

ISSN 2588-0454
ISSNe 2588-0462

URAL RADIO ENGINEERING JOURNAL

VOL. 4, № 3
2020



Ural Radio Engineering Journal

2020, Vol. 4, No. 3

Scientific and Technical Journal

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

The articles are published 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



Ural Radio Engineering Journal

2020, Т. 4, № 3

Научно-технический журнал

Журнал основан в 2017 г.
Выходит четыре раза в год

Статьи публикуются на русском и английском языках

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

2020, Vol. 4, No. 3

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

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

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

Nalik T. Isemenbergenov, 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

Eugenij Ochin, Maritime University of Szczecin, Szczecin, Poland

Kirill M. Zeyde, 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

Managing editor

Nataliya V. Papulovskaya, Ural Federal University, Ekaterinburg, Russia

Ural Radio Engineering Journal

2020, Т. 4, № 3

Главный редактор

Князев Сергей Тихонович, Уральский федеральный университет,
Екатеринбург, Россия

Редакционный совет

Абрамов Игорь Иванович, Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники, 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

Клемте 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

Зейде Кирилл Михайлович, 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

Управляющий редактор

Папуловская Наталья Владимировна, Уральский федеральный
университет, Екатеринбург, Россия

Ural Radio Engineering Journal**2020, Vol. 4, No. 3****CONTENTS**

<i>Zeyde K.M.</i> A case study of a loaded rectangular resonator with circular holes under the cavity perturbation theory ...	261
<i>Fomin D.G., Dudarev N.V., Darovskikh S.N., Baranov V.K.</i> The Investigation of the Volumetric Strip-Slot Transition with U-Shaped Slot Resonator	277
<i>Noskov V.Ya., Galeev R.G., Bogatyrev E.V.</i> Autodyne – a Multifunctional Element of Devices for the Formation and Processing of Radio Signals	293
<i>Plohov S.N., Shabunin S.N.</i> Radar with increased angular resolution of objects in wide-angle scanning	318
Publication Requirements for Articles Submitted to <i>Ural Radio Engineering Journal</i>	234
Publication Requirements for Articles Submitted to <i>Ural Radio Engineering Journal</i>	336
Publication Ethics	342
Article Submission Guidelines	350

Ural Radio Engineering Journal**2020, Т. 4, № 3****СОДЕРЖАНИЕ**

<i>Зейде К.М.</i> Исследование нагруженного на круглые отверстия прямоугольного резонатора в рамках теории возмущений.....	261
<i>Фомин Д.Г., Дударев Н.В., Даровских С.Н., Баранов В.К.</i> Исследование объемного полосково-щелевого перехода с П-образным щелевым резонатором	277
<i>Носков В.Я., Галеев Р.Г., Богатырев Е.В.</i> Автодин – многофункциональный элемент устройств формирования и обработки радиосигналов	293
<i>Плохов С.Н., Шабунин С.Н.</i> Радиолокатор с повышенным угловым разрешением объектов при широкоугольном сканировании.....	318
Требования к статьям, публикуемым в журнале <i>Ural Radio Engineering Journal</i>	339
Публикационная этика	346
Правила оформления статьи	350

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2020.4.3.001

УДК 537.877

Исследование нагруженного на круглые отверстия прямоугольного резонатора в рамках теории возмущений

К.М. Зейде

Уральский федеральный университет имени первого Президента России
Б.Н. Ельцина, Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32

✉ k.m.zeyde@urfu.ru

Аннотация

В настоящей работе приводится детальное описание исследования, проведенного для конкретной электродинамической системы: прямоугольного резонатора выполненного на участке волновода WR90, возбуждаемого диафрагмой и нагруженного на круглые отверстия, прорезанные в его узкой стенке. Данная структура имеет определенную практическую значимость, особенно в рамках восстановления электрофизических параметров образцов, помещаемых в полость резонатора через сквозные отверстия. Таким образом данное предметное исследование, ко всему прочему, затрагивает основные моменты теории возмущений объемных резонаторов. Рассматриваемое устройство изучалось как в рамках натурного эксперимента, так и в процессе модельных исследований, которые проводились в различных решетелях для нахождения собственных частот электродинамической системы. В статье приводится описание рассматриваемой структуры, ее практическая значимость; приводится исследование влияния шероховатостей внутренней поверхности волновода на основные параметры резонатора; описывается методика экспериментального определения добротности резонатора по характеристикам цепи. Предлагается алгоритм расчета нагруженной добротности резонатора, который был подтвержден экспериментально. Приводятся значения коэффициентов связи резонатора как с возбуждающим устройством, так и с нагрузкой. Также рассматривается ситуация внесения в полость резонатора возмущения цилиндрической формы. Приводится значение коэффициента формы образца, а также обрисовываются границы применимости метода возмущений в рамках данного предметного исследования.

Ключевые слова

объемный резонатор; прямоугольный волновод; собственные частоты; теория возмущений

Для цитирования

Зейде К.М. Исследование нагруженного на круглые отверстия прямоугольного резонатора в рамках теории возмущений. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(3):261–276. DOI: 10.15826/urej.2020.4.3.001.

A case study of a loaded rectangular resonator with circular holes under the cavity perturbation theory

K.M. Zeyde

Ural Federal University named after the first President of Russia
B.N. Yeltsin, 32 Mira Str., Ekaterinburg, 620002, Russia

k.m.zeyde@urfu.ru

Abstract

In this paper, a detailed description of a case study carried out for a specific electrodynamic system is given: a rectangular resonator made on a section of the WR90 waveguide, excited by a diaphragm and loaded onto round holes cut in its narrow wall. Considered structure has a certain practical significance, especially within the limits of restoring the electrophysical parameters of the samples placed in the cavity of the resonator by through holes. Thus, this case study, among other things, touches upon the main provisions of the resonator's cavity perturbation method. The considered device was studied both in the natural experiment installation and in the process of model studies, which were carried out in various eigenfrequencies and eigenmodes numerical solvers for an electrodynamic system. The article provides a full description of the structure under consideration, its practical significance; the study of the waveguide inner surface roughness influence on the main parameters of the resonator is given; describes the technique for the experimental determination of the resonator Q-factor from the circuit characteristics. An algorithm for the loaded resonator Q-factor calculating is proposed and experimentally verified. Additionally, the specific situation of inserting a cylindrical perturbation into the cavity of the resonator is considered. We provide the value of the sample shape factor, and outline the applicability boundaries of the perturbation method in this case study.

Keywords

cavity resonator, rectangular waveguide, eigenfrequencies, perturbation method

For citation

Zeyde K.M. A case study of a loaded rectangular resonator with circular holes under the cavity perturbation theory. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(3):261–276. DOI: 10.15826/urej.2020.4.3.001.

1. Введение

В настоящей работе приводится изучение специфического примера электродинамической системы: объемного прямоугольного нагруженного резонатора. Главной предпосылкой предлагаемого исследования является практическая значимость рассматриваемой системы. Такая структура естественным образом возникает при изучении характеристик жидкости или газа в диэлектрической трубке методом возмущений резонаторной полости (см. [1; 2]).

Широко известный и хорошо разработанный метод возмущений резонаторной полости демонстрирует устойчивое применение в сфере изучения электрофизических параметров материалов [3–6]. Суть метода заключается в отслеживании изменений основных характеристик резонатора при внесении в него малого возмущения. Этими характеристиками являются резонансная частота и добротность, изменение которых вычисляется относительно невозмущенного состояния электродинамической системы. Восстанавливаемыми параметрами в этом случае являются либо материальные, либо геометрические характеристики возмущения. Являясь интегральным методом, объект (вносимое возмущение) исследования представляется как целостная однородная структура.

Для практического изучения объекта, вызывающего возмущение, важно установить коэффициент нагрузки невозмущенного резонатора, коэффициент связи резонатора с возбуждающим устройством, а также коэффициент шероховатости внутренней поверхности стенок волновода. Разумным кажется получить данные параметры в рамках изучения избранной структуры и установить их внешнюю валидность для получения допустимой границы применимости. Это является главной целью настоящей работы.

2. Основные положения

На рис. 1 представлены объекты настоящего изучения: идеальный прямоугольный объемный резонатор и выполненный на его основе прототип реального устройства, которым является нагруженный объемным прямоугольным резонатором. Сквозные отверстия прорезаны на узкой стенке волновода в геометрическом центре соответствующих осей.

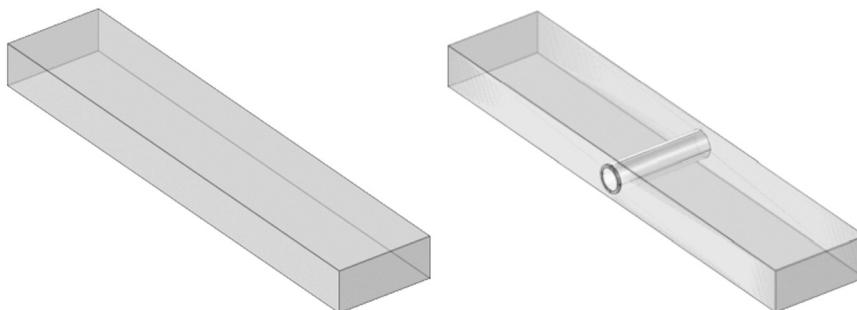


Рис. 1. Модель идеального резонатора (слева) и модель нагруженного возмущенного резонатора (справа)

Fig. 1. Ideal resonator model (left)
and loaded perturbed resonator model (right)

Приведем целевые характеристики идеального резонатора для собственной моды H_{mnl} в прямоугольной полости с размерами a, b, d соответственно (см. [7–9]):

$$Q_{mnl}^0 = \frac{k}{2K\left(\alpha + \frac{R_s}{\eta d}\right)},$$

$$f_{mnl}^0 = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{l}{d}\right)^2}, \quad (1)$$

где волноводный коэффициент фазы, волноводный множитель, коэффициент аттенюации, поверхностный импеданс и волновое сопротивление, соответственно равны:

$$k = \frac{2\pi f_{mnl}^0}{c},$$

$$K = \sqrt{1 - \frac{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{l}{d}\right)^2}},$$

$$\alpha = \frac{\kappa_r k \mu_{rc} \delta}{b} \left[\frac{1}{K} \left(\frac{1}{2} + \frac{b}{a} \cdot \frac{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2 + \left(\frac{l}{d}\right)^2} \right) \right], \quad (2)$$

$$R_s = \frac{\kappa_r}{\sigma_c \delta},$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}}.$$

В выражениях (2) фигурирует т. н. коэффициент шероховатости внутренней поверхности стенок волновода κ_r . Значение этой величины может быть получено в эксперименте. В работе [10] приводятся эмпирические характеристики поверхностного сопротивления с учетом шероховатости внутренней поверхности резонатора. Согласно [10] можем заключить, что в диапазоне частот 8–12 ГГц: $\kappa_r \in (1; 1.5]$. Укажем также, что σ_c, μ_{rc} – проводимость и магнитная проницаемость стенок резонатора, а δ – глубина скин-слоя.

В рассматриваемом случае резонатор выполнен на прямоугольном волноводе WR90 при $a = 23$ мм, $b = 10$ мм, $d = 112$ мм.

Резонаторная полость возбуждается сочленением КВП Agilent X281A с волноводной диафрагмой, ориентированной вдоль всей широкой стенки волновода и с зазором в 1 мм. На рис. 2 показана экспериментально полученная характеристика S_{11} рассматриваемого резонатора, возбуждаемого диафрагмой. На графике показаны резонансные частоты, а также вычисленные значения добротности для каждой из них. Согласно результатам эксперимента, в рабочей полосе частот у резонатора наблюдаются следующие собственные моды: H_{104} , H_{105} , H_{106} , H_{107} .

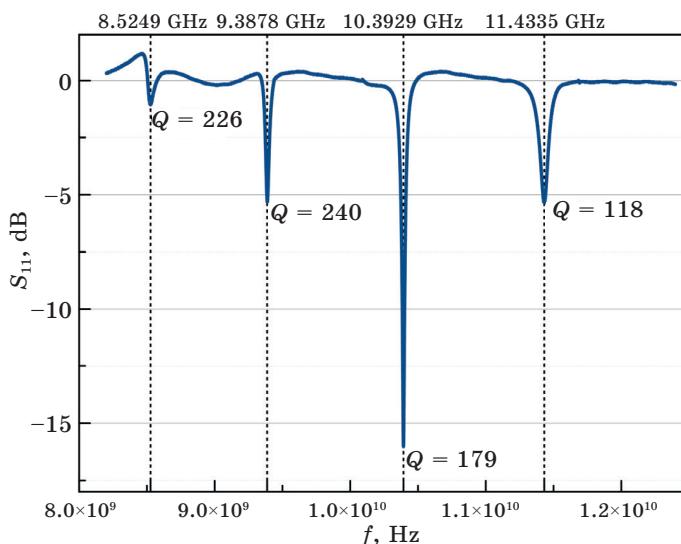


Рис. 2. Экспериментальная характеристика $S_{11}(f)$ для рассматриваемого резонатора

Fig. 2. Experimentally obtained $S_{11}(f)$ for resonator under consideration

Кратко опишем методику вычисления добротности резонатора по экспериментальной характеристике. Добротность – есть отношение резонансной частоты к ширине полосы частотной резонансной характеристики по уровню половины мощности (см., например [7]). Учитывая свойства элементов матрицы рассеяния, имеем:

$$S_{11}^{(-3dB)} [dB] = 10 \lg \left(1 - \frac{1 - 10^{\frac{S_{11}[dB]}{10}}}{2} \right). \quad (3)$$

Выражение (3) легко получить, если от значения коэффициента отражения перейти к коэффициенту передачи (данный коэффициент является фиктивным в настоящей формулировке), вычислить от него значение по половине передаваемой мощно-

сти, а затем выполнить от получившейся величины обратный переход. Значение формулы (3) дает нужный уровень на частотной характеристике (см. рис. 2), относительно которого необходимо установить ширину полосы: Δf . Далее вычисляется значение добротности резонатора на центральной частоте.

Учтем, что предложенный быстрый метод вычисления добротности резонатора является косвенным средством измерения физической величины. В работе [11] приводится более детальное исследования данного вопроса, однако мы обратимся к результатам этой работы в несколько другом контексте.

3. Нагруженный резонатор

Для того чтобы во внутреннюю область волновода поместить трубку, на его узких стенках необходимо прорезать круглые отверстия (см. рис. 1 справа). Будем оправдано считать эти отверстия дополнительной нагрузкой резонаторного контура. В работе [11] описывается методика эмпирического изучения добротности нагруженного резонатора. Используем простое выражение из этой работы:

$$Q_L^0 = \frac{Q_{mn}^0}{1 + \kappa_c}. \quad (3)$$

Одной из задач настоящего предметного исследования является определение коэффициента связи κ_c в (3). Данный коэффициент в настоящем случае есть сумма двух слагаемых: коэффициента связи возбуждающей диафрагмы κ_c^{ex} и коэффициента связи отверстий κ_c^{ld} . Учтем также, что в формуле для собственной добротности фигурирует неизвестная для изучаемого резонатора величина κ_r . С сохранением физического смысла этих величин, попытаемся найти их значения для рассматриваемого случая.

Итак, резонатор изготовлен из алюминия с параметрами: $\sigma_c = 37,74 \text{ МСм/м}$, $\mu_{rc} = 1$. Согласно формулам (1) и (2) добротность идеального резонатора линейно возрастает при увеличении собственной моды от 4-й до 7-й. Экспериментальные же данные для реального резонатора (рис. 2) показывают иную тенденцию для добротности, а именно наблюдается нелинейный характер ее изменения при увеличении собственной моды. Очевидно, этому есть два объяснения: первое – при увеличении частоты расстет влияние шероховатостей внутренней стенки волновода на параметры устройства, второе – характеристики нагрузок также являются частотно зависимыми.

В работе [10] приведена характеристика κ_r от отношения максимального линейного размера шероховатости к величине δ для алюминия. С ростом частоты глубина скин-слоя сокращается,

а это значит, что указанная выше пропорция увеличивается, и характеристика выходит на плато. Из экспериментальных данных работы [10] следует, что для алюминия максимальное значение $\kappa_r = 120$, при минимальном значении величины $\kappa_r = 1.05$. Тогда:

$$\kappa_r = 1.05 + (l-4) \cdot 0.05, \quad l \in [4, 7]. \quad (4)$$

Теперь обратимся к коэффициентам связи. В силу того что экспериментальная характеристика, представленная на рис. 2, снималась для резонатора без отверстий, в формуле (3) учитываем только коэффициент κ_c^{ex} . Имеем:

$$\kappa_c^{ex} = \frac{Q_{mnl}^0 - Q_L^0}{Q_L^0}. \quad (5)$$

Далее, согласно данным, полученным в эксперименте для нагруженной добротности, по формуле (5) получаем значение коэффициента для каждой собственной моды. Интерполируя значения полиномом Лагранжа, получаем:

$$\kappa_c^{ex} \simeq \frac{l^3 + 342l^2 - 3145l + 8718}{60}, \quad l \in [4, 7]. \quad (6)$$

Радиус r отверстий в рассматриваемом случае равен 3,11 мм. Вносимая отверстиями нагрузка на резонаторный контур понятным образом зависит от номера собственной моды резонатора. В силу того факта, что отверстия располагаются на расстоянии $d/2$ от короткозамкнутого конца, то нагрузка при различных модах может располагаться как в узле, так и в пучности вектора \mathbf{E} . Рисунок 3 иллюстрирует обе ситуации. Очевидно, что если нагрузка располагается в узле амплитуды (т. е. для четной собственной моды), то влияние на добротность резонатора будет несколько ниже, чем если нагрузка будет располагаться в пучности амплитуды (т. е. для нечетной собственной моды). Это естественным образом связано с тем, что отверстие, расположенное в пучности вектора \mathbf{E} , начинает излучать, тем самым рассеивая электромагнитную мощность в пространство.

Натурный эксперимент подтвердил ожидания того, что круговые отверстия данного диаметра лишь незначительно сказываются на добротности резонатора. На рис. 4 показана функция $Df(f) = S_{11h}(f) - S_{11}(f)$, где $S_{11h}(f)$ – частотная характеристика коэффициента отражения резонатора с отверстиями. Как и ожидалось, влияние отверстий на четных собственных гармониках минимально, на нечетных модах значение добротности незначительно уменьшается. Изменение это можно получить в рамках модельного исследования, используя решатели для собственных частот электродинамической системы.

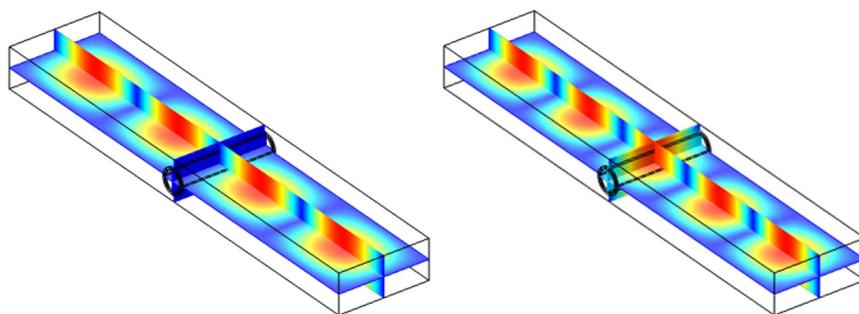


Рис. 3. Собственные моды нагруженного резонатора:
 $l = 4$ (слева) и $l = 5$ (справа)

Fig. 3. Loaded resonator eigenmodes: $l = 4$ (left) and $l = 5$ (right)

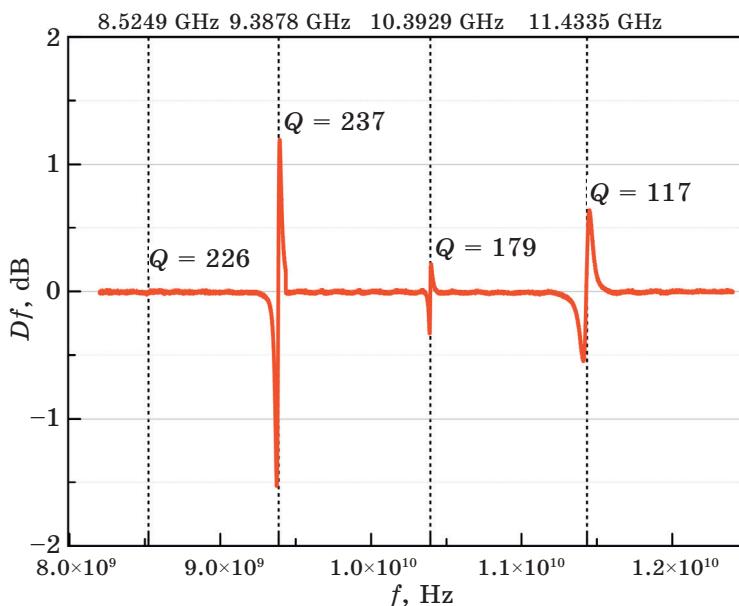


Рис. 4. Функция разности значений S_{11}
для резонатора с отверстиями и без них

Fig. 4. S_{11} difference function for resonator
with and without holes

По определению физической величины имеем (см., [7; 8]):

$$Q = \frac{\omega W_s}{P_d}, \quad (7)$$

где W_s – запасенная в резонаторе энергия, P_d – рассеянная резонатором мощность. Для целостного резонатора можем записать, что

$$W_s = \int_{V_c} w_{EM} dv, \\ P_d = \int_{S_w} p_l ds, \quad (8)$$

где w_{EM} – объемная плотность электромагнитной энергии, заключенная в объеме полости резонатора V_c ; p_l – мощность электромагнитных потерь, приходящаяся на единицу площади, получаемая из формулировки импедансных граничных условий Щукина – Леоновича для стенок волновода; S_w – площадь внутренней поверхности волновода. Для того чтобы переписать выражения (8) для случая нагруженного на отверстия резонатора, нам необходимо из области интегрирования по объему вычесть объем резонаторной полости, из которого происходит рассеяние энергии в пространство, а из области поверхностного интегрирования вычесть площадь занимаемую отверстиями:

$$W_s = \int_{V_c - V_d} w_{EM} dv, \\ P_d = \int_{S_w - 2S_h} p_l ds, \quad (9)$$

$$S_h = \pi r^2.$$

Установление значения V_d в выражении (9) заключается в рассмотрении волноводных отверстий связи. Согласно [8], слабоизлучающими отверстиями являются отверстия с радиусом:

$$r < \frac{\Lambda}{4\pi},$$

где Λ длина волны в волноводе. Там же приведены коэффициенты электрической и магнитной поляризуемости круглых отверстий:

$$\Pi_E = \frac{4r^3}{3}, \quad \Pi_M = \frac{2r^3}{3}.$$

Можем заключить, что для $l = 4$, отверстия удовлетворяют соотношению слабой связи и вместе с тем, что на четной гармонике отверстия располагается в узле (см. рис. 3), заметного влияния на характеристики резонатора они не оказывают (см. рис. 4). На пятой mode затекание мощности в отверстие максимально; хотя отверстие продолжает удовлетворять неравенству слабой связи, однако находится в пограничной области

$$\left(r \approx \frac{\Lambda}{4\pi} \right)$$

и, что более важно, располагается в пучности вектора \mathbf{E} . При $l = 6$ неравенство слабой связи перестает выполняться – отвер-

стия начинают излучать, однако, находясь в узле стоячей волны, покидающая резонатор энергия невелика. И, наконец, для седьмой собственной моды, вне зависимости от излучения отверстий и нахождения их в пучности амплитуды, электромагнитная энергия запасается в свободном объеме резонатора и влияние нагрузки на добротность несколько уменьшается, по сравнению с предыдущей нечетной гармоникой. Суммируя коэффициенты поляризуемости и учитывая, что, отверстий два, получаем:

$$V_d = 2(\Pi_E + \Pi_H) = 4r^3. \quad (10)$$

Необходимо указать, что V_d – это некоторый фиктивный объем резонаторной полости, который располагается строго на оси, соединяющей два отверстия вдоль широкой стенки волновода. Таким образом, при его вычитании при объемном интегрировании, автоматическим образом учитывается расположение узлов и пучностей стоячей волны в волноводе: если этот объем попадает в пучность амплитуды, то при интегрировании вычитается большая часть запасенной в резонаторе энергии, нежели, если этот объем находится в узле. Укажем также, что, согласно формулировке, данный объем должен быть равномерно заполнен электромагнитной энергией, поэтому форма, которой он ограничивается, неизвестна. В рамках модельных исследований было установлено, что при интегрировании, уместно вычитать объем цилиндра, основаниями которого являются отверстия на узких станках волновода, т. е. $V_d = \pi r^2 a$ (см. рис. 1 справа). Очевидно, что это значение больше, чем, то, которое получается при использовании формулы (10), однако средняя по единице объема плотность электромагнитной энергии в них примерно одинаковая. Итак, снова применяя формулы (5), только уже для коэффициентов κ_c^{ld} , после интерполяции, получаем:

$$\kappa_c^{ld} \approx 0.089l^3 - 1.476l^2 + 8.025l - 14.145, \quad l \in [4, 7]. \quad (11)$$

На рис. 4, ко всему прочему приведены полученные экспериментальные значения для добротности реального резонатора, нагруженного на отверстия. Сравним их со значениями, получаемыми по формуле (3), с учетом (6) и (11). Имеем, $Q_{L(l=4)}^0 = 226$, $Q_{L(l=5)}^0 = 238$, $Q_{L(l=6)}^0 = 179$, $Q_{L(l=7)}^0 = 117$. Учитывая существенную измерительную погрешность, можем заключить, что результаты совпали с хорошей точностью. Делая промежуточный вывод, можем указать, что методика определения добротности нагруженного на круговые отверстия резонатора (формулы (9) и (10)) подтверждена экспериментально. Это не дает весомых оснований высоко оценивать ее внешнюю валидность, однако появляются

существенные предпосылки полагать, что она может быть использована и для других примеров объемных резонаторов.

4. Резонатор с возмущением

Рассмотрим ситуацию внесения характерного возмущения в резонатор через круговые отверстия в его узкой стенке. Присутствие диэлектрического объекта в объемном резонаторе приводит к смещению его резонансной частоты вниз на величину [4]:

$$\Delta F^1 = 2(\operatorname{Re}(\varepsilon_r) - 1)\zeta f_{mnl}^0 \frac{V_d}{V_c}, \quad (12)$$

где ε_r – комплексная диэлектрическая проницаемость возмущения, ζ – коэффициент формы возмущения, $V_d = \pi r^2 a$. Принимая во внимание, что резонансная частота возмущенной системы есть $f_{mnl}^1 = f_{mnl}^0 - \Delta F^1$ и $V_c = abd$, имеем:

$$f_{mnl}^1 = f_{mnl}^0 \left(1 - \frac{2\pi r^2 \zeta (\operatorname{Re}(\varepsilon_r) - 1)}{bd} \right). \quad (13)$$

Выше указывалось, что данный подход может быть использован лишь для малых возмущений объемного резонатора. Магнитуда возмущения обычно оценивается по отношению объема вносимого возмущения к объему полости резонатора. В работе [12] приводится детальное изучение этого вопроса. Усовершенствование метода возмущений объемного резонатора, сделанное авторами [13], позволяет существенно увеличить допустимую магнитуду возмущения для его успешного анализа. Мы используем следующее связанное с магнитудой возмущения требование (см. [12, 13]):

$$\frac{\Delta F^1}{f_{mnl}^0} \leq 10^{-3}.$$

Из этого неравенства легко получить максимальное значение отношений объемов в системе, используя (1) и (12). Таким образом, максимальная возможная для анализа магнитуда возмущения, характеризуется как объемом, так и электрофизическими параметрами образца.

Вместе с этим возмущение оказывается на добротности резонатора следующим образом [4; 5; 14]:

$$\begin{aligned} \Delta S^1 &= 4 \operatorname{Im}(\varepsilon_r) \zeta^2 Q_L^0 \frac{V_d}{V_c} = 10^s - 1, \\ s &= \frac{S_{11}^1[dB] - S_{11}^0[dB]}{20}, \\ S_{11}^1 &= S_{11}^0 + 20 \lg \left(4 \operatorname{Im}(\varepsilon_r) \zeta^2 Q_L^0 \frac{V_d}{V_c} \right). \end{aligned} \quad (14)$$

Таким образом:

$$\frac{\Delta S^1}{Q_L^0} = \frac{Q_L^0 - Q_L^1}{Q_L^0 Q_L^1} \Rightarrow Q_L^1 = \frac{Q_L^0}{\Delta S^1 + 1} \Rightarrow Q_L^1 = \frac{Q_L^0}{10^s}. \quad (15)$$

Как для теоретического изучения, так и для практического использования метода важным является определение коэффициента формы возмущения ζ . Эта величина зависит от геометрии объекта, от его диэлектрической проницаемости, а также от расположения в резонаторной полости. В работе [4] приведены значения коэффициента лишь для простейших типов возмущений, используем эти результаты в качестве первичных данных.

Укажем, что в данном исследовании в качестве возмущения выступает круглый цилиндр, помещенный в полость резонатора через отверстия (см. рис. 1). Мы пытаемся найти значение коэффициента формы возмущения именно для цилиндра, ориентированного вдоль широкой стенки волновода и размещенного в центре узкой стенки на половине длины волновода, на собственных модах резонатора $l = 4, 5, 6, 7$.

Исследование проводится численными методами с помощью решателей собственных частот электродинамической системы. В качестве модели резонатора без возмущения мы используем нагруженный на отверстия резонатор, но без используемого в эксперименте возбуждающего устройства. Это позволяет проводить более точное моделирование собственных частот системы при внесении в нее возмущения. Обратим внимание, что в модели мы не учитываем коэффициент κ_r . Для небольших значений ε_r и при отсутствии потерь в диэлектрике, получены следующие приближенные значения коэффициента:

$$\begin{aligned} \zeta_{l=4} &\approx \frac{1}{9(\varepsilon_r + 6)}, \\ \zeta_{l=5,7} &\approx \frac{1}{\varepsilon_r + 1}, \\ \zeta_{l=6} &\approx \frac{1}{8(\varepsilon_r + 2)}. \end{aligned} \quad (16)$$

Для $\varepsilon_r = 2$:

$$\frac{\Delta F^1}{f_{mnl}^0} \approx 7.23 \times 10^{-4} \text{ при } l = 4; \frac{\Delta F^1}{f_{mnl}^0} \approx 0.017 \text{ при } l = 5;$$

$$\frac{\Delta F^1}{f_{mnl}^0} \approx 10^{-3} \text{ при } l = 6; \frac{\Delta F^1}{f_{mnl}^0} \approx 0.016 \text{ при } l = 7.$$

Таким образом можем заключить, что выражения для четных собственных мод в (16) справедливы для $\varepsilon_r \leq 2$, тогда как для нечетных собственных мод ε_r может лишь незначительно отличаться от единицы.

Аналогичная геометрия рассматривается в работе [15], но вне рамок теории возмущений объемного резонатора. Используя предложенный автором [15] метод возможно восстанавливать электрофизические параметры цилиндрической цели при гораздо больших значениях ε_r (например для жидкостей или композитных материалов). Вместе с разработанным алгоритмом численного анализа неоднородностей в волноводах [16] и используя нейросетевой подход к восстановлению параметров цилиндрических возмущений (см. [17–19]), представляется возможным проводить высокоточные исследования образцов материалов сложной формы, помещаемых в волновод непосредственно через «окна» связи.

6. Выводы

В данной работе приводится подробное описание исследования, нагруженного на круговые отверстия прямоугольного резонатора, в который вносится характерное возмущение для его последующего электродинамического анализа. Был разработан алгоритм расчета нагруженной добротности резонатора, в котором учитываются коэффициента связи как с возбуждающим устройством, так и с технологическими отверстиями в волноводе, через которые могут быть помещены образцы материалов для их изучения. В работе приведено подробное описание разработанного метода анализа типовой структуры прямоугольного резонатора, ряд положений подтверждены экспериментально, тогда как некоторые выводы имеют численную верификацию. В силу того, что рассмотренная структура имеет определенную практическую значимость, результаты могут найти применение как в области материаловедения, так и в области дефектоскопии.

Список литературы

1. Zeyde K.M., Sharov V.V., Ronkin M.V. Guided microwaves electromagnetic drag over the sensitivity threshold experimental observation. *WSEAS Transactions on Communications*. 2019;18:191–205.
2. Zeyde K.M., Sharov V.V. Fluid flow sensors design based on electromagnetic drag effect. In: *2019 International Conference on Control, Artificial Intelligence, Robotics & Optimization (ICCAIRO)*, Athens, Greece, 8–10 Dec. 2019, pp. 48–53. DOI: 10.1109/ICCAIRO47923.2019.00017.
3. Parkash A., Vaid J.K., Mansingh A. Measurement of dielectric parameters at microwave frequencies by cavity-perturbation

technique. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1979;27(9):791–795. DOI: 10.1109/TMTT.1979.1129731.

4. Kraszewski A.W., Nelson S.O. Observations on resonant cavity perturbation by dielectric objects. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1992;40(1):151–155.

5. Santra M., Limaye K.U. Estimation of complex permittivity of arbitrary shape and size dielectric samples using cavity measurement technique at microwave frequencies. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2005;53(2):718–722. DOI: 10.1109/TMTT.2004.840570.

6. Nelatury S.R., Nelatury C.F. A comparison of perturbation formulas for a square electromagnetic resonator. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 2014;56(1):130–142. DOI: 10.1109/MAP.2014.6821764.

7. Джексон Дж. *Классическая электродинамика*. М.: Мир; 1965.

8. Семенов Н.А. *Техническая электродинамика*. М.: Связь; 1973.

9. Marcuvitz N. *Waveguide handbook*. London: IET; 1986.

10. Hernandez A., Martin E., Margineda J., Zamarro J.M. Resonant cavities for measuring the surface resistance of metals at X-band frequencies. *Journal of Physics E Scientific Instruments*. 1986;(19):222–225.

11. Kajfez D., Hwan E.J. Q-factor measurement with network analyzer. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1984;32(7):666–670.

12. Peng Z., Hwang J.-Ya., Andriese M. Maximum sample volume for permittivity measurements by cavity perturbation technique. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2014;63(2):450–455.

13. Kim C.-K., Minz L., Park S.-O. Improved measurement method of material properties using continuous cavity perturbation without relocation. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2020;69(8):5702–5716.

14. Miura T, Tahara K., Sugiyama J.-I., Horibe M. Q-factor change of cavity by sample installation in resonance perturbation method. In: *Proceedings of the 45th European Microwave Conference, Paris, France, 7–10 Sept. 2015*, pp. 738–741. DOI: 10.1109/EuMC.2015.7345869.

15. Nishikata A. Scattering analysis for layered cylindrical object perpendicularly piercing the wider walls of a rectangular waveguide and its application to ϵ_r and μ_r measurement. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*. 2009;57(6):1602–1611.

16. Zeyde K.M. Verified simulation of waveguide inhomogeneities in Keysight EMPro 2017 software. *Ural Radio Engineering Journal*. 2018;2(4):67–76. DOI: 10.15826/urej.2018.2.4.005.

17. Зейде К.М. Численное восстановление электрофизических параметров сферы в прямоугольном волноводе на СВЧ. В: *Сборник трудов конференции RLNC 2019*. 2019. Т. 6. С. 94–100.

18. Hamid A.-K., AlSunaidi M. Inverse scattering by dielectric circular cylindrical scatterers using a neural network approach. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Montreal, Canada, 13–18 July 1997*, pp. 2278–2281. DOI: 10.1109/APS.1997.625424.

19. Bhattacharya M., Gupta B. Neural network model of S-parameters for a dielectric post in rectangular waveguide. In: *Proceedings of International Conference on Recent Advances in Microwave Theory and Applications, Jaipur, India, 21–24 Nov. 2008*, pp. 581–583. DOI: 10.1109/AMTA.2008.4763000.

References

1. Zeyde K.M., Sharov V.V., Ronkin M.V. Guided microwaves electromagnetic drag over the sensitivity threshold experimental observation. *WSEAS Transactions on Communications*. 2019;18:191–205.
2. Zeyde K.M., Sharov V.V. Fluid flow sensors design based on electromagnetic drag effect. In: *2019 International Conference on Control, Artificial Intelligence, Robotics & Optimization (ICCAIRO), Athens, Greece, 8–10 Dec. 2019*, pp. 48–53. DOI: 10.1109/ICCAIRO47923.2019.00017.
3. Parkash A., Vaid J.K., Mansingh A. Measurement of dielectric parameters at microwave frequencies by cavity-perturbation technique. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1979;27(9):791–795. DOI: 10.1109/TMTT.1979.1129731.
4. Kraszewski A.W., Nelson S.O. Observations on resonant cavity perturbation by dielectric objects. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1992;40(1):151–155.
5. Santra M., Limaye K.U. Estimation of complex permittivity of arbitrary shape and size dielectric samples using cavity measurement technique at microwave frequencies. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2005;53(2):718–722. DOI: 10.1109/TMTT.2004.840570.
6. Nelatury S.R., Nelatury C.F. A comparison of perturbation formulas for a square electromagnetic resonator. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*. 2014;56(1):130–142. DOI: 10.1109/MAP.2014.6821764.
7. Jackson J. *Classical Electrodynamics*. New York, London: John Wiley & Sons; 1962.
8. Semenov N.A. *Technical Electrodynamics*. Moscow: Svyaz; 1973. (In Russ.)
9. Marcuvitz N. *Waveguide handbook*. London: IET; 1986.
10. Hernandez A., Martin E., Margineda J., Zamarro J.M. Resonant cavities for measuring the surface resistance of metals at X-band frequencies. *Journal of Physics E Scientific Instruments*. 1986;(19):222–225.
11. Kajfez D., Hwan E.J. Q-factor measurement with network analyzer. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1984;32(7):666–670.
12. Peng Z., Hwang J.-Ya., Andriese M. Maximum sample volume for permittivity measurements by cavity perturbation technique. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2014;63(2):450–455.
13. Kim C.-K., Minz L., Park S.-O. Improved measurement method of material properties using continuous cavity perturbation without relocation. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2020;69(8):5702–5716.

14. Miura T, Tahara K., Sugiyama J.-I., Horibe M. Q-factor change of cavity by sample installation in resonance perturbation method. In: *Proceedings of the 45th European Microwave Conference, Paris, France, 7–10 Sept. 2015*, pp. 738–741. DOI: 10.1109/EuMC.2015.7345869.
15. Nishikata A. Scattering analysis for layered cylindrical object perpendicularly piercing the wider walls of a rectangular waveguide and its application to ϵ_r and μ , measurement. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*. 2009;57(6):1602–1611.
16. Zeyde K.M. Verified simulation of waveguide inhomogeneities in Keysight EMPro 2017 software. *Ural Radio Engineering Journal*. 2018;2(4):67–76. DOI: 10.15826/urej.2018.2.4.005.
17. Zeyde K.M. Numerical recovering of the sphere electrophysical parameters in a rectangular waveguide on a microwave. In: *RLNC Conference proceedings*. 2019. Vol. 6, pp. 94–100. (In Russ.)
18. Hamid A.-K., AlSunaidi M. Inverse scattering by dielectric circular cylindrical scatterers using a neural network approach. In: *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Montreal, Canada, 13–18 July 1997*, pp. 2278–2281. DOI: 10.1109/APS.1997.625424.
19. Bhattacharya M., Gupta B. Neural network model of S-parameters for a dielectric post in rectangular waveguide. In: *Proceedings of International Conference on Recent Advances in Microwave Theory and Applications, Jaipur, India, 21–24 Nov. 2008*, pp. 581–583. DOI: 10.1109/AMTA.2008.4763000.

Информация об авторе

Зейде Кирилл Михайлович, кандидат физико-математических наук, доцент департамента радиоэлектроники и связи, Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина, Екатеринбург, Россия.

Information about the author

Kirill M. Zeyde, Candidate of Science in Physics and Mathematics, Associate Professor of the Department of Radioelectronics and Communications of Engineering School of Information Technologies, Telecommunications and Control Systems, Ural Federal University named after First President of Russia B.N. Yeltsin, Ekaterinburg, Russia.

Поступила / Received: 23.10.2020

Принята в печать / Accepted: 11.11.2020

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2020.4.3.002

УДК 621.372.543.2

Исследование объемного полосково-щелевого перехода с П-образным щелевым резонатором

Д.Г. Фомин✉, Н.В. Дударев, С.Н. Даровских, В.К. Баранов

Южно-Уральский государственный университет (национальный
исследовательский университет), Россия, 454080, г. Челябинск,
проспект Ленина, 76

✉ Fomin95@ya.ru

Аннотация

Применение объемных полосково-щелевых переходов для реализации устройств бесконтактной частотно-селективной передачи СВЧ-сигнала является актуальным. Это обусловлено компактностью объемных полосково-щелевых (далее – ОПЩ) переходов, достигаемой многослойным размещением функциональных частей, а также частотно-селективными характеристиками их электрических параметров. При этом объемно-модульный принцип реализации конструкции ОПЩ переходов позволяет обеспечить замену отдельных компонентов, что в свою очередь обеспечивает высокую функциональную гибкость устройства. Уменьшение габаритов ОПЩ перехода при сохранении его электрических характеристик возможно за счет хорошо известных методов, используемых в СВЧ-технике: 1) применение плат с большим значением относительной диэлектрической проницаемости; 2) за счет перехода в более высокочастотные диапазоны. Авторами данной работы рассмотрен третий метод уменьшения габаритов ОПЩ перехода за счет использования П-образного щелевого резонатора. Представлены разработка эквивалентной схемы ОПЩ перехода и расчет всех ее элементов. Проведено лабораторное исследование макета ОПЩ перехода.

Ключевые слова

П-образный щелевой резонатор; объемный полосково-щелевой переход; S-параметры; эквивалентная схема; электродинамическое моделирование

Для цитирования

Фомин Д.Г., Дударев Н.В., Даровских С.Н., Баранов В.К. Исследование объемного полосково-щелевого перехода с П-образным щелевым резонатором. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(3):277–292. DOI: 10.15826/urej.2020.4.3.002.

The Investigation of the Volumetric Strip-Slot Transition with U-Shaped Slot Resonator

D.G. Fomin✉, N.V. Dudarev, S.N. Darovskikh, V.K. Baranov

South Ural State University (National Research University),
76 Lenin Avenue, Chelyabinsk, 454080, Russia

✉ Fomin95@ya.ru

Abstract

The application of volumetric strip-slot transition for the implementation of wireless devices with contactless frequency-selective transmission of microwave signals is relevant. This is due to the compactness of volumetric strip-slot transition achieved by the multilayer arrangement of its functional parts and of its electrical frequency-selective characteristics. At the same time the volumetric-modular design allows the replacement of its individual components which provides high functional flexibility of the device. Reducing of weight and dimensions of the volumetric strip-slot transition while maintaining its electrical characteristics is possible due to well-known methods used in microwave technology: 1) using of substrates with a high value of the relative permittivity, 2) due to the transition to higher frequency ranges. The authors of this paper present the third method for reducing of weight and dimensions of the volumetric strip-slot transition by using a U-shaped slot resonator. The development of the equivalent circuit of the volumetric strip-slot transition and calculation of all its lumped elements are also presented. The values of such lumped elements as linear capacitance of the strip line, linear inductance of the strip line, characteristic impedance of the slot transmission line were determined. The value of the inductive inhomogeneity occurred when the slot resonator bends by 90 degrees was calculated and its S-parameters in the frequency range were simulated. Numerical electrodynamics simulation was performed to confirm the validity of the results of circuit simulation. Then the experiment research of the sample of the volumetric strip-slot transition with the U-shaped slot resonator was carried out. The theoretical and experimental results of the conducted researches of volumetric strip-slot transition with the U-shaped slot resonator are in good qualitative and numerical agreement with each other. The use of the U-shaped slot resonator provides an opportunity to achieve a 36% reduction of weight and dimensions parameters of the volumetric strip-slot transition while maintaining its electrical characteristics.

Keywords

U-shaped slot resonator; volumetric strip-slot transition; S-parameters; equivalent circuit; electrodynamics simulation

For citation

Fomin D.G., Dudarev N.V., Darovskikh S.N., Baranov V.K. The Investigation of the Volumetric Strip-Slot Transition with U-Shaped Slot Resonator. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(3):277–292. DOI: 10.15826/urej.2020.4.3.002.

Введение

Одними из главных задач развития радиоэлектроники являются увеличение скорости обмена данными между беспроводными системами связи, а также уменьшение их массогабаритных характеристик. Решением данных задач является переход к многослойной интегральной технологии, позволяющей объединять функционально законченные элементы антенно-фидерного тракта, включая антенны, в единую объемно-модульную конструкцию. Так использование трехмерной многослойной конструкции позволяет создавать миниатюрные структуры с высокой степенью интеграции и открывает широкие возможности для улучшения электродинамических, массогабаритных, климатических, экономических и других параметров [1]. Помимо этого, переход к трехмерной многослойной конструкции позволяет реализовать MIMO (Multiple Input Multiple Output – Множественный вход, множественный выход) технологию, увеличивающую пропускную способность и емкость беспроводных приемо-передающих систем. В качестве замены известным базовым элементам антенно-фидерного тракта, таким как полосковая, копланарная или микрополосковая линии передачи, для реализации пассивных интегральных СВЧ-схем может быть использован объемный полосково-щелевой (далее – ОПЩ) переход, обладающий ярко выраженными частотно-селективными электрическими характеристиками. Особенностью ОПЩ перехода является объемно-модульный принцип реализации его конструкции, обеспечивающий гальваническую развязку основных его функциональных частей, что в свою очередь обеспечивает высокую функциональную гибкость устройства.

Реализация стандартного ОПЩ перехода [2–5] связана с использованием щелевого резонатора, имеющего форму прямоугольной вырезки в металлическом экране. Габариты ОПЩ перехода в значительной степени определяются размерами щелевого резонатора и экрана, в котором вырезан резонатор. Уменьшение габаритов ОПЩ перехода при сохранении его электрических характеристик возможно за счет хорошо известных методов, используемых в СВЧ-технике: 1) применение плат с большим значением относительной диэлектрической проницаемости; 2) за счет перехода в более высокочастотные диапазоны; 3) за счет искусственного уменьшения площади, занимаемой основными функциональными частями ОПЩ перехода путем их сгибания.

Целью данной работы является исследование ОПЩ перехода, в конструкции которого используется щелевой резонатор П-образной формы, позволяющий уменьшить массогабаритные характеристики ОПЩ перехода и повысить плотность размеще-

ния его функциональных частей при сохранении электрических характеристик. Представлены теоретический и экспериментальный методы исследования ОПЩ перехода для дециметрового диапазона длин волн со средней частотой $f = 1400$ МГц, наиболее характерной для радиолокационных станций дальнего обнаружения [6]. Для теоретического исследования ОПЩ перехода разработана и рассчитана его эквивалентная схема, а также проведено численное электродинамическое моделирование в программе ANSYS HFSS. Экспериментальное исследование выполнено на макете ОПЩ перехода с использованием векторного анализатора цепей.

1. Конструкция объемного полосково-щелевого перехода с П-образным щелевым резонатором

Объемный полосково-щелевой переход с П-образным щелевым резонатором – устройство, предназначенное для бесконтактной частотно-селективной передачи СВЧ-сигнала между частями объемно-модульных интегральных схем. В состав ОПЩ перехода входят (рис. 1) входной и выходной коаксиальные разъемы 1, 2 с волновым сопротивлением 50 Ом, две или более полосковых линий передачи 3, 4, размещенных на разных сторонах 5-8-многослойной диэлектрической конструкции. П-образный щелевой резонатор 9 вырезан в металлической пластине 10, расположенной между слоями с полосковыми линиями. Общая длина П-образного щелевого резонатора составляет половину длины волны ($\lambda/2$) на центральной частоте. Полосковые линии перекрещиваются с П-образным щелевым резонатором и заканчиваются обрывом на расстоянии четверти длины волны ($\lambda/4$) на центральной частоте от места перекрещивания.

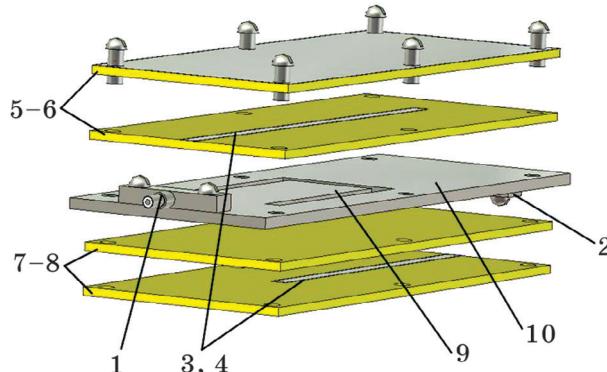


Рис. 1. Конструкция объемного полосково-щелевого перехода с П-образным щелевым резонатором

Fig. 1. Design of the volumetric strip-slot transition with U-shaped slot resonator

2. Разработка эквивалентной схемы объемного полосково-щелевого перехода с П-образным щелевым резонатором

Для разработки эквивалентной схемы ОПЩ перехода с П-образным щелевым резонатором рассмотрим по отдельности все его функциональные части.

2.1. Коаксиальный разъем

Для подачи СВЧ-сигнала используется коаксиальный разъем SMA-типа с волновым сопротивлением 50 Ом, центральный проводник которого гальванически соединен с полосковой линией. Корпус разъема соединяется с экранирующим слоем. Таким образом, входной/выходной коаксиальные разъемы могут быть представлены как Порт 1/Порт 2.

2.2. Полосковая линия

Полосковая линия представляет собой двухпроводную линию передачи с волновым сопротивлением 50 Ом [7]. Эквивалентная схема сегмента полосковой линии передачи без учета диэлектрических потерь представлена на рис. 2.

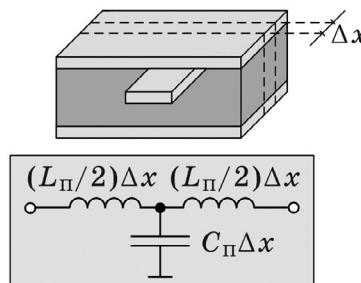


Рис. 2. Эквивалентная схема сегмента полосковой линии передачи без учета диэлектрических потерь

Fig. 2. Equivalent circuit of a strip line segment without regard to dielectric losses

На рис. 2 введены следующие условные обозначения: L_{π} – погонная индуктивность, мкГн/м; C_{π} – погонная емкость, пФ/м.

Значения погонной емкости C_{π} и погонной индуктивности L_{π} могут быть определены из соотношений (1) и (2) для симметричной полосковой линии [7]:

$$C_{\pi} = \frac{1}{v_c Z_{\text{ВПЛ}}}, \quad (1)$$

где $Z_{\text{ВПЛ}} = 50$ Ом – волновое сопротивление полосковой линии; v_c – скорость света в среде.

$$L_{\Pi} = Z_{\text{ВПЛ}}^2 C_{\Pi}. \quad (2)$$

Использование выражений (1) и (2) позволило получить значения погонной емкости и погонной индуктивности:

$$C_{\Pi} = 125 \text{ пФ/м};$$

$$L_{\Pi} = 0,31 \text{ мкГн/м.}$$

2.3. Разомкнутый полосковый резонатор

Разомкнутый полосковый резонатор начинается в области пересечения полосковой линии и П-образного щелевого резонатора. Его использование обусловлено необходимостью создания пучности магнитного поля в области П-образного щелевого резонатора для его возбуждения.

Эквивалентная схема разомкнутого полоскового резонатора представляет собой последовательно включенную реактивность, входное сопротивление $X_{XX \text{ отр}}$ которой определяется согласно выражению [7]:

$$X_{XX \text{ отр}} = -jZ_{\text{ВПЛ}} \operatorname{ctg}(\beta l), \quad (3)$$

где $\beta = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}$ – волновое число; ω – круговая частота, рад/с; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная; $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная; l – длина резонатора, м.

Длина разомкнутого полоскового резонатора составляет четверть длины волны на центральной частоте. Поэтому его эквивалентную схему удобно представить в виде последовательного LC контура (рис. 3).

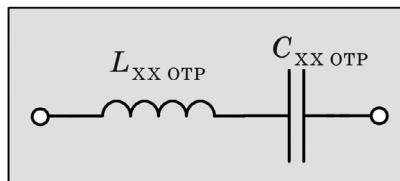


Рис. 3. Эквивалентная схема четвертьволнового разомкнутого полоскового резонатора на центральной частоте

Fig. 3. Equivalent circuit of a quarter-wave open strip resonator at the center frequency

2.4. П-образный щелевой резонатор

Особенностью щелевой линии передачи является распространяющаяся в ней структура электромагнитного поля. В отличие от полосковых линий, где основная волна – волна ТЕМ типа, в щелевой линии передачи распространяется волна, по своей структуре напоминающая волну H_{10} (рис. 4). Как следствие, волновое сопротивление щелевой линии $Z_{\text{ВЩЛ}}$ определяется выражением [8]:

$$Z_{\text{вщл}} = \frac{|V|^2}{P}, \quad (4)$$

где V – напряжение в сечении щелевой линии, В; P – средняя проходящая мощность, Вт.

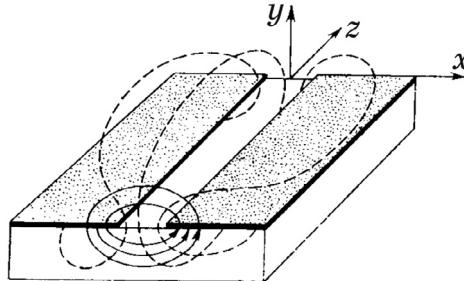


Рис. 4. Структура поля в щелевой линии передачи

Fig. 4. Field structure in a slot transmission line

Зависимость распределения напряжения электрического поля в области щелевого резонатора $V(x)$ от координаты x (щелевой резонатор расположен вдоль оси x) определяется выражениями (5–7) [9; 10]:

$$V(x) = -V_0 \frac{\sinh(\gamma(L/2 - |x|))}{\sinh(\gamma L/2)}, \quad (5)$$

$$V_0 = \frac{V_\Gamma Z_{\text{вх}}}{Z_{\text{вх}} + Z_\Gamma}; \quad (6)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta, \quad (7)$$

где V_0 – входное напряжение электрического поля; V_Γ – напряжение генератора; Z_Γ – импеданс генератора; α – коэффициент затухания, Нп/м.

Электродинамическая модель излучения прямого щелевого резонатора, вырезанного в плоской бесконечно тонкой проводящей пластине и расположенного вдоль оси z (рис. 5) определяется выражениями (8) и (9) [11].

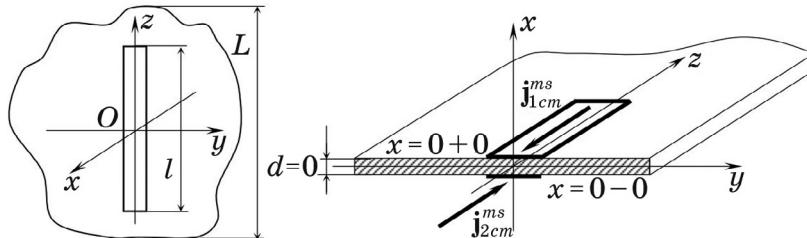


Рис. 5. Геометрия двусторонней щели [11]

Fig. 5. Double-sided slot geometry [11]

Из предположения об известном распределении вектора напряженности электрического поля \mathbf{E}_0 в пространстве щелевого резонатора, создаваемого сторонним источником \mathbf{j}_{cm}^m , с помощью леммы Лоренца могут быть найдены значения векторов электромагнитных полей \mathbf{E}_1 , \mathbf{H}_1 и \mathbf{E}_2 , \mathbf{H}_2 .

$$\begin{aligned}\mathbf{j}_1^{ms} &= -\mathbf{i}_x \times \mathbf{E}_0 = -\mathbf{i}_z \mathbf{E}_0; \\ \mathbf{j}_2^{ms} &= -(-\mathbf{i}_x \times \mathbf{E}_0) = \mathbf{i}_z \mathbf{E}_0.\end{aligned}\quad (8)$$

$$\int_s [(\mathbf{E}_1 \times \mathbf{H}_2) - (\mathbf{E}_2 \times \mathbf{H}_1)] \cdot \mathbf{n} ds = \int_v (j_{1cm}^m \cdot \mathbf{H}_2 - j_{2cm}^m \cdot \mathbf{H}_1) dv. \quad (9)$$

Зная значения векторов электромагнитных полей \mathbf{E}_1 , \mathbf{H}_1 и \mathbf{E}_2 , \mathbf{H}_2 , можно найти распределение поверхностных токов на поверхности пластины с вырезанным щелевым резонатором и, как следствие, значение волнового сопротивления щелевой линии.

При численном электродинамическом моделировании в программе ANSYS HFSS получено значение волнового сопротивления щелевой линии, равное $Z_{\text{вцл}} = 120 \text{ Ом}$.

При составлении эквивалентной схемы П-образного щелевого резонатора необходимо учесть реактивную неоднородность, возникающую в месте поворота щелевого резонатора на 90 градусов. Значение реактивной неоднородности определяется как последовательно включенная индуктивность, нормированное реактивное сопротивление x_L которой определяется согласно выражению [12]:

$$x_L = j \frac{2\pi d}{\lambda} \operatorname{tg} \frac{\pi}{4}, \quad (10)$$

где $d = 8 \text{ мм}$ – толщина конструкции ОПЩ перехода.

Используя выражение (10) для указанного выше среднего значения диапазона частот получено нормированное реактивное сопротивление $x_L = j \cdot 0,44$.

Для определения значений реактивного сопротивления X_L , а также величины индуктивности $L_{\text{ср}}$ воспользуемся выражениями (11) и (12) соответственно

$$X_L = Z_{\text{вцл}} x_L; \quad (11)$$

$$L_{\text{ср}} = \frac{X_L}{j\omega}. \quad (12)$$

Используя выражения (11) и (12) получили $X_L = j \cdot 52,7 \text{ Ом}$, что соответствует индуктивности $L_{\text{ср}} = 6 \text{ нГн}$.

Проведем моделирование S-параметров для схемы последовательного включения индуктивности 6 нГн в линию передачи с волновым сопротивлением 120 Ом (рис. 6, 7).

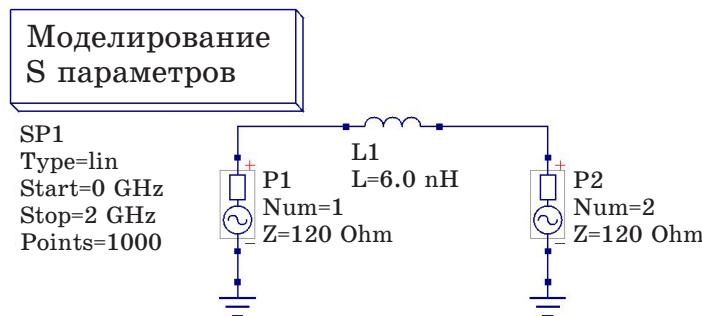


Рис. 6. Моделирование S-параметров для схемы последовательного включения индуктивности 6 нГн в линию передачи с волновым сопротивлением 120 Ом

Fig. 6. Simulation of S-parameters for a circuit of series connection of an inductance of 6 nH into a transmission line with a characteristic impedance of 120 Ohms

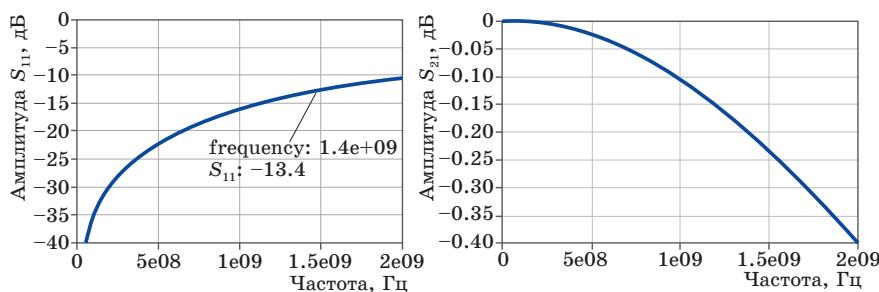


Рис. 7. Зависимости S-параметров в диапазоне частот для схемы последовательного включения индуктивности 6 нГн в линию передачи с волновым сопротивлением 120 Ом

Fig. 7. Dependences of S-parameters in the frequency range for a circuit of series connection of an inductance of 6 nH into a transmission line with a characteristic impedance of 120 Ohms

Анализируя представленные на рис. 7 зависимости, делаем вывод о том, что индуктивная неоднородность существенно влияет на S-параметры. На центральной частоте значение коэффициента отражения составляет -13.4 дБ. Компенсация индуктивной неоднородности может быть осуществлена путем уменьшения суммарной длины П-образного щелевого резонатора. Для определения длины, на которую П-образный щелевой резонатор должен быть уменьшен при компенсации индуктивной неоднородности, воспользуемся выражением:

$$X_L = jZ_{\text{вцл}} \operatorname{tg}(\beta \Delta l). \quad (13)$$

Используя выражение (13) получили $\Delta l = 7.5$ мм, что соответствует 6,6% от длины волны на центральной частоте.

С учетом симметричности П-образного щелевого резонатора относительно места возбуждения, его эквивалентная схема может быть рассмотрена как параллельное включение двух короткозамкнутых отрезков линии передачи с волновым сопротивлением $Z_{\text{вщл}} = 120 \text{ Ом}$. Каждый короткозамкнутый отрезок представляет собой параллельно включенную реактивность, входное сопротивление $X_{\text{кз отр}}$ которой определяется согласно выражению [7]:

$$X_{\text{кз отр}} = jZ_{\text{вщл}} \operatorname{tg}(\beta l). \quad (14)$$

С учетом компенсации индуктивной неоднородности X_L , эквивалентная схема щелевого резонатора может быть представлена в виде параллельного LC контура (рис. 8). Значения $L_{\text{кз отр}}$, $C_{\text{кз отр}}$ определяются по известным выражениям [7].

$$L = \frac{Z}{j\omega}; \quad (15)$$

$$C = \frac{-j}{\omega Z}. \quad (16)$$

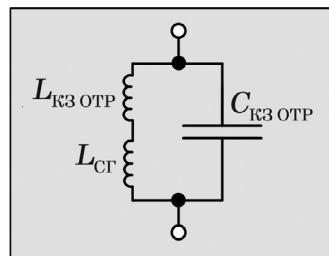


Рис. 8. Эквивалентная схема П-образного щелевого резонатора на центральной частоте

Fig. 8. Equivalent circuit of the U-shaped slot resonator at the center frequency

2.5. Элемент связи полосковых линий и щелевого резонатора

Связь полосковых линий и П-образного щелевого резонатора обеспечивается за счет магнитного поля. Элементом для бесконтактной связи СВЧ-энергии за счет магнитного поля является трансформатор. Коэффициент трансформации определяется наличием потерь в диэлектрике.

3. Теоретическое исследование

Теоретическое исследование объемного полосково-щелевого перехода было выполнено путем схемотехнического моделирования представленной на рис. 9 эквивалентной схемы.

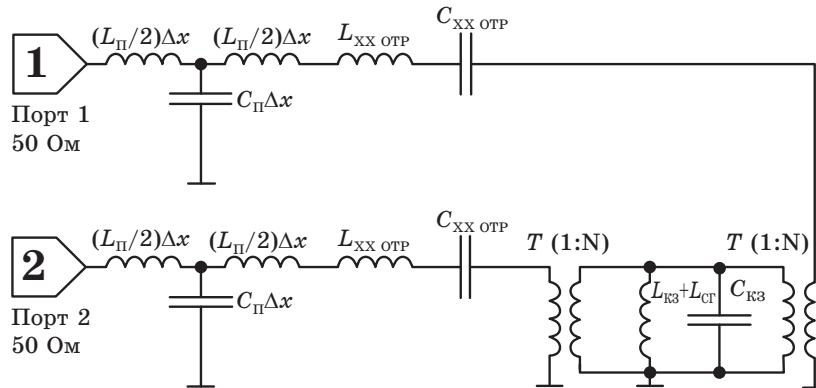


Рис. 9. Эквивалентная схема объемного полосково-щелевого перехода с П-образным щелевым резонатором на центральной частоте

Fig. 9. Equivalent circuit of the volumetric strip-slot transition with the U-shaped slot resonator at the center frequency

При этом для каждой частоты значения элементов эквивалентной схемы рассчитывались согласно выражениям (1)–(16). Основные параметры конструкции ОПЩ перехода при выполнении схемотехнического моделирования: 1) суммарная длина щелевого резонатора $0,44\lambda$; 2) длина полосковых линий $\lambda/2$; 3) длина разомкнутых полосковых резонаторов $\lambda/4$; 4) толщина используемых диэлектрических пластин 1,5 мм; 5) относительная диэлектрическая проницаемость пластин 3,5; 6) толщина металлической пластины с вырезанным П-образным щелевым резонатором 2 мм.

В результате моделирования получены зависимости для матрицы S-параметров в диапазоне частот, представленные на рис. 10.

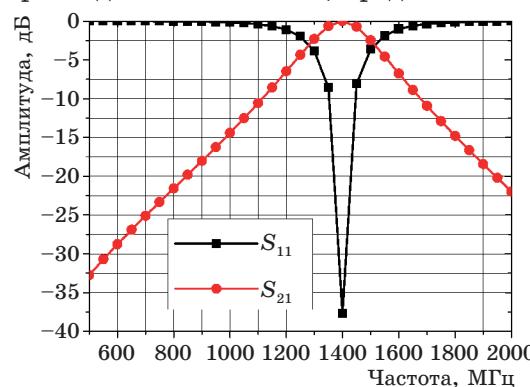


Рис. 10. Зависимости коэффициента отражения (S_{11}) и коэффициента передачи (S_{21}) в диапазоне частот, полученные при схемотехническом моделировании

Fig. 10. Dependences of the reflection coefficient (S_{11}) and the transmission coefficient (S_{21}) in the frequency range obtained by circuit simulation

Для подтверждения результатов схемотехнического моделирования проведено численное электродинамическое моделирование в программе ANSYS HFSS. Исследования выполнены с использованием суперкомпьютерных ресурсов ЮУрГУ [13]. Результаты моделирования приведены на рис. 11.

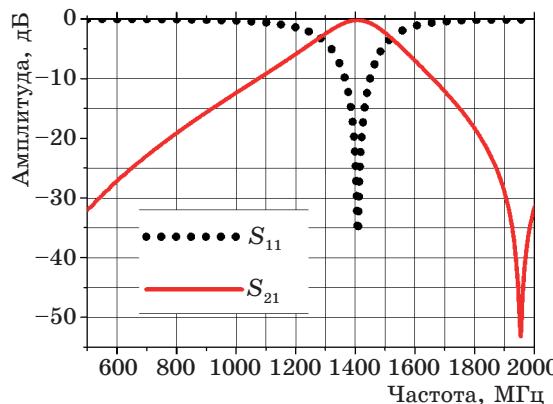


Рис. 11. Зависимости коэффициента отражения (S_{11}) и коэффициента передачи (S_{21}) в диапазоне частот, полученные при численном электродинамическом моделировании

Fig. 11. Dependences of the reflection coefficient (S_{11}) and the transmission coefficient (S_{21}) in the frequency range obtained by numerical electrodynamics simulation

4. Экспериментальное исследование

Для экспериментального исследования ОПЩ перехода с П-образным щелевым резонатором был разработан макет (рис. 12).

Для изготовления макета использован фольгированный диэлектрик Arlon AD350 (толщина 1,5 мм; относительная диэлектрическая проницаемость 3,5). При проведении лабораторного исследования макета использовался векторный анализатор цепей Р4М-18 производства АО «НПФ «Микран».

Результаты измерений, полученные на макете ОПЩ перехода с П-образ-

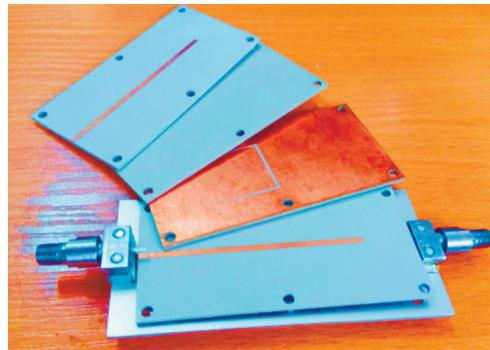


Рис. 12. Макет ОПЩ перехода с П-образным щелевым резонатором

Fig. 12. The sample of the volumetric strip-slot transition with the U-shaped slot resonator

ным щелевым резонатором, представлены в виде коэффициента отражения (S_{11}) в полосе частот от 500 до 2000 МГц (рис. 13).

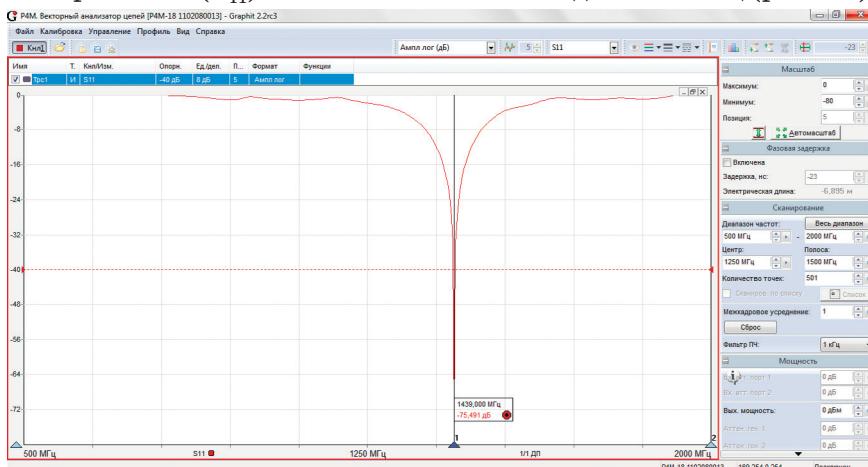


Рис. 13. Зависимость коэффициента отражения (S_{11}) в диапазоне частот, полученная при экспериментальном исследовании

Fig. 13. The dependence of the reflection coefficient (S_{11}) in the frequency range obtained by experimental research

В результате экспериментального исследования макета ОПЩ перехода получены следующие результаты: частота резонанса S_{11} 1439 МГц; амплитуда резонанса коэффициента отражения S_{11} равна $-75,491$ дБ.

Выводы

В работе представлены результаты теоретического и экспериментального исследований ОПЩ перехода с П-образным щелевым резонатором.

1. При теоретическом исследовании была разработана и рассчитана эквивалентная схема ОПЩ перехода. При этом были определены значения таких параметров, как погонная емкость полосковой линии, погонная индуктивность полосковой линии, волновое сопротивление щелевой линии передачи. Рассчитана величина индуктивной неоднородности, возникающей при повороте щелевого резонатора на 90 градусов. Проведено моделирование S-параметров в диапазоне частот для индуктивной неоднородности. Компенсация неоднородности была выполнена путем уменьшения длины П-образного щелевого резонатора.

2. Для подтверждения результатов схемотехнического моделирования было выполнено численное электродинамическое моделирование в программе ANSYS HFSS. Полученные зависимости S-параметров в диапазоне частот для двух видов моделирования находятся в хорошем соответствии друг с другом.

3. Для экспериментального исследования был разработан макет ОПЩ перехода с П-образным щелевым резонатором. Исследование макета было выполнено при использовании векторного анализатора цепей Р4М-18 производства АО «НПФ «Микран».

4. Теоретические и экспериментальные результаты исследований ОПЩ перехода с П-образным щелевым резонатором находятся в хорошем качественном и численном соответствии друг с другом. Применение П-образного щелевого резонатора позволяет добиться 36 % уменьшения массогабаритных параметров ОПЩ перехода при сохранении электрических параметров. При этом осуществляется значительная экономия используемого для реализации ОПЩ перехода диэлектрического материала.

Список литературы

1. Симин А., Холодняк Д., Вендик И. Многослойные интегральные схемы сверхвысоких частот на основе керамики с низкой температурой обжига. *Компоненты и технологии*. 2005;(5):190–196. Режим доступа: <https://kit-e.ru/svch/mnogoslojnye-integralnye-shemy-sverhvysokih-chastot-svch-na-osnove-keramiki-s-nizkoj-temperaturoj-obzhiga/>
2. Yang L., Zhu L., Choi W.-W., Tam K.-W. Analysis and design of wideband microstrip-to-microstrip equal ripple vertical transitions and their application to bandpass filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2017;65(8):2866–2877. DOI: 10.1109/TMTT.2017.2675418.
3. Tao Z., Zhu J., Zuo T., Pan L., Yu Y. Broadband microstrip-to-microstrip vertical transition design. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2016;26(9):660–662.
4. Abbosh A.M. Ultra wideband vertical microstrip-microstrip transition. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. 2007;1(5):968–972. DOI: 10.1049/iet-map:20070043.
5. Дударев Н.В., Даровских С.Н. Принципы построения объемно-модульных диаграмма-образующих устройств. В: Дьяконов А.А. (ред.) *Наука ЮУРГУ: материалы 70-й научной конференции, Челябинск, 25 апреля – 4 мая 2018 г.* Челябинск: Южно-Уральский государственный университет; 2018. С. 625–630.
6. Подстригаев А.С., Смоляков А.В., Слободян М.Г. Анализ плотности распределения типов РЛС в частотном диапазоне. *Журнал радиоэлектроники*. 2017;(7). Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jul17/12/text.pdf>
7. Pozar D.M. *Microwave Engineering*. 4th ed. Hoboken, NJ: J. Wiley; 2011.
8. Zavadil J.L. *Slot transmission line*. Monterey, California: Naval Postgraduate School; 1971. Available at: <https://archive.org/details/slottransmission00zava/mode/2up>
9. Himdi M., Daniel J. Analysis of printed linear slot antenna using lossy transmission line model. *Electronics Letters*. 1992;28(6):598–601. DOI: 10.1049/el:19920377.

10. Ruelle J.E., Bernhard J.T. A wideband transmission line model for a slot antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2013;61(3):1407–1410.
11. Клыгач Д.С., Вахитов М.Г., Дударев Н.В., Даровских С.Н., Дударев С.В. Моделирование объемного полосково-щелевого перехода. *Журнал радиоэлектроники*. 2020;(7). DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.7.11>.
12. Гвоздев В.И., Нефедов Е.И. *Объемные интегральные схемы СВЧ*. М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы; 1985.
13. Kostenetskiy P., Semenikhina P. SUSU Supercomputer Resources for Industry and fundamental Science. In: *2018 Global Smart Industry Conference (GloSIC)*. Chelyabinsk, 13–15 Nov. 2018. DOI: 10.1109/GloSIC.2018.8570068.

References

1. Simin A., Kholodnyak D., Vendik I. Multilayer integrated circuits of ultra-high frequencies based on ceramics with a low firing temperature. *Komponenty i tekhnologii*. 2005;(5):190–196. (In Russ.) Available at: <https://kit-e.ru/svch/mnogoslojnye-integralnye-shemy-sverhvysokikh-chastot-svch-na-osnove-keramiki-s-nizkoj-temperaturoj-obzhiga/>
2. Yang L., Zhu L., Choi W.-W., Tam K.-W. Analysis and design of wideband microstrip-to-microstrip equal ripple vertical transitions and their application to bandpass filters. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2017;65(8):2866–2877. DOI: 10.1109/TMTT.2017.2675418.
3. Tao Z., Zhu J., Zuo T., Pan L., Yu Y. Broadband microstrip-to-microstrip vertical transition design. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2016;26(9):660–662.
4. Abbosh A.M. Ultra wideband vertical microstrip-microstrip transition. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*. 2007;1(5):968–972. DOI: 10.1049/iet-map:20070043.
5. Dudarev N.V., Darovskikh S.N. Principles of constructing volume-modular diagram-forming devices. In: Diyakonov A.A. (ed.) *SUSU Science. Materials of the 70th scientific conference, Chelyabinsk, 25 April – 4 May 2018*. Chelyabinsk: South Ural State University; 2018, pp. 625–630. (In Russ.)
6. Podstrigaev A.S., Smolyakov A.V., Slobodyan M.G. Analysis of the distribution density of radar types in the frequency range. *Zhurnal Radioelektroniki = Journal of Radio Electronics*. 2017;(7). (In Russ.) Available at: <http://jre.cplire.ru/jre/jul17/12/text.pdf>
7. Pozar D.M. *Microwave Engineering*. 4th ed. Hoboken, NJ: J. Wiley; 2011.
8. Zavadil J.L. *Slot transmission line*. Monterey, California: Naval Postgraduate School; 1971. Available at: <https://archive.org/details/slottransmission00zava/mode/2up>
9. Himdi M., Daniel J. Analysis of printed linear slot antenna using lossy transmission line model. *Electronics Letters*. 1992;28(6):598–601. DOI: 10.1049/el:19920377.

10. Ruyle J.E., Bernhard J.T. A wideband transmission line model for a slot antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2013;61(3):1407–1410.
11. Klygach D.S., Vakhitov M.G., Dudarev N.V., Darovskikh S.N., Dudarev S.V. Simulation of a volumetric strip-slot transition. *Zhurnal Radioelektroniki = Journal of Radio Electronics*. 2020;(7). (In Russ.) DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.7.11>.
12. Gvozdev V.I., Nefedov E.I. *Volumetric integrated microwave circuits*. Moscow: Nauka. Glavnaya redaktsiya fiziko-matematicheskoi literature; 1985. (In Russ.)
13. Kostenetskiy P., Semenikhina P. SUSU Supercomputer Resources for Industry and fundamental Science. In: *2018 Global Smart Industry Conference (GloSIC)*. Chelyabinsk, 13–15 Nov. 2018. DOI: 10.1109/GloSIC.2018.8570068.

Информация об авторах

Фомин Дмитрий Геннадьевич, аспирант кафедры инфокоммуникационных технологий, Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет), г. Челябинск, Россия.
Дударев Николай Валерьевич, научный сотрудник кафедры инфокоммуникационных технологий, Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет), г. Челябинск, Россия.

Даровских Станислав Никифорович, доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой инфокоммуникационных технологий, Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет), г. Челябинск, Россия.

Баранов Виктор Константинович, кандидат технических наук, доцент кафедры «Инфокоммуникационные технологии», Южно-Уральский государственный университет (национальный исследовательский университет), г. Челябинск, Россия.

Information about the authors

Dmitry G. Fomin, post-graduate student of the Department of Information and Communication Technologies, South Ural State University (National Research University), Chelyabinsk, Russia.

Nikolai V. Dudarev, Researcher of the Department of Information and Communication Technologies, South Ural State University (National Research University), Chelyabinsk, Russia.

Stanislav N. Darovskikh, Doctor of Technical Sciences, Associate Professor, Head of the Department of Information and Communication Technologies, South Ural State University (National Research University), Chelyabinsk, Russia.

Viktor K. Baranov, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Information and Communication Technologies, South Ural State University (National Research University), Chelyabinsk, Russia.

Поступила / Received: 10.11.2020

Принята в печать / Accepted: 23.11.2020

Обзорная статья / Review

DOI 10.15826/urej.2020.4.3.003

УДК 621.373.5

Автодин – многофункциональный элемент устройств формирования и обработки радиосигналов

В.Я. Носков¹✉, Р.Г. Галеев^{2, 3}, Е.В. Богатырев^{2, 3}¹ Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина, Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32² Сибирский федеральный университет, Россия, 660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79.³ НПП «Радиосвязь», Россия, 660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19

✉ v.y.noskov@urfu.ru

Аннотация

Изложены сведения об истории изобретении и развитии автодинной тематики, связанной с применением автодинов в устройствах формирования и обработки радиосигналов. Приведены краткие сведения об английском изобретателе автодина Г. Раунде, изобретателе электромузикального инструмента терменвокс Л.С. Термене и других. Рассмотрены этапы становления и развития области применения автодинов в приемопередающих устройствах. Показана перспективность данного направления радиотехники, связанного с практическим использованием автодинов в гибридно-интегральных и монолитных приемопередающих модулях, выполненных по современной технологии КМОП. Эти модули, объединенные с активными антennами, востребованы в системах «связи последней мили» для нужд Интернета и других.

Ключевые слова

автодин, автодинный генератор, приемопередающий модуль

Для цитирования

Носков В.Я., Галеев Р.Г., Богатырев Е.В. Автодин – многофункциональный элемент устройств формирования и обработки радиосигналов. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(3):293–317. DOI: 10.15826/urej.2020.4.3.003.

Autodyne – a Multifunctional Element of Devices for the Formation and Processing of Radio Signals

V.Ya. Noskov¹✉, R.G. Galeev^{2, 3}, E.V. Bogatyrev^{2, 3}

¹ Ural Federal University named after the first President of Russia
B.N. Yeltsin, 32 Mira Str., Yekaterinburg, 620002, Russia

² Siberian Federal University, 79 Svobodny pr., Krasnoyarsk, 660041, Russia

³ NPP “Radiosvyaz”, 19 Dekabristov Str., Krasnoyarsk, 660021, Russia

✉ v.y.noskov@urfu.ru, bogatblr@gmail.com

Abstract

The information about the history of invention and the development of autodyne topics related to the use of autodyne in devices for the formation and processing of radio signals is presented. This paper contains brief information about the English inventor of the autodyne H. Round, the inventor of the theremin L.S. Termene and others. The stages of formation and development of the field of autodyne application in transceiver devices are considered. The prospects of this direction of radio engineering associated with the practical use of autodyne in hybrid-integral and monolithic transceiver modules made by using modern CMOS technology are demonstrated. These modules, combined with active antennas, are in demand in last mile communication systems for the needs of the Internet and other services.

Keywords

autodyne, autodyne oscillator, transceiver module

For citation

Noskov V.Ya., Galeev R.G., Bogatyrev E.V. Autodyne – a Multifunctional Element of Devices for the Formation and Processing of Radio Signals. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(3):293–317. DOI: 10.15826/urej.2020.4.3.003.

1. Введение

Термины «автодинный прием» и «автодин» (от греч. *autos* – само и *dynamis* – способность) возникли в период становления радиотехники в связи с использованием ламповых регенеративных приемников и означали тогда следующее. «Автодинный прием – процесс приема радиосигналов с помощью биений, при котором электронная лампа служит одновременно и местным генератором высокой частоты и детектором...; такое устройство называется “автодином”; термин противопоставляется “гетеродинному приему”, при котором местным генератором высокой частоты является в соответствующей схеме отдельная электронная лампа» [1]. Данный термин и его со-

держание до сего времени так и остались в энциклопедических словарях практически без изменений¹. Тогда как сам «автодин», выражаясь образно, все эти годы жил своей жизнью, рос и развивался. Электронные лампы давно уже уступили место транзисторам. Появились новые типы активных элементов для СВЧ-генераторов, например диоды Ганна и ЛПД. Созданы гибридно-интегральные схемы и модули для автодинных систем ближней радиолокации и связи, датчиков и измерителей. Фантастически расширились диапазон частот и функциональные возможности автодинов.

Следует отметить, что история зарождения автодина и его развития непосредственно связана с историей радио и является ее составной частью. Проблемы генерирования, излучения и приема электромагнитных колебаний, которые в автодине принципиально существуют одновременно, решались постоянно, начиная с первых опытов Г. Герца, и этот процесс продолжается и в наши дни. Отделить в работах далекого прошлого, особенно в период становления радиотехники, в полученных результатах, где в ней «автодинное», а где «не автодинное», весьма сложно. Кроме того, каждый автор – это личность, порой с интересной судьбой, каждое новое техническое решение также тянет за собой цепочку предшествующих изобретений и новых персонажей. Анализировать полученные материалы прошлого чрезвычайно занимательно и полезно. Оставаясь в нынешнем положении необходимо войти в роль автора того времени, понять процесс нахождения нового с его позиций и дать оценку этого достижения уже с позиций наших дней, а порой – обнаружить нечто «новое в хорошо забытом старом». Поэтому написание истории научного направления – процесс довольно сложный и увлекательный, который в принципе закончить невозможно, он затягивает.

Цель настоящей статьи – представить ретроспективный обзор основных работ от появления и до наших дней одного из научных направлений автодинной тематики, связанного с применением автодинов в устройствах формирования и обработки радиосигналов. Представленная статья не претендует на полное и безупречное освещение всей многогранной истории автодинов. Решить такую задачу нереально в принципе, и авторы не ставили ее перед собой. Поэтому при подборе материала к данной статье авторы отдали предпочтение лишь основополагающим работам, а также тем, которые содержат оригинальные резуль-

¹ «Автодинный приемник – частный случай гетеродинного приемника, в котором гетеродин совмещен с регенеративным усилителем сигнальной частоты» [2, с. 428].

таты исследований и технические решения. При этом по возможности также отмечены заслуги творческого вклада основных персоналий. Намечены тенденции развития этого научного направления на ближайшую перспективу.

2. Автодин – многофункциональный элемент радиотехнических устройств

Исторически сложилось так, что в ходе развития радиотехники первым появилось то направление исследований автодинного эффекта и его применения, которое было связано с изучением процессов в генераторах, находящихся под воздействием излучения от стороннего источника. Как известно, в таких генераторах в зависимости от соотношения амплитуд и частот генератора и внешней силы возможны два главных режима работы: 1) *синхронный режим*, при котором благодаря явлению синхронизации (захвата частоты) частота колебаний генератора совпадает в установившемся режиме (или находится в целочисленном соотношении) с частотой внешнего воздействия; 2) *асинхронный режим*, при котором указанные частоты не связаны между собой напрямую и в автоколебательной системе наблюдаются *биения*, при которых амплитуда и фаза (частота) колебаний генератора медленно меняются по определенному закону².

Исследования этих режимов в автоколебательной системе начались вскоре после изобретения Мейснером (A. Meissner) лампового генератора (1913). Экспериментируя с различными вариантами схемы лампового генератора, инженер английской компании «Marconi's Wireless Telegraphy» Генри Раунд (Henry Joseph Round – см. рис. 1, а) открыл возможность высокочувствительного приема радиотелеграфных сигналов [3; 4]. Под действием внешних радиосигналов телеграфных посылок в генераторе возникали изменения амплитуды высокочастотных собственных колебаний, которые преобразовывались в «пуги» (биения) низкочастотных колебаний в цепи напряжения смещения электронной лампы (рис. 1, б). Эти биения затем прослушивались с помощью телефонов. Впоследствии данный принцип приема был назван *автодинным приемом*, а само устройство – *автогетеродинным или автодинным приемником* (auto-heterodyne, self-heterodyne or autodyne receiver), или просто *автодином* (autodyne) [5; 6].

² Помимо этих двух типовых режимов в последние годы активно изучается режим так называемых хаотических колебаний, который проявляется при определенных условиях также в автодинных генераторах.

* * *

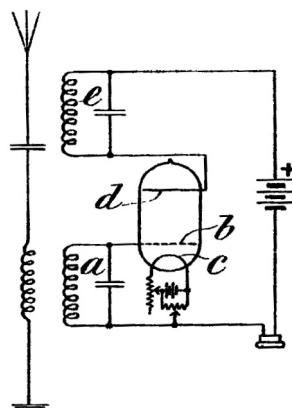
Генри Джозеф Раунд родился 2 июня 1881 г. в небольшом городке Кингсвинфорд (Kingwinford), который находится в графстве Стэффордшир, Англия. Сначала он учился в средней школе Челтенхэма (Cheltenham), а позже продолжил образование в Королевском Колледже Наук, где был отмечен почетным дипломом первой степени [6].

Генри Раунд начал свою профессиональную деятельность в компании Маркони (Marconi Company) в 1902 году. Компания только сформировалась, активно занималась «беспроводными» технологиями, вкладывая огромные инвестиции в развитие, поэтому она пока не имела достаточной прибыли. Несмотря на трудности со средствами, Г. Раунд был отправлен для стажировки в США к Д. Сарноффу (D. Sarnoff), будущему главе фирмы RCA.

За время стажировки он освоил технологию изготовления высокодобротных перестраиваемых катушек индуктивности для приемников и передатчиков, много экспериментировал с рамочной антенной для нахождения направления (пеленгации) на источник радиоволн и сделал несколько важных открытий, одно из которых более чем на 50 лет опередило свое время. Экспериментируя с кристаллическими детекторами, изготовленными из разных материалов, Раунд заметил, что при прикладывании к ним постоянного тока некоторые материалы излучали свет. Он сделал краткое сообщение об этом в журнале Electrical



a



b

Рис. 1. Генри Джозеф Раунд (1881–1962) – изобретатель автодина (а) и один из вариантов схемы автодина Генри Раунда (б) [3]

Fig. 1. Henry Joseph Round (1881–1962) – inventor of the autodyne (a) and one of the modifications of the Henry Round's autodyne scheme (b) [3]

World 9 февраля 1907 г. Это был первый известный отчет о светодиодах, который опередил сообщение нашего соотечественника О.В. Лосева на 16 лет.

После возвращения из Америки Раунд занялся проблемой улучшения параметров электронных ламп. В 1913 г. и в последующий год Раунд запатентовал несколько идей по улучшению конструкции электронных ламп, включая катод косвенного подогрева, предложил использование сопротивления смещения на сетке («гридлик») и изобрел автодинный приемник (см. рис. 1, б).

В годы Первой мировой войны Раунд служил в звании капитана в военной разведке. Используя свой опыт, полученный в США, Раунд развернул сеть радиопеленгационных станций, с помощью которой удалось полностью контролировать радиопередачи и определять местоположение германского флота. Получаемые данные разведки с успехом использовались английским командованием в ходе сражений с германскими кораблями. Раунд внес большой вклад также в разработку первых телефонных радиостанций для самолетного использования. За все его заслуги во время войны он был награжден Военным Крестом и вошел в британскую историю как Капитан Раунд.

После завершения войны Раунд продолжил работать в компании Маркони. Он продолжил заниматься усовершенствованием электронных ламп, разработкой и развертыванием мощных радиостанций и организацией радиовещания. Построенные им станции в Великобритании были настолько мощными, что сигналы от некоторых из них принимались в Австралии. Кроме того, Раунд преуспел в создании различных конструкций микрофонов и в разработке системы граммофонной записи. Им была разработана также система для озвучивания публичных (внестудийных) выступлений, которая впервые использовалась для передачи речи английского короля Георга V на выставке в Уэмбли. В годы Второй мировой войны он был призван на работу в департамент адмиралтейства Великобритании, который работал на Британский



Рис. 2. Лев Сергеевич Термен (1896–1993) за исполнением пьесы Камиля Сен-Санса «Лебедь» на своем терменвоксе

Fig. 2. Lev S. Termen (1896–1993) performing the play «The Swan» by Camille Saint-Saens on his theremin

флот по программе создания сонара, где им были сделаны существенные разработки.

В 1951 г. он был отмечен радиоклубом Америки давно желаемой медалью Армстронга. Несмотря на награды и громадное значение его многих разработок, имя Капитана Раунда не очень широко известно, и он является во многом «неизвестным гением» радиотехники.

По своему характеру капитан Раунд был до некоторой степени индивидуалистом и экстравертом. Он был также невысокого роста и был, как говорят, похож на У. Черчилля даже привычкой курить сигары. Он также испытывал неприязнь к ненужным протоколам испытаний, предпочитая добираться до сути как можно быстрее.

Раунд женился дважды, в 1911 и 1960 гг., имел семерых детей: двух сыновей и пять дочерей. Умер в августе 1966 г. в частной больнице после короткой болезни.

* * *

Необходимо отметить, что практически в одно время с Раундом его коллегой по компании Франклином (C.S. Franklin), немцем Мейснером, а также американцами Армстронгом (E.H. Armstrong), Форестом (L.De Forest) и Ленгмюром (I. Langmuir) были независимо предложены различные варианты схем *рекогенеративного приемника*. Принципиальной основой этого приемника явилась та же самая схема, что у Раунда, но сформированная так, что генератор оказывался «недовозбужденным» и собственные колебания в нем отсутствовали. Этот вариант был назван впоследствие *рекогенератором* или *рекогенеративным приемником* [5; 6]. Понятно, что он отличается от автодинного приемника только величиной положительной обратной связи [7].

Широкое распространение рекогенеративные приемники получили как среди профессионалов, так и радиолюбителей³ [8]. Радиолюбителей особенно привлекала доступность и простота их изготовления, а также универсальность. При увеличении (говоря современным языком) глубины положительной обратной связи сверх порога возбуждения он автоматически из рекогенеративного приемника радиотелефонных сообщений становится приемником радиотелеграфных сигналов, то есть, по существу, автодином. При этом он обеспечивал очень высокие показатели чувствительности. Это позволило использовать автодинный приемник в качестве измеряя интенсивности радиосигналов различных

³ Режим доступа: http://www.radio-electronics.com/info/radio_history/gtnames/round/hjround.php (Дата обращения 17.10.2020).

радиостанций по величине тока в телефонах [9]. Известный популярный радиостанция Арктического бассейна 12 января 1930 г., используя такой приемник, установил мировой рекорд дальности радиосвязи, связавшись с Антарктической станцией Little-America⁴.

Запатентованный в 1921 г. первый электромузикальный инструмент – терменвокс, использующий принцип выделения сигнала биений двух связанных через пространство генераторов, также по существу является автодином. Он положил начало целому направлению в искусстве и электронике – электромузыке. «Музыка сфер», «ангельский голос», «музыка эфирных волн», «инструмент без клавиш и без струн. Связь между инструментом и руками музыканта очевидна. Но связь эта нематериальна, эфемерна, на расстоянии» – такими восторженными возгласами была полна прессы Германии, а затем и других стран Европы и Америки, в которых гастролировал изобретатель инструмента Л.С. Термен в конце 20-х гг. (см. рис. 2) [10]. На основе предложенного им классического терменвокса была создана целая серия его модификаций, в том числе термен-виолончель, обладающая удивительными возможностями звучания. Необходимо отметить, что изобретатель музыкального прибора Л.С. Термен в свое время по заданию А.Ф. Иоффе разработал радиоизмерительный прибор для измерения диэлектрической постоянной газов при переменной температуре и давлении. Этот прибор, а также предложенные им оригинальные системы «емкостной» охраны музеев, банков, касс и тюрем, действовали также по автодинному принципу⁵.

Ярким событием в истории радиотехники и автодинов (в частности), намного опередившим время, явилось создание сотрудником Нижегородской радиолаборатории О.В. Лосевым (рис. 3) в 1922 г. нового типа автодинного приемника, работавшего от батарей, – «криста-



Рис. 3. Олег Владимирович Лосев (1903–1942) – пионер полупроводниковой техники в СССР

Fig. 3. Oleg V. Losev (1903–1942) – pioneer of semiconductor technology in the USSR

⁴ Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/Кренкель,_Эрнст_Теодорович (Дата обращения 17.10.2020).

⁵ Режим доступа: <https://statehistory.ru/1038/Lev-Termen/> (Дата обращения 17.10.2020).

дина» (рис. 4, *а*) [11–13]. В качестве активного элемента в нем использовался полупроводниковый кристаллический диод на основе цинкита (ZnO), имеющего при подаче питающего напряжения через балластное сопротивление падающий участок вольт-амперной характеристики (рис. 4, *б*). Это был первый автодинный приемник на полупроводниковом диоде, появившийся задолго до открытия современных полупроводниковых приборов. Зарубежные научные журналы называли кристадин Лосева «сенсационным изобретением», а самого девятнадцатилетнего Лосева – «профессором» [14]. В 1938 г. по представлению А.Ф. Иоффе за цикл исследований полупроводников ему была присуждена ученая степень кандидата физико-математических наук без защиты диссертации.

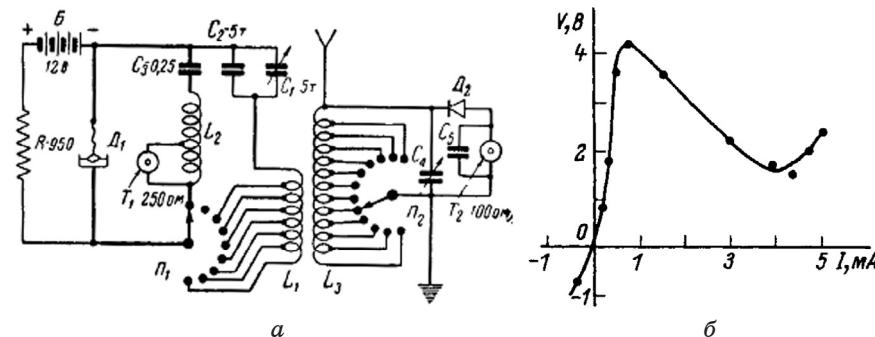


Рис. 4. Схема «кристодина» О.В. Лосева (*а*) и вольт-амперная характеристика кристаллического диода на основе цинкита (*б*)

Fig. 4. O.V. Losev's «kristodin» Circuit (*a*) and the current-voltage characteristic of a oxide of zinc-based crystal diode (*b*)

В 20-е и 30-е гг. прошлого столетия активно совершенствовались электронные лампы. В начале 30-х гг. уже широко применялись диоды, триоды, тетроды и пентоды. Вскоре были разработаны гептоды, гексоды и пентагриды. Совершенствовались конструкция и технология их изготовления. Появились электронные лампы в металлических корпусах, а также лампы же-лудевой конструкции, которые повысили надежность работы аппаратуры в метровом диапазоне. К концу 30-х гг. завершилась разработка миниатюрной бесцокольной лампы для дециметрового диапазона [15]. В связи со значительной загруженностью диапазона частот начались серьезные исследования новых видов модуляции и методов, повышающих помехоустойчивость приема радиосигналов.

Например, в журнале «Радиолюбитель» № 6 за 1924 г. (с. 86) приведено краткое сообщение о том, что 5-го октября в Нижегородской радиолаборатории им. Ленина состоялся научно-техни-

ческий семинар. На нем профессор М.А. Бонч-Бруевич изложил суть предложенного им нового способа радиотелефонирования, основанного на «изменении периода» колебаний. Новый способ модуляции, по словам докладчика, позволяет сделать радиосвязь скрытной для радиоприемников обычных АМ сигналов. Только станции, располагающие специальной схемой демодуляции могут принимать сообщения. Кроме того, высказано предположение, что с новым способом модуляции дальность связи при той же мощности передатчика может быть значительно увеличена, а помехи от посторонних радиостанций сильно уменьшены. Передача и прием сигналов демонстрировались на лабораторной модели. Однако, как нам теперь известно [16], в использовании нового для того времени вида модуляции значительно приуспел американский профессор и талантливый изобретатель Э.Г. Армстронг, получивший в декабре 1933 г. сразу 4 патента на частотную модуляцию (ЧМ). Несколько ранее за изобретение однополосной модуляции был выдан патент Д.Р. Карсону (J.R. Carson) [15].

В поиске методов повышения помехоустойчивости приема радиосигналов в те годы также были значительные успехи. Один из методов улучшения качества приема радиосигналов с амплитудной модуляцией (АМ) – метод *синхронного детектирования*. Первые наблюдения, послужившие стимулом для его дальнейшего исследования, относятся к 1924 г. [17]. Коулбруком (F.M. Colebrook) было замечено, что при точном совпадении частоты гетеродина или автоколебаний в регенераторе (точнее, автодине) с частотой несущей АМ сигнала имеет место ослабление помех от радиостанций, работающих на близких частотах. В таком случае при приеме АМ сигналов он становится *автодинным синхронным приемником* или *синхродином*, в котором регистрация изменений режима генератора обеспечивает возможность получения передаваемых сообщений [18]. Этот способ приема аналогичен *гетеродинному* методу в частном случае равенства частоты гетеродина частоте несущей АМ сигнала. Но этот метод ранее получил свое название – *гомодинного* [18]. Его применение в те годы затруднялось отсутствием способа точной синхронизации гетеродина и несущей принимаемого сигнала. Позже вместо термина «гомодинный» преимущественно стал использоваться термин *приемник прямого преобразования*.

Явление подавления помех в автодинном синхронном приемнике или синхродине объясняется просто. Добавление синфазного напряжения к принимаемому сигналу, в сущности, эквивалентно повышению уровня этого сигнала. В результате чего растет превышение его над помехой, что и приводит к ее по-

давлению. Интерес к этому способу приема особенно усилился, когда в конце 20-х гг. были проведены обстоятельные исследования взаимодействия сильного и слабого АМ сигналов при амплитудном детектировании их суммы [19]. Эффект подавления помехи в детекторе более сильным сигналом интенсивно исследовался и в последующие годы. В 1930–1931 гг. этот эффект был использован английским инженером Е. Робинсоном в приемнике, получившем название «стенод-радиостат» [20]. Он обеспечивал подавление помех даже в случае нахождения ее внутри спектра принимаемого сигнала [21].

Существенный вклад в теорию синхронного приема внес наш соотечественник Е.Г. Момот, который в своей книге [22] рассмотрел широкий круг проблем синхронного приема, в том числе исследовал процесс захватывания частоты генератора входным сигналом, а также влияние фазовой модуляции сигнала на работу генератора. В случае воздействия на генератор радиосигналов с частотной модуляцией (ЧМ) он в режиме захвата также обеспечивает возможность их селекции и демодуляции [23; 24]. При этом автодинный генератор реализует известную идею следящего приема радиосигналов с ЧМ для повышения помехоустойчивости [25–28].

По мере развития радиотехники *автодинные приемники*, несмотря на их достоинство (крайнюю простоту), во второй половине 20-х гг. были потеснены *сверхрегенеративными*, а затем *супергетеродинными* приемниками, обладающими существенно лучшими характеристиками. Однако с появлением супергетеродинных приемников для сокращения количества ламп стали использоваться автодинные преобразователи частоты, совмещавшие смеситель и гетеродин в одном каскаде. Для расширения частотного диапазона имеющихся у населения приемников предлагались недорогие приставки к ним, выполненные всего на одной лампе, которые работали в режиме автодинного преобразования частоты.

После появления специальных ламп для преобразования частоты интерес к автодинам несколько угас. Однако процесс развития и совершенствования автодинов не остановился, и они продолжали применяться в тех радиоприемных устройствах, в которых простота конструкции и низкая стоимость являлись определяющими. Эти положительные качества автодиновых приемников привлекали радиолюбителей в последующие годы. Популярный в пятидесятые годы регенеративный приемник А.В. Прозоровского, например, обеспечивал чувствительность в автодинном режиме порядка единиц микровольт. Известный популяризатор радиотехники В.Т. Поляков не только дал вто-

ную жизнь синхродину, но и создал оригинальную и несложную в изготовлении схему автодинного синхронного приемника на современной элементной базе. Индивидуальная приемная установка для спутникового приема телевизионных программ, в которой использовался автодинный преобразователь частоты на диоде Ганна, подробно описана С.К. Сотниковым на страницах журнала «Радио» в конце 1990 – начале 1991 гг.

Интерес к автодинному принципу формирования и обработки радиосигналов по-прежнему сохранился среди специалистов-разработчиков аппаратуры СВЧ, в которой генераторы используются не только в качестве автодинных конверторов, смесителей и преобразователей частоты⁶ [29; 30], но и автодинных синхронных и асинхронных детекторов [31; 32]. Среди отечественных ученых, внесших значительный вклад в развитие данного направления, необходимо отметить доктора технических наук, профессора Алексеева Ю.И. (рис. 5), основателя научной школы в Таганрогском радиотехническом университете. Основное направление научной деятельности этой школы – изучение автодинных асинхронных генераторно-преобразовательных систем на основе твердотельных приборов СВЧ регенеративного типа (ганновских, лавинно-пролетных и лазерных диодах). Это направление с точки зрения универсальности и возможности применения для улучшения параметров приемопередающих СВЧ-устройств является одним из наиболее перспективных. В основе такого улучшения лежат транспонирующие свойства многофункциональных автодинных асинхронных систем, решающие проблему создания широкодиапазонных частотно-модулированных источников СВЧ-колебаний с высокими техническими параметрами и характеристиками, особенно с выходом в оптический диапазон длин волн [33–37].

Из обзора литературы, посвященной автодинной тематике второй половины прошлого века, видно, что в зарубежных публикациях, начиная с 50-х гг., в отношении автодинов все чаще



Рис. 5. Юрий Иванович Алексеев (1937–2014)

Fig. 5. Yuri I. Alekseev (1937–2014)

⁶ Экспериментальное исследование автодинного преобразователя частоты, работающего в миллиметровом диапазоне длин волн. Режим доступа: <http://ramed.wikidot.com/diod-gann-experiment-autodin> (Дата обращения 17.10.2020).

использовались такие термины как, автоколебательный преобразователь частоты (self-oscillator frequency converter), самосмещающий генератор (self-mixing oscillator), самовозбужденный смеситель (self-excited mixer), автогенераторный смеситель (self-oscillator mixer – SOM) и др. [38–44]. В этот период появились новые типы твердотельных генераторных приборов СВЧ-диапазона, к исследованию и применению которых было приковано внимание многих ученых, не знакомых с автодинной тематикой.

Среди зарубежных ученых современности, внесших значительный вклад в развитие теории и техники СВЧ, необходимо отметить профессора, доктора наук, заведующего кафедрой СВЧ и КВЧ электроники Калифорнийского университета (Лос-Анджелес, США) Тацуо Ито (Tatsuo Itoh)⁷. Он является общепризнанным лидером нашего времени в применении самых передовых технологий и технических решений в данной области электроники. Тацуо Ито совместно с большим числом своих аспирантов со всего мира (см. рис. 6) реализует идеи в области разработки перспективных топологий гибридно-интегральных схем СВЧ- и КВЧ-диапазонов для систем беспроводной связи и радиолокации, телеметрии и идентификации объектов (radio frequency identification – RFID), а также для средств СВЧ-измерений. Среди объектов его исследований – различные интегральные пассивные и активные элементы, многослойные волновые и фотонные структуры [45], в том числе из метаматериалов, генераторно-излучающие модули на основе открытых брэгговских отражателей [46; 47] и активные интегральные антенны [48; 49], а также автодинные преобразователи частоты и модули [50–52]. Тацуо Ито – пионер в освоении терагерцового диапазона частот [53].



Рис. 6. Профессор Тацуо Ито среди своих аспирантов со всего мира

Fig. 6. Professor Tatsuo Ito among his post-graduate students from all over the world

⁷ Режим доступа: <http://www.mwlab.ee.ucla.edu/itoh.html> (Дата обращения 17.10.2020).

Несмотря на значительные успехи в микроэлектронике, интерес к использованию автодинных устройств сохранился и в наши дни. Современные тенденции в развитии коммерческих систем связи требуют создания малогабаритных и недорогих радиочастотных (РЧ), СВЧ- и КВЧ-схем. Одно из перспективных решений в этом направлении – использование многофункциональных элементов, к которым относятся автодины, объединяющие функции усилителя, генератора и преобразователя частоты. Рассмотрим ряд наиболее интересных публикаций последнего времени, в которых Тацуо Ито и другие авторы представили описание ряда оригинальных устройств, выполненных на основе автодинов.

Например, в статье [52] приведено описание недорогого приемного модуля на частоту 60 ГГц для узкополосной связи на малых расстояниях, выполненного на основе балансного автодинного смесителя, совмещенного с встроенной в модуль дипольной антенной. Смеситель выполнен по двухтактной схеме на рНЕМТ-транзисторах с высокой подвижностью электронов. Частота генерации 30 ГГц стабилизирована диэлектрическим резонатором. Прием радиосигналов производится на второй гармонике частоты генерации. Смеситель имеет потери преобразования менее 15 дБ, утечку излучения 26 дБмВт на частоте 60 ГГц и фазовый шум на промежуточной частоте (ПЧ) 1,0 ГГц около 95 дБн/Гц при отстройке 100 кГц.

В статье [54] представлены результаты исследования простого автодинного смесителя на диапазон частот от 3 до 4 ГГц, выполненного на двухзатворном транзисторе (см. рис. 7, а). На первый затвор транзистора подается сигнал от встроенной в схему модуля патч-антенны. Второй затвор участвует в образовании обратной связи генератора-гетеродина, частота которого стабилизирована диэлектрическим резонатором DR. Результаты экспериментов подтвердили работоспособность схемы.

В статье [55] представлена новая топология автодинного субгармонического смесителя для систем связи миллиметрового диапазона (см. рис. 7, б). Смеситель выполнен на основе полосового фильтра SIW, полевого транзистора с гетеропереходом и фильтра низких частот. В этом смесителе для создания рабочих мод одновременной генерации и передачи сигнала в резонаторе на входе полевого транзистора используется топология интегрированного волновода (substrate integrated waveguide – SIW). Данный волновод сформирован в диэлектрической подложке путем плотного размещения сквозных металлизированных отверстий, которые соединяют верхнюю и нижнюю металлические пластины подложки. Основная мода резонато-

ра SIW используется для селекции радиосигналов, а вторая мода – для создания колебаний гетеродина. Предложенная конструкция легко интегрируется непосредственно с антенной. Результаты измерений экспериментального образца смесителя показали, что потери преобразования составляют около 12 дБ на частоте 34 ГГц. Измеренный фазовый шум сигнала ПЧ составляет около 81 дБн/Гц при отстройке 100 кГц.

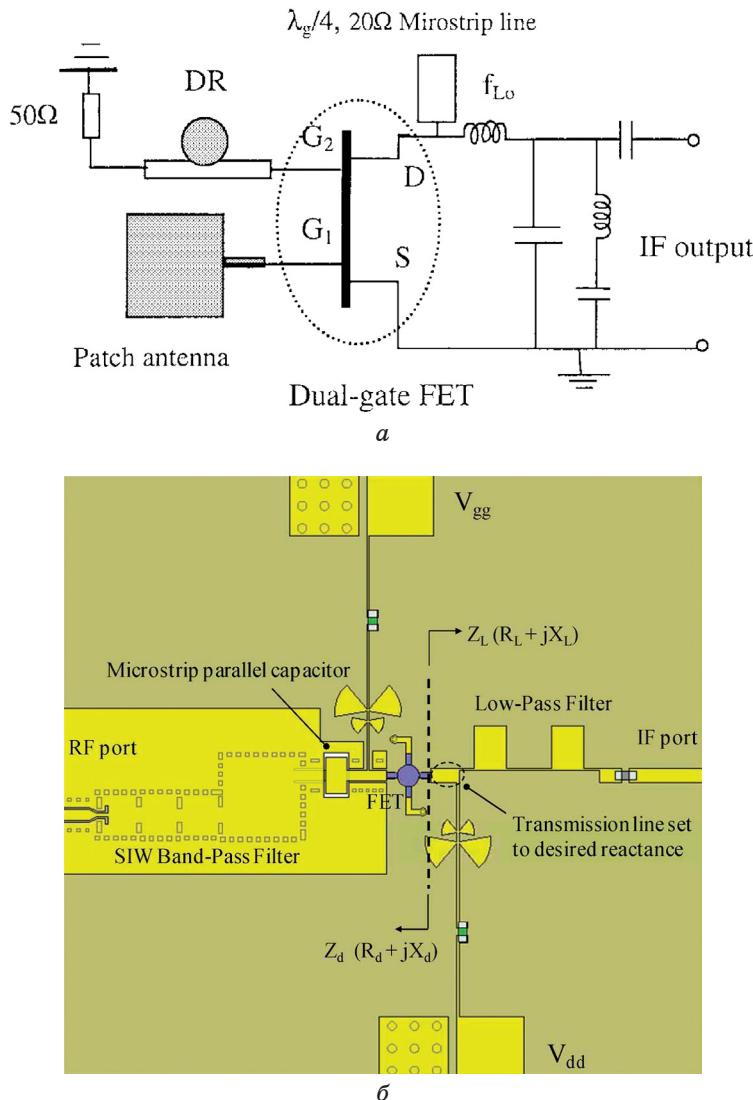


Рис. 7. Схемы автодинных смесителей на двухзатворном полевом транзисторе (а) [53] и полевом транзисторе с гетеропереходом (б) [54]

Fig. 7. Schemes of autodyne mixers on a two-gate field-effect transistor (a) [53] and a field-effect transistor with a heterojunction (b) [54]

Предложен простой автодинный смеситель с высокой добротностью резонансной системы в цепи параллельной обратной связи полевого транзистора [56]. Эта цепь состоит из последовательного соединения щелевого квадратного патч-резонатора и планарной патч-антенны (см. рис. 8). Такое соединение образует двухполюсный полосовой фильтр с высоким пиковым значением групповой задержки. Генерация колебаний автодина около пиковой частоты групповой задержки обеспечивает низкое значение фазового шума, что улучшает остальные параметры смесителя. Измеренный фазовый шум составил $-102,38$ дБн/Гц при смещении на 100 кГц. Выходная мощность автодинного смесителя $4,2$ дБм, КПД $46,7\%$ и коэффициент преобразования $4,45$ дБ.

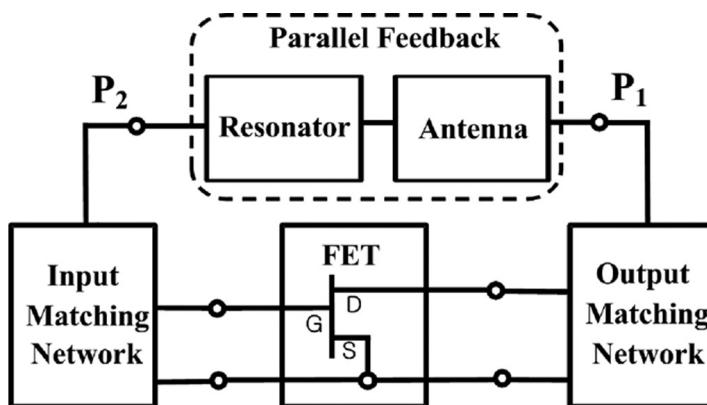


Рис. 8. Схема автодинного смесителя на полевом транзисторе с параллельной обратной связью через патч-антенну и патч-резонатор [55]

Fig. 8. Circuit of an autodyne mixer on a field-effect transistor with parallel feedback via a patch antenna and a patch resonator [55]

В статье [57] описан малошумящий автодинный смеситель, работающий в диапазоне от $7,8$ до $8,8$ ГГц. Смеситель включает в себя три основных ядра, выполненных по схеме двойного балансного каскада на КМОП-транзисторах: генератор, смеситель и малошумящий усилитель (рис. 9, а). Он выполнен в виде многослойного чипа (рис. 9, б). Питание всех каскадов от однополярного источника напряжения. Измерения его параметров показали, что смеситель обеспечивает коэффициент шума $4,39$ дБ и коэффициент преобразования $11,6$ дБ. Частота ПЧ 300 МГц. Потребление от источника постоянного тока 12 мВт, площадь чипа $0,47$ мм^2 без учета контактных площадок.

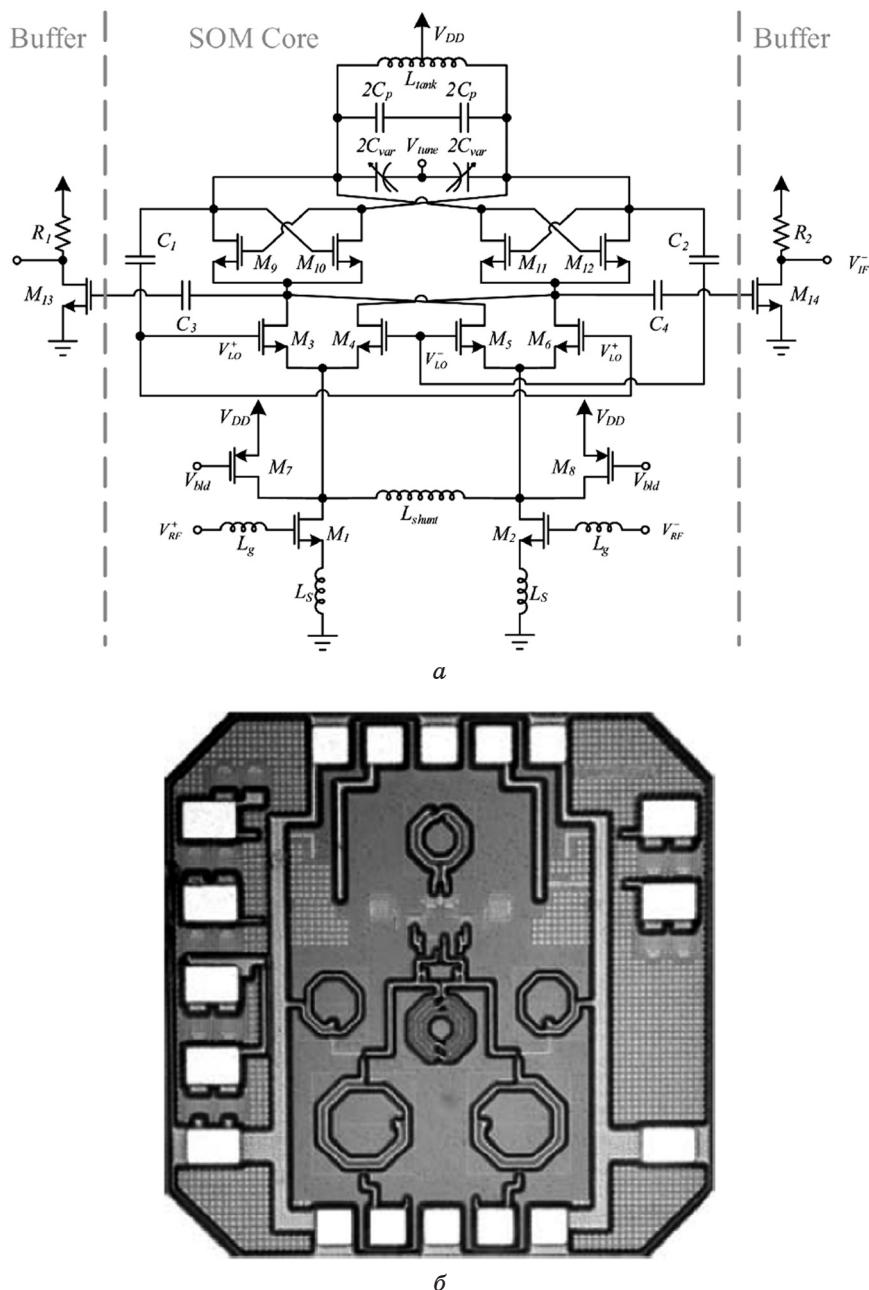


Рис. 9. Схема малошумящего балансного автодинного смесителя с возможностью электронного управления частотой (а) и фотография (б) его чипа [56]

Fig. 9. Diagram of a low-noise balanced autodyne mixer with the possibility of electronic frequency control (a) and a photo (b) of its chip [56]

3. Заключение

Из представленного нами обзора следует, что перспектива сокращения количества деталей, энергопотребления и стоимости системы за счет объединения функций смешения и генерации колебаний гетеродина в один схемный модуль объясняет длительную привлекательность автодинных устройств. Широкая популярность их в период первой половины XX в. объясняется тем, что экономика электронной промышленности в то время делала их конкурентоспособными на рынке радиотехнической аппаратуры. Однако появление твердотельных устройств изменило динамику применения автодинов, и они на долгое время превратились преимущественно в объект любопытства радиолюбителей, вплоть до начала XXI в.

В настоящее время у автодинных смесителей снова появилось многообещающее будущее, потому что они естественным образом подходят для приемопередающих модулей, объединенных с активными антеннами. Наиболее широким применением таких модулей в наши дни является «связь последней мили» для нужд Интернета. Кроме того, современные технологии, связанные с созданием перспективных радиолокационных и телекоммуникационных устройств, также выигрывают от последних достижений в области КМОП-автодинов [57, 58]. Потому что их технические характеристики при оценке на системном уровне теперь сопоставимы с использованием отдельных блоков смесителя и генератора. Поэтому в обозримом будущем автодины сохранят востребованность в устройствах формирования и обработки радиосигналов.

Список литературы

1. Мартенс Л.К. (ред.) *Техническая энциклопедия*. М.: Советская энциклопедия; 1929. Т. 1.
2. Мазор Ю.Л., Мачусский Е.А., Правда В.И. (ред.) *Радиотехника: Энциклопедия*. М.: Додэка-XXI; 2010.
3. Round H.J. *Improvements in Receivers for use in Wireless Telegraphy*. Patent GB191328413, 09.12.1913.
4. Marconi W.T., Round H.J. *Improvements in the Production of Continous Electrical Oscillations, and in the utilization thereof for Wireless Telegraphy and Telephony*. Patent GB191413248, 29.05.1914.
5. Morse A.H. *Radio: Beam and Broadcast. Its Story and Patents*. London: Ernest Benn Limited; 1925.
6. Collins A.F. *The Radio Amateur's Hand Book*. New York: T.Y. Crowell, Revised edition; 1922.
7. Turker D.G. The History of Positive Feedback: The Oscillating Audion, the Regenerative Receiver, and other applications up to around 1923. *The Radio and Electronic Engineer*. 1972;42(2):69–80.

8. Шамшур В.И. *Первые годы советской радиотехники и радиолюбительства*. М.: Госэнергоиздат; 1954.
9. Austin L.W. Reception Measurements at Naval Radio Research Laboratory, Washington. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*. 1922;10(3):158–160.
10. Галеев Б.М. *Легендарный Термен. Репрессированная наука*. Л.: Наука; 1991.
11. Лебединский В.К. Радио, его достижения и перспективы. В: Иоффе А.Ф., Кржижановский Г.М., Лапиоров-Скобло М.Я., Ферсман А.Е. (ред.) *Наука и техника СССР: 1917–1927*. М.: Работник просвещения; 1928. С. 263–316.
12. Лосев О.В. Детектор-генератор; детектор-усилитель. *Телеграфия и телефония без проводов*. 1922;(14):374–366.
13. Лосев О.В. *У истоков полупроводниковой техники. Избранные труды*. Л.: Наука; 1971.
14. Новиков М.А. Олег Владимирович Лосев – пионер полупроводниковой электроники (К столетию со дня рождения). *Физика твердого тела*. 2004;46(1):5–9.
15. Сифоров В.И. (ред.) *Электроника: прошлое, настоящее, будущее*. М.: Мир; 1980.
16. Самохин В.П., Киндяков Б.М. Памяти Эдвина Армстронга (18.12.1890–31.01.1954). *Наука и образование*. 2014;(1). Режим доступа: <http://engineering-science.ru/doc/695338.html>
17. Colebrook F.M. Homodyne. *Wireless World and Radio Rev*. 1924;(13):774.
18. Tucker D.G. The History of the Homodyne and Synchrodyne. *Journal of the British Institution of Radio Engineers*. 1954;14(4):143–154.
19. Beatty R.T. The apparent demodulation of weak station by a strong one. *The Wireless Engineer and Experimental Wireless*. 1928(6):412–420.
20. Кияшко А. О чём писал журнал «Радиолюбитель» № 10, 1930 г. *Радио*. 1989(10):95.
21. Aiken C.B. Theory of the detection of two modulation waves by a linear rectifier. *Proc. IRE*. 1933;21(4):601–629.
22. Момот Е.Г. *Проблемы и техника синхронного радиоприема*. М.: Госэнергоиздат; 1941.
23. Hobson G.S., Thomas M. Direct frequency demodulation with frequency-locked Gunn oscillators. *Electronics Letters*. 1971;7(3):67–68.
24. Фомин Н.Н. (ред.) *Радиотехнические устройства СВЧ на синхронизированных генераторах*. М.: Радио и связь; 1991.
25. Cnaffee J.G. The application of negative feedback to frequency modulation systems. *Proceedings of the IRE*. 1939;27(5):317–331.
26. Виницкий А.С. *Передатчик или приемник частотно-модулированных колебаний. Авт. свид. № 63529. (СССР) Заявл. 09.09.1940, опубл. 30.04.1944.*
27. Евтиянов С.И., Шеманаев Г.Д. Синхронизация автогенератора со следящей подстройкой контура. *Электросвязь*. 1962;(5):3–11.
28. Гусева В.А., Родионов Я.Г. Синхронизированный автогенератор со следящей настройкой. *Электросвязь*. 1969;(11):31–38.

29. Алексеев Ю.И. Устойчивость автодинных асинхронных СВЧ-систем. *Радиотехника*. 1994;(3):36.
30. Алексеев Ю.И. Автодинный частотный преобразователь миллиметрового диапазона. *Радиотехника*. 2003;(2):76–78.
31. Горбин В.В., Малышев В.А., Петросян А.В. Автодинный асинхронный детектор СВЧ на туннельном диоде, работающий на гармониках частоты генерации. *Радиотехника*. 1976;31(12):58–62.
32. Левтеров А.Н., Радченко А.Ф., Кротов В.И. Исследование асинхронного детектора с самонакачкой на диоде Ганна. *Радиотехника*. 1984;(1):37–38.
33. Демьяненко А.В., Алексеев Ю.И. Использование лавинно-пролетного диода для детектирования СВЧ амплитудно-модулированных оптических колебаний. *Известия высших учебных заведений. Электроника*. 2010(4):70–74.
34. Демьяненко А.В., Алексеев Ю.И., Ковтун Д.Г. Импедансные свойства лавинно-пролетного диода в режиме автодинного преобразования оптических СВЧ-модулированных колебаний. *Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника*. 2013;(3):75–79.
35. Ле Тхай Шон, Алексеев Ю.И., Орда-Жигулина М.В. Чувствительность системы автодинного детектирования СВЧ-амплитудно-модулированных оптических сигналов. *Известия высших учебных заведений. Электроника*. 2013;(1):68–72.
36. Алексеев Ю.И. О некоторых аспектах применения автодинных асинхронных радиотехнических систем. *Радиотехника и электроника*. 2013;58(7):699–703.
37. Алексеев Ю.И., Демьяненко А.В. Сопоставление результатов детектирования СВЧ-модулированных оптических колебаний лавинно-пролетными диодами в режимах усиления, генерации и автодинного преобразования. *Антенны*. 2014;(9):75–78.
38. Sunstein D.E. A New Self-Oscillating Frequency Converter. *IRE Transactions on Broadcast and Television Receivers*. 1955;BTR-1(1):29–35.
39. Nagano S., Ueno H., Kondo H., Murakami H. Self-excited microwave mixer with a Gunn diode and its applications to Doppler radar. *Transaction IECE Japan*. 1969;52-B(3):179–180.
40. Lazarus M.J., Novak S., Bullimore E.D. A Sensitive Millimeter-Wave Self-Oscillating Gunn Diode Mixer. *Proceedings of the IEEE*. 1971;59(5):812–814.
41. Kotani M., Mitsui S. Self-Mixing Effect of Gunn Oscillator. *Electronics and Communication in Japan*. 1972;55-B(12):60–67.
42. Inngs M.R. Self-Oscillating Mixer Cuts Antenna Test Costs. *MicroWaves*. 1978;17(4):100–102.
43. Dixon S., Jacobs H. Millimeter wave self-mixing oscillators. *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*. 1981;2(2):347–360.
44. Pantoja F.R., Calazans E.T. Theoretical and Experimental Studies of Gain Compression of Millimeter-Wave Self-Oscillating Mixers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1985;33(3):181–186.
45. Itoh T. Quasi-optical microwave circuits for wireless applications. *Microwave Journal*. 1995;38(1):64–85.

46. Itoh T., Hsu F.J. Distributed Bragg Reflector Gunn Oscillators for Dielectric Millimeter-Wave Integrated Circuits. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*. 1979;27(5):514–518.
47. Song B.S., Itoh T. Distributed Bragg Reflection Dielectric Waveguide Oscillators. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*. 1979;27(12):1019–1022.
48. Pobanz C.W., Itoh T. Active integrated antennas. *IEEE Potentials*. 1997;16(2):6–10.
49. Chang K., York R.A., Hall P.S., Itoh T. Active integrated antennas. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2002;50(3):937–944.
50. Hwang V.D., Itoh T. Quasi-Optical HEMT and MESFET Self-Oscillating Mixers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1988;36(12):1701–1705.
51. Chew S.T., Itoh T. Application of Volterra Series to the Problem of Self-Oscillating Mixer. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1996;44(2):269–274.
52. Sironen M., Qian Y., Itoh T. A Subharmonic Self-Oscillating Mixer with Integrated Antenna for 60-GHz Wireless Applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2001;49(3):442–450.
53. Siegel P.H. Terahertz Pioneer: Tatsuo Itoh “Transmission Lines and Antennas: Left and Right”. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*. 2014;4(3):298–306.
54. Zhang J., Wang Y., Chen Z. Integration of a Self-Oscillating Mixer and an Active Antenna. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*. 1999;9(3):117–119.
55. Zhen-Yu Zhang, Ke Wu, Ning Yang. A Millimeter-Wave Sub-Harmonic Self-Oscillating Mixer Using Dual-Mode Substrate Integrated Waveguide Cavity. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2010;58(5):1151–1158.
56. Sun-Hwa Jeong, Hee-Yong Hwang. X-Band Self Oscillating Mixer With Resonator-Antenna Filter. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2014;24(9):611–613.
57. Ho S.S.K., Saavedra C.E. A low-noise self-oscillating mixer using a balanced VCO load. *IEEE Trans. Circuits Systems. I: Regular Papers*. 2011;58(8):1705–1712.
58. Saavedra C.E., Jackson B.R., Ho S.S.K. Self-Oscillating Mixers: A Natural Fit for Active Antennas. *IEEE Microwave Magazine*. 2013;14(6):40–49.

References

1. Martens L.K. (ed.) *Technical encyclopedia*. Moscow: Sovetskaya entsiklopediya; 1929. Vol. 1. (In Russ.)
2. Mazor Yu.L., Machusskii E.A., Pravda V.I. (eds) *Radio engineering: Encyclopedia*. Moscow: Dodeka-XXI; 2010. (In Russ.)
3. Round H.J. *Improvements in Receivers for use in Wireless Telegraphy*. Patent GB191328413, 09.12.1913.

4. Marconi W.T., Round H.J. *Improvements in the Production of Continous Electrical Oscillations, and in the utilization thereof for Wireless Telegraphy and Telephony*. Patent GB191413248, 29.05.1914.
5. Morse A.H. *Radio: Beam and Broadcast. Its Story and Patents*. London: Ernest Benn Limited; 1925.
6. Collins A.F. *The Radio Amateur's Hand Book*. New York: T.Y. Crowell, Revised edition; 1922.
7. Turker D.G. The History of Positive Feedback: The Oscillating Audion, the Regenerative Receiver, and other applications up to around 1923. *The Radio and Electronic Engineer*. 1972;42(2):69–80.
8. Shamshur V.I. *The first years of radio engineering and radio amateurism*. Moscow: Gosenergoizdat; 1954. (In Russ.)
9. Austin L.W. Reception Measurements at Naval Radio Research Laboratory, Washington. *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*. 1922;10(3):158–160.
10. Galeev B.M. *Legendary Theremin. Repressed science*. Leningrad: Nauka; 1991. (In Russ.)
11. Lebedinsky V.K. Radio, its achievements and prospects. In: Ioffe A.F., Krzhizhanovsky G.M., Lapirov-Skoblo M.Ya., Fersman A.E. (eds) *Science and technology of the USSR: 1917–1927*. Moscow: Rabotnik prosveshcheniya; 1928. C. 263–316. (In Russ.)
12. Losev O.V. Detector generator; detector amplifier. *Telegrafiya i telefoniya bez provodov = Telegraphy and Telephony without Wires*. 1922;(14):374–366. (In Russ.)
13. Losev O.V. *At the origins of semiconductor technology. Selected Works*. Leningrad: Nauka; 1971. (In Russ.)
14. Novikov M.A. Oleg Vladimirovich Losev – pioneer of semiconductor electronics (On the centenary of his birth). *Fizika tverdogo tela = Solid State Physics*. 2004;46(1):5–9. (In Russ.)
15. Siforov V.I. (ed.) 15. *Electronics: past, present, future*. Moscow: Mir; 1980. (In Russ.)
16. Samokhin V.P., Kindyakov B.M. n memory of Edwin Armstrong (18.12.1890–31.01.1954). *Nauka i obrazovanie = Science & Education*. 2014;(1). (In Russ.) Available at: <http://engineering-science.ru/doc/695338.html>
17. Colebrook F.M. Homodyne. *Wireless World and Radio Rev*. 1924(13):774.
18. Tucker D.G. The History of the Homodyne and Synchrodyne. *Journal of the British Institution of Radio Engineers*. 1954;14(4):143–154.
19. Beatty R.T. The apparent demodulation of weak station by a strong one. *The Wireless Engineer and Experimental Wireless*. 1928(6):412–420.
20. Kiyashko A. What the magazine “Radiolubitel” No. 10, 1930 wrote about. *Radio*. 1989(10):95. (In Russ.)
21. Aiken C.B. Theory of the detection of two modulation waves by a linear rectifier. *Proc. IRE*. 1933;21(4):601–629.
22. Momot E.G. *Problems and techniques of synchronous radio reception*. Moscow: Gosenergoizdat; 1941. (In Russ.)

23. Hobson G.S., Thomas M. Direct frequency demodulation with frequency-locked Gunn oscillators. *Electronics Letters*. 1971;7(3):67–68.
24. Fomin N.N. (ed.) *Microwave radio engineering devices on synchronized generators*. Moscow: Radio i svyaz; 1991. (In Russ.)
25. Cnaffee J.G. The application of negative feedback to frequency modulation systems. *Proceedings of the IRE*. 1939;27(5):317–331.
26. Vinitsky A.S. *Frequency modulated oscillation transmitter or receiver*. Auth. wit. No. 63529. (USSR) Appl. 09.09.1940, publ. 30.04.1944. (In Russ.)
27. Evtyanov S.I., Shemanaev G.D. Synchronization of an oscillator with tracking loop adjustment. *Elektrosvyaz = Telecommunications*. 1962;(5):3–11. (In Russ.)
28. Guseva V.A., Rodionov Ya.G. Rodionov Ya.G. Synchronized oscillator with tracking tuning. *Elektrosvyaz = Telecommunications*. 1969;(11):31–38. (In Russ.)
29. Alekseev Yu.I. Stability of autodyne asynchronous microwave systems. *Radiotekhnika = Radio Engineering*. 1994;(3):36. (In Russ.)
30. Alekseev Yu.I. Millimeter wave autodyne frequency converter. *Radiotekhnika = Radio Engineering*. 2003;(2):76–78. (In Russ.)
31. Gorbin V.V., Malyshev V.A., Petrosyan A.V. Autodyne asynchronous microwave detector based on a tunnel diode operating at harmonics of the generation frequency. *Radiotekhnika = Radio Engineering*. 1976;31(12):58–62. (In Russ.)
32. Levterov A.N., Radchenko A.F., Krotov V.I. . Investigation of an asynchronous detector with self-pumping on the Gunn diode. *Radiotekhnika = Radio Engineering*. 1984;(1):37–38. (In Russ.)
33. Demiyanenko A.V., Alekseev Yu.I. Investigation of an avalanche-transit diode for detecting microwave amplitude-modulated oscillations. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Elektronika = Proceedings of Universities. Electronics*. 2010(4):70–74. (In Russ.)
34. Demiyanenko A.V., Alekseev Yu.I., Kovtun D.G. Impedance properties of the impatt converting optical microwave-modulated oscillations diode mode autodyne. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Radioelektronika = Journal of the Russian Universities. Radioelectronics*. 2013;(3):75–79. (In Russ.)
35. Le Thai Son, Alekseev Yu.I., Orda-Zhigulina M.V. Sensitivity system of autodyne detecting microwave amplitude-modulated optical signals. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Elektronika = Proceedings of Universities. Electronics*. 2013;(1):68–72. (In Russ.)
36. Alekseev Yu.I. Some aspects of application of autodyne asynchronous radio systems. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 2013;58(7):711–715. DOI: 10.1134/S1064226913070012.
37. Demiyanenko A.V., Alekseev Yu.I. Comparison of results of detection of microwave-modulated optical oscillations using avalanche diodes in the amplification, generation and self-heterodyne conversion modes. *Antenny = Antennas*. 2014;(9):75–78. (In Russ.)
38. Sunstein D.E. A New Self-Oscillating Frequency Converter. *IRE Transactions on Broadcast and Television Receivers*. 1955;BTR-1(1):29–35.

39. Nagano S., Ueno H., Kondo H., Murakami H. Self-excited microwave mixer with a Gunn diode and its applications to Doppler radar. *Transaction IECE Japan.* 1969;52-B(3):179–180.
40. Lazarus M.J., Novak S., Bullimore E.D. A Sensitive Millimeter-Wave Self-Oscillating Gunn Diode Mixer. *Proceedings of the IEEE.* 1971;59(5):812–814.
41. Kotani M., Mitsui S. Self-Mixing Effect of Gunn Oscillator. *Electronics and Communication in Japan.* 1972;55-B(12):60–67.
42. Inngs M.R. Self-Oscillating Mixer Cuts Antenna Test Costs. *MicroWaves.* 1978;17(4):100–102.
43. Dixon S., Jacobs H. Millimeter wave self-mixing oscillators. *International Journal of Infrared and Millimeter Waves.* 1981;2(2):347–360.
44. Pantoja F.R., Calazans E.T. Theoretical and Experimental Studies of Gain Compression of Millimeter-Wave Self-Oscillating Mixers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 1985;33(3):181–186.
45. Itoh T. Quasi-optical microwave circuits for wireless applications. *Microwave Journal.* 1995;38(1):64–85.
46. Itoh T., Hsu F.J. Distributed Bragg Reflector Gunn Oscillators for Dielectric Millimeter-Wave Integrated Circuits. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques.* 1979;27(5):514–518.
47. Song B.S., Itoh T. Distributed Bragg Reflection Dielectric Waveguide Oscillators. *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques.* 1979;27(12):1019–1022.
48. Pobanz C.W., Itoh T. Active integrated antennas. *IEEE Potentials.* 1997;16(2):6–10.
49. Chang K., York R.A., Hall P.S., Itoh T. Active integrated antennas. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 2002;50(3):937–944.
50. Hwang V.D., Itoh T. Quasi-Optical HEMT and MESFET Self-Oscillating Mixers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 1988;36(12):1701–1705.
51. Chew S.T., Itoh T. Application of Volterra Series to the Problem of Self-Oscillating Mixer. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 1996;44(2):269–274.
52. Sironen M., Qian Y., Itoh T. A Subharmonic Self-Oscillating Mixer with Integrated Antenna for 60-GHz Wireless Applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 2001;49(3):442–450.
53. Siegel P.H. Terahertz Pioneer: Tatsuo Itoh “Transmission Lines and Antennas: Left and Right”. *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology.* 2014;4(3):298–306.
54. Zhang J., Wang Y., Chen Z., Integration of a Self-Oscillating Mixer and an Active Antenna. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters.* 1999;9(3):117–119.
55. Zhen-Yu Zhang, Ke Wu, Ning Yang. A Millimeter-Wave Sub-Harmonic Self-Oscillating Mixer Using Dual-Mode Substrate Integrated Waveguide Cavity. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* 2010;58(5):1151–1158.

56. Sun-Hwa Jeong, Hee-Yong Hwang. X-Band Self Oscillating Mixer With Resonator-Antenna Filter. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2014;24(9):611–613.
57. Ho S.S.K., Saavedra C.E. A low-noise self-oscillating mixer using a balanced VCO load. *IEEE Trans. Circuits Systems. I: Regular Papers*. 2011;58(8):1705–1712.
58. Saavedra C.E., Jackson B.R., Ho S.S.K. Self-Oscillating Mixers: A Natural Fit for Active Antennas. *IEEE Microwave Magazine*. 2013;14(6):40–49.

Информация об авторах

Носков Владислав Яковлевич, доктор технических наук, профессор кафедры «Радиоэлектроники и телекоммуникаций» Института радиоэлектроники и информационных технологий – РТФ Уральского федерального университета имени первого Президента России Б.Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Россия.

Галеев Ринат Гайсеевич, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиофизики и специальной электронной аппаратуры» Сибирского федерального университета; генеральный директор АО «НПП «Радиосвязь», г. Красноярск, Россия.

Евгений Владимирович Богатырев, кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиотехники» Сибирского федерального университета; технический директор АО «НПП «Радиосвязь», г. Красноярск, Россия.

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 – RTF Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin, Yekaterinburg, Russia.

Rinat G. Galeev, Doctor of Technical Sciences, Professor, Head of the Department of Radiophysics and Special Electronic Equipment of the Siberian Federal University; General Director of JSC NPP Radio Communication, Krasnoyarsk, Russia.

Evgeniy V. Bogatyrev, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Engineering, Siberian Federal University; Technical Director of JSC NPP Radiosvyaz, Krasnoyarsk, Russia.

Поступила / Received: 12.11.2020

Принята в печать / Accepted: 24.11.2020

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2020.4.3.004

УДК 621.396

Радиолокатор с повышенным угловым разрешением объектов при широкоугольном сканировании

С.Н. Плохов, С.Н. Шабунин✉

Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина, Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32

✉ s.n.shabunin@urfu.ru

Аннотация

Рассматриваются и сравниваются параметры антенных систем радиолокаторов, построенных по традиционной схеме с фазовращателями как в антенной решетке передатчика, так и в антенной решетке приемника с радиолокатором, в котором обработка сигнала выполняется только на приемной стороне. Во втором случае на излучающую систему передатчика накладывается дополнительное требование ортогональности излучаемых сигналов. Сравниваются характеристики радиолокатора с тремя передающими антеннами и четырьмя приемными. Рассматриваются два варианта формирования виртуальной антенной системы. В первом случае анализируется излучение линейной регулярной антенной решетки, во втором – прореженной, но с тем же числом излучателей. Показано, что во втором случае можно реализовать радар с лучшим угловым разрешением. Рассмотрены особенности применения радаров в качестве сенсоров систем безопасности автомобиля с широкоугольным обзором. Отмечена возможность ложного захвата цели. Предложен способ однозначной пеленгации.

Ключевые слова

антенна решетка, радиолокатор, диаграмма направленности, MIMO радар

Для цитирования

Плохов С.Н., Шабунин С.Н. Радиолокатор с повышенным угловым разрешением объектов при широкоугольном сканировании. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(3):318–335. DOI: 10.15826/urej.2020.4.3.004.

Radar with increased angular resolution of objects in wide-angle scanning

S.N. Plohov, S.N. Shabunin✉

Ural Federal University named after first President of Russia B.N. Yeltsin, 32 Mira Str., Ekaterinburg, 620002, Russia

✉ s.n.shabunin@urfu.ru

Abstract

The parameters of radar antenna systems constructed according to the traditional scheme with phase shifters inserted both in the transmitting

and receiving antenna array with the radar in which signal processing is performed only on the receiving side are considered and compared in the paper. In the second case, an additional requirement of orthogonality of the radiated signals is imposed on the radiating system of the transmitter. The characteristics of the radar with three transmitters and four receivers are compared. Two variants of forming a virtual antenna array are considered. In the first case, the radiation of the linear regular antenna array is analyzed, in the second case the thinned one, but with the same number of emitters. We demonstrate that in the second case, it is possible to implement the radar with a better angular resolution. The features of using the radar as a short-range radar for vehicle security systems with a wide-angle view are elaborated. The possibility of false capture of the target is noted. The authors of the research suggest the unambiguous direction finding method.

Keywords

antenna array, radar, radiation pattern, MIMO radar

For citation

Plohov S.N., Shabunin S.N. Radar with increased angular resolution of objects in wide-angle scanning. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(3):318–335. DOI: 10.15826/urej.2020.4.3.004.

Введение

Наибольшее распространение в силу ряда особенностей получили моностатические радиолокационные системы, в которых излучение зондирующего сигнала и прием отраженного от цели излучения выполняется на одну и ту же антенну [1]. Однако с развитием цифровых технологий обработки сигналов все большее применение находят радары с несколькими передающими и приемными антennами, называемые на Западе MIMO (Multiple Input Multiple Output) технологией [2–6]. Этот принцип известен достаточно давно и в нашей стране [7–10]. Используется несколько передающих и приемных антенн, разнесенных между собой на определенное расстояние. Каждая из передающих антенн излучает собственный сигнал, ортогональный по отношению к другим антеннам. За счет этого на приемной стороне удается разделить отраженный от цели сигнал отдельных излучающих антенн и сформировать за счет соответствующей цифровой обработки некое виртуальное поле антенн с числом элементов, равным произведению числа передающих и приемных антенн. Рассмотренная технология позволяет улучшить пеленгационные характеристики радаров. В квазимоностатических MIMO радарах передающие и приемные антенны расположены достаточно близко друг от друга, так, что цель наблюдается примерно под одними и теми же углами. Подобные системы получили распространение в системах безопасности автомоби-

лей миллиметрового диапазона частот в качестве радиолокационных сенсоров ближнего действия – Short Range Radar (системы парковки, предупреждения столкновений и т.п.) и дальнего действия – Long Range Radar (адаптивный круиз-контроль). В данной статье рассматриваются способы повышения углового разрешения радара ближнего действия с широким углом сканирования и влияние на однозначность пеленгации диаграмм направленности передающих и приемных антенн.

Способы реализации квазимоностатических MIMO радаров

Известно, что схемы построения радиолокаторов (РЛ) с близко расположенными антennами приемника и передатчика (т.е. для которых углы направления на цель практически равны – квазимоностатические РЛ) могут различаться по принципам обзора пространства – последовательному или параллельному; суммирования энергии отраженных от цели сигналов, излучаемых антennами передатчика – когерентного и некогерентного; методам вычисления направления на цель [10–12].

Одним из основных параметров, определяющих эффективность работы РЛ, является предельная дальность обнаружения объекта с заданной эффективной площадью рассеяния (ЭПР).

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{R_{\min}}}}, \quad (1)$$

где P_T – излученная мощность, Вт; G_T – коэффициент усиления передающей антенны; G_R – коэффициент усиления приемной антенны; λ – длина волны, м; σ – ЭПР цели, м^2 ; $P_{R_{\min}}$ – минимальная входная мощность приемника, Вт.

Минимальная входная мощность зависит от шумовых характеристик приемника и рассчитывается по известной формуле:

$$P_{R_{\min}} = kT_0 \Delta f F_N SNR, \quad (2)$$

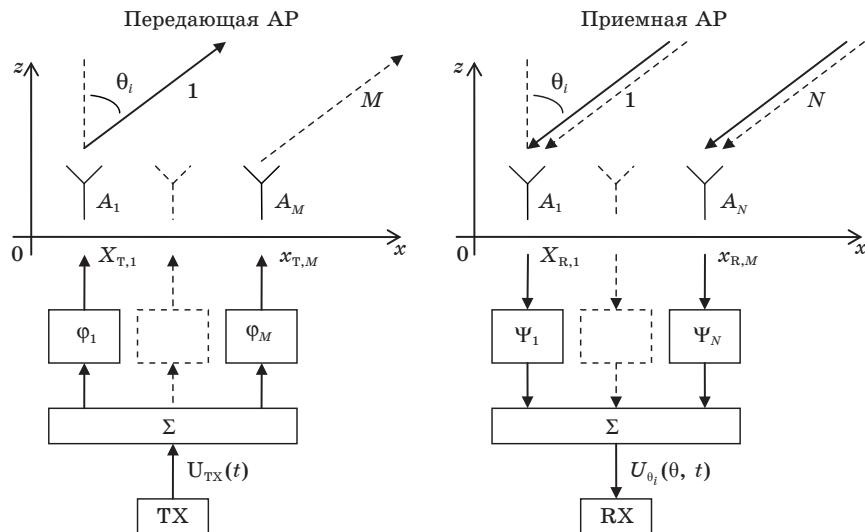
где $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ – постоянная Больцмана, Вт/(Гц·К); $T_0 = 290$ К – стандартная температура в градусах Кельвина; Δf – полоса пропускания приемника или эффективная шумовая полоса для систем с цифровой обработкой сигнала, Гц; F_N – коэффициент шума; SNR – минимальное соотношение сигнал/шум.

Влияние взаимодействия передающих и приемных антенн РЛ миллиметрового диапазона, в том числе в каналах диаграммообразующих схем (ДОС), а также прямого прохождения сигнала передатчика на вход приемника по внутренним цепям СВЧ-микросхемы на уровень декоррелированного фазового шума, приводящие к уменьшению приведенного к входу приемника

отношения сигнал/шум и ограничению дальности действия радиолокатора рассмотрено в [13].

Произведение коэффициентов усиления антенн (или антенных решеток – AP) приемника (TX) и передатчика (RX) $G_T G_R$, входящее в (1), также существенно влияет на предельную дальность обнаружения цели. В случае, если цель не находится в максимуме диаграмм направленности антенн, выражение (1) следует умножить на произведение значений диаграмм направленности (ДН) передающих и приемных антенн $F(\theta_t, \varphi_t)F(\theta_r, \varphi_r)$, где углы $\theta_t, \varphi_t, \theta_r, \varphi_r$ определяют направление на цель.

На рис. 1 показана обобщенная схема РЛ с последовательным обзором пространства с использованием фазовращателей в каждом канале передатчика и приемника, из которой можно при известной схеме реализации антенн определить значение их коэффициентов усиления и диаграммы направленности.



TX – передатчик/transmitter; RX – приемник/receiver; $A_1 \dots A_M$ – передающие антенны/transmitting antennas; $x_{T,1} \dots x_{T,M}$ – координаты фазовых центров передающих антенн/coordinates of the transmitting antenna phase centers; 1 ... M – сигналы (лучи) передающих антенн/radiation (beams) from the transmitting antennas; $A_1 \dots A_N$ – приемные антенны/receiving antennas; $x_{R,1} \dots x_{R,N}$ – координаты фазовых центров приемных антенн/coordinates of the receiving antenna phase centers; Σ – сумматоры или делители, в зависимости от указанных направлений сигналов/combiners or dividers, depending on the specified signal directions; $\varphi_1 \dots \varphi_M$ – фазовращатели ДОС передающей AP/phase shifters in the antenna feeding network of the transmitting antenna array; $\Psi_1 \dots \Psi_N$ – фазовращатели ДОС приемной AP/phase shifters in the antenna feeding network of the receiving antenna array; $U_{tx}(t)$ – сигнал на выходе передатчика/the transmitting output signal; $U_{\theta_i}(\theta, t)$ – сигнал на входе приемника/the signal at the receiver input

Рис. 1. Схема РЛ с излучением сигнала одного вида
Fig. 1. Block diagram of the radar with the same waveform

В РЛ на рис. 1 M антенн передатчика излучают когерентные колебания одного вида. Управление ДН АР передатчика осуществляется на стороне передатчика с помощью M фазовращателей. Управление ДН АР приемника – на стороне приемника. В приемном тракте используется N антенн. Таким образом, ДОС представляют собой делители/сумматоры мощности и наборы фазовращателей, формирующие на входах (выходах для приемной АР) излучателей сигналы с распределением начальных фаз, необходимых для получения одного из заданных угловых направлений главного лепестка ДН в секторе обзора. Такая структура РЛ позволяет за счет сложения на цели энергии сигналов от всех антенн передатчика обеспечить наибольшее отношение сигнал/шум на выходе ДОС приемной антенной системы и, таким образом, реализовать предельную дальность обнаружения при идеализированных условиях приема, когда помехами являются только собственные шумы приемника и передатчика.

Параметр $G_T G_R$ может быть рассчитан исходя из произведения ДН АР приемника и передатчика при заданных одинаковых углах отклонения от нормали и параметров антенн. Результирующая ДН будет характеризовать угловое разрешение РЛ.

Для формирования k углов направлений на цель фазовращатели должны обеспечивать умножение комплексной амплитуды сигнала на следующие наборы фазовых множителей:

$$\{e^{j\phi_{T_11}}, \dots, e^{j\phi_{T_M1}}\}, \dots, \{e^{j\phi_{T_{1k}}}, \dots, e^{j\phi_{T_{Mk}}}\}$$

– для передатчика (первый индекс – номер антенны, второй – номер направления);

$$\{e^{j\phi_{R_11}}, \dots, e^{j\phi_{R_N1}}\}, \dots, \{e^{j\phi_{R_{1k}}}, \dots, e^{j\phi_{R_{Nk}}}\}$$

– для приемника.

Численные значения фаз определяются относительными (по отношению к длине волны) координатами расположения антенн [14].

Одной из основных особенностей современных РЛ является использование концепции построения антенных систем, при которой антеннами передатчика излучаются ортогональные сигналы, что позволяет реализовать параллельный обзор пространства и адаптивные к условиям помех методы приема.

Для антенной системы с излучением и приемом ортогональных сигналов понятие ДН и, как следствие, коэффициента усиления потеряли исходный однозначный смысл, поскольку стали зависеть не только от геометрии расположения антенн, но и от свойств сигналов и методов их приема и обработки [6; 11; 12]. Для описания модели антенной системы стали использоваться

такие понятия, как виртуальные элементы и антенные решетки, направляющий вектор и т.д.

В системе, содержащей M антенн (или АР) передатчика и N антенн (или АР) приемника, исходный ЛЧМ импульс передатчика преобразуется в набор ортогональных сигналов, по количеству равный числу антенн передатчика. Эти сигналы усиливаются и излучаются M антеннами передатчика. Каждой антенной приемника принимаются отраженные от цели сигналы, излученные от всех антенн передатчика. После их разделения (декодирования) с помощью N согласованных фильтров полученным сигналам могут быть однозначно сопоставлены номера антенн передатчика.

Таким образом, общее количество принятых сигналов равно $M \times N$. Выражение для отклика m -го согласованного фильтра на выходе n -й приемной антенны с учетом нахождения цели в дальней зоне может быть представлено в следующем виде:

$$y_{m,n} = a \exp \left[j \frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{u}^T (\mathbf{x}_{T,m} + \mathbf{x}_{R,n}) \right], \quad (3)$$

где a – амплитуда отраженного от цели сигнала; \mathbf{u} – единичный вектор направления на цель; $\mathbf{x}_{T,m}$ – вектор, определяющий положение m -й передающей антенны; $\mathbf{x}_{R,n}$ – вектор, определяющий положение n -й приемной антенны.

Гипотетическая приемная антенна, MN элементов которой имеют координаты

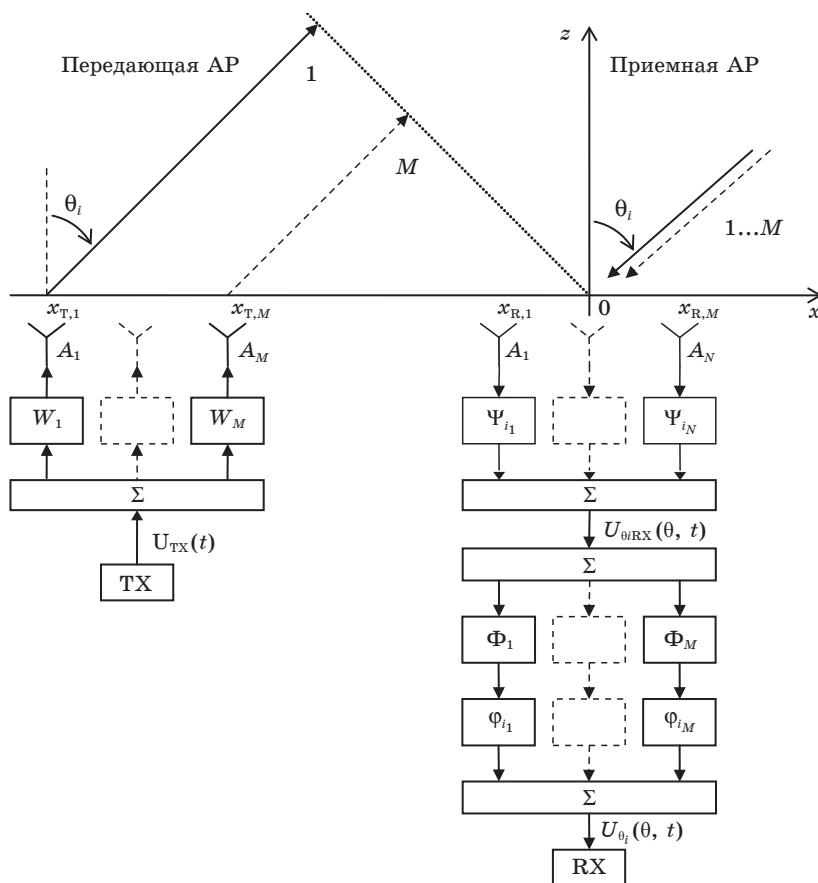
$$\{\mathbf{x}_{T,m} + \mathbf{x}_{R,n} \mid n = 1, \dots, N; m = 1, \dots, M\}, \quad (4)$$

называется виртуальной приемной АР [15]. Если передающие и приемные антенны представляют собой линейные антенные решетки, например, расположенные вдоль оси x , в (4) можно перейти к скалярным величинам – координатам излучателей на этой оси.

Как следует из приведенного описания рассматриваемой антенной системы, для нее параметр $G_T G_R$ оказывается не определен, так как не определены ДН антенн приемника и передатчика. Однако для расчета параметров виртуальной АР необходима конкретизация вида излучаемых сигналов и способа их суммирования в приемнике.

Тем не менее для ряда частных вариантов реализации систем с излучением ортогональных сигналов, параметр $G_T G_R$ может быть рассчитан по аналогии с расчетом антенной системы РЛ, показанной на рис. 1.

Один из примеров построения такого РЛ с когерентным суммированием отраженных от цели сигналов приведен на рис. 2 [10].



TX – передатчик/transmitter; RX – приемник/receiver; $A_1 \dots A_M$ – передающие антенны/transmitting antennas; $1 \dots M$ – сигналы (лучи) передающих антенн/radiation (beams) from the transmitting antennas; $A_1 \dots A_N$ – приемные антенны/receiving antennas; Σ – сумматоры или делители в зависимости от указанных направлений сигналов/combiners or dividers, depending on the specified signal directions; $\Psi_{i_1} \dots \Psi_{i_N}$ – фазовращатели ДОС приемной AP/ phase shifters in the antenna feeding network of the receiving antenna array; $\Phi_{i_1} \dots \Phi_{i_M}$ – фазовращатели, задающие направление ДН условной передающей AP/phase shifters that set the imaginary radiation direction of the transmitting antenna; $W_1 \dots W_M$ – формирователи (кодеры) ортогональных сигналов/ orthogonal signal generators (encoders); $\Phi_1 \dots \Phi_N$ – фильтры (декодеры) ортогональных сигналов/filters (decoders) of orthogonal signals; $x_{T,1} \dots x_{T,M}$ – координаты фазовых центров передающих антенн/coordinates of the transmitting antenna phase centers; $x_{R,1} \dots x_{R,N}$ – координаты фазовых центров приемных антенн/coordinates of the receiving antenna phase centers; θ_i – один из набора углов $\theta_1 \dots \theta_k$ обзора заданного сектора пространства/one of the set of $\theta_1 \dots \theta_k$ viewing angles for a given sector of space; $U_{TX}(t)$ – сигнал на выходе передатчика/the transmitting output signal; $U_{\theta_i RX}(t)$ – выходной сигнал ДОС приемной AP/the output signal of the antenna feeding network of the receiving antenna array; $U_{\theta_i}(t)$ – сигнал на входе приемника/the signal at the receiver input

Рис. 2. Схема РЛ с излучением ортогональных сигналов и когерентным сложением

Fig. 2. Block diagram of the radar with orthogonal waveforms and coherent summation

Как следует из сопоставления схем, показанных на рис. 1, 2, в них осуществляются эквивалентные преобразования сигнала передатчика по пути его прохождения от выхода передатчика к входу приемника, за исключением того, что в схеме на рис. 2 суммирование энергии принятых ортогональных сигналов происходит после их разделения согласованными фильтрами, т.е. в присутствии шумов приемных антенн (и их усилителей). В схеме на рис. 1 суммирование излучения всех антенн передатчика осуществляется на цели. В связи с этим для каждого заданного направления на цель отношение сигнал/шум в ней будет выше. Численно различие в отношении сигнал/шум равно количеству антенн в передающей АР [10; 12]. Это различие в шумовых характеристиках систем может быть учтено как эквивалентное уменьшение величины $G_t G_r$ для системы на рис. 2.

С учетом приведенных выше замечаний для расчета сквозного коэффициента передачи антенной системы РЛ и оценки ее направленных свойств в среде проектирования AWR Design Environment были реализованы модели, соответствующие схемам на рис. 1, 2. Модели содержат стандартные блоки антенных решеток, задаваемыми параметрами которых являются координаты фазовых центров элементов и их ДН, угол отклонения от нормали.

Эквидистантная виртуальная антенная решетка

На рис. 3 показано расположение трех передающих и четырех приемных антенн РЛ с излучением идентичного сигнала. В связи с большим выбранным шагом передающих антенн ($d_{tx} = 2\lambda_0$) в составе АР ДН без учета направленных свойств отдельных излучателей (множитель решетки) имеет главный лепесток и 4 дифракционных лепестка (рис. 4). Шаг между элементами приемной АР составляет $d_{rx} = 0,5\lambda_0$, и она не имеет дифракционных максимумов. Так как при выбранном шаге ближайшие к главному дифракционные лепестки передающей антенны совпадают с нулями излучения приемной антенны, результирующая (перемноженная) ДН имеет один ярко выраженный максимум (рис. 5).

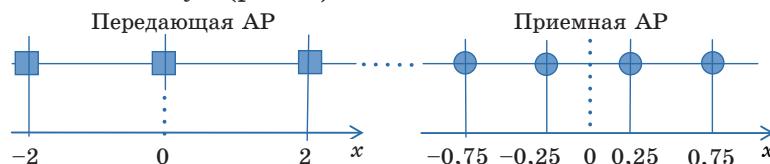


Рис. 3. Координаты элементов АР приемника и передатчика (в длинах волн) для РЛ с излучением сигнала одного вида

Fig. 3. Coordinates of the receiver and transmitter antenna array elements (in wavelengths) for the radar with the same waveform

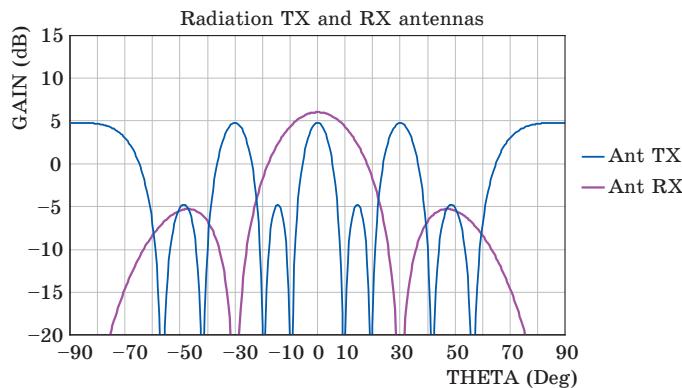


Рис. 4. Множитель АР приемника и передатчика РЛ с излучением сигнала одного вида

Fig. 4. Antenna factor of the receiving and transmitting arrays of the radar with the same waveform

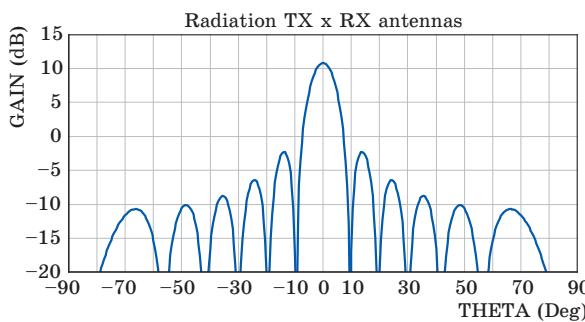


Рис. 5. Результирующий множитель АР приемника и передатчика РЛ с излучением сигнала одного вида

Fig. 5. The resulting antenna factor of the virtual radar antenna array with the same waveform

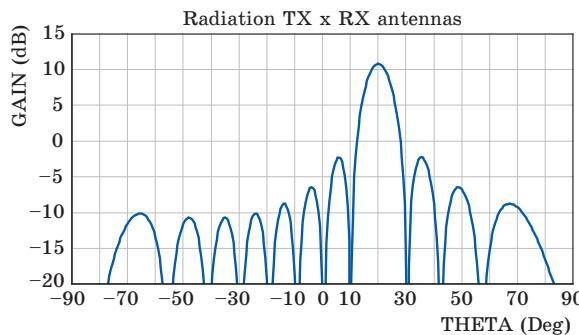


Рис. 6. Результирующий множитель АР при фазировании в направлении $\theta = 20^\circ$

Fig. 6. The resulting antenna factor of the virtual radar antenna array for the scanning angle $\theta = 20^\circ$

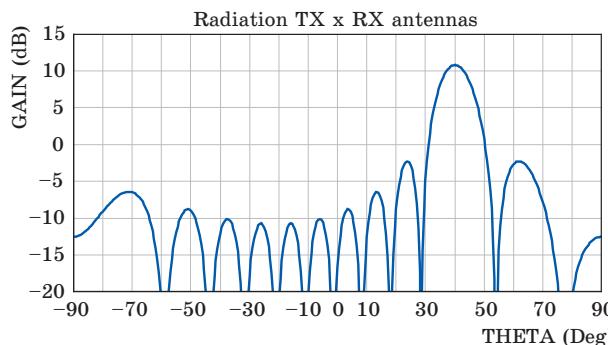


Рис. 7. Результирующий множитель АР при фазировании в направлении $\theta = 40^\circ$

Fig. 7. The resulting antenna factor of the virtual radar antenna array for the scanning angle $\theta = 40^\circ$

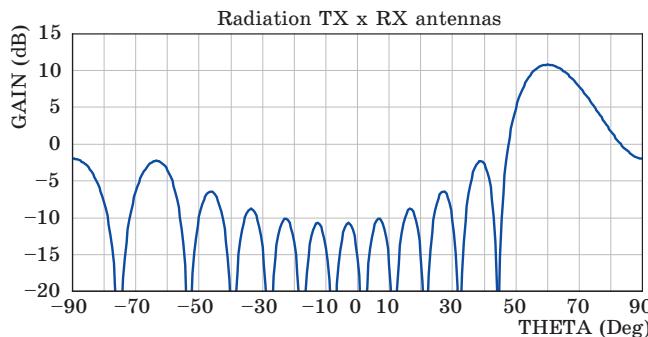


Рис. 8. Результирующий множитель АР при фазировании в направлении $\theta = 60^\circ$

Fig. 8. The resulting antenna factor of the virtual radar antenna array for the scanning angle $\theta = 60^\circ$

Разреженная виртуальная антенная решетка

Использование прореженных антенных решеток позволяет сузить главный лепесток диаграммы направленности, так как длина антенной решетки при том же числе излучателей увеличивается. Например, для расположения передающих и приемных антенн, приведенного на рис. 9, множитель решетки обеспечивает сужение главного лепестка в 1,8 раза при ориентации его по нормали к плоскости АР (рис. 10). Однако при этом заметно увеличивается уровень боковых лепестков, в нашем случае – на 5,1 дБ. Координаты виртуальных элементов рассчитаны согласно выражению (4) для следующего расположения антенн: $\{-5,0; -4,0; -2,5; -2,0; -1,5; -0,5; 1,0; 1,5; 2,0; 3,0; 4,5; 5,0\}$.

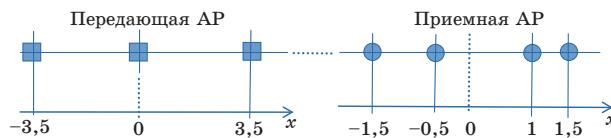


Рис. 9. Координаты элементов АР (в длинах волн) в примере расчета ДН РЛ с излучением ортогональных сигналов

Fig. 9. Coordinates of the receiver and transmitter antenna array elements (in wavelengths) for the radar with orthogonal waveforms

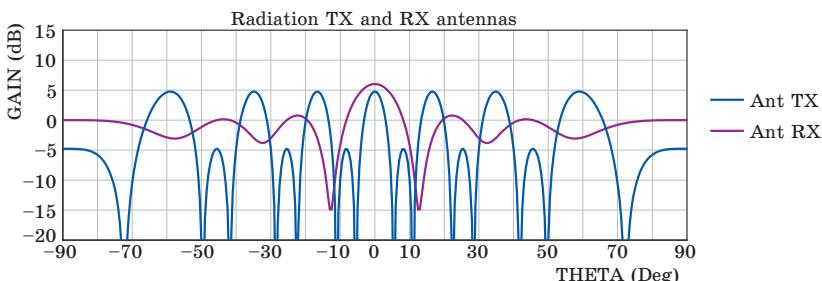


Рис. 10. Множитель АР приемника и передатчика РЛ для АР, показанной на рис. 9

Fig. 10. Antenna factor of the receiving and transmitting arrays of the radar from Fig. 9

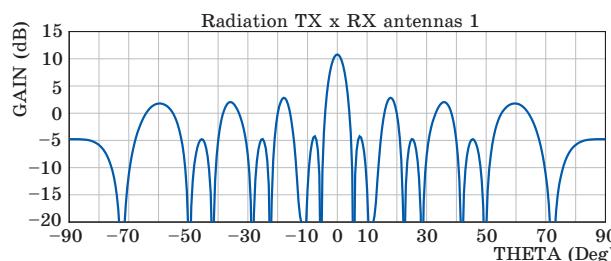


Рис. 11. Результирующий множитель АР РЛ для АР, показанной на рис. 9

Fig. 11. The resulting antenna factor of the virtual antenna array of the radar from Fig. 9

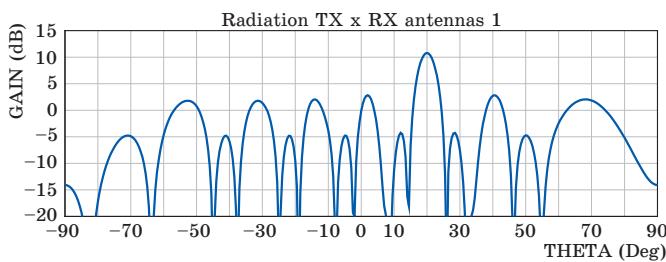


Рис. 12. Результирующий множитель АР при фазировании в направлении $\theta = 20^\circ$

Fig. 12. The resulting antenna factor of the virtual radar antenna array for the scanning angle $\theta = 20^\circ$

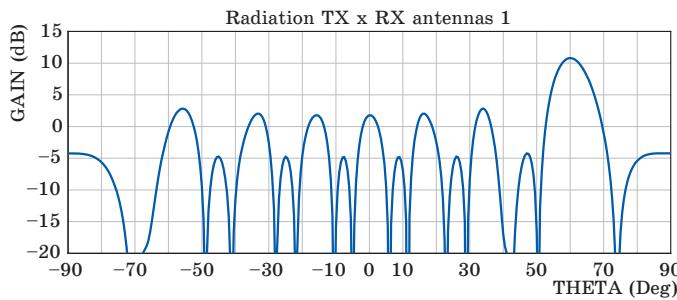


Рис. 13. Результирующий множитель АР при фазировании в направлении $\theta = 60^\circ$

Fig. 13. The resulting antenna factor of the virtual radar antenna array for the scanning angle $\theta = 60^\circ$

При изменении направления фазирования и отклонении главного лепестка от нормали наблюдается естественное его расширение (рис. 14). Эти данные позволяют определить угловое разрешение целей РЛ.

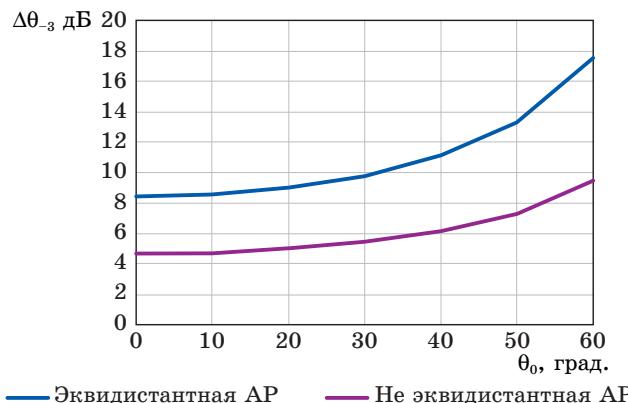


Рис. 14. Ширина главного лепестка результирующего множителя АР при изменении направления излучения для эквидистантной и неэквидистантной АР

Fig. 14. Dependence of the main lobe width of the resulting antenna factor on the radiation direction for equidistant and non-equidistant antenna arrays

Графики, приведенные на рис. 14, показывают почти двукратное увеличение разрешения угловых целей АР при выбранных способах размещения передающих и приемных антенн.

Рассмотренные виды РЛ имеют различное приложение. Одним из них являются системы безопасности автомобилей. Требования к РЛ дальнего (Long-Range Radar) и ближнего действия (Short-Range Radar) различны. На рис. 15 показаны различные типы автомобильных радаров [16]. Наибольшую дальность дей-

ствия имеют системы адаптивного круиз-контроля, однако их рабочий сектор азимутальных углов весьма узок. Системы малого радиуса действия, такие как система помощи при парковке, система предотвращения столкновений и т.п., должны работать в широком диапазоне углов, сохраняя при этом высокую степень углового разрешения целей.

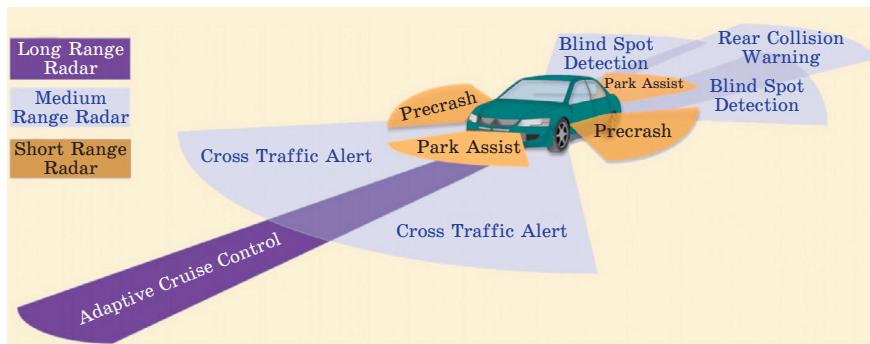


Рис. 15. Типы автомобильных радаров [16]

Fig. 15. Automotive radar types [16]

Влияние диаграммы направленности антенн на сквозной коэффициент усиления

Ранее анализировалось поведение множителя решетки. В реальных системах необходимо учитывать влияние диаграмм направленности излучателей, составляющих антенные решетки передающих и приемных антенн. При этом наиболее сложная ситуация возникает именно для систем ближнего действия, угловой диапазон которых составляет 120 градусов и более. Ниже приведены результирующие угловые зависимости сквозного коэффициента усиления (СКУ) антенн РЛ, приведенных на рис. 9, но с учетом направленных свойств линейных микрополосковых антенных решеток горизонтальной поляризации, используемых в качестве элементов антенной системы РЛ. Для нормально ориентированного луча $G_T G_R$ составил 38,1 дБ. При отклонении на угол, например 30 градусов, результирующий коэффициент усиления уменьшается на 4,7 дБ.

Приведенные ДН показывают, что при сохранении малой ширины главного лепестка, с отклонением угла положения цели от нормали, уровень сигнала в приемнике уменьшается. При угле 40 градусов его величина совпадает с уровнем других лепестков, а на предельном угле отклонения 60 градусов уровень сигнала от цели в главном лепестке будет на 4,2 дБ меньше, чем у цели с таким же значением ЭПР, но попавшей в другие лучи. Это может привести к неоднозначности угловой пеленгации цели.

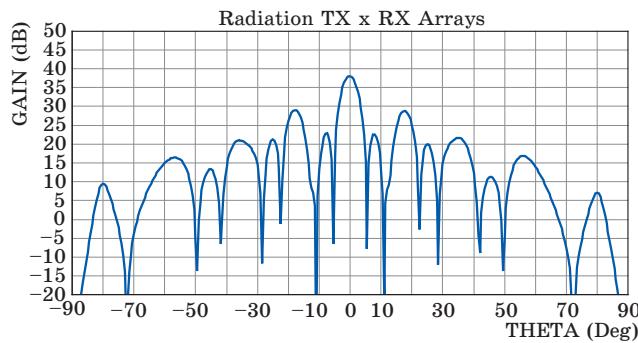


Рис. 16. Угловая зависимость СКУ антенн РЛ при фазировании в направлении $\theta = 0^\circ$

Fig. 16. Combined antenna gain of the radar for the scanning angle $\theta = 0^\circ$

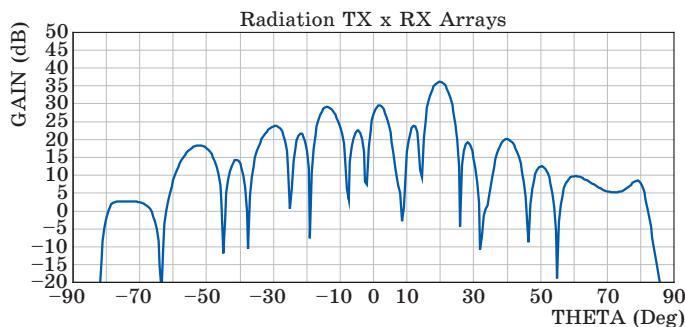


Рис. 17. Результирующая ДН РЛ при фазировании в направлении $\theta = 20^\circ$

Fig. 17. Combined antenna gain of the radar for the scanning angle $\theta = 20^\circ$

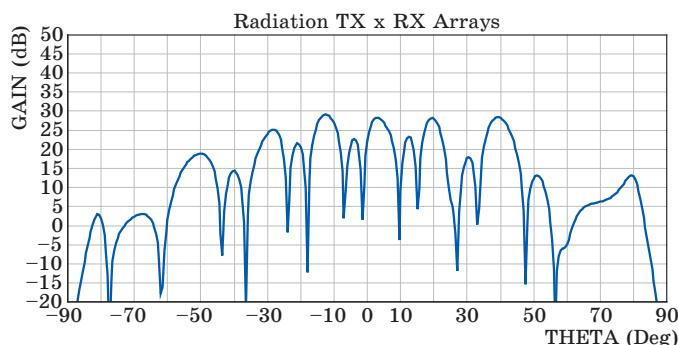
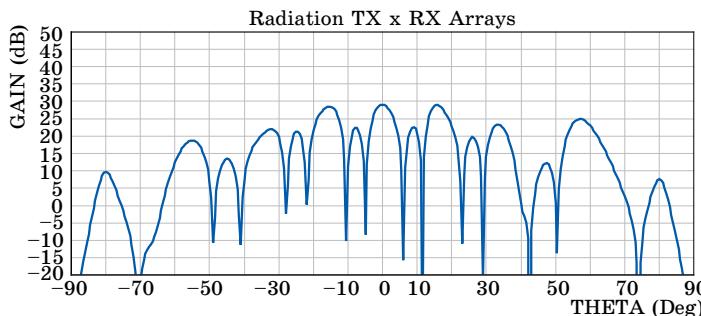


Рис. 18. Результирующая ДН РЛ при фазировании в направлении $\theta = 40^\circ$

Fig. 18. Combined antenna gain of the radar for the scanning angle $\theta = 40^\circ$

Рис. 19. Результирующая ДН РЛ при фазировании в направлении $\theta = 60^\circ$ Fig. 19. Combined antenna gain of the radar for the scanning angle $\theta = 60^\circ$

Рассмотренная на рис. 2 схема формирования и обработки сигнала позволяет проводить параллельный обзор пространства, в то время как показанная на рис. 1 – последовательный. Параллельный анализ отраженных сигналов с различных направлений позволяет увеличить время на их обработку, в том числе использовать методы последовательного сужения области пеленгации целей. В первом приближении направление на цель может быть определено при использовании только одной передающей антенны. В этом случае дифракционные лепестки отсутствуют, и направление на цель находится однозначно. Однако ухудшаются энергетические характеристики радиоканала. Это преодолимо при использовании, например, режима накопления сигнала.

Заключение

В результате сравнения двух схем реализации виртуальных антенных систем РЛ с эквидистантным и прореженным расположением элементов можно сделать вывод о том, что множитель решетки (антенный фактор), определяющий ширину главного лепестка сквозного коэффициента усиления во втором случае имеет меньшее значение. Рассмотренная схема установки повышает угловое разрешение объектов в 1,8 раза. Однако при этом увеличивается уровень боковых лепестков, обусловленных дифракционными максимумами. Учет реальных диаграмм направленности передающих и приемных антенн существенно влияет на результирующую угловую зависимость сквозного коэффициента усиления РЛ. В радарах с широкогоугольным сканированием возникает опасность неоднозначного определения направления на цель. В связи с этим предпочтение нужно отдавать антеннам с увеличенной шириной излучения в азимутальной плоскости применительно к РЛ ближнего действия систем безопасности автомобиля. Избежать неоднозначности пеленгации цели можно за счет усложнения алгоритма обработки сигнала на стороне приемных антенн за

счет использования на первом этапе излучения только одной передающей антенны. Полученные результаты позволяют определить энергетический потенциал и предельную дальность обнаружения объектов при известной ЭПР в требуемом секторе сканирования.

Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках соглашения № 075-11-2019-052 от 13.12.2019 с Научно-производственным объединением автоматики имени академика Н.А. Семихатова (АО «НПО автоматики») по комплексному проекту «Создание высокотехнологичного производства высокочастотного радара, предназначенного для использования в составе интеллектуальных систем помощи водителю, систем автоматического управления беспилотных транспортных средств и систем интеллектуального земледелия» при участии ФГАОУ ВО «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина» (ФГАОУ ВО «УрФУ») в части выполнения научно-исследовательских, опытно-конструкторских и технологических работ.

Acknowledgments

This work was financially supported by the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation under agreement No. 075-11-2019-052 dated December 13, 2019 with the Scientific and Production Association of automatics named after academician N.A.Semikhhatov in the complex project “Creation of a high-tech production of a high-frequency radar intended to be used as a part of intelligent driver assistance systems, automatic control systems for unmanned vehicles and intelligent farming systems” with the participation of the Ural Federal University named after the First President of Russia B.N. Yeltsin in terms of the implementation of research, development and technological work.

Список литературы

1. Казаринов Ю.М. *Радиотехнические системы*. М.: Академия; 2008.
2. Fishler E., Haimovich A., Blum R., Cimini L., Chizhik D., Valenzuela R. MIMO radar: An idea whose time has come. In: *Proceedings of the 2004 IEEE Radar Conference (IEEE Cat. No.04CH37509)*, Philadelphia, PA, 29–29 April 2004, pp. 71–78. DOI: 10.1109/NRC.2004.1316398.
3. Fishler E., Haimovich A., Blum R.S., Cimini L.J., Chizhik D., Valenzuela R.A. Spatial Diversity in Radars-Models and Detection Performance. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2006;54(3):823–838. DOI: 10.1109/TSP.2005.862813.
4. Rabideau D.J., Parker P. Ubiquitous MIMO multifunction digital array radar. In: *The Thirty-Seventh Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers, Pacific Grove, CA, 9–12 November 2003*. Vol. 1, pp. 1057–1064. DOI: 10.1109/ACSSC.2003.1292087.
5. Bergin J., Guerci J.R. *MIMO Radar. Theory and Application*. Boston: Artech House; 2018.
6. Li J., Stoica P. *MIMO radar signal processing*. New Jersey: John Wiley & Sons; 2008.
7. Черняк В.С. *Многопозиционная радиолокация*. М.: Радио и связь; 1993.

8. Черняк В.С. О новых и старых идеях в радиолокации: МИМО РЛС. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2011;(2):5–20.
9. Черняк В.С. Многопозиционные радиолокационные системы на основе МИМО РЛС. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2012;(8):29–46.
10. Черняк В.С. Обнаружение сигналов в МИМО РЛС. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2014;(7):35–48. Режим доступа: <https://www.researchgate.net/publication/267613025>
11. Зайцев Н.А., Макарецкий Е.А. Анализ направленных свойств антенных решеток МИМО РЛС. *Известия Тульского государственного университета. Технические науки*. 2016;(12-2):111–121.
12. Оргиш П.И., Горшков С.А. Анализ характеристик МИМО РЛС. *Прикладная радиоэлектроника*. 2013;12(3):387–399. Режим доступа: http://nbuv.gov.ua/UJRN/Prre_2013_12_3_4
13. Плохов С.Н., Шабунин С.Н. Влияние взаимодействия элементов антенно-фидерного тракта радиолокатора на шумовые характеристики канала приема. *Вестник УрФО. Безопасность в информационной сфере*. 2020 (в печати).
14. Оргиш П.И., Горшков С.А. Алгоритм синтеза геометрической структуры антенной решетки МИМО РЛС. *Военная академия Республики Беларусь. Доклады БГУИР*. 2012;(8):93–99. Режим доступа: <https://doklady.bsuir.by/jour/article/view/130#>
15. Li J., Stoica P. MIMO Radar Spacetime Adaptive Processing and Signal Design. In: Li J., Stoica P. *MIMO radar signal processing*. Wiley-IEEE Press; 2009, pp. 235–281. DOI: 10.1002/9780470391488.ch6.
16. Patole S. M., Torlak M., Wang D., Ali M. Automotive radars: A review of signal processing techniques, *IEEE Signal Processing Magazine*. 2017;34(2):22–35. DOI: 10.1109/MSP.2016.2628914.

References

1. Kazarinov Yu.M. *Radio engineering systems*. Moscow: Akademiya; 2008. (In Russ.)
2. Fishler E., Haimovich A., Blum R., Cimini L., Chizhik D., Valenzuela R. MIMO radar: An idea whose time has come. In: *Proceedings of the 2004 IEEE Radar Conference (IEEE Cat. No.04CH37509)*, Philadelphia, PA, 29–29 April 2004, pp. 71–78. DOI: 10.1109/NRC.2004.1316398.
3. Fishler E., Haimovich A., Blum R.S., Cimini L.J., Chizhik D., Valenzuela R.A. Spatial Diversity in Radars-Models and Detection Performance. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2006;54(3):823–838. DOI: 10.1109/TSP.2005.862813.
4. Rabideau D.J., Parker P. Ubiquitous MIMO multifunction digital array radar. In: *The Thirty-Seventh Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers, Pacific Grove, CA, 9–12 November 2003*. Vol. 1, pp. 1057–1064. DOI: 10.1109/ACSSC.2003.1292087.
5. Bergin J., Guerci J.R. *MIMO Radar. Theory and Application*. Boston: Artech House; 2018.
6. Li J., Stoica P. *MIMO radar signal processing*. New Jersey: John Wiley & Sons; 2008.
7. Chernyak V.S. *Multi-position radar*. Moscow: Radio i svyaz; 1993. (In Russ.)

8. Chernyak V.S. About new and old ideas in radar: MIMO radars. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*. 2011;(2):5–20. (In Russ.)
9. Chernyak V.S. Multisite radar systems based on MIMO radars. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*. 2012;(8):29–46. (In Russ.)
10. Chernyak V.S. Signal detection with MIMO radars *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*. 2012;(8):29–46. (In Russ.) Available at: <https://www.researchgate.net/publication/267613025>
11. Zaycev N.A., Makaretsky E.A. Analysis of the directional properties of antenna arrays MIMO radar. *Izvestiya Tulskogo gosudarstvennogo universiteta. Tekhnicheskie nauki = News of the Tula state university. Technical sciences*. 2016;(12-2):111–121. (In Russ.)
12. Orgish P.I., Gorshkov S.A. Analysis of MIMO radar characteristics. *Prikladnaya radioelektronika = Applied Radio Electronics*. 2013;12(3):387–399. (In Russ.) Available at: http://nbuv.gov.ua/UJRN/Prre_2013_12_3_4
13. Plokhov S.N., Shabunin S.N. Influence of interaction between elements of the radar antenna-fider network on the noise characteristics of the reception channel. *Vestnik UrFO. Bezopasnost v informatsionnoi sfere*. 2020. In print. (In Russ.)
14. Gorshkov S.A., Orgish P.I. Synthesis algorithm of geometrical structure of MIMO radar antenna array. *Doklady BGUIR*. 2012;(8):93–99. (In Russ.) Available at: <https://doklady.bsuir.by/jour/article/view/130#>
15. Li J., Stoica P. MIMO Radar Spacetime Adaptive Processing and Signal Design. In: Li J., Stoica P. *MIMO radar signal processing*. Wiley-IEEE Press; 2009, pp. 235–281. DOI: 10.1002/9780470391488.ch6.
16. Patole S. M., Torlak M., Wang D., Ali M. Automotive radars: A review of signal processing techniques, *IEEE Signal Processing Magazine*. 2017;34(2):22–35. DOI: 10.1109/MSP.2016.2628914.

Информация об авторах

Плохов Сергей Николаевич, ведущий инженер департамента радиоэлектроники и связи Уральского федерального университета имени первого Президента России Б.Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Россия.

Шабунин Сергей Николаевич, доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой радиоэлектроники и телекоммуникаций Уральского федерального университета имени первого Президента России Б.Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Россия.

Information about the authors

Sergey N. Plokhov, Leading Engineer of the Department of Radio Electronics and Communications, Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin, Yekaterinburg, Russia.

Sergey N. Shabunin, Doctor of Technical Sciences, Associate Professor, Head of the Department of Radio Electronics and Telecommunications, Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin, Yekaterinburg, Russia.

Поступила / Received: 01.11.2020

Принята в печать / Accepted: 23.11.2020

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 (urj@urfu.ru). Статья считается принятой в случае получения ответного сообщения/письма с подтверждением.

Статья принимается в форматах, читаемых MS Word. Объем статьи должен составлять от 0.5 до 1.5 авт. л.

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 или 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 тексте статьи.

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 Jornal” 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 Jornal* 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, представляющей 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 скончального 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 много-

уровневых 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 «о» вместо «0» (нуля), и наоборот: « μ_0 », но не « μ_o ».
- Все греческие буквы в формулах должны быть прямые, хотя по умолчанию редакторы формул считают иначе.
- Запятые, точки и т. д. ставятся вплотную к словам, после этих знаков обязательно ставится пробел: «Запятые, точки...», но не «Запятые ,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

2020, Vol. 4, No. 3

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

Journal Registration Certificate
PI № FS77-69790 as of 18.05.2017

Adress of Journal
Office 129a, Mira st.,
620002, Ekaterinburg, Russia
Phone: +7 343 375-97-02
E-mail: urj@urfu.ru
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>

Price is free

УРАЛЬСКИЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

2020, Т. 4, № 3

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

Включен в Объединенный каталог «Пресса России».
Индекс 33049

Адрес редакции:

Россия, 620002, Екатеринбург, ул. Мира, 32, оф. 129а
Тел.: +7 (343) 375-97-02
E-mail: urj@urfu.ru
<https://journals.urfu.ru/index.php/urj>

Формат 70x100 1/16. Тираж 500 экз. Уч.-изд. л. 6,4.
Дата выхода в свет 04.12.2020. 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>

Цена свободная



URAL JOURNAL
RADIO ENGINEERING