цели, соответственно.

При выделении слабоконтрастных объектов радиолокации поляризация обработка может оказаться единственным эффективным средством, следовательно, аналитическая оценка преимущества разностной обработки при обнаружении распределенных флуктуирующих векторных сигналов является актуальной задачей.

2. Границы вероятности обнаружения слабоконтрастных объектов при использовании разностной обработки или вычитающего алгоритма

При обнаружении флуктуирующей цели на фоне флуктуирующей пассивной помехи весовая матрица [3]

$$\mathbf{W} = \mathbf{K}^{-1} - (\mathbf{K} + \mathbf{K}_S)^{-1}. \quad (1)$$

В этом случае пороговая статистика полностью определяется

$$\Lambda = \mathbf{K}\mathbf{W} = (\mathbf{E} + \mathbf{G}^+)^{-1}\mathbf{G}^+, \quad (2)$$

где \mathbf{E} – единичная матрица, символ «+» обозначает сопряжение по Эрмиту.

Основная статистика, в свою очередь, зависит от

$$(\mathbf{K} + \mathbf{K}_S)\mathbf{W} = \mathbf{G}^+,$$

и, как показано в [3], параметры обнаружения флуктуирующей сосредоточенной цели определяются распределением СЧ главной матрицы задачи.

Когда цель становится малоразмерной или распределенной, зависимость пороговой статистики от (2) сохраняется, а основная статистика начинает зависеть от

$$\mathbf{M} = \mathbf{K}_S\mathbf{W} = \mathbf{G}^+(\mathbf{E} + \mathbf{G}^+)^{-1}\mathbf{G}^+. \quad (3)$$

Собственные числа, соответствующие (2) и (3), можно выразить через СЧ матрицы \mathbf{G} :

$$\lambda_i = \frac{g_i}{1 + g_i}, \quad \mu_i = \frac{g_i^2}{1 + g_i}, \quad (4)$$

где g_i – СЧ матрицы \mathbf{G} , $i = \overline{1, m}$, m – размерность матрицы \mathbf{G} . Также как и g_i , λ_i и μ_i вещественны и неотрицательны [3].

При разностной обработке векторных сигналов весовая матрица

$$\mathbf{W}_\Delta = \mathbf{K}^{-1} - \mathbf{K}_S^{-1}. \quad (5)$$

В этом случае пороговая статистика будет зависеть от

$$\lambda_\Delta = \mathbf{K} \mathbf{W}_\Delta = \mathbf{E} - (\mathbf{G}^+)^{-1}, \quad (6)$$

а основная – от

$$\mu_\Delta = \mathbf{K}_S \mathbf{W}_\Delta = \mathbf{G}^+ - \mathbf{E}. \quad (7)$$

Собственные числа, соответствующие (6) и (7) и выраженные через СЧ матрицы \mathbf{G} , принимают вид

$$\lambda_{\Delta i} = 1 - \frac{1}{g_i}, \quad \mu_{\Delta i} = g_i - 1. \quad (8)$$

Как отмечается в [7], по данным наблюдений поляриметрических РСА как в моно, так и в бистатических режимах достаточная статистика задачи часто сводится к двумерной. При $m = 2$ и одинаковой мощности различаемых векторных сигналов

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 1 & xe^{i\vartheta} \\ xe^{-i\vartheta} & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K}_S = \begin{bmatrix} 1 & ye^{i\vartheta} \\ ye^{-i\vartheta} & 1 \end{bmatrix},$$

а СЧ главной матрицы \mathbf{G}

$$g_i = \frac{1 - xy\vartheta \pm \sqrt{x^2 + y^2 - 2xy\vartheta - x^2y^2(1 - \vartheta^2)}}{1 - x^2} \quad (9)$$

являются функцией трех координат, где x, y – коэффициенты корреляции основных компонент вектора рассеяния, $\vartheta = \cos(\phi - \phi)$. Физический смысл (9) сохраняется в области определения $|x| \leq 1$ и $|y| \leq 1$.

Интегральный показатель обнаружения – след главной матрицы $\text{tr} \mathbf{G}$ [3] не зависит от ϑ при $x = 0$ или $y = 0$ и не существует (имеет разрывы второго рода), когда $|x| = 1$. Минимальные и максимальные значения $\text{tr} \mathbf{G}$ достигаются в указанной области определения при $\vartheta = 1$ и $\vartheta = -1$, соответственно [3]. Когда $\vartheta = 1$ (9) принимает вид:

$$g_{0i} = g_i \Big|_{\vartheta=1} = \frac{y+1}{x+1}. \quad (10)$$

Выражения (4) с учетом (10) запишутся как

$$\lambda_{0i} = \lambda_i \Big|_{\vartheta=1} = \frac{y+1}{x+y+2}, \quad \mu_{0i} = \mu_i \Big|_{\vartheta=1} = \frac{(y+1)^2}{(x+1)(x+y+2)}. \quad (11)$$

При двух различных неотрицательных СЧ функция распределения (ФР) для случая однократного наблюдения [3]

$$Q(z) = \frac{a_1(1 - e^{-z/a_1}) - a_2(1 - e^{-z/a_2})}{\sigma} \mathbb{H}(z), \quad (12)$$

где $\sigma = a_1 - a_2$, $\mathbb{H}(z)$ – функция Хэвисайда. Если $a_i = \lambda_i$, то (12) описывает ФР пороговой статистики, если $a_i = \mu_i$, речь идет о представлении ФР основной статистики.

Таким образом, при $\vartheta = 1$ представляется наиболее трудный для обнаружения случай, когда векторные сигналы имеют одинаковую мощность и отличаются только модулями коэффициентов корреляции основных компонентов вектора рассеяния.

Из (8) и (10) следует, что при $m = 2$ СЧ (8) равны нулю при $g_{0i} = 1$. В остальных случаях СЧ (8) имеют одно отрицательное и одно положительное значение, и ФР статистики вычитающего алгоритма разделяется на две области

$$Q_{\Delta}(z) = \frac{a_1}{\sigma} e^{-z/a_1} [1 - \mathbb{H}(z)] + \left[1 + \frac{a_2}{\sigma} e^{-z/a_2} \right] \mathbb{H}(z), \quad (13)$$

с учетом того, что $a_1 \leq 0$, $a_2 \geq 0$. Функция распределения пороговой статистики вычитающего алгоритма определяются подстановкой в (13) $a_i = \lambda_{\Delta i}$, а ФР основной статистики – при $a_i = \mu_{\Delta i}$.

Для сравнительной оценки преимущества разностной обработки при обнаружении распределенных флуктуирующих векторных сигналов необходимо решить задачу определения $z = z_0$ из условия $Q(z)|_{a_i=\lambda_i} = 1 - F$, где F – критерий значимости, чтобы затем оценить мощность критерия $D_0 = 1 - Q(z_0)|_{a_i=\mu_i}$.

Даже в самом простом случае двумерной векторной статистики определение z_0 на основании (12) связано с решением трансцендентного уравнения и аналитическая оценка z_0 становится возможной только в частных случаях. В общем для решения уравнения $Q(z) = \text{const}$ приходится использовать численные методы определения приближенных значений действительных корней (методы простых итераций, дихотомии, касательных, хорд, секущих и др.).

В данной работе предлагается способ определения D_0 на основе смещенной оценки

$$z_0 \sim -a_1 \ln \frac{\sigma F}{a_1}, \quad (14)$$

полученной из

$$Q(z)|_{a_1 > a_2, Q(z) \rightarrow 1} \sim \frac{a_1(1 - e^{-z/a_1}) - a_2}{\sigma},$$

где для краткости опускаем $\mathbb{H}(z)$, подразумевая неотрицательную определенность z . Расстановка знаков в (10), (11) обеспе-

чивает соблюдение неравенств $g_{01} > g_{02}$, $\lambda_{01} > \lambda_{02}$, $\mu_{01} > \mu_{02}$ при $x > y$ для любых x и y , принадлежащих области определения. Если $x < y$ производится перестановка СЧ так, чтобы выполнялось условие $a_1 > a_2$. Присвоение $\vartheta = -1$ в (9) вместо $\vartheta = 1$ соответствует простой смене знака перед y , выполнение условия $x < y$ сохраняется и, следовательно, решение поставленной задачи в диапазоне значений $0 \leq x < 1$ и $-1 < y < 1$ обеспечит достаточную наглядность.

Ошибка в оценке критерия значимости с помощью (12) и (14) равна

$$-\frac{a_2}{\sigma} \left(\frac{\sigma F}{a_1} \right)^{a_1/a_2} \quad (15)$$

и принимает максимальное отклонение минус F при $a_1 = a_2$. В свою очередь мощность критерия

$$\frac{b_1}{\zeta} \left(\frac{\sigma F}{a_1} \right)^{a_1/b_1} - \frac{b_2}{\zeta} \left(\frac{\sigma F}{a_1} \right)^{a_1/b_2}, \quad (16)$$

где $b_i = \mu_{0i}$, $\zeta = b_1 - b_2$, имеет максимальную ошибку при $b_1 = b_2$, также равную минус F .

Однородность функций (15) и (16) и одинаковый модуль максимальной ошибки позволяют вывести простое правило приближенной оценки D_0 когда $m = 2$:

$$D_0 \sim \frac{b_1}{\zeta} \left(\frac{\sigma F}{a_1} \right)^{a_1/b_1} - \frac{b_2}{\zeta} \left(\frac{\sigma F}{a_1} \right)^{a_1/b_2} + \frac{a_2}{\sigma} \left(\frac{\sigma F}{a_1} \right)^{a_1/a_2}. \quad (17)$$

Ошибка оценки D_0 на основании (17) равна нулю при D_Δ , стремится к нулю с ростом $|\sigma|$ и имеет максимальное значение, когда $a_1 \sim a_2$.

Подстановка $a_i = \lambda_{0i}$, $b_i = \mu_{0i}$ в (17) и сравнение с $D_0 = 1 - Q(z_0)|_{a_i = \mu_i}$ когда z_0 рассчитывается методом численных приближений дает возможность определить, что максимальная ошибка оценки D_0 с помощью (17) соизмерима с F при $F = 10^{-7}, 10^{-1}$.

Разделимость ФР статистики (13) на две области $z < 0$ и $z \geq 0$ позволяет аналитически оценить порог $z = z_{\Delta 0}$ и получить точное решение для D_Δ :

$$D_\Delta = \begin{cases} 1 - \frac{b_1}{\zeta} \left(\frac{\sigma(F-1)}{a_1} \right)^{a_1/b_1}, & \text{при } |y| > 1 - 2F, \\ -\frac{b_2}{\zeta} \left(-\frac{\sigma F}{a_2} \right)^{a_2/b_2}, & \text{при } |y| \leq 1 - 2F. \end{cases}$$

На рис. 1 пунктирной линией показано семейство кривых D_0 – границы обнаружения флуктуирующего сигнала на фоне

флуктуирующей пассивной помехи при использовании весовой матрицы (1). Сплошной линией представлено семейство кривых D_Δ , где для весовой обработки применяется (5). Коэффициент корреляции флуктуирующего сигнала меняется от 0 до 0,9 с шагом 0,15. Критерий значимости $F = 10^{-1}$ и завышен для наглядности.

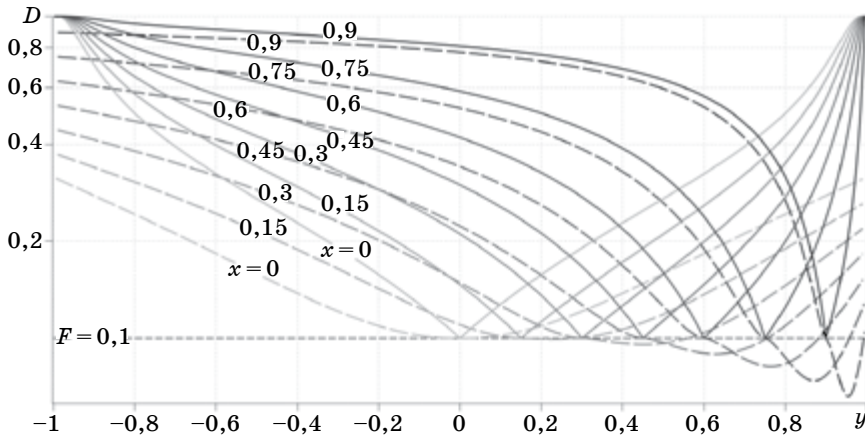


Рис. 1. Границы обнаружения флуктуирующего сигнала

Fig. 1. A fluctuating signal detection limits

Анализ кривых семейства D_0 показывает, что при $x < y$ использование весовой матрицы (1) для обнаружения флуктуирующей распределенной или малоразмерной цели приводит к случаям, когда $D_0 < F$. Граница этой области определяется решением уравнения $\lambda_{01} + \lambda_{02} = \mu_{01} + \mu_{02}$ относительно x . Искомая область ограничена линиями $x = y$ и

$$x = \frac{3 - y^2 - \sqrt{y^4 - 10y^2 + 9}}{2y}$$

и ее приведенная площадь равна $3\ln 3/4 - \ln 2$, что немногим более 13 %.

В свою очередь разностный алгоритм не допускает, чтобы D_Δ было меньше F . Мощности критерия равны при $x = y$, в остальных случаях $D_\Delta > D_0$.

При сильно коррелированной помехе и конечном F обеспечивается надежное обнаружение распределенного или малоразмерного флуктуирующего сигнала независимо от коэффициента корреляции его основных компонент.

Следует отметить, что разностный алгоритм оказывается наиболее эффективным, когда $x < y$, т. е. когда помеха обладает лучшими маскирующими свойствами по отношению к обнаруживаемому сигналу.

Если $x = 0$ – полностью некоррелированные координаты вектора обнаруживаемого сигнала (векторный белый гауссовский шум), мощность критерия в обоих случаях является четной функцией.

В целом показатели обнаружения всегда лучше, если корреляционные свойства координат векторов помехи и сигнала состоят в противофазе.

На рис. 2 показаны усредненные показатели эффективности вычитающего алгоритма для различных наиболее применяемых на практике значений критерия значимости. Выигрыш в среднем значении обозначен p , в среднеквадратическом – q . Пунктирной линией представлены результаты расчета, когда z_0 получается методом численных приближений. Таким образом, оценка эффективности разностного алгоритма, полученная с использованием (17), оказалась немного завышенной, однако ошибка оценки не превысила 1 %.

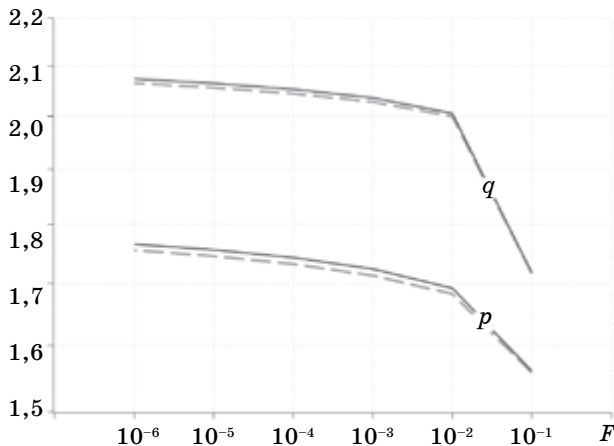


Рис. 2. Показатели эффективности вычитающего алгоритма

Fig. 2. A method of subtract efficiency

Кривые рис. 2 показывают, что обнаружение векторного сигнала с использованием весовой обработки на основе (5) вместо (1) при заданных условиях решаемой задачи эффективнее в среднем на 70 %, а в среднеквадратическом – примерно в два раза.

3. Заключение

1. В задаче обнаружения слабоконтрастных распределенных или малоразмерных объектов поляриметрическим радиолокатором за одно наблюдение вычитающий алгоритм эффективнее по сравнению с алгоритмом обнаружения флуктуирующих сос-

редоточенных целей на фоне флуктуирующей пассивной помехи и наиболее полезен, когда помеха обладает лучшими маскирующими свойствами по отношению к обнаруживаемому сигналу.

2. Оценка эффективности разностного алгоритма, полученная на основе приближенной оценки вероятности обнаружения малоразмерного или распределенного флуктуирующего сигнала на фоне флуктуирующей пассивной помехи может считаться состоятельной.

3. Смещенность полученной оценки принимает максимальное значение в окрестности равных значений коэффициентов корреляции основных компонентов вектора рассеяния флуктуирующего сигнала и флуктуирующей пассивной помехи и соизмерима с критерием значимости.

Список литературы

1. Коберниченко В. Г. (ред.) *Радиоэлектронные системы дистанционного зондирования Земли*. Екатеринбург: УрФУ; 2016.

2. Школьный Л. А. (ред.) *Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений*. М.: ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 2008.

3. Киселев А. З. *Теория радиолокационного обнаружения на основе использования векторов рассеяния целей*. М.: Радио и связь; 2002.

4. Детков А. Н., Ницак Д. А. Границы эффективности обнаружения квазистабильных малоразмерных целей на фоне подстилающей поверхности поляриметрической РСА. *Радиотехника*. 2008;(6):5–15.

5. Детков А. Н., Никоненко А. В., Ницак Д. А. Обнаружение флуктуирующих малоразмерных целей на фоне флуктуирующей пассивной помехи по наблюдениям поляриметрической РСА. В: *Радиолокация и радиосвязь: доклады 8-й Всероссийской научно-технической конференции, Москва, 24–26 ноября 2014 г.* М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН; 2014. С. 251–255.

6. Детков А. Н., Никоненко А. В., Ницак Д. А. Поляриметрическая РСА в режиме сегментации радиолокационных изображений. В: *Академические Жуковские чтения: сб. науч. ст. по материалам 2-й Всерос. науч.-практ. конф. 25–27 ноября 2014 г.* Воронеж: ВУНЦ ВВС; 2015. С. 82–87.

7. Детков А. Н., Ницак Д. А. Применение оценки контраста Майкельсона для повышения качества сегментации радиолокационных изображений поляриметрической РСА. В: *РТИ Системы ВКО – 2017: 5-й Всерос. науч.-тех. конф. Труды конференции*. М.: РТИ им. А. Л. Минтца; 2017. С. 331–338.

References

1. Kobernichenko V. G. (ed.) *Earth remote sensing radio electronic systems*. Ekaterinburg: The Urals Federal University; 2016. (In Russ.)

2. Shkolny L. A. *Radar air reconnaissance systems and radar image decoding*. Moscow: Air Force Engineering Academy named after Professor N. E. Zhukovsky; 2008. (In Russ.)

3. Kiselyov A. Z. *The radar detection theory based on targets scattering vectors*. Moscow: Radio engineering; 2002. (In Russ.)

4. Detkov A. N., Nitsak D. A. The polarimetric SAR images detection efficiency limits of quasi-stable radar resolution comparable target on passive clutter. *Radiotekhnika = Radioengineering*. 2008;(6):5–15. (In Russ.)

5. Detkov A. N., Nikonenko A. V., Nitsak D. A. The fluctuating radar resolution comparable target on passive clutter detection based on polarimetric SAR images. In: *The reports of the 8 All-Russian sci-tech conference «Radio location and communication», Moscow, 2014, November 24–26*. Moscow: The radio electronic institute named after V. A. Kotelnikov of the Academy of Sciences; 2014, pp. 251–255. (In Russ.)

6. Detkov A. N., Nikonenko A. V., Nitsak D. A. The polarimetric SAR in the image radar segmentation mode. In: *The materials of the second sci-tech conference «An Academic reading consecrated to the memory of N. E. Joukowski» 2014. November 25–27*. Voronezh: MESCS; 2015, pp. 82–87. (In Russ.)

7. Detkov A. N., Nitsak D. A. The application of the Michelson Contrast Assessment to improve the quality of segmentation of radar images of the PolSAR. In: *5 All-Russian scientific-and-technological conference «RTI Aerospace defence – 2017». Works of the conference*. Moscow: Academician A. L. Mints Radiotechnical Institute; 2017, pp. 331–338. (In Russ.)

Информация об авторе

Ницак Дмитрий Анатольевич – кандидат технических наук, научный работник Военно-воздушной академии имени профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина (394064, Россия, г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54А); e-mail: dima_nitsak@mail.ru

Information about the author

Dmitry A. Nitsak – Candidate of Technical Sciences, Research Scientist, Air Force Academy named after Professor N. E. Zhukovsky and Y. A. Gagarin» (54A Starykh Bolshevikiv St., 394064, Voronezh, Russia); e-mail: dima_nitsak@mail.ru

Поступила / Received: 24.01.2019

Принята в печать / Accepted: 14.03.2019

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2019.3.1.004

УДК 621.317.621.3

Контроль параметров объектов в нестандартных направляющих системах и в свободном пространстве

В. И. Евсеев¹, Е. А. Лупанова², И. Н. Малышев³,
С. М. Никулин^{1, 2}✉, В. В. Петров²

¹ ООО «Арзамасское приборостроительное конструкторское бюро»,
г. Арзамас, Нижегородская область, Россия

² Нижегородский государственный технический университет
им. Р. Е. Алексеева, г. Нижний Новгород, Россия

³ АО «НПО «ЭРКОН», г. Нижний Новгород, Россия

✉ nikulin-serg2006@yandex.ru

Аннотация

Обсуждаются методы контроля параметров устройств, электронных компонентов и материалов в нестандартных волноведущих системах и в свободном пространстве. Предложен оригинальный LR -метод исключения влияния переходов с отрезками нестандартных электрически длинных линий, основанный на итерационной процедуре обработки параметров рассеяния их сквозного L -соединения и R -соединения в режиме с отражающей нагрузкой. Рассмотрен способ определения фазовой скорости и коэффициента затухания электромагнитных волн в полосковых линиях и П-образном волноводе. Приведены результаты сопоставительного анализа методов контроля объектов в полосковых линиях передачи. Обсуждаются конструкции технических средств контроля параметров мощных СВЧ-резисторов.

Ключевые слова

нестандартная волноведущая система, свободное пространство, переход, S -параметры, электрически длинная линия передачи, фазовая скорость, коэффициент затухания, электронные компоненты.

Для цитирования

Евсеев В. И., Лупанова Е. А., Малышев И. Н., Никулин С. М., Петров В. В. Контроль параметров объектов в нестандартных направляющих системах и в свободном пространстве. *Уральский радиотехнический журнал*. 2019;3(1):53–71. DOI 10.15826/urej.2019.3.1.004

Control of objects parameters in non-standard guiding systems and in free space

V. I. Evseev¹, E. A. Lupanova², I. N. Malyshev³,
S. M. Nikulin^{1, 2}✉, V. V. Petrov²

¹ LLC “Arzamas Instrument Design Bureau”,
Arzamas, Nizhny Novgorod Region, Russian Federation

² Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R. E. Alekseev,
Nizhny Novgorod, Russian Federation

³ JSC “SPA “ERKON”, Nizhny Novgorod, Russian Federation

✉ nikulin-serg2006@yandex.ru

Abstract

Methods for monitoring the parameters of devices, electronic components and materials in non-standard waveguide systems and in free space are discussed. The original LR-method for eliminating the effect of transitions with segments of non-standard electrically long lines is submitted. The method is based on the iterative procedure for processing the scattering parameters of their end-to-end L-connection and R-connection in the mode with the reflective load. The method for determining the phase velocity and attenuation coefficient of electromagnetic waves in striplines and the U-shaped waveguide is considered. The results of the comparative analysis of methods for monitoring objects in stripline transmission lines are introduced. The constructions of technical means for controlling the parameters of high-power microwave resistors are discussed.

Keywords

non-standard waveguiding system, free space, transition, *S*-parameters, electrically long transmission line, phase velocity, attenuation coefficient, electronic components

For citation

Evseev V. I., Lupanova E. A., Malyshev I. N., Nikulin S. M., Petrov V. V. Control of objects parameters in non-standard guiding systems and in free space. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(1):53–71. DOI 10.15826/urej.2019.3.1.004

1. Введение

Определение параметров объектов с нестандартными волноводными соединителями, электронных компонентов в полосковых линиях передачи и плоских образцов материалов в свободном пространстве представляет собой актуальную задачу теории и техники СВЧ. Примерами таких объектов являются широкополосные усилители СВЧ-мощности на основе лампы бегущей

волны с П- либо Н-образными волноводами в выходном сечении, пассивные (резисторы, поглотители, конденсаторы, катушки индуктивности, аттенюаторы) и активные (полупроводниковые диоды и транзисторы) компоненты для поверхностного монтажа в полосковые линии передачи, поглощающие покрытия и радиопрозрачные материалы.

В литературе известно достаточно большое число работ, в которых обсуждались те или иные аспекты решаемых измерительных задач в нестандартных направляющих системах [1, с. 133–152; 2–5]. В настоящей работе предлагается принципиально новое решение задачи измерения S -параметров устройств с нестандартными соединителями, электронных компонентов в полосковых линиях передачи и объектов в свободном пространстве. Предлагаемый LR -метод, является развитием LRT -метода [6]. В основу метода положен алгоритм поиска средней линии квазипериодической комплексной функции частоты и итерационная процедура определения параметров переходов с отрезками электрически длинных линий по результатам измерения S -параметров их сквозного соединения и коэффициентов отражения с отражающими нагрузками холостого хода или короткого замыкания.

2. LR -метод контроля параметров объектов в нестандартных направляющих системах и в свободном пространстве

Предлагаемый LR -метод контроля S -параметров объектов в нестандартных волноведущих системах основан на оригинальной процедуре исключения влияния переходов, соединяющих между собой коаксиальную и нестандартную линию, по результатам измерения их L - и R -соединений с отрезками электрически длинных линий передачи. В отличие от всех существующих методов, основанных на косвенных методах измерений и решении системы линейных уравнений относительно искомым параметрам переходов, LR -метод, по сути, реализует их прямые измерения в сочетании с итерационной процедурой обработки данных.

Суть предлагаемого решения состоит в соединении двух переходов (рис. 1) с внешними коаксиальными разъемами электрически длинной, например, полосковой линией передачи длиной L и измерении S -параметров такого L -соединения: S_{11L} , S_{21L} , S_{12L} , S_{22L} . Переходы с отрезками нестандартных линий длиной $L/2$ образуют две электрические цепи А и В, включенные навстречу друг другу. Комплексные коэффициенты отражения S_{11}^a

и S_{11}^b от цепей А и В со стороны их коаксиальных разъемов являются средними линиями квазипериодических функций частоты f – $S_{11L}(f)$, и $S_{22L}(f)$:

$$\begin{aligned} S_{11L}(f) &= S_{11}^a(f) + S_{21}^a(f)S_{12}^a(f)S_{22}^b(f)\exp(-i2\gamma(f)L) + \dots, \\ S_{22L}(f) &= S_{11}^b(f) + S_{21}^b(f)S_{12}^b(f)S_{22}^a(f)\exp(-i2\gamma(f)L) + \dots, \end{aligned} \quad (1)$$

где $\gamma(f) = 2\pi f / v(f) - i\alpha(f)$ – постоянная распространения, $v(f)$ – фазовая скорость, $\alpha(f)$ – коэффициент затухания электромагнитной волны в линии передачи.

Алгоритмы определения средних линий квазипериодических функций известны и применительно к рассматриваемому методу обсуждались в работе [6].

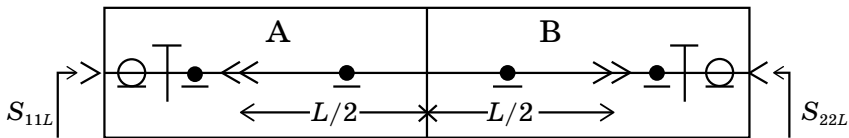


Рис. 1. L -соединение переходов отрезком линии длиной L

Fig. 1. L -junction transitions with a line segment of length L

Коэффициенты отражения S_{22}^a , S_{22}^b от переходов со стороны нестандартных отрезков линий передачи длиной $L/2$, произведения прямого и обратного коэффициентов передачи $S_{21}^a S_{12}^a$ и $S_{21}^b S_{12}^b$ цепей А и В, определяют с помощью итерационной процедуры вычислений из соотношений:

$$\begin{aligned} S_{22}^a &= \frac{S_{22L} - S_{11}^b}{S_{12L}} \left(\frac{S_{21}^b}{S_{12}^a} \right), \\ S_{22}^b &= \frac{S_{11L} - S_{11}^a}{S_{21L}} \left(\frac{S_{12}^a}{S_{21}^b} \right), \\ S_{21}^a S_{12}^a &= S_{21L} \left(\frac{S_{12}^a}{S_{21}^b} \right) (1 - S_{22}^a S_{22}^b), \\ S_{21}^b S_{12}^b &= S_{12L} \left(\frac{S_{21}^b}{S_{12}^a} \right) (1 - S_{22}^a S_{22}^b), \end{aligned} \quad (2)$$

по результатам измерения S -параметров S_{ikL} , $i, k = 1, 2$ L -соединения. Причем отношение S_{12}^a / S_{21}^b коэффициентов передачи цепей А, В и коэффициенты отражения Γ_a , Γ_b от торцов нестандартных линий вычисляются по результатам измерения коэффициентов отражения S_{11R} , S_{22R} , от R -соединений (рис. 2) переходов с отрезками нестандартных линий длиной $L/2$ в режиме холостого хода или короткого замыкания:

$$S_{12}^a / S_{21}^b = \sqrt{\frac{(S_{11R} - S_{11}^a)(1 - S_{22}^a \Gamma_a)}{(S_{22R} - S_{11}^b)(1 - S_{22}^b \Gamma_b)}},$$

$$\Gamma_a = \frac{S_{11R} - S_{11}^a}{S_{11R} S_{22}^a - S_{11}^a S_{22}^a + S_{12}^a S_{21}^a},$$

$$\Gamma_b = \frac{S_{22R} - S_{11}^b}{S_{22R} S_{22}^b - S_{11}^b S_{22}^b + S_{12}^b S_{21}^b}.$$
(3)

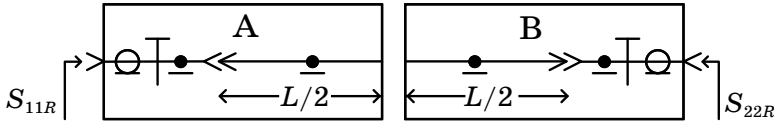


Рис. 2. R-соединения переходов с отрезками линий длиной $L/2$
 Fig. 2. R-junction transitions with the line segments of length $L/2$

Итерационная процедура определения параметров переходов сходится настолько быстро, что результаты вычислений на третьем и четвертом шаге вычислений практически не отличаются друг от друга и процедуру можно уверенно полагать завершенной.

Последним этапом определения параметров цепей А, В является вычисление произведений их коэффициентов передачи в прямом и $S_{21}^a S_{12}^b$ обратном $S_{12}^a S_{21}^b$ направлениях:

$$S_{21}^a S_{12}^b = S_{21L} (1 - S_{22}^a S_{22}^b),$$
(4)

$$S_{12}^a S_{21}^b = S_{12L} (1 - S_{22}^a S_{22}^b),$$

Волновые параметры рассеяния объекта X определяют по результатам измерения S -параметров в коаксиальном канале устройства, состоящего из каскадного соединения двух A_1, B_1 переходов с отрезками линий длиной L_1 и L_2 , между которыми устанавливают измеряемый объект, как показано на рис. 3, из соотношений¹:

$$Z = S_{22}^a (S_{22}^b \det S - S_{11} \det S_b) + (\det S_b - S_{22}^b S_{22}^a) \det S_a,$$

$$S_{11}^x = \frac{(\det S - S_{11}^a S_{22}^a) S_{22}^b - (S_{11} - S_{11}^a) \det S_b}{Z} \exp(-i2\gamma(L/2 - L_1)),$$

$$S_{21}^x = \frac{S_{21}^a S_{12}^a S_{21}^b}{Z} \exp(-i2\gamma(L/2 - L_1)(L/2 - L_2)),$$

$$S_{12}^x = \frac{S_{12}^a S_{21}^a S_{12}^b}{Z} \exp(-i2\gamma(L/2 - L_1)(L/2 - L_2)),$$

$$S_{22}^x = \frac{(\det S - S_{11}^b S_{11}^b) S_{22}^a - (S_{22} - S_{11}^b) \det S_a}{Z} \exp(-i2\gamma(L/2 - L_2)),$$
(5)

¹ Длины отрезков линий L_1 и L_2 обычно выбирают равными $L/2$.

здесь $\det S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$, $\det S_{a,b} = S_{11}^{a,b}S_{22}^{a,b} - S_{12}^{a,b}S_{21}^{a,b}$, – определители S -матриц.

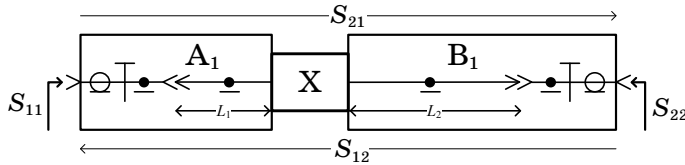


Рис. 3. Соединение переходов с отрезками линии длиной L_1 , L_2 и объектом X

Fig. 3. Connecting transitions with the line segments of length L_1 , L_2 and object X

Предложенная процедура определения параметров цепей A , B LR -методом в зависимости от объекта измерения реализуется в следующих вариантах:

- коаксиально-полосковые переходы и полосковые линии, причем отрезки полосковых линий длиной $L/2$ могут выполняться как на едином изоляционном основании, так и на отдельных подложках в зависимости условий установки электронных компонентов между этими линиями;

- коаксиально-волноводные переходы и два отрезка волновода нестандартного сечения длиной $L/2$, соединенные друг с другом фланцевым соединением. R -соединение переходов с отрезками волноводов длиной $L/2$ в режиме короткого замыкания выполняют с помощью металлической пластины, установленной между фланцами волноводов, а измеряемый объект подключают между этими фланцами после удаления пластины короткозамыкателя;

- две антенны с коаксиальными разъемами, установленные на расстоянии L много большем длин волн λ в заданном диапазоне частот при измерении электромагнитных характеристик плоских образцов материалов LR -методом в свободном пространстве. Функцию электрически длинной линии выполняет свободное пространство между антеннами. R -соединение получают с помощью металлической пластины, установленной между антеннами на расстоянии $L/2$. Измеряемый образец помещают вместо пластины короткого замыкания.

В отличие от всех известных методов измерений объектов в нестандартных направляющих системах, LR -метод реализует по сути прямые, а не косвенные методы измерения параметров переходов при отсутствии жесткого ограничения на диапазон частот. Причем LR -метод в значительной степени свободен от методической погрешности, вызванной неповторяемостью характеристик разъемного контакта между переходом и нестандартной линией передачи. Такой результат объясняется тем, что S -параметры пе-

реходов вместе с отрезками линий определяются по результатам измерений, по существу одной калибровочной меры волнового сопротивления – отрезка электрически длинной линии передачи. Слабо влияющим фактором методической погрешности является использование результатов измерения коэффициентов отражения от R -соединений переходов с отрезками линий в режиме холостого хода или короткого замыкания для определения отношения коэффициентов передачи цепей А и В из соотношений (3).

3. Измерение фазовой скорости и коэффициента затухания электромагнитных волн в полосковой линии и П-образном волноводе

Фазовую скорость $v(f)$ и коэффициент затухания $\alpha(f)$ электромагнитной волны в нестандартных волноведущих системах предлагается определять из отношения коэффициентов передачи переходов S_{21L} , S_{21l} соединенных между собой отрезками электрически длинных линий разной длины L и l . Причем разность длин этих отрезков должна быть достаточно большой, чтобы получать высокую точность искомых величин из соотношений:

$$T(f) = S_{21L}/S_{21l} = \exp(-i\gamma(L-l)) \left(1 - S_{22}^a S_{22}^b \exp(-2i\gamma l) + \dots\right),$$

$$v(f) = -2\pi f(L-l) / \left(\arg(T(f)) - 2\pi(k-n)\right), \quad n = 1, 2, 3, \dots, \quad (6)$$

$$\alpha(f) = -1000 \ln|T(f)| / (L-l) \text{ неп/м.}$$

Измерения коэффициентов передачи соединений коаксиально-полосковых переходов отрезками линий длиной $L = 240$ мм и $l = 120$ мм, изготовленных из материала RO4003с толщиной 0,508 мм, с шириной полоскового проводника 1,14 мм и толщиной 0,035 мм проводились в контактном устройстве с подвижным коаксиально-полосковым переходом, показанном на рис. 4.

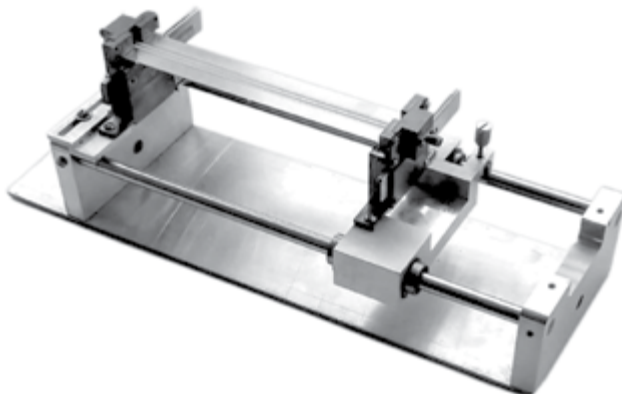


Рис. 4. Контактное устройство с полосковой линией длиной 120 мм

Fig. 4. Contact device with a 120 mm strip line

Результаты определения фазовой скорости $v \times 10^6$ м/с и коэффициента затухания α неп/м в полосковой линии, показаны на рис. 5.

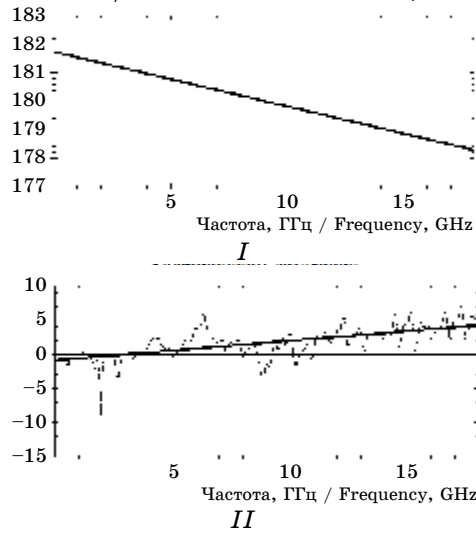


Рис. 5. Частотные зависимости фазовой скорости (*I*) и коэффициента затухания (*II*) в полосковой линии

Fig. 5. Frequency dependences of phase velocity (*I*) and attenuation coefficient (*II*) in the strip line

Результаты определения фазовой скорости и коэффициента передачи электромагнитной волны в П-образном волноводе приведены на рис. 6.

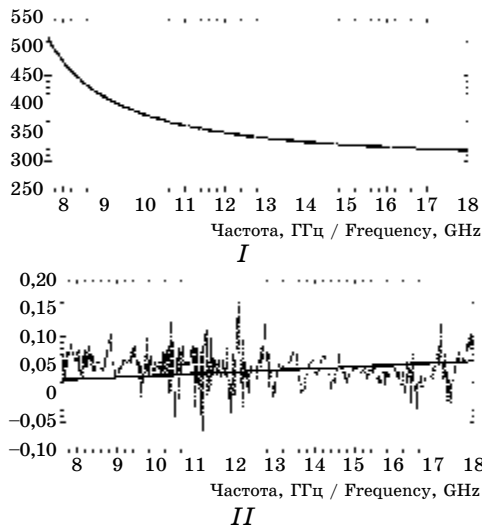


Рис. 6. Частотные зависимости фазовой скорости (*I*) и коэффициента затухания (*II*) в П-образном волноводе

Fig. 6. Frequency dependences of the phase velocity (*I*) and attenuation coefficient (*II*) in a U-shaped waveguide

4. Сопоставительный анализ контроля объектов в полосковых линиях передачи

Сопоставительный анализ LR -метода с LRT -методом контроля объектов в нестандартных волноведущих системах выполнен на примере полосковых линий, изготовленных из фольгированных материалов RO4003c и AD255. Параметры полосковых мер приведены в табл. 1.

Каждый комплект состоял из следующего набора мер: линии длиной 240 мм, 120 мм и 20 мм, мера короткого замыкания. Калибровка LR -методом выполнялась на линиях длиной 240 мм и 120 мм. При калибровке LRT -методом использовалась длинная линия 240 мм для нахождения комплексных коэффициентов отражения S_{11}^a и S_{11}^b от цепей А и В со стороны их коаксиальных разъемов как средних линий квазипериодических функций. Для поиска средней линий в данном случае используется алгоритм минимакса. Для сравнения калибровка LRT -методом выполнялась на двух линиях длиной 20 мм и 120 мм. То есть сравнивались не только разные методы калибровки, но и калибровка одним и тем же методом на разных мерах.

Таблица 1. Параметры полосковых мер
Table 1. Stripline measures parameters

Материал	Толщина подложки, мм	Ширина проводника, мм	Обозначение комплекта мер
RO4003c	0,813	1,84	01
RO4003c	1,524	3,50	02
AD255	2,032	5,64	03

При анализе методов были рассмотрены результаты калибровки и результаты обработки измерения объектов. В качестве объекта была выбрана мера 120 мм.

В качестве способа оценки LR - и LRT -методов калибровки были выбраны эллипсы рассеяния. Эллипсы рассеяния позволяют оценить как разброс полученных значений, так и коэффициент корреляции измеряемых величин. В нашем случае случайными величинами являются действительное и мнимое значение полученного S -параметра.

Для построения эллипса необходимо иметь результаты нескольких измерений (процедуры калибровки и измерений выполнялись 20 раз). Результаты измерений статистически обрабатываются с тем, чтобы определить математическое ожидание величины и среднеквадратичное отклонение. Затем исключаются ошибочные измерения. Ошибочными считаются измерения, для которых расстояние до точки математического ожидания

более чем в два раза превышает среднеквадратичное отклонение. После исключения ошибочных параметров процедура статистической обработки повторяется для валидных точек.

Параметры эллипса рассеяния определены по формулам

$$\alpha = \frac{\operatorname{arctg}\left(\frac{2r\sigma_x\sigma_y}{\sigma_x^2 - \sigma_y^2}\right)}{2},$$

$$\sigma_1^2 = \sigma_x^2 \cos^2 \alpha + r\sigma_x\sigma_y \sin 2\alpha + \sigma_y^2 \sin^2 \alpha, \quad (7)$$

$$\sigma_2^2 = \sigma_x^2 \sin^2 \alpha - r\sigma_x\sigma_y \sin 2\alpha + \sigma_y^2 \cos^2 \alpha,$$

$$\frac{x^2}{\sigma_1^2} + \frac{y^2}{\sigma_2^2} = 1,$$

где σ_x , σ_y – это среднеквадратичные отклонения действительной и мнимой части S -параметра, r – коэффициент корреляции между действительным и мнимым S -параметра.

Коэффициент корреляции рассчитывается по формуле Пирсона. Для каждой частотной точки рассчитываются свои статистические параметры и строится свой эллипс.

Примеры эллипсов рассеяния приведены на рис. 7. Ось X – действительное, ось Y – мнимое анализируемого параметра.

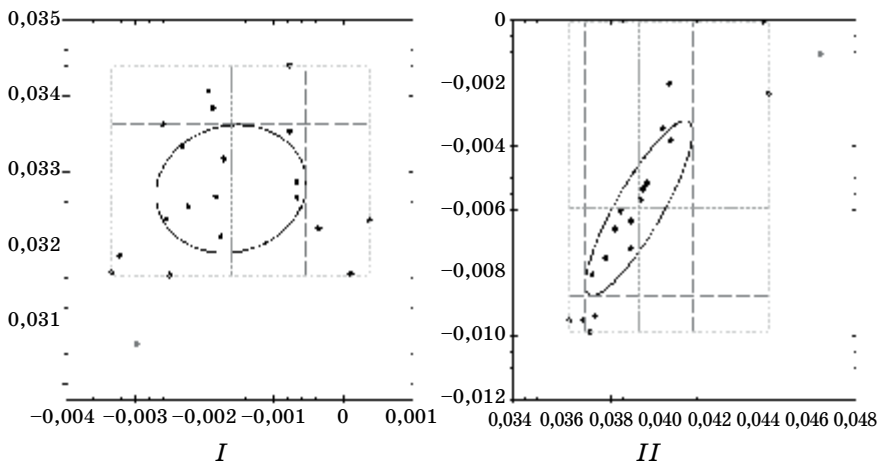


Рис. 7. Графики эллипсов рассеяния коэффициента отражения S_{22}^a от перехода со стороны нестандартных отрезков линий передачи, рассчитанного LR -методом, для комплекта мер 02:
 I – частота – 1,9 ГГц. Коэффициент корреляции – 0,089;
 II – частота – 5,2 ГГц, коэффициент корреляции – 0,8665

Fig. 7. Graphs of the scattering ellipses of the reflection coefficient S_{22}^a from the transition from non-standard segments of the transmission lines, calculated by the LR method:

I – the frequency is 1.9 GHz, the correlation coefficient – 0.089;
 II – the frequency is 5.2 GHz, the correlation coefficient – 0.8665

Для анализа рассеяния во всей полосе частот были построены графики, на которых все эллипсы рассеяния были наложены друг на друга с центром в одной точке. Пример такого графика приведен на рис. 8.

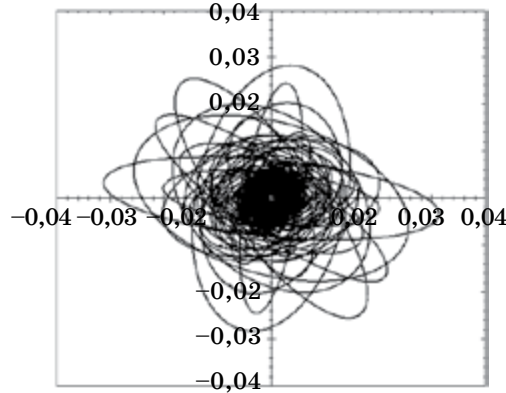


Рис. 8. График совмещенных эллипсов рассеяния коэффициента отражения S_{22}^a от перехода со стороны нестандартных отрезков линий передачи, рассчитанного *LR*-методом

Fig. 8. Graph of the combined scattering ellipses of the reflection coefficient S_{22}^a from the transition from non-standard segments of the transmission lines, calculated by the *LR* method

При совмещении эллипсов рассеяния во всем диапазоне частот можно оценить точность каждого из анализируемых методов калибровки.

Результаты сравнения графиков приведены в табл. 2, 3.

Таблица 2. Эллипсы рассеяния *S*-параметров переходов

Table 2. Scattering ellipses of transition *S*-parameters

Комплек- мер	Метод калибровки	S_{22}^a	S_{22}^a	$S_{21}^a S_{12}^a$	$S_{21}^a S_{12}^a$	S_{22}^b	S_{22}^b	$S_{21}^b S_{12}^b$	$S_{21}^b S_{12}^b$
		<i>re</i>	<i>im</i>	<i>re</i>	<i>im</i>	<i>re</i>	<i>im</i>	<i>re</i>	<i>im</i>
01	<i>LR</i> -метод	0,024	0,024	0,052	0,052	0,02	0,02	0,055	0,065
	<i>LRT</i> -метод (мера 20 мм)	0,07	0,12	0,09	0,085	0,08	0,055	0,062	0,055
	<i>LRT</i> -метод (мера 120 мм)	0,010	0,015	0,017	0,019	0,014	0,016	0,014	0,015
02	<i>LR</i> -метод	0,032	0,029	0,055	0,046	0,03	0,026	0,065	0,067
	<i>LRT</i> -метод (мера 20 мм)	0,07	0,16	0,1	0,1	0,22	0,08	0,045	0,045
	<i>LRT</i> -метод (мера 120 мм)	0,03	0,025	0,028	0,021	0,045	0,05	0,032	0,026
03	<i>LR</i> -метод	0,038	0,036	0,055	0,057	0,034	0,04	0,063	0,05
	<i>LRT</i> -метод (мера 20 мм)	0,6	0,4	0,2	0,28	0,6	0,45	0,5	0,45
	<i>LRT</i> -метод (мера 120 мм)	0,09	0,12	0,053	0,063	0,07	0,06	0,065	0,07

Таблица 3. Эллипсы рассеяния S -параметров измеряемого объекта**Table 3.** Scattering ellipses of measuring object S -parameters

Комплект мер	Метод измерений	S_{11}^x re	S_{11}^x im	S_{12}^x re	S_{12}^x im	S_{21}^x re	S_{21}^x im	S_{22}^x re	S_{22}^x im
01	LR-метод	0,042	0,024	0,036	0,026	0,039	0,026	0,034	0,042
	LRT-метод (мера 20 мм)	0,065	0,062	0,13	0,1	0,125	0,1	0,045	0,036
	LRT-метод (мера 120 мм)	0,023	0,022	0,09	0,011	0,09	0,011	0,028	0,022
02	LR-метод	0,042	0,038	0,025	0,038	0,027	0,038	0,04	0,038
	LRT-метод (мера 20 мм)	0,07	0,065	0,15	0,065	0,14	0,067	0,026	0,03
	LRT-метод (мера 120 мм)	0,04	0,044	0,013	0,013	0,013	0,013	0,03	0,03
03	LR-метод	0,065	0,08	0,065	0,08	0,062	0,08	0,125	0,13
	LRT-метод (мера 20 мм)	0,8	0,75	1,32	1,28	1,32	1,28	0,65	0,7
	LRT-метод (мера 120 мм)	0,09	0,045	0,04	0,05	0,04	0,05	0,083	0,095

Кроме максимальных значений рассеяния, на графиках также хорошо видна плотность распределения величины. Например, на рис. 9 видно, что разброс значений при LR-калибровке больше, чем при LRT-калибровке, но если оценить плотность эллипсов рассеяния, то хорошо видно, что большинство эллипсов уложились в границу порядка 0,008. В то время как при LRT-калибровке все эллипсы приблизительно одинаковые и укладываются в границы 0,01.

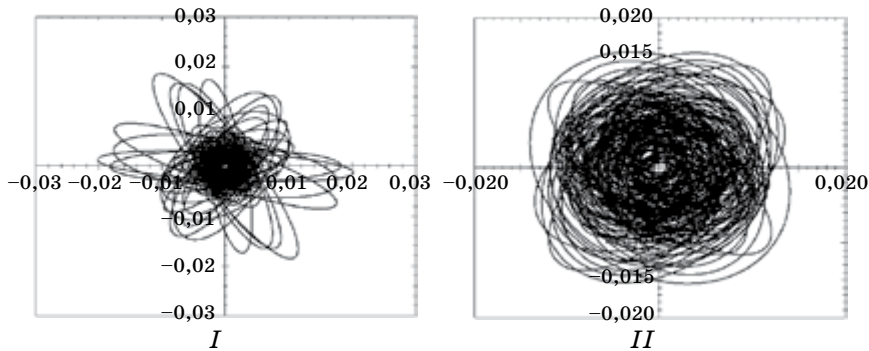


Рис. 9. Графики совмещенных эллипсов рассеяния коэффициента отражения S_{22}^b от перехода со стороны нестандартных отрезков линий передачи, для комплекта мер 01:

I – рассчитанный LR-методом;

II – рассчитанный LRT-методом для линии длиной 120 мм

Fig. 9. Graphs of the combined scattering ellipses of the reflection coefficient S_{22}^b from the transition in the non-standard segments of transmission lines, for set 01:

I – calculated by the LR method;

II – calculated by the LRT method for a line 120 mm long

На рис. 10 приведены графики совмещенных эллипсов рассеяния для обратного коэффициента передачи S_{12}^x объекта из комплекта мер 02. Хорошо видно, что плотность эллипсов рассеяния для *LRT*-метода на мере 120 мм заметно выше, чем на других графиках. Это объясняется тем, что калибровка выполнялась на той же мере, которая потом была выбрана в качестве объекта измерения.

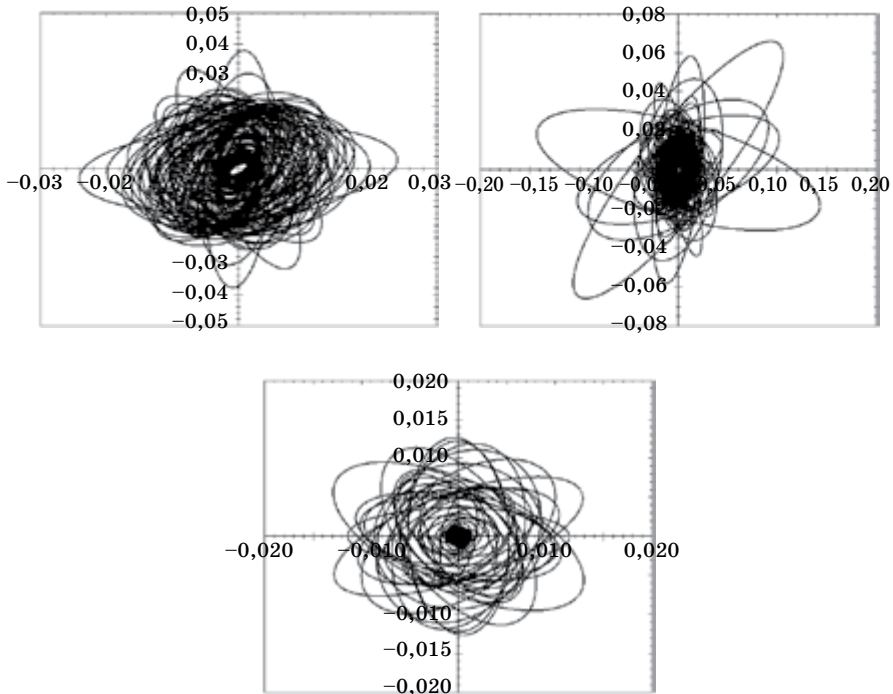


Рис. 10. Графики совмещенных эллипсов рассеяния для обратного коэффициента передачи S_{12}^x объекта

Fig. 10. Graphs of the combined scattering ellipses for the inverse transfer coefficient S_{12}^x of the object

В ходе выполнения сравнительного анализа были сделаны следующие выводы:

- комплексные коэффициенты отражения S_{22}^a, S_{22}^b от перехода со стороны нестандартных отрезков линий передачи, рассчитанные *LR*- и *LRT*-методом (мера 120 мм) являются сопоставимыми;
- для произведений прямого и обратного коэффициентов передачи $S_{21}^a S_{12}^a$ и $S_{21}^b S_{12}^b$ цепей А и В *LRT*-метод на мере 120 мм дает стабильно более хорошие результаты;
- результаты калибровки *LRT*-методом на мере 20 мм заметно хуже, чем для других двух калибровок;

- результаты для объекта заметно лучше для *LRT*-метода на мере 120 мм;
- результаты для объекта сопоставимы для *LR*- и *LRT*-метода на мере 20 мм.

Плохие результаты для *LRT*-метода на мере 20 мм можно объяснить особенностью конструкции контактного устройства. Расстояние между зажимами не позволяет точно зафиксировать меру 20 мм с обеих сторон. Это значит, что результаты, полученные на этой мере, наглядно демонстрируют проблему неповторяемости соединителя. Нам не удалось 20 раз с приемлемой точностью повторить соединение меры с контактным устройством, что наглядно демонстрируют эллипсы рассеяния, полученные для *S*-параметров этого соединения.

Использование одной и той же меры и для калибровки, и в качестве объекта объясняет, почему *LRT*-метод на мере 120 мм дает для объекта особенно хорошие результаты.

В целом можно сказать, что *LR*- и *LRT*-методы очень похожи и дают сопоставимые результаты. Для дальнейшего изучения *LR*-метода имеет смысл сравнить его с принципиально другими методами калибровки, например *OSM*-методом.

5. Контроль параметров мощных СВЧ-резисторов

Для определения параметров мощных СВЧ-резисторов разработана оригинальная конструкция универсального контактного устройства, позволяющая контролировать параметры как оконечных нагрузок, так и проходных резисторов всех выпускаемых типоразмеров. Разработанная оснастка построена по модульному принципу, позволяющему скомпоновать ее под заданный тип резистора. Внешний вид универсальной оснастки, скомпонованной для измерения параметров оконечных нагрузок, рассчитанных на диапазон частот до 18 ГГц, приведен на рис. 11. На рис. 12 показана конструкция, ориентированная на измерение параметров оконечных нагрузок и проходных резисторов мощностью от 10 до 1000 Вт.

В состав модульного контактного устройства входят:

- основание с направляющей для обеспечения соосности остальных модулей;
- переходы с коаксиального на микрополосковый тракт;
- устройства прижима;
- носители под различные типоразмеры оконечных и проходных резисторов.

Для подключения к анализатору цепей в диапазоне частот до 18 ГГц применен разъем сечением 3,5/1,5 типа southwest

microwave 292-04A-5, а в диапазоне частот до 8 ГГц используются разъемы сечением 7/3 типа southwest microwave 311-03SF с переходом 290-36G.

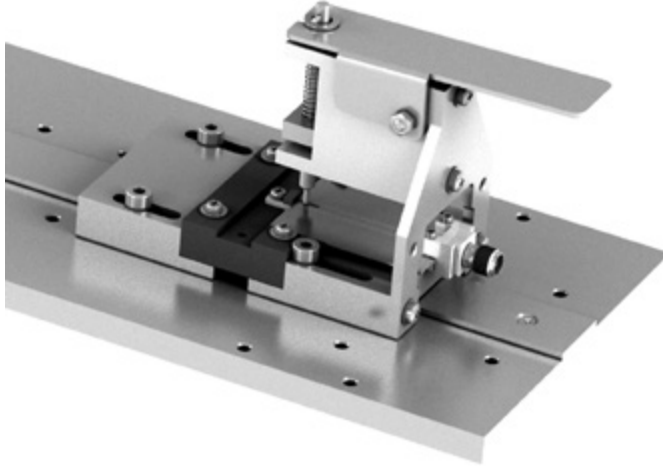


Рис. 11. Контактное устройство для измерений в полосе частот до 18 ГГц

Fig. 11. Contact device for measurements in the frequency band up to 18 GHz

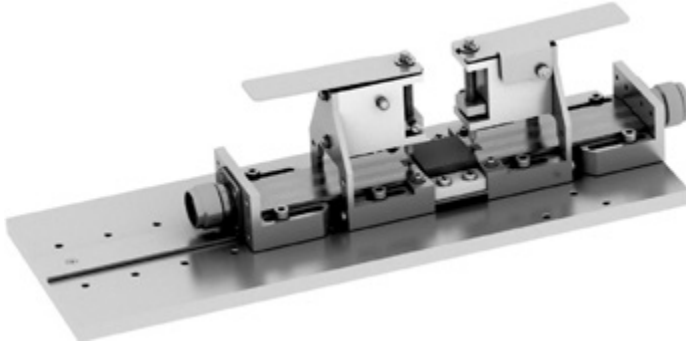


Рис. 12. Контактное устройство для измерений в полосе частот до 8 ГГц

Fig. 12. Contact device for measurements in the frequency band up to 8 GHz

Измеряемый объект крепится винтами к специальному носителю, также устанавливаемому на основание. Под каждую группу изделий, имеющих одинаковые размеры, спроектировано отдельное основание, обеспечивающее требуемое расположение изделия относительно переходов. Подключение изделий к полоскам переходов осуществляется с помощью прижимного устройства с диэлектрическим прижимным элементом. Конструкция

основания позволяет устанавливать переходы и устройства прижима на различном расстоянии друг от друга, что позволяет проводить измерения и выполнять калибровочные процедуры для различных типоразмеров резисторов.

Для исключения влияния коаксиально-полосковых переходов и отрезков полосковых линий на результаты контроля изделий использована OSM-калибровка. Параметры полосковых мер волнового сопротивления определены LR -методом в оснастке, показанной на рис. 4. Меры короткого замыкания (рис. 13) представляют собой металлический параллелепипед с отверстием (или отверстиями) для крепления. Контакт с ленточным проводником коаксиально-полоскового перехода обеспечивается за счет упругого металлического лепестка, припаянного к мере. Для каждого из типоразмеров резисторов предусмотрена отдельная конструкция короткозамкнутой меры, ориентированная на высоту резистора и способ его крепления.

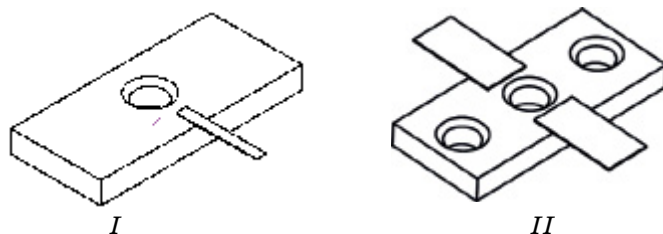


Рис. 13. Конструкция короткозамкнутой нагрузки для: I – нагрузка мощностью 10 и 20 Вт; II – проходных резисторов

Fig. 13. Squirrel cage design for: I – 10 and 20 W loads; II – pass-through resistors

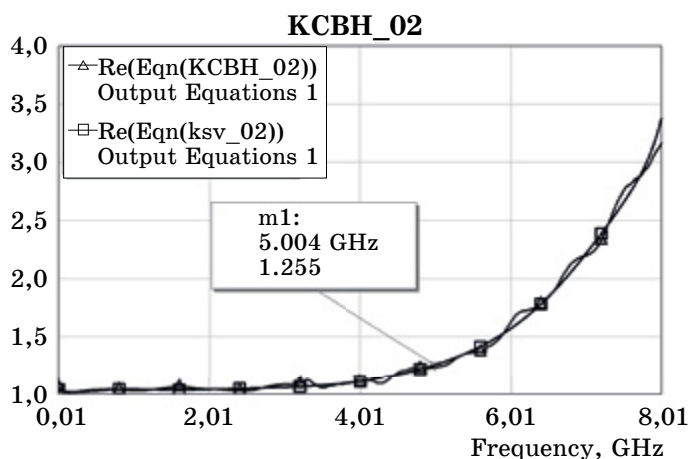


Рис. 14. КСВН оконечной нагрузки мощность 60 Вт

Fig. 14. VSWR terminal load power 60 W

Помимо короткозамыкателя, используется еще одна физически реализованная мера: аттестованная согласованная нагрузка. Причем в качестве этой меры используется оконечная нагрузка соответствующего типоразмера, изготовленная предприятием заказчика. Мерой холостого хода является открытый конец полосковой линии. Таким образом, удастся существенно сократить расходы на приобретение аттестованных полосковых калибровочных мер волнового сопротивления. На рис. 14 в качестве примера показан результат контроля КСВН нагрузки мощностью 60 Вт.

6. Заключение

Предлагаемый *LR*-метод контроля параметров объектов в нестандартных направляющих системах основан на использовании доступного, дешевого минимального комплекта калибровочных мер волнового сопротивления в виде отрезка электрически длинной линии передачи и не аттестованной отражающей нагрузки. Причем существенным фактором предлагаемого решения являются по сути прямые, а не косвенные методы измерения параметров переходов, отсутствие жесткого ограничения на диапазон частот и необходимость иметь априорные данные только о геометрических размерах мер. Метод позволяет решить широкий спектр задач, связанных с контролем параметров объектов в нестандартных волноведущих системах и в свободном пространстве.

Список литературы

1. Хибель М. *Основы векторного анализа цепей*. М.: Изд. дом МЭИ, 2009.
2. *PNA Series Network Analyzers help*. Available at: <http://na.support.keysight.com/pna/help/latest/help.htm>.
3. *Advanced Calibration Techniques for Vector Network Analyzers*. Available at: [http://anlge.umd.edu//Agilent Advanced VNA Calibration.pdf](http://anlge.umd.edu//Agilent%20Advanced%20VNA%20Calibration.pdf).
4. Specifying Calibration Standards and Kits for Keysight Vector Network Analyzers. Application Note 5989-4804EN. *Keysight Technologies*. 2016:42.
5. Казарновский В., Крылов А. Методы измерения параметров коаксиально-волноводных переходов и узлов с нестандартным сечением. *Электроника. Наука, технология бизнес*. 2016;(8):82–87.
6. Лавричев О. В., Никулин С. М. LRT-метод определения параметров объектов в нестандартных направляющих системах. *Датчики и системы*. 2017;(8-9):39–44.

References

1. Hiebel M. *Fundamentals of Vector Circuit Analysis*. Moscow: MEI; 2009. (In Russ.)
2. *PNA Series Network Analyzers help*. Available at: <http://na.support.keysight.com/pna/help/latest/help.htm>.
3. *Advanced Calibration Techniques for Vector Network Analyzers*. Available at: [http://anlage.umd.edu//Agilent Advanced VNA Calibration.pdf](http://anlage.umd.edu//Agilent%20Advanced%20VNA%20Calibration.pdf).
4. Specifying Calibration Standards and Kits for Keysight Vector Network Analyzers. Application Note 5989-4804EN. *Keysight Technologies*. 2016:42.
5. Kazarnovsky V., Krylov A. Methods of measuring of waveguide-to-coaxial adapters and nodes with special cross section. *Electronics: Science, Technology, Business*. 2016;(8):82–87. (In Russ.)
6. Lavrichev O. V., Nikulin S. M. LRT-Method for Determining the Object Parameters in Non-Standard Guide Systems. *Sensors and System*. 2017;(8-9):39–44. (In Russ.)

Информация об авторах

Евсеев Владимир Иванович – генеральный директор ООО «Арзамасское приборостроительное конструкторское бюро» (607220, Россия, Нижегородской обл., г. Арзамас, ул. 50 Лет ВЛКСМ, 8а); e-mail: vladimir.evseev@oaopz.com

Лупанова Елена Александровна – старший преподаватель кафедры компьютерных технологий в проектировании и производстве Института радиоэлектроники и информационных технологий Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева (603950, Россия, г. Нижний Новгород, ул. Минина, 24); ORCID 0000-0001-6389-9939, e-mail: ealupanova@yandex.ru

Мальшев Илья Николаевич – заместитель генерального директора по развитию АО «НПО «ЭРКОН» (603104, Россия, г. Нижний Новгород, ул. Нартова, 6, пом. ПЗ); e-mail: min@erkon-nn.com

Никулин Сергей Михайлович – доктор технических наук, профессор кафедры компьютерных технологий в проектировании и производстве Института радиоэлектроники и информационных технологий Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева (603950, Россия, г. Нижний Новгород, ул. Минина, 24); ORCID 0000-0003-3906-8371, e-mail: nikulin-serg2006@yandex.ru

Петров Виталий Владимирович – кандидат технических наук, доцент кафедры компьютерных технологий в проектировании и производстве Института радиоэлектроники и информационных технологий Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексеева (603950, Россия, г. Нижний Новгород, ул. Минина, 24); ORCID 0000-0002-4874-5250, e-mail: petrovnn@sandy.ru

Information about the authors

Vladimir I. Evseev – General Director of LLC “Arzamas Instrument Design Bureau” (8a 50 let VLKSM St., 607220, Arzamas, Nizhny Novgorod Region, Russian Federation); e-mail: vladimir.evseev@oaoapz.com

Elena A. Lupanova – Senior Lecturer of the Department of Computer Technologies in Design and Production, Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R. E. Alekseev (24 Minin St., 603950, Nizhny Novgorod, Russian Federation); ORCID 0000-0001-6389-9939, e-mail: ealupanova@yandex.ru

Iliya N. Malyshev – Deputy General Director of Development in JSC SPA “ERKON” (room PZ, 6 Nortov St., 603104, Nizhny Novgorod, Russian Federation); e-mail: min@erkon-nn.com

Sergey M. Nikulin – Doctor of Technical Sciences, Professor of the Department of Computer Technologies in Design and Production, Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R. E. Alekseev (24 Minin St., 603950, Nizhny Novgorod, Russian Federation); ORCID 0000-0003-3906-8371, e-mail: nikulin-serg2006@yandex.ru

Vitaly V. Petrov – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Computer Technologies in Design and Production, Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R. E. Alekseev (24 Minin St., 603950, Nizhny Novgorod, Russian Federation); ORCID 0000-0002-4874-5250, e-mail: petrovnn@sandy.ru

Поступила / Received: 10.03.2019

Принята в печать / Accepted: 20.03.2019

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2019.3.1.005

УДК 681.2.088, 006.91

Новый подход к динамическим погрешностям измерений

Э. Г. Миронов¹✉, Г. Ж. Ордуянц²¹ независимый ученый, Екатеринбург, Россия² Уральский государственный лесотехнический университет,
Екатеринбург, Россия

✉ egm.dom@mail.ru

Аннотация

В статье рассмотрены существующие методы оценки динамических погрешностей измерений по Государственным стандартам ГОСТ 8.009-84, ГОСТ 8.508-84 и по Руководящему документу РД-50-453-84. Показано, что кроме оценки динамической погрешности измерений, указанные нормативные документы допускают характеризовать динамическую погрешность косвенно путем рассмотрения инерционных параметров используемых средств измерений. К таким параметрам относятся: постоянная времени, передаточная функция, амплитудно-частотная характеристика, фазово-частотная характеристика и т.д. Предложено оценивать измеряемую величину (входной сигнал) по известному значению выходного сигнала (результату измерения) и по известной передаточной функции использованного средства измерения. Дан численный пример такой оценки. Показано, что, зная результат измерения и передаточную функцию используемого средства измерения, можно найти фактическое значение измеряемой величины без динамических погрешностей.

Ключевые слова

динамическая погрешность; изменяющиеся величины; передаточные функции; постоянные времени; преобразования Лапласа; оригиналы и изображения; измеряемые величины; исключение динамических погрешностей; фактическое значение результата измерения

Для цитирования

Миронов Э. Г., Ордуянц Г. Ж. Новый подход к динамическим погрешностям измерений. *Уральский радиотехнический журнал*. 2019;3(1):72–82. DOI 10.15826/urej.2019.3.1.005

New approach to dynamic measurement errors

E. G. Mironov¹✉, G. Zh. Ordyuants²

¹ Free scientist, Ekaterinburg, Russia

² Ural State Forest Engineering University, Ekaterinburg, Russia

✉ egm.dom@mail.ru

Abstract

The existing methods of dynamic measurement errors estimation in accordance to the state standards GOST 8.009-84, GOST 8.508-84 and regulatory guideline RD-50-453-84 are considered in the paper. It is demonstrated that apart from the dynamic measurement errors estimation, the mentioned documents allow to characterize the dynamic error implicitly via the consideration of the inertial parameters of the used means of measurement. These parameters include: time constant T , transfer function $W(p)$, amplitude-frequency characteristic $A(\omega)$, phase-frequency characteristic $\varphi(\omega)$, etc. The comprehensive list of the means of measurement of the dynamic characteristics is contained in the regulatory documents GOST 8.009-84, GOST 8.508-84 and RD-50-453-84. The examples of dynamic errors determination for different signal input when the used means of measurement are characterized by the transfer function $W(p) = K/(Tp + 1)$ are given. The measured value (signal input) is suggested to be estimated by the use of the known value of the signal output (measurement result) and the known transfer function of the used means of measurement. Numerical example of such estimation is given. It is demonstrated that the determination of the true value of the measurement is possible if the measurement result and the transfer function of the used means of measurement are known, which is of exceptional importance in a variety of cases. The suggested method of the determination of the true value of measurement allows avoiding the dynamic errors when the time-varying values are measured.

Keywords

dynamic error; varying values; transfer functions; time constants; Laplace transform; original function and image; measurement result; measured value; dynamic error exclusion; true value of measurement

For citation

Mironov E. G., Ordyuants G. Zh. New approach to dynamic measurement errors. *Ural Radio Engineering Journal*. 2019;3(1):72–82. DOI 10.15826/urej.2019.3.1.005

В предыдущих работах авторов [1; 2] рассматривались статические погрешности измерений. При работе в динамическом режиме возникают дополнительные погрешности, которые суммируются с погрешностями в статическом режиме. Чаще все-

го причиной динамических погрешностей является инерционность используемых средств измерений.

Нормативные документы [3; 4] определяют динамическую погрешность как погрешность, возникающую при измерении переменных во времени величин или неустановившихся периодических процессов.

Динамическая погрешность определяется как разность между результатом измерения и истинным значением измеряемой величины. За истинное значение измеряемой величины обычно принимают значение измеряемой величины приведенную к выходу используемого средства измерения.

$$d(t) = y(t) - Kx(t), \quad (1)$$

где $d(t)$ – динамическая погрешность; $y(t)$ – результат измерения (выходной сигнал); $x(t)$ – измеряемая величина (входной сигнал); K – статический передаточный коэффициент.

Статический передаточный коэффициент K определяется как

$$K = \frac{\Delta y}{\Delta x}, \quad (2)$$

где Δy и Δx – приращения выходной и входной величин соответственно. Выражение (1) свидетельствует, что динамическая погрешность зависит от параметров используемого средства измерения и вида входного сигнала.

Продемонстрируем последнее утверждение на примерах.

Пример 1. Пусть входная величина изменяется скачком:

$$x(t) = a \cdot 1(t).$$

Передаточная функция используемого средства измерения имеет вид

$$W(p) = \frac{1}{Tp + 1},$$

где T – постоянная времени; p – комплексная величина.

Найти динамическую погрешность $d(t)$, если статический передаточный коэффициент $K = 1$. Изображение выходного сигнала

$$Y(p) = W(p)X(p) = \frac{1}{Tp + 1} \cdot \frac{a}{p} = \frac{a}{p(Tp + 1)} = a \frac{\frac{1}{T}}{p\left(p + \frac{1}{T}\right)}.$$

В соответствии с табличными операторами ([5]) оригинал $y(t)$, соответствующий полученному изображению $Y(p)$, равен

$$y(t) = a \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right).$$

Тогда динамическая погрешность для любого $t \geq 0$ получится равной

$$d(t) = y(t) - Kx(t) = a \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) - a = -ae^{-\frac{t}{T}} \quad (\text{рис. 1}).$$

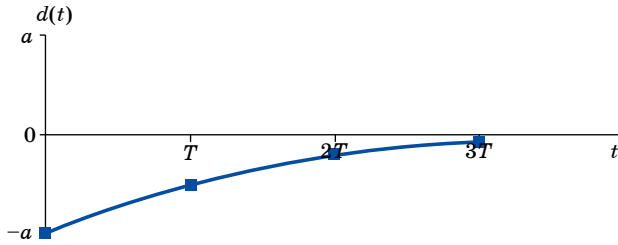


Рис. 1. График динамической погрешности при скачке измеряемой величины

Fig. 1. Graph of the dynamic error under measured value jump

При $t \rightarrow \infty$ динамическая погрешность $d(t) \rightarrow 0$. На практике для оценки величины $d(t)$ ограничиваются отрезком времени $t \cong 3T$, по истечению которого погрешность затухает с точностью до 5 % от ее значения при $t = 0$.

Пример 2. Входная (измеряемая) величина изменяется по линейному закону: $x(t) = bt$.

Найти динамическую погрешность при прежнем значении

$$W(p) = \frac{1}{Tp+1}, \quad K=1.$$

Изображение выходного сигнала в этом случае:

$$Y(p) = W(p)X(p) = \frac{1}{Tp+1} \cdot \frac{b}{p^2} = b \frac{\frac{1}{T}}{p^2 \left(p + \frac{1}{T} \right)}.$$

Этому изображению соответствует оригинал

$$y(t) = bt - bT \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right).$$

Динамическая погрешность для любого $t \geq 0$ будет такова:

$$d(t) = y(t) - Kx(t) = bt - bT \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) - bt = -bT \left(1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) \quad (\text{рис. 2}).$$

Динамическая погрешность при $t \rightarrow \infty$ стремится к величине $(-bT)$, достигая этого значения с точностью 5% за $t = 3T$, где параметр b определяет скорость нарастания измеряемой величины.

Итак, динамическая погрешность зависит от параметров средств измерения и от закона изменения измеряемой величины.

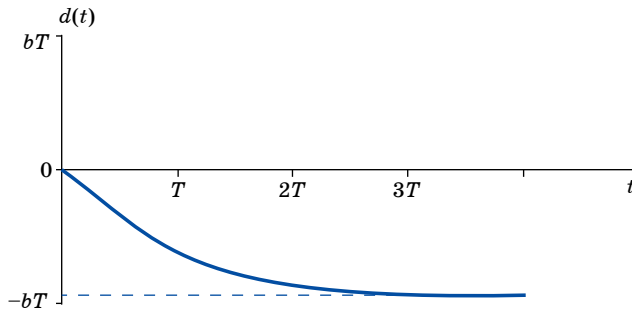


Рис. 2. График динамической погрешности при линейно нарастающей измеряемой величине

Fig. 2. Graph of the dynamic error under the linearly increasing measured value

Динамическая погрешность по формуле (1) может быть использована как точностная характеристика результатов измерений, но редко используется как таковая применительно к средствам измерений. В соответствии с Государственными стандартами ГОСТ 8.009-84 [6], ГОСТ 8.508-84 [7] и Руководящим документом РД 50-453-84 [8] в качестве динамических характеристик средств измерений следует использовать не только передаточную функцию $W(p)$ и постоянную времени T , но и амплитудно-частотную характеристику $A(\omega)$, фазо-частотную характеристику $\varphi(\omega)$ и т.п. Аналогичный вывод делают авторы книги-справочника по метрологии и измерительной технике [9]. Надо отметить, что перечисленные величины не являются динамическими погрешностями, а лишь характеризуют их возможные значения. Например, при малых постоянных времени T инерционность средств измерений мала и, соответственно, малы динамические погрешности при их использовании. И наоборот, при больших T инерционность средств измерений велика и, соответственно, велики динамические погрешности.

Приведенные выше примеры носят отчасти идеализированный характер. В этих примерах предполагались известными характер и значение измеряемой (входной) величины, и по ним определялись характер и значение результата измерения (выходной величины). На практике же все бывает наоборот. Известен результат измерения по показаниям приборов, и не известна, строго говоря, измеряемая величина. Точнее, измеряемая величина приравнивается к результату измерения, если не учитывается динамическая погрешность. Статические же погрешности малы и ими можно пренебречь.

Покажем на примерах, как по виду и значению результата измерения можно определить вид и значение измеряемой вели-

чины, если известны динамические характеристики используемого средства измерения.

Пример 3. Для измерения напряжения на конденсаторе собрана схема (см. рис. 3).

Известны характер и значение результата измерения и передаточная функция используемого вольтметра

$$W(p) = \frac{K}{Tp+1},$$

где T – постоянная времени вольтметра; K – статический передаточный коэффициент (рассматривается случай, когда $K = 1$).

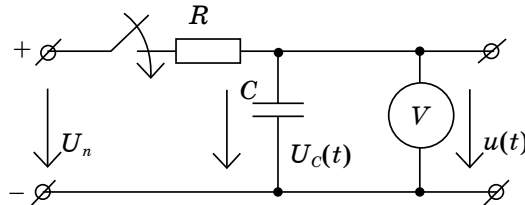
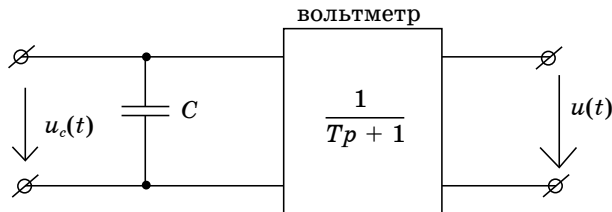


Рис. 3. Схема эксперимента
Fig. 3. Scheme of the experiment

В этой схеме U_n – напряжение питания, V – вольтметр, $U_c(t)$ – напряжение на конденсаторе (входной сигнал), $u(t)$ – результат измерения (выходной сигнал), R и C – параметры цепи. Рассмотрим часть схемы.



Пусть показания вольтметра $u(t) = at$ (снято экспериментально). Найти $u_c(t)$ (измеряемая величина).

В изображении выходной сигнал $u(t)$ определится так:

$$U(p) = W(p) \cdot U_c(p).$$

Отсюда следует:

$$U_c(p) = \frac{U(p)}{W(p)} = \frac{a(Tp+1)}{p^2} = \frac{aTp}{p^2} + \frac{a}{p^2}.$$

Этому соответствует оригинал $u_c(t) = aT + at$.

Кривые $u(t)$ и $u_c(t)$ изображены на рис. 4.

Анализ кривых (рис. 4) свидетельствует, что показания вольтметра $u(t)$ и измеряемая величина $u_c(t)$ идентичны по характеру, но для любого момента времени показания вольтметра

меньше измеряемой величины на aT , где a – коэффициент, определяющий скорость изменения рассматриваемых сигналов. Постоянная времени T определяет инерционность измерительного прибора. Очевидно, что при больших a и T возникает большая разность между значениями $u(t)$ и $u_c(t)$, и наоборот, при малом коэффициенте a и малой инерционности вольтметра разность между значениями $u(t)$ и $u_c(t)$ мала.

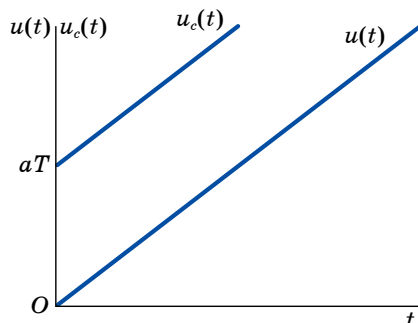


Рис. 4. Графики изменения напряжений $u(t)$ и $u_c(t)$

Fig. 4. Graph of the voltage changing $u(t)$ and $u_c(t)$

Проведенные исследования показывают, что предлагаемое определение измеряемой величины в динамическом режиме по известному результату измерения и известной постоянной времени T используемого средства измерения дает хороший результат, позволяя получить значение измеряемой величины без динамической погрешности, возникающей за счет инерционности средства измерения.

Рассмотрим численный пример по оценке измеряемой величины по результату измерения и передаточной функции используемого средства измерения. Для примера воспользуемся результатами измерения температуры внутри электрической печи при ее включении (табл. 1).

Таблица 1. Экспериментальные и расчетные результаты измерения температуры

Table 1. Experimental and calculated results of the temperature measurement

t , мин	0,0	0,5	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0
θ_c , °С	20,0	45,5	65,5	84,5	98,0	108,0	116,0
θ , °С	20,0	44,7	66,0	83,5	98,0	108,8	116,0
θ_0 , °С	–	55,3	76,6	94,1	108,6	119,4	126,6

Здесь t – время нагрева электропечи; θ_c – экспериментальная температура в печи; θ – расчетная температура в печи; θ_0 – измеряемая температура. Печь включена в момент времени $t = 0$.

Измеряется температура термометром, имеющем передаточную функцию

$$W(p) = \frac{1}{0,2p+1}.$$

Требуется найти измеряемую температуру $\theta_0(t)$ без динамической погрешности.

На рис. 5 представлена экспериментальная зависимость $\theta_c = f(t)$ (нижняя кривая). Она может быть аппроксимирована полиномом второго порядка вида $\theta = \theta_n + at + bt^2$ [10], где θ_n – начальная температура, соответствующая времени $t = 0$.

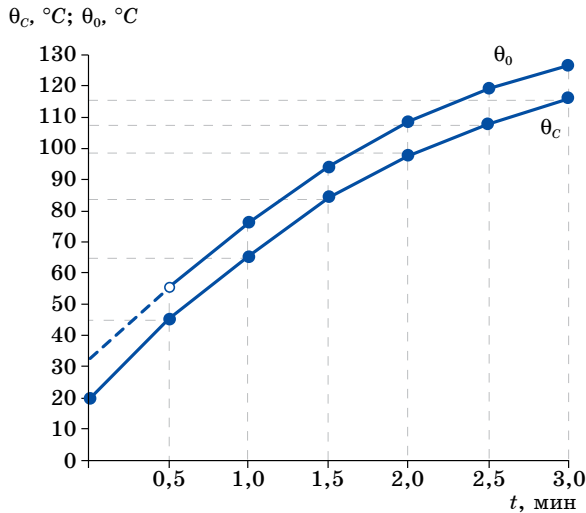


Рис. 5. Зависимости температур θ_c и θ_0 в электропечи от времени ее нагрева

Fig. 5. Dependence of the temperature θ_c and θ_0 in the electric furnace on the heating time

Подставляя в предлагаемую формулу значения θ_c из табл. 1 для интервала времени от 0 до 3 минут, получим следующие результаты:

$t = 0$ мин	$\theta_n = 20$ °C,
$t = 0,5$ мин	$\theta_{0,5} = 45,5$ °C = $20 + at + bt^2$,
$t = 1,0$ мин	$\theta_{1,0} = 65,5$ °C = $20 + at + bt^2$,
$t = 1,5$ мин	$\theta_{1,5} = 84,5$ °C = $20 + at + bt^2$,
$t = 2,0$ мин	$\theta_{2,0} = 98,0$ °C = $20 + at + bt^2$,
$t = 2,5$ мин	$\theta_{2,5} = 108,0$ °C = $20 + at + bt^2$,
$t = 3,0$ мин	$\theta_{3,0} = 116,0$ °C = $20 + at + bt^2$.

Совместное решение приведенных выше уравнений позволяет вычислить значения коэффициентов a и b , средние значения которых оказываются равными $a = 53$, $b = -7$ и предлагаемая в дальнейшем аппроксимация $\theta = f(t)$ принимает вид:

$$\theta(t) = 20 + 53t - 7t^2. \quad (3)$$

Расчетные значения температуры $\theta(t)$, полученные по приведенной формуле, представлены в табл. 1. Сравнение расчетных $\theta(t)$ и экспериментальных $\theta_c(t)$ значений температуры в электропечи свидетельствует об их близости (погрешность аппроксимации не более 1,7%), что позволяет погрешностью аппроксимации пренебречь и в дальнейшем ее не учитывать. То есть аппроксимация экспериментальных данных полиномом второго порядка правомерна и выведенное соотношение $\theta(t)$ вполне может быть использовано для дальнейших расчетов.

Структурная схема эксперимента изображена на рис. 6, на нем $\theta_0(t)$ – измеряемая температура(входной сигнал); $\theta(t)$ – результат измерения(выходной сигнал); $W(p)$ – передаточная функция используемого термометра.

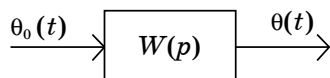


Рис. 6. Структурная схема эксперимента
Fig. 6. Structural scheme of the experiment

Нетрудно видеть, что

$$\theta(p) = W(p)\theta_0(p), \quad (4)$$

где $\theta(p)$ и $\theta_0(p)$ – изображения по Лапласу выходного и входного сигналов соответственно.

Тогда предлагаемое выражение (3) в изображениях будет иметь вид:

$$\theta(p) = \frac{20}{p} + \frac{53}{p^2} - \frac{2 \cdot 7}{p^3}.$$

С учетом соотношения (4) получим

$$\theta_0(p) = \left(\frac{20}{p} + \frac{53}{p^2} - \frac{14}{p^3} \right) (0,2p + 1) = 4 + \frac{30,6}{p} + \frac{50,2}{p^2} - \frac{14}{p^3}.$$

Переходя к функции реального времени t , измеряемая температура может быть записана как: $\theta_0(t) = 4\delta(t) + 30,6 + 50,2t - 7t^2$.

Здесь $\delta(t)$ – функция Дирака (δ -функция). Для $t > 0$ измеряемая температура $\theta_0(t) = 30,6 + 50,2t - 7t^2$, так как $\delta(t)$ при $t > 0$ равна нулю. На рис. 5 приведена зависимость $\theta_0 = f(t)$ (верхняя кривая).

Сравнение зависимостей $\theta_c(t)$ и $\theta_0(t)$ показывает, что результат измерения $\theta_c(t)$ значительно отстает от фактической температуры $\theta_0(t)$ в электропечи для одного и того же значения времени t . В рассматриваемом примере это отставание составило (в зависимости от температуры) от 9,6 до 11,4 °C.

Итак, зная результат измерения и передаточную функцию используемого средства измерения, можно найти фактическое значение измеряемой величины. В ряде случаев это может иметь принципиальное значение. Например, при закалке металлических изделий температура нагрева изделия имеет решающее значение. Недогрев или перегрев изделия приводит к браку, и изделие становится непригодным для его применения. Использование предложенного метода определения фактического значения искомой величины позволяет избежать динамических погрешностей при измерении величин, изменяющихся во времени.

Литература

1. Миронов Э. Г., Ордуянц Г. Ж. Новый метод оценки погрешностей средств измерений. *Уральский радиотехнический журнал*. 2017;1(1):120–126. DOI: 10.15826/urej.2017.1.1.006
2. Миронов Э. Г., Ордуянц Г. Ж. Парадоксы при оценке погрешностей результатов измерений по действующим нормативным документам. *Уральский радиотехнический журнал*. 2018;2(2):57–66. DOI: 10.15826/urej.2018.2.2.004
3. РМГ 29-2013. ГСОЕИ. *Метрология. Основные термины и определения*. Введены 01.01.2015 взамен РМГ 29-99.
4. Тарбеев Ю. В. (ред.) *Основные термины в области метрологии: словарь-справочник*. М.: Изд-во стандартов; 1989. 113 с.
5. Диткин В. А., Прудников А. П. *Справочник по операционному исчислению*. М.: Высшая школа; 1995. 260 с.
6. ГОСТ 8.009-84. ГСИ. *Нормирование и использование метрологических характеристик средств измерений*. Общие требования. М.: Изд-во стандартов; 1985. 34 с.
7. ГОСТ 8.508-84. ГСИ. *Метрологические характеристики средств измерений и точностные характеристики средств автоматизации ГСП. Общие методы оценки и контроля*. М.: Изд-во стандартов; 1986. 52 с.
8. РД 50-453-84. *Методические указания. Характеристика погрешности средств измерений в реальных условиях эксплуатации. Методы расчета*. М.: Изд-во стандартов; 1985. 17 с.
9. Радев Х. *Метрология и измерительная техника: книга-справочник*. Челябинск: Изд. центр ЮУрГУ; 2015. Т. 2. 1098 с.
10. Корн Г., Корн Т. *Справочник по математике для научных работников и инженеров*. М.: Наука; 1970. 720 с.

References

1. Mironov E. G., Orduyants G. Zh. A new method for estimating errors of measurement tools. *Ural Radio Engineering Journal*. 2017;1(1):120–126. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2017.1.1.006
2. Mironov E. G., Orduyants G. Zh. Paradoxes in assessing the error of measurement results according to the current regulatory documents. *Ural*

Radio Engineering Journal. 2018;2(2):57–66. (In Russ.) DOI: 10.15826/urej.2018.2.2.004

3. RMG 29-2013. GSOEI. *Metrology. The main terms and definitions* were introduced on 01.01.2015 instead of RMG 29–99. (In Russ.)

4. Tarbeev Yu. V. (ed.) *Basic terms in the field of metrology: a reference dictionary*. Moscow: Izdatelstvo standartov; 1989. (In Russ.)

5. Ditkin V. A., Prudnikov A. P. *Reference book on operational calculus*. Moscow: Vysshaya shkola; 1995. (In Russ.)

6. GOST 8.009-84. GSE. *Rationing and use of metrological characteristics of measuring instruments. General requirements*. Moscow: Izdatelstvo standartov; 1985. (In Russ.)

7. GOST 8.508-84. GSE. *Metrological characteristics of measuring instruments and accuracy characteristics of GSP automation equipment. General methods of evaluation and control*. Moscow: Izdatelstvo standartov; 1986. (In Russ.)

8. RD 50-453-84. *Methodical instructions. The characteristic error of the measuring instruments in real conditions of operation. Calculation methods*. Moscow: Izdatelstvo standartov; 1985. (In Russ.)

9. Radev H. *Metrology and measuring equipment: a reference book*. Chelyabinsk: South Ural State University; 2015. Vol. 2. (In Russ.)

10. Korn G., Korn T. *Sprovnik in and mathematics for scientists engineers*. Moscow: Nauka; 1970. (In Russ.)

Информация об авторах

Миронов Эдуард Георгиевич – кандидат технических наук, доцент, свободный ученый (Екатеринбург, Россия); e-mail: egm.dom@mail.ru

Ордуянц Галина Жирайровна – кандидат технических наук, доцент Уральского государственного лесотехнического университета (620100, Россия, г. Екатеринбург, ул. Сибирский тракт, 37), e-mail: galiord@rambler.ru

Information about the authors

Ehduard G. Mironov – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, freelancer scientist (Ekaterinburg, Russian Federation); e-mail: egm.dom@mail.ru

Galina Zh. Orduyants – Candidate of Engineering Sciences, Associate Professor, Ural State Forest Engineering University (37, Sibirsky trakt St., 620100, Ekaterinburg, Russia); e-mail: galiord@rambler.ru

Поступила / Received: 10.03.2019

Принята в печать / Accepted: 30.03.2019

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]).

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/republication: 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. Присланные 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 ин-

формативно. 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 текстестатьи.

Иллюстрации, графики и пр., 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 добавлен 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.

Информация 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.

Publication Ethics

General

The editorial board of the journal “Ural Radio Engineering Journal” honors the ethical criteria established for international scholarly publications, like integrity, confidentiality, transparency, conflict of interests and other aspects. We are guided by recommendations of the Committee on Publication Ethics. Being a member of Association of Science Editors and Publishers (ASEP), we adhere to the basic ethical principles manifested in the ASEP Declaration.

- The editorial board grants that all materials submitted for publication will be peer reviewed and accepted based on the principles of editorial independence and unbiased judgment.
- The editorial board is responsible for the quality of published scientific papers and supports the initiatives aimed at prevention of misconduct or unethical actions on the part of the authors or reviewers.
- Ethical rules are accepted as a must for all parties of the scholar publications: authors, reviewers, editorial board members, as well as persons and entities interested in the information disseminated by the Journal.
- Materials submitted to the editorial board are not returned to the authors. The authors will receive no remuneration (royalties) for the published materials. All scientific papers are published on free of charge basis.
- The editorial board adheres to the COPE ethical criteria, such as:
 - impartiality;
 - observance of scientific ethics when reviewing the papers, encouragement of scholarly discussions between the authors and reviewers;
 - assistance to protection of intellectual property and copyright;
 - papers will be rejected in case of plagiarism when another’s publications, words, or ideas are used without attribution to the original source, which is to be identified by the plagiarism detection software Antiplagiat;

- confidentiality (non-disclosure of the authors' and the reviewers' personal information and other information obtained within the professional interaction);
- making editorial correction in papers by agreement with authors.

Responsibilities and ethics of editors

The editorial board should:

- strive to meet the needs of readers and authors;
- take appropriate measures to maintain a high quality of the material published;
- take appropriate measures to maintain a high quality of the material published;
- preclude commercial needs from compromising intellectual standards;
- always be willing to publish corrections, clarifications, retractions and apologies, if required.

Author's responsibilities and ethics

The author shall cooperate with the editorial board throughout the publication process by introducing appropriate corrections, if required. The author is fully responsible for any plagiarisms in the text, illustrations or other materials.

The manuscripts submitted to the Journal's editorial staff should comply with the research paper manuscript formatting rules stated on the Journal web site.

The author is not entitled to submit the same paper for several scientific publications. The authors are obliged to observe the following ethical principles:

- compliance of the materials with the ethics and legal standards including copyright protection laws (in particular, the materials protected by the copyright including tables, digits or long quotations can be reproduced only by the owner's permission);
- research originality and scientific novelty;
- researchers should use best endeavors to describe the work performance methodology clear and definitely in such way that their results can be approved by other researchers, if required;
- impartial discussion of the research importance;
- acknowledgement of other persons' contributions, mandatory references to the deliberations used for the benefit of submitted materials;

- presentation of all major contributors to the research as coauthors;
- informing about significant errors or inaccuracies, if any, found in the publication and interacting with the editorial staff with the purpose of the quickest error correction or removal of the publication;
- no adoptions without proper references to primary sources (plagiarism).

The authors are fully responsible for reliability of the information contained in the submitted materials, for compliance of the materials with the statutory regulations, the moral rules and the ethics standards.

Responsibilities and ethics of authors

According to the Journal policy the editorial board establishes the review procedures for the materials to be published. In the process of reviewing the manuscripts the information about the authors and the reviewers will be held in confidence. Disclosures in breach of the confidence are allowed only in case of suspected deception or falsification on the part of the authors or the reviewers. Reviewers are not entitled to use the reviewed manuscripts for personal purposes or provide these manuscripts to third parties without prior permission of senior editors. They are obliged to return or delete the manuscript copy after presenting the review. The manuscripts rejected by the editorial board are not preserved. The reviewer remarks are not published or made public otherwise without permission of the reviewer, the manuscript author or the editor. Reviewers shall provide fair and unbiased judgment of the manuscript, giving clearly and well-grounded comments to appraise the paper's scientific content only. Personal criticism of the author is unacceptable. The reviewers are obliged to be guided by the following ethical principles:

- to review only those manuscripts which the reviewer has sufficient knowledge to judge;
- to prepare a review in time based on the constructive approach;
- to maintain confidentiality;
- to be impartial preparing a review;
- to inform the editor in case the materials have been published earlier in this or another publication;
- to inform the editor and, if required, to pass the manuscript to another reviewer in case of potential conflict of interests (existing of financial, organizational or other relations between the reviewer and the author);

- the review contents should not be influenced by the manuscript origin, the authors' nationality, sex, religion or political commitments;
- not to use the information obtained within the reviewing process for the personal purposes and in the interests of other persons.

Privacy

E-mail addresses intimated by the authors will be used exclusively for communication with the authors and referees and shall not be disclosed to other persons or entities.

Disclosure and conflict of interest policy

Referees deemed to have conflicts of interest in view of personal, financial or organization benefits, as well as competition with any submitting authors (companies, organizations) will not be appointed to review the manuscripts in question.

Публикационная этика

Общие положения

- Редакция журнала *Ural Radio Engineering Journal* руководствуется в своей работе международными этическими правилами научных публикаций, в основе которых лежит порядочность, конфиденциальность, надзор за публикациями, разрешение возможных конфликтов интересов и др. В своей деятельности редакция следует рекомендациям Комитета по этике научных публикаций (Committee on Publication Ethics), опирается на принципы публикационной этики, принятые Декларацией АНРИ.
- Редакция гарантирует рассмотрение всех представленных к публикации материалов, соблюдение редакторской независимости и добросовестности, принятие объективных решений.
- Редакция несет ответственность за качество опубликованных научных статей и поддерживает инициативы, направленные на снижение числа некорректных действий со стороны авторов и рецензентов и нарушений норм этики.
- Этическим правилам журнала должны следовать все участники процесса публикации результатов научных исследований: авторы, рецензенты, члены редакционной коллегии, сотрудники редакции, а также лица и организации, заинтересованные в информации, представляемой журналом.
- Материалы, направляемые в редакцию журнала, авторам не возвращаются. Вознаграждение (гонорар) за опубликованные материалы не выплачивается. Все научные статьи публикуются в журнале на безвозмездной основе.
- Редакция журнала руководствуется такими этическими принципами COPE, как:
 - беспристрастность;
 - соблюдение научной этики при рецензировании статей, поощрение научной дискуссии между авторами и рецензентами;
 - содействие защите интеллектуальной собственности и авторских прав;

- отклонение рукописи статьи при выявлении плагиата — опубликованных ранее материалов других авторов без ссылки на первоисточники; проверка осуществляется с помощью системы «Антиплагиат»;
- конфиденциальность (неразглашение персональных данных авторов и рецензентов и прочей информации, полученной в ходе профессионального взаимодействия);
- внесение в статью редакционных правок после согласования с авторами.

Ответственность и этические принципы сотрудников редакции

Редакция журнала:

- обеспечивает выполнение запросов читателей и авторов;
- предпринимает необходимые меры для обеспечения высокого качества публикуемых материалов;
- гарантирует свободу выражения мнений всем членам научного сообщества;
- не допускает превалирования коммерческих соображений над интеллектуальными критериями;
- по мере необходимости обеспечивает публикацию поправок, разъяснений, опровержений и извинений.

Ответственность и этические принципы авторов

На протяжении всего процесса публикации автор обязан сотрудничать с редакцией журнала, исправляя статью в случае необходимости.

Автор полностью берет на себя ответственность за возможный плагиат текста, рисунков и других заимствованных материалов.

Рукописи, предоставляемые на рассмотрение в редакцию журнала, должны соответствовать правилам оформления рукописи научной статьи, представленным на сайте журнала.

Автор не имеет права представлять одну статью на публикацию в несколько научных изданий.

Авторам необходимо придерживаться следующих этических принципов:

- соответствие материалов этическим и юридическим нормам, в т. ч. законодательству о защите авторских прав (в частности, материалы, защищенные авторским правом, в т. ч. таблицы, цифры или крупные цитаты, могут воспроизводиться только с разрешения их владельцев);
- оригинальность и научная новизна исследований;

- достоверность полученных результатов;
- четкость в описании методологии выполнения работ, чтобы их результаты могли быть подтверждены при необходимости другими исследователями;
- объективное обсуждение значимости исследований;
- признание вклада других лиц, обязательное наличие библиографических ссылок на использованные работы;
- представление в качестве соавторов всех участников, внесших существенный вклад в исследование;
- информирование об обнаружении ошибок или неточностей в публикации и взаимодействие с редакцией с целью скорейшего исправления ошибок или изъятия публикации;
- отсутствие в статье заимствований без ссылок на первоисточники (плагиата).

Авторы несут всю ответственность за достоверность информации, содержащейся в представляемых материалах, за соответствие материалов нормам законодательства, морали и этики.

Ответственность и этические принципы рецензентов

В соответствии с политикой журнала редакция устанавливает процедуру проведения рецензирования представленных к опубликованию материалов.

При рецензировании рукописей обеспечивается конфиденциальность информации об авторах и о рецензентах. Нарушение конфиденциальности допускается только при подозрении фальсификации со стороны авторов либо рецензентов.

Рецензенты не имеют права использовать полученные рукописи в личных целях или предоставлять их другим лицам без разрешения ответственного члена редколлегии. Замечания рецензентов не публикуются и не обнародуются иным образом без разрешения рецензента, авторов рукописи и редактора.

Рецензенты должны давать честную и объективную оценку рукописи, четко и аргументированно формулировать свои замечания, оценивая исключительно научное содержание статьи. Неприемлема критика личности автора.

Рецензент обязан руководствоваться следующими этическими принципами:

- осуществлять рецензирование только тех рукописей, для оценки которых он обладает достаточными знаниями;
- готовить рецензию своевременно на основе конструктивного подхода;

- соблюдать конфиденциальность;
- при составлении рецензии быть объективным;
- предупредить редактора о материалах, опубликованных ранее в данном или другом издании, при их наличии;
- предупредить редактора и, если необходимо, передать статью другому рецензенту в случае потенциального конфликта интересов (финансовых, организационных или других отношений между рецензентом и автором);
- не использовать информацию, полученную при рецензировании, в личных целях или интересах иных лиц.

На содержание рецензии не должно оказывать влияние происхождение рукописи, национальность, пол, религиозные или политические убеждения авторов.

Приватность

Представленные авторами имена и адреса электронной почты используются исключительно в деловых целях (для контакта с авторами или с рецензентами при подготовке статьи к публикации) и не могут быть предоставлены другим лицам и организациям.

Политика раскрытия и конфликты интересов

При наличии конфликтов интересов вследствие личной, финансовой или организационной заинтересованности, а также конкурентных отношений с любыми авторами (компаниями, организациями), представляющими рукопись, рецензенты не участвуют в ее рассмотрении.

Правила оформления статьи

Article Submission Guidelines

УДК 000.000

Название статьи

И. О. Фамилия автора¹

¹ Место работы, город, страна

e-mail

Аннотация

Аннотация должна содержать не более 300 слов и представлять основную идею статьи.

Ключевые слова

От трех до восьми слов или устоявшихся словосочетаний. Рекомендуется использовать таксономию IEEE.

Paper Title

Author Name¹

Author Affiliation, City, Country

e-mail address

Abstract

The abstract should contain no more than 300 words and represent the main idea of the article.

Keywords

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

Введение (Introduction)

Во введении необходимо представить основную идею работы, описать исследования, которые были проведены. И дать понять читателю, о чем пойдет речь в основной части статьи.

Introduction contains the main idea of the article and the description of the completed research. Introduction outlines the concept of the main part of the paper.

Заголовок 1 (Heading 1)

Рисунки должны иметь подписи на русском и английском языке.

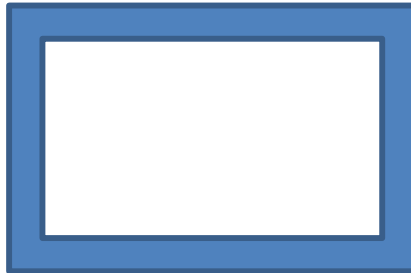


Рис. 1. Название рисунка

Fig. 1. Example of a figure caption

Figure captions should be below the figures; table heads should appear above the tables. Insert figures and tables after they are cited in the text. Use the abbreviation “Fig. 1”, even at the beginning of a sentence.

Заголовок 2 (Heading 2)

Название таблицы указывается на русском и английском языках. В конце таблицы необходимо указать источник, в противном случае вы являетесь автором таблицы.

Table heads are in Russian and English. The source of the table is indicated after the table, otherwise you are the author of the table.

Таблица 1. Заголовок таблицы

Table 1. Table head

Source/источник:

Заголовок 3 (Heading 3)

Формулы должны быть набраны шрифтами Times New Roman и/или Symbol. Нельзя использовать встроенный редактор формул редактора Word версий 2010 и выше, так как он использует нестандартный математический шрифт. Используйте простой набор математических выражений в строку или редакторы MathType или MS Equation. Для создания многоуровневых формул используйте редакторы формул MathType или MS Equation.

Нумеруйте формулы последовательно. Нумерация выполняется с выравниванием по правому краю.

Названия переменных: латинские буквы наклонные, русские буквы прямые: $U_{\text{ном}}$. Названия функций и операторы: прямые латинские буквы: $pi = di/dt$. Греческие буквы всегда прямые.

Помните, что формулы включаются в текст с использованием знаков препинания, например, следующая за этим текстом формула должна завершиться точкой, так как это будет конец предложения:

$$a + b = \gamma. \quad (1)$$

Удостоверьтесь, что все переменные, используемые в формуле, были определены до или сразу после формулы. Ссылаясь на формулу, пишите «... в (1)...», но не «... в уравнении (1)...», за исключением начала предложения: «Уравнение (1)...».

Несколько распространенных ошибок

- Не используйте букву «o» вместо «0» (нуля), и наоборот: « μ_o », но не « μ_0 ».
- Все греческие буквы в формулах должны быть прямые, хотя по умолчанию редакторы формул считают иначе.
- Запяты, точки и т. д. ставятся вплотную к словам, после этих знаков обязательно ставится пробел: «Запяты, точки...», но не «Запяты ,точки..»
- Тире ставится одновременным нажатием клавиш ALT + SHIFT + + «-» (на дополнительной цифровой клавиатуре). Не используйте дефис, или короткое тире, или минус вместо тире.

The equations are an exception to the prescribed specifications of this template. You will need to determine whether or not your equation should be typed using either the Times New Roman or the Symbol font (please no other font). To create multileveled

equations, it may be necessary to treat the equation as a graphic and insert it into the text after your paper is styled.

Number equations consecutively. Equation numbers, within parentheses, are to position flush right, as in (1), using a right tab stop.

To make your equations more compact, you may use the solidus (/), the exp function, or appropriate exponents. Italicize Roman symbols for quantities and variables, but not Greek symbols. Use a long dash rather than a hyphen for a minus sign. Punctuate equations with commas or periods when they are part of a sentence, as in

$$\alpha + \beta = \phi. \quad (1)$$

Note that the equation is centered using a center tab stop. Be sure that the symbols in your equation have been defined before or immediately following the equation. Use “(1),” not “Eq. (1)” or “equation (1),” except at the beginning of a sentence: “Equation (1) is ...”

Some Common Mistakes

- The word “data” is plural, not singular.
- The subscript for the permeability of vacuum m_0 , and other common scientific constants, is zero with subscript formatting, not a lowercase letter “o”.
- In American English, commas, semi-/colons, periods, question and exclamation marks are located within quotation marks only when a complete thought or name is cited, such as a title or full quotation. When quotation marks are used, instead of a bold or italic typeface, to highlight a word or phrase, punctuation should appear outside of the quotation marks. A parenthetical phrase or statement at the end of a sentence is punctuated outside of the closing parenthesis (like this). (A parenthetical sentence is punctuated within the parentheses.)
- A graph within a graph is an “inset,” not an “insert.” The word alternatively is preferred to the word “alternately” (unless you really mean something that alternates).
- Do not use the word “essentially” to mean “approximately” or “effectively”.
- In your paper title, if the words “that uses” can accurately replace the word using, capitalize the “u”; if not, keep using lower-cased.

- Be aware of the different meanings of the homophones “affect” and “effect,” “complement” and “compliment,” “discreet” and “discrete,” “principal” and “principle”.
- Do not confuse “imply” and “infer”.
- The prefix “non” is not a word; it should be joined to the word it modifies, usually without a hyphen.
- There is no period after the “et” in the Latin abbreviation “et al.”.
- The abbreviation “i. e.” means “that is,” and the abbreviation “e. g.” means “for example”.

Заключение (Conclusion)

В заключении должны быть сформулированы основные выводы по работе.

Conclusion contains the main outputs of the research/paper.

Благодарности (Acknowledgment)

Здесь можно расположить благодарности, в том числе указать гранты и другие виды спонсорства, которые способствовали проведению исследований по теме публикации.

Here you can place the gratitude, including grants and other types of sponsorship that contributed to the research on the topic of publication.

The preferred spelling of the word “acknowledgment” in America is without an “e” after the “g.” Avoid the stilted expression “one of us (R. B. G.) thanks ...”. Instead, try “R. B. G. thanks...”. Put sponsor acknowledgments in the unnumbered footnote on the first page.

Список литературы/References

Библиографический список нумеруется. При цитировании номер ссылки включается в текст в квадратных скобках. Помните, что знаки препинания следуют после скобки: [1]. Ссылка делается без пояснений вида «... в статье [3]...», за исключением случая, когда она стоит в начале предложения: «Статья [4] содержит...»

The Reference list is numbered. When quoting, the reference number is included in the text in square brackets. Note that

punctuation marks come before the parentheses [1]. The reference is made without explanation (“... in the article/paper [3]...”), except when it is at the beginning of a sentence: “The article/paper [4] ...”.

Информация об авторе

Фамилия Имя Отчество, научная степень, должность, место работы, e-mail, город, страна.

Information about the author

Full name, academic degree, position, place of work, e-mail, City, Country.

URAL RADIO ENGINEERING JOURNAL

2019, Vol. 3, No. 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

Address 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 70x100 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

2019, Т. 3, № 1

Учредитель — Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования
«Уральский федеральный университет
имени первого Президента России Б.Н. Ельцина»
620002, Россия, Екатеринбург, ул. Мира, 19

Ответственный за выпуск Н.В. Папуловская
Редактор Е.Е. Крамаревская
Переводчик А.Г. Ковалева
Верстка Т.А. Лоскутовой
Дизайн обложки А.А. Кобелев

Свидетельство о регистрации
ПИ № ФС77-69790 от 18.05.2017

Адрес редакции:

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 70x100 1/16. Тираж 500 экз. Уч.-изд. л. 6,5.
Дата выхода в свет 31.03.2019. Заказ 326.

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