

ЭКРАНИРОВАННАЯ КОЛЕБАТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ОПОРНОГО СВЧ-ГЕНЕРАТОРА С ТОРЦЕВЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ ДИСКОВОГО ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО РЕЗОНАТОРА

Е.В. Егоров, В.М. Малышев

Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Приведены результаты моделирования экранированной колебательной системы (КС) с дисковым диэлектрическим резонатором (ДДР) на резонансных частотах, лежащих вблизи 10 ГГц. Определены параметры КС, влияющие на нагруженную добротность и потери резонансной системы. Приведена компактная конструкция такой колебательной системы, возбуждаемой торцевым образом и предназначенной для создания опорного автогенератора (ОАГ) в гибридном исполнении. Приведены результаты моделирования и измерений характеристик компактной КС. Даны оценки уровней фазовых шумов (ФШ), достигаемых в ОАГ при применении такой КС. При размерах алюминиевой полости колебательной системы 28×8 мм и собственной добротности ДДР 10 000 при применении малошумящих SiGe биполярных транзисторов в ОАГ возможно достичь уровня ФШ -130 дБ/Гц на частотах анализа 10 кГц.

Ключевые слова: колебательная система; автогенератор; диэлектрический резонатор; фазовый шум; формула Лисона.

Ссылка при цитировании: Егоров Е.В., Малышев В.М. Экранированная колебательная система опорного СВЧ-генератора с торцевым возбуждением дискового диэлектрического резонатора // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2017. Т. 10. № 2. С. 45–57. DOI: 10.18721/JCSTCS.10204

OSCILLATING SYSTEM OF A REFERENCE MICROWAVE GENERATOR WITH SCREENED DIELECTRIC RESONATOR EXCITED FROM AN END FACE

E.V. Egorov, V.M. Malyshev

Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University,
St. Petersburg, Russian Federation

The paper considers the simulation results of an oscillating system with a dielectric resonator at 10 GHz. The model was designed using CAD simulation in HFSS. The oscillating system with a dielectric resonator in a metal cavity is considered.

To minimize the phase noise of the oscillator, the resonator must be designed to have a high quality factor. The high quality factor is obtained by using the dielectric resonator in a metal cavity. Three types of metal cavities are analyzed and the parameters affecting their quality factor and losses are identified. The compact design of the resonator excited from the end face for the oscillator in hybrid form and the results of modeling and measuring the characteristics of the oscillating systems are given. Using these results, the phase noise level which can be reached in oscillators was assessed. With the dimensions of the aluminum cavity of the oscillating system of 28×8 mm and the inherent Q-factor of the DDR equal to 10000, using low-noise SiGe bipolar transistors in the self-excited oscillator, it is possible to reach the phase noise level of -130 dB/Hz at the analyzed frequencies of 10 kHz.

Keywords: oscillating system; oscillator; dielectric resonator; phase noise; Lison's formula.

Citation: Egorov E.V., Malyshev V.M. Oscillating system of a reference microwave generator with screened dielectric resonator excited from an end face. St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunications and Control Systems. 2017, Vol. 10, No. 1, Pp. 45–57. DOI: 10.18721/JCSTCS.10204

Малошумящие опорные автогенераторы (ОАГ) являются неотъемлемой частью приемо-передающих блоков многих радиотехнических систем. Низкий уровень фазовых шумов (ФШ) ОАГ важен для систем связи, радиолокации, радионавигации, телеметрии, а также для измерительных и многих других систем. Например, в аналоговых системах связи рост фазовых шумов приводит к ухудшению чувствительности и избирательности систем, а в системах связи с цифровой модуляцией — к ухудшению их характеристик по модулю вектора ошибки. В радиолокационных системах уровень ФШ также влияет на пространственное разрешение и точность определения скорости объекта.

Требования к уровню ФШ ОАГ во многом зависят от области применения. Наиболее высокие требования по уровню ФШ обычно предъявляются к прецизионным анализаторам фазовых шумов. Например, уровень ФШ внутреннего генератора в высокочувствительном анализаторе фазового шума R&S®FSWP фирмы Rohde & Schwarz на рабочей частоте 10 ГГц при частоте анализа 10 кГц достигает значения -133 дБ/Гц¹. Низкие уровни

ФШ в таких изделиях достигаются как за счет применения уникальных компонент ОАГ, так и за счет усложнения его схемы [1]. Все это приводит к росту габаритов изделия и его стоимости. На практике часто требуются компактные опорные автогенераторы небольшой стоимости, имеющие приемлемый уровень фазовых шумов. К таким опорным генераторам относятся ОАГ с колебательной системой (КС) на основе диэлектрического резонатора (ДР).

Колебательная система, входящая в состав любого автогенератора (АГ), определяет его частоту колебаний и влияет на его фазовые шумы. В соответствии с известной моделью Лисона увеличение нагруженной добротности колебательной системы Q_n , входящей в обратную связь (ОС) АГ, приводит к уменьшению уровня ФШ [2]. Для уменьшения габаритов ОАГ в качестве стабилизирующего элемента КС часто применяют диэлектрические резонаторы, работающие в диапазоне частот от 1 до 40 ГГц. Обычно они имеют форму дисков, так называемые дисковые диэлектрические резонаторы (ДДР). Реже (из-за близости высших видов колебаний) применяют ДР в виде цилиндров — ДРЦ. ДР в форме прямоугольных образцов и более сложных форм сегодня практически не используются, поскольку уступают в технологичности и добротности [3]. ДДР имеют высокую собственную добротность Q_0 , которая, как правило, линейно уменьшается с частотой.

¹ Анализатор фазового шума R&S®FSWP. Прецизионный анализ источников сигналов и СВЧ-компонентов // URL: https://www.rohde-schwarz.ru/data/catalog_files/ (Дата обращения: 19.04.2017).



Значение Q_0 для некоторых используемых материалов может достигать 10 000 на частоте 10 ГГц² и даже более. Это позволяет создавать компактные твердотельные ОАГ с механической перестройкой частоты, обладающие низким уровнем фазовых шумов, достаточным для обеспечения нормальной работы многих радиотехнических систем. Например, для ОАГ с рабочей частотой 10 ГГц, построенном на многокаскадном SiGe усилителе с КС, использующей ДР с Q_0 равной 22 000, достигнут уровень ФШ менее -135 дБ/Гц на частоте анализа 10 кГц [4].

Малогабаритные ОАГ изготавливают в микрополосковом исполнении с включением ДР по схеме «на отражение» или по схеме «на проход» [5]. Для уменьшения потерь на излучение ДР размещается в металлической полости с достаточно большим удалением от ее стенок. Следует отметить, что существует несколько конструкций такого рода ОАГ. В наиболее простых с технологической точки зрения конструкциях автогенератор и колебательная система с ДР устанавливаются на одной диэлектрической плате, размещенной в металлической полости, обычно выполненной в виде параллелепипеда [6]. Недостатком такой конструкции является влияние элементов АГ на параметры КС, что, в конечном счете, приводит к увеличению уровня ФШ таких ОАГ.

Уменьшение влияния АГ можно обеспечить или за счет отдаления ДР от схемы автогенератора, или за счет его полного экранирования [7, 8]. Оба этих способа естественно ведут к увеличению поперечных размеров ОАГ. Причем в случае полного экранирования необходимо выбрать способ связи ДР со схемой АГ, обеспечивающий необходимый коэффициент связи, а также компактный способ построения ОАГ.

Например, в [7] приведена конструкция ОАГ с КС на ДДР, выполненной в виде металлической цилиндрической полости. Связь ДДР со схемой АГ осуществляется

с помощью элементов связи, проходящих через боковую поверхность цилиндра. Это приводит к значительному росту размера ОАГ. Меньшими размерами обладает опорный автогенератор, присоединенный к КС с помощью элементов связи, проходящих через основание цилиндрической полости, что позволяет расположить с обратной стороны основания плату АГ и соответственно уменьшить размеры ОАГ. Такая компактная конструкция ОАГ с КС в виде прямоугольного металлического резонатора с диэлектриком приведена в [9]. Однако в литературе практически нет сведений о конструкциях КС подобного вида, выполненных с применением ДДР.

В статье приведены результаты моделирования в САПР HFSS компактной колебательной системы, выполненной в виде призматической металлической полости с дисковым ДР, включенным в микрополосковом исполнении по схеме «на проход». Возбуждение КС осуществляется с помощью элементов связи, включенных через основание призмы снизу микрополосковой платы с ДР, что и обеспечивает создание компактной конструкции ОАГ. Резонансная частота КС лежит вблизи 10 ГГц и может механически перестраиваться в пределах ± 200 МГц. Рассмотрены также результаты экспериментальных измерений характеристик макета такой конструкции КС. Для определения перспектив использования разработанной конструкции КС в ОАГ даны оценки уровня их фазовых шумов.

Обоснование выбора конструкции и размеров КС

Резонансные свойства КС с ДР во многом определяются параметрами диэлектрического резонатора. Выбор ДР основывался на доступности таких резонаторов при достаточно высокой их собственной добротности и относительно низком температурном коэффициенте резонансной частоты.

Был выбран ДДР фирмы Token на подставке типа TE36-10BS. Основная рабочая мода этого резонатора TE01 δ . Эти ДДР обладают достаточно высокой собственной добротностью $Q_0 = 10\,000$ на рабочей ча-

² Каталог продукции ООО «Керамика» // URL: www.ceramics.sp.ru (Дата обращения: 19.04.2017).

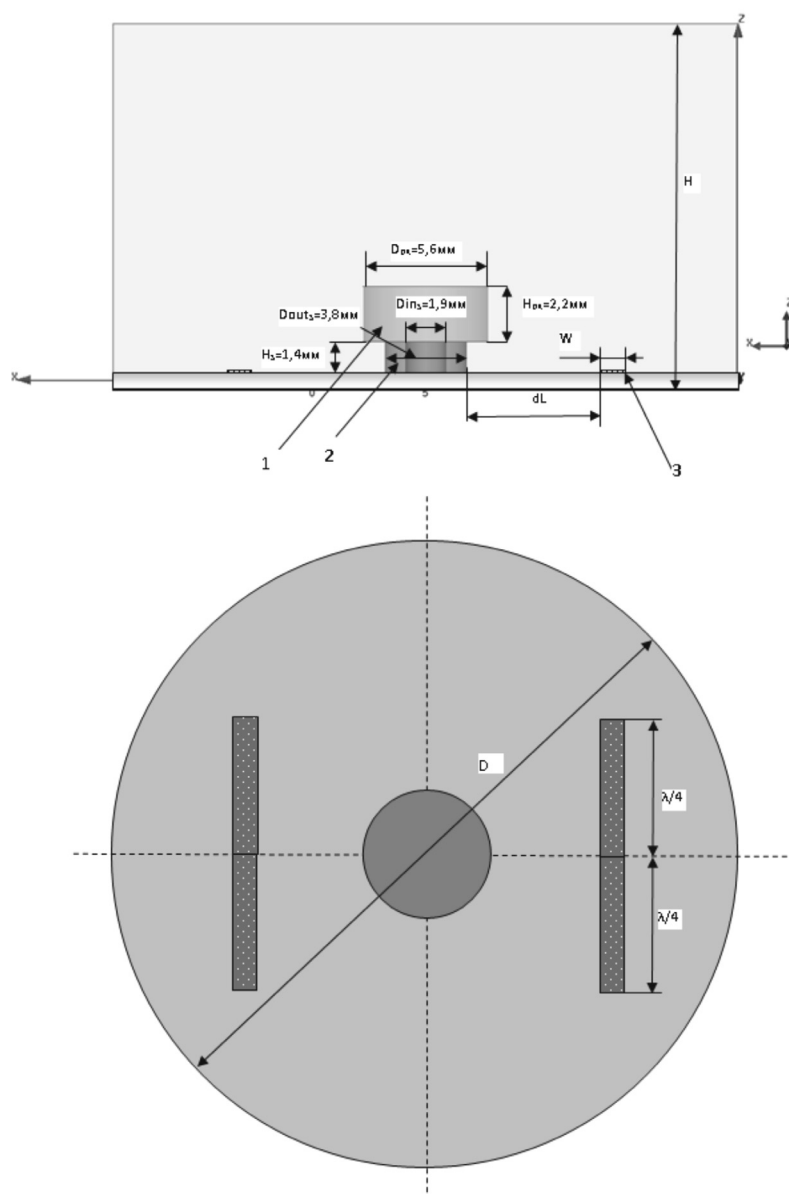


Рис. 1. Размеры диэлектрического резонатора TE36-10BS, установленного в КС
с цилиндрической металлической полостью:
1 – ДР; 2 – подставка; 3 – МПЛ

Fig. 1. Dimensions of the dielectric resonator TE36-10BS, installed
in the oscillating system with a cylindrical metal cavity:
1 – DR; 2 – dielectric support; 3 – microstrip

стоте 10 ГГц и имеют температурный коэффициент резонансной частоты не более $3 \text{ ppm}/^\circ\text{C}^3$.

³ Token TE01 (Dielectric Resonators Materials // URL: <http://www.token.com.tw> (Дата обращения: 19.04.2017).

Размеры ДДР приведены на рис. 1. ДДР устанавливается по схеме «на проход» между микрополосковыми линиями (МПЛ) с волновым сопротивлением 50 Ом и длиной $\lambda/2$, где λ – длина волны в МПЛ. В качестве подложки МПЛ использовался материал RO-4003C с толщиной диэлектрика

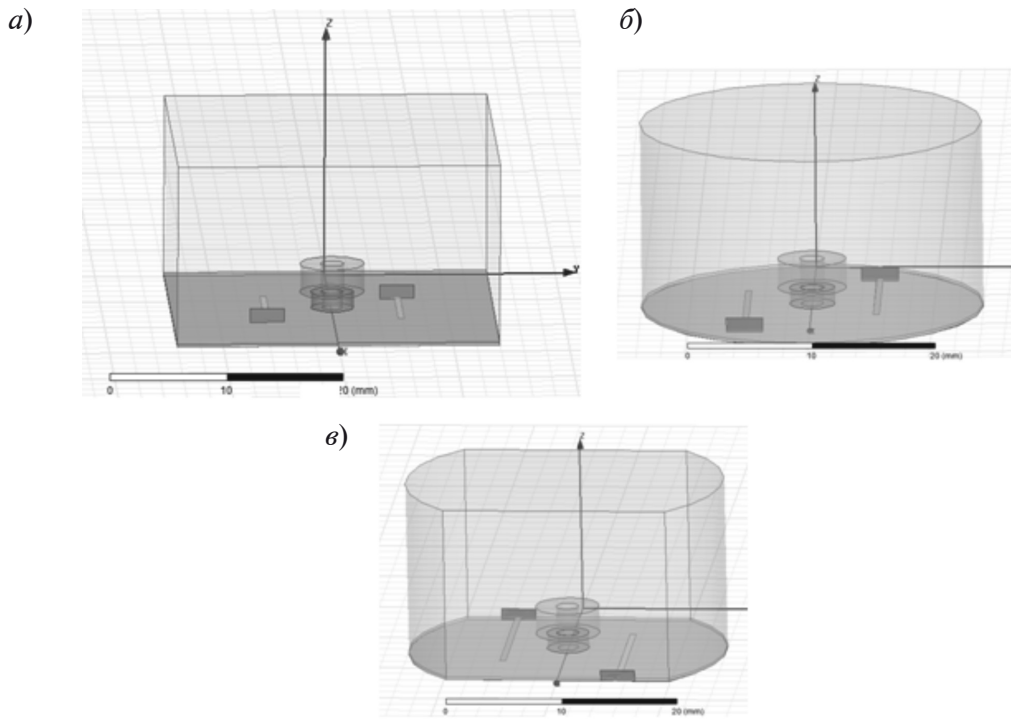


Рис. 2. Виды моделируемых полостей с ДР:
 а – параллелепипед; б – цилиндр; в – усеченный цилиндр

Fig. 2. Types of simulated cavities with DR:
 а – parallelepiped; б – cylinder; в – truncated cylinder

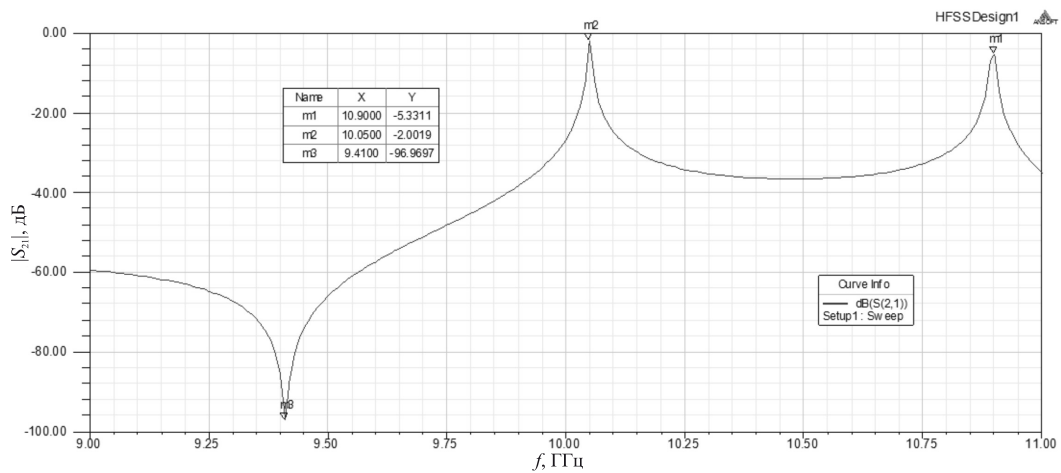


Рис. 3. Зависимость модуля коэффициента передачи $|S_{21}|$ от частоты f

Fig. 3. The frequency f dependence of the transmission coefficient $|S_{21}|$

0,508 мм и толщиной медного покрытия 17 мкм⁴. Для уменьшения потерь на излу-

чение ДР размещался в металлической полости с достаточно большим удалением его от стенок полости. Выбор вида полости и ее размеры были определены на основе моделирования в САПР HFSS.

Было проведено моделирование КС

⁴ RO4000® Series High Frequency Circuit Materials. Data Sheets. Rogers Corporation // URL: <http://www.rogerscorp.com> (Дата обращения: 19.04.17).

для трех видов металлической полости: в виде параллелепипеда, прямого кругового цилиндра и прямого усеченного цилиндра (рис. 2).

В качестве граничных условий использовались границы с конечной проводимостью (материал-медь). Возбуждение КС осуществлялось с помощью дискретных портов [10].

Как показало моделирование, нагруженная добротность колебательной системы Q_n достигает значений больших половины Q_0 только на достаточно больших расстояниях МПЛ относительно центра конструкций (до 9 мм). Поэтому диаметры цилиндрических конструкций D (см. рис. 1) и размеры оснований параллелепипедов были выбраны более 18 мм. Влияние высоты полости H (см. рис. 1) проявлялось при H меньших 14 мм. Поэтому большинство опытов было проведено для H не более 20 мм.

В процессе моделирования рассчитывались S -параметры КС. Частотные зависимости модулей коэффициентов передачи $|S_{21}|$ показали наличие двух резонансов в диапазоне частот от 9 до 12 ГГц (рис. 3).

Первый резонанс находится вблизи резонансной частоты $f_{\text{рез } 1}$ равной 10 ГГц, а второй резонанс расположен вблизи $f_{\text{рез } 2}$ равной 11 ГГц. На величину резонансной частоты влияет как вид резонансной системы, так и ее размеры. Моделирование структуры электрического и магнитного полей на разных резонансных частотах показал, что резонанс вблизи частоты $f_{\text{рез } 1}$ вызван взаимодействием поля ДР и МПЛ, а резонанс вблизи $f_{\text{рез } 2}$ обусловлен взаимодействием поля ДР, металлической полости и МПЛ. Это также подтверждается и более низкой добротностью резонансной кривой вблизи $f_{\text{рез } 2}$. Значения резонансных частот $f_{\text{рез } 1}$, $f_{\text{рез } 2}$ и добротности резонансных кривых Q_1 , Q_2 зависят от вида и размеров КС, но всегда при больших значениях добротностей (более 1000) $Q_1 > Q_2$. Причем при равных расстояниях между МПЛ и ДР, одинаковых высотах полости H и близких поперечных размерах РС добротность Q_1 цилиндрической полости обычно немного больше, чем у полостей, выполненных в виде параллелепипеда и усеченного цилиндра.

Это дало основание выбрать для проведения более детальных исследований КС, использующую цилиндрическую полость.

Исследовались зависимости параметров КС (резонансных частот $f_{\text{рез } 1}$, $f_{\text{рез } 2}$, добротностей резонансных кривых Q_1 , Q_2 и модулей коэффициентов передачи $|S_{21}|(f = f_{\text{рез } 1})$, $|S_{21}|(f = f_{\text{рез } 2})$), от размеров КС: расстояния dL между краем МПЛ и подставкой ДДР (рис. 4), диаметра полости D и высоты полости H (рис. 5).

Увеличение расстояния dL приводит к росту резонансной частоты $f_{\text{рез } 1}$ и незначительному изменению резонансной частоты $f_{\text{рез } 2}$. При этом добротности резонансных кривых и их потери растут. Более значительный рост наблюдается для добротности Q_1 и потерь резонатора $L_{21}(f = f_{\text{рез } 1}) = 1/|S_{21}|(f = f_{\text{рез } 1})$. Это подтверждает предположение о том, что резонанс вблизи частоты $f_{\text{рез } 1}$ вызван взаимодействием поля ДР и МПЛ. Изменение диаметра D и высоты H полости также влияют на параметры КС: с ростом D и H добротность Q_1 и потери $L_{21}(f = f_{\text{рез } 1})$ падают.

Полученные зависимости параметров КС от ее размеров использовались для определения габаритов КС, применяемой в ОАГ. Известно, что с ростом нагруженной добротности КС всегда наблюдается увеличение потерь резонатора. И это всегда учитывается при проектировании АГ. В зависимости от поставленных целей проектирования автогенераторов могут потребоваться разные потери резонатора. Например, для простого автогенератора с обратной связью для получения минимума фазового шума рекомендуется выбрать нагруженную добротность резонатора равной половине собственной добротности резонатора ($Q_n = Q_0/2$), что соответствует потерям в резонаторе 6 дБ [1].

Для определения размеров КС предполагалось, что в ОАГ используется усилитель с коэффициентом усиления не более 10 дБ. Поэтому для обеспечения самовозбуждения автогенератора потери резонатора не должны превышать 8 дБ. Как видно из рис. 4, для получения потерь $L_{21}(f = f_{\text{рез } 1})$ менее 8 дБ необходимо, чтобы расстояние dL было не более 7 мм. Результаты модели-

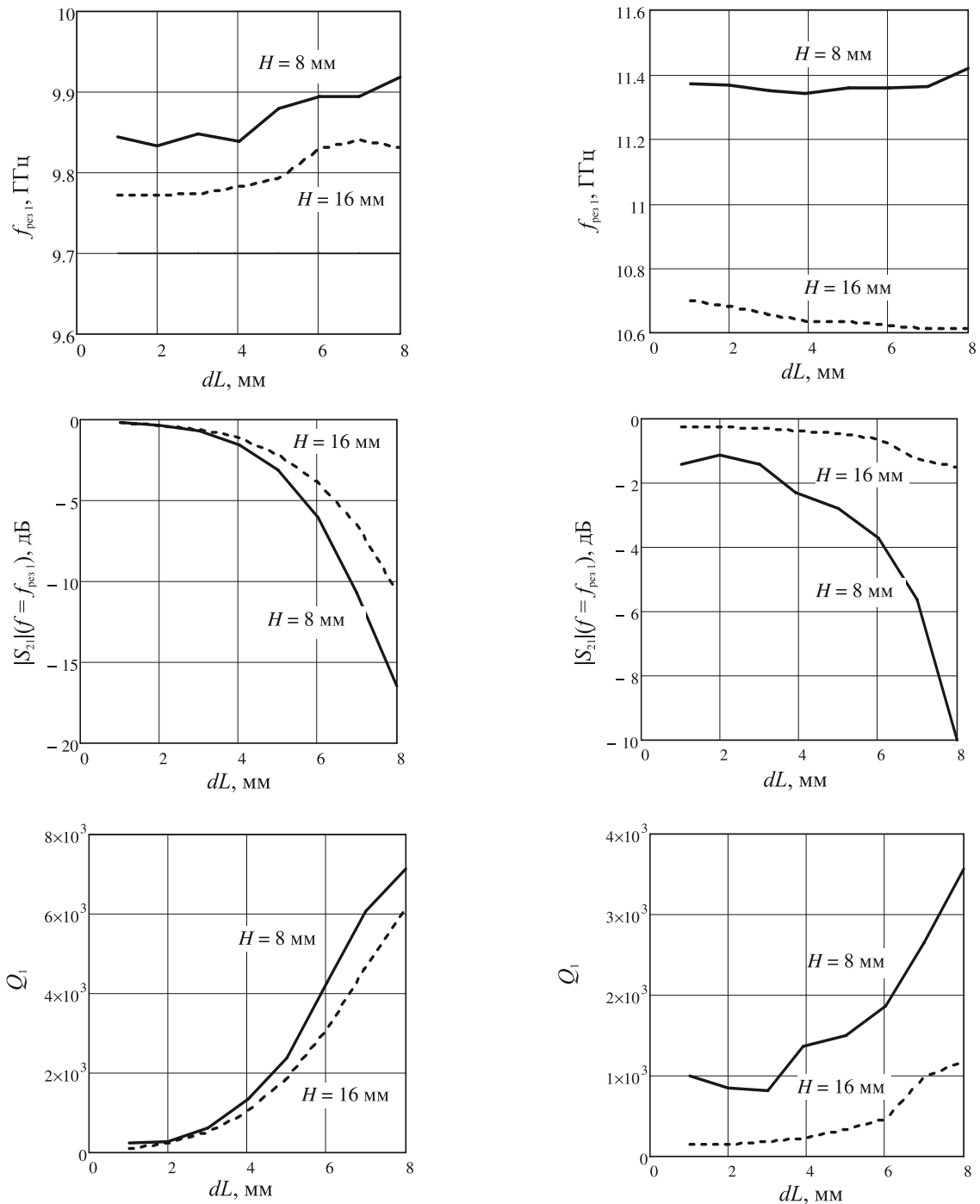


Рис. 4. Зависимости параметров КС от расстояния dL ($D = 28$ мм)

Fig. 4. The dependence of oscillating system parameters on distance dL ($D = 28$ mm)

рования, приведенные на рис. 5, позволяют определить также диаметр и высоту полости, обеспечивающие заданные потери. Видно, что добротность Q_1 незначительно уменьшается с ростом диаметра D . Потери

при резонатора $L_{21}(f = f_{\text{pec } 1})$ также падают с ростом D . Поэтому для получения потерь резонатора менее 8 дБ при dL более 5 мм следует выбирать диаметр полости не менее 26 мм. Изменение высоты H в пределах от

5 до 10 мм приводит к уменьшению добротности Q_1 практически в два раза. При этом также уменьшаются и потери резонатора. Для dL равного 6 мм это уменьшение до-

стигает 5 дБ. Поэтому для получения потерь резонатора менее 8 дБ для dL более 5 мм следует выбирать высоту полости не менее 7 мм.

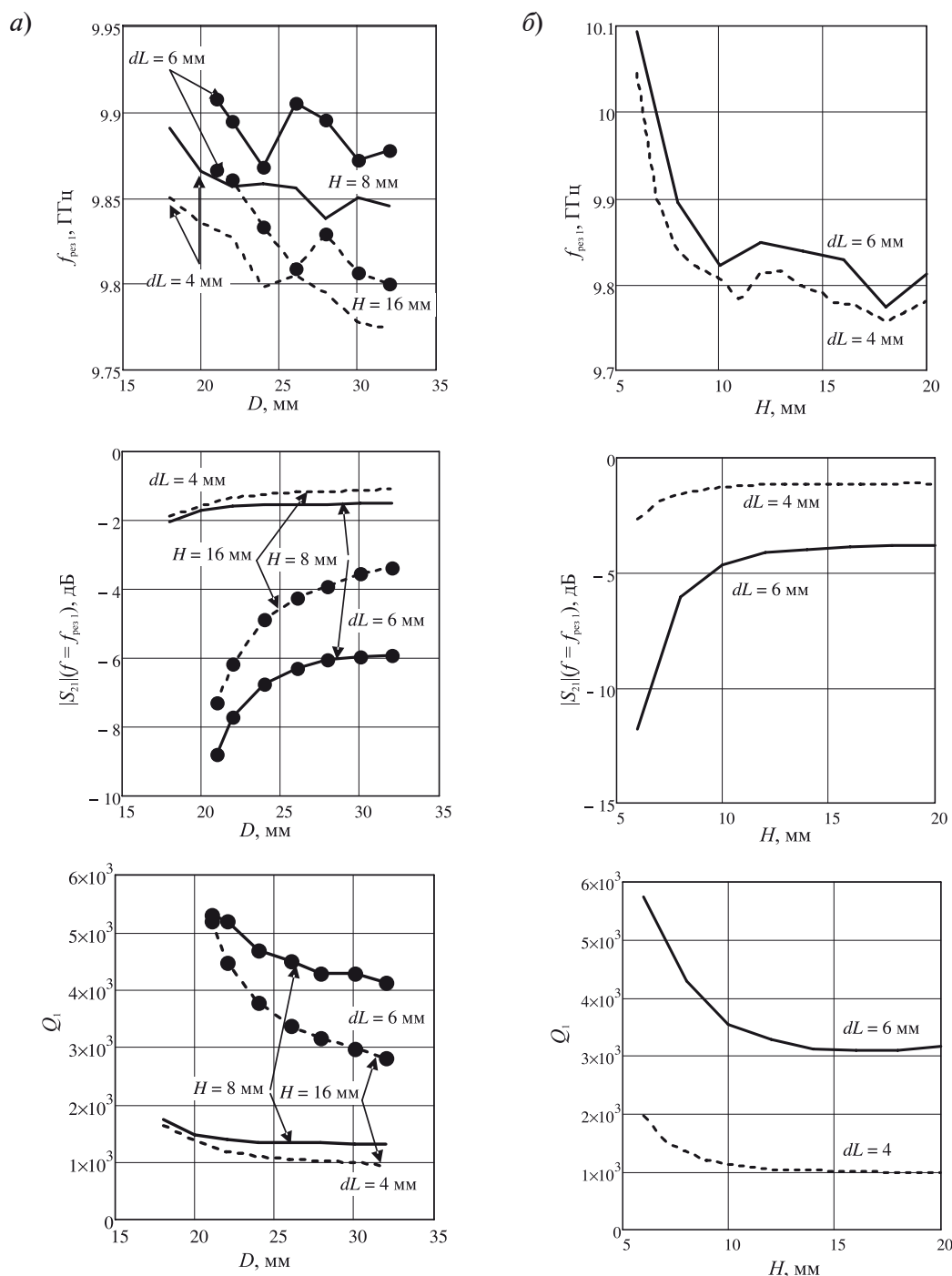


Рис. 5. Зависимости параметров КС от:
а – диаметра полости D ; б – высоты полости H ($D = 28$ мм)

Fig. 5. The dependence of oscillating system parameters on:
а – cavity diameter D ; б – cavity height H ($D = 28$ mm)

Для обеспечения механической перестройки частоты КС используются настроечные винты, изменяющие эквивалентные реактивные элементы контура. В рассматриваемой модели КС настроечный винт

располагается вдоль оси симметрии и вкручивается в верхнее основание полости. Результаты моделирования показали, что при диаметре настроечного винта D_c равного 5 мм возможно добиться перестройки ча-

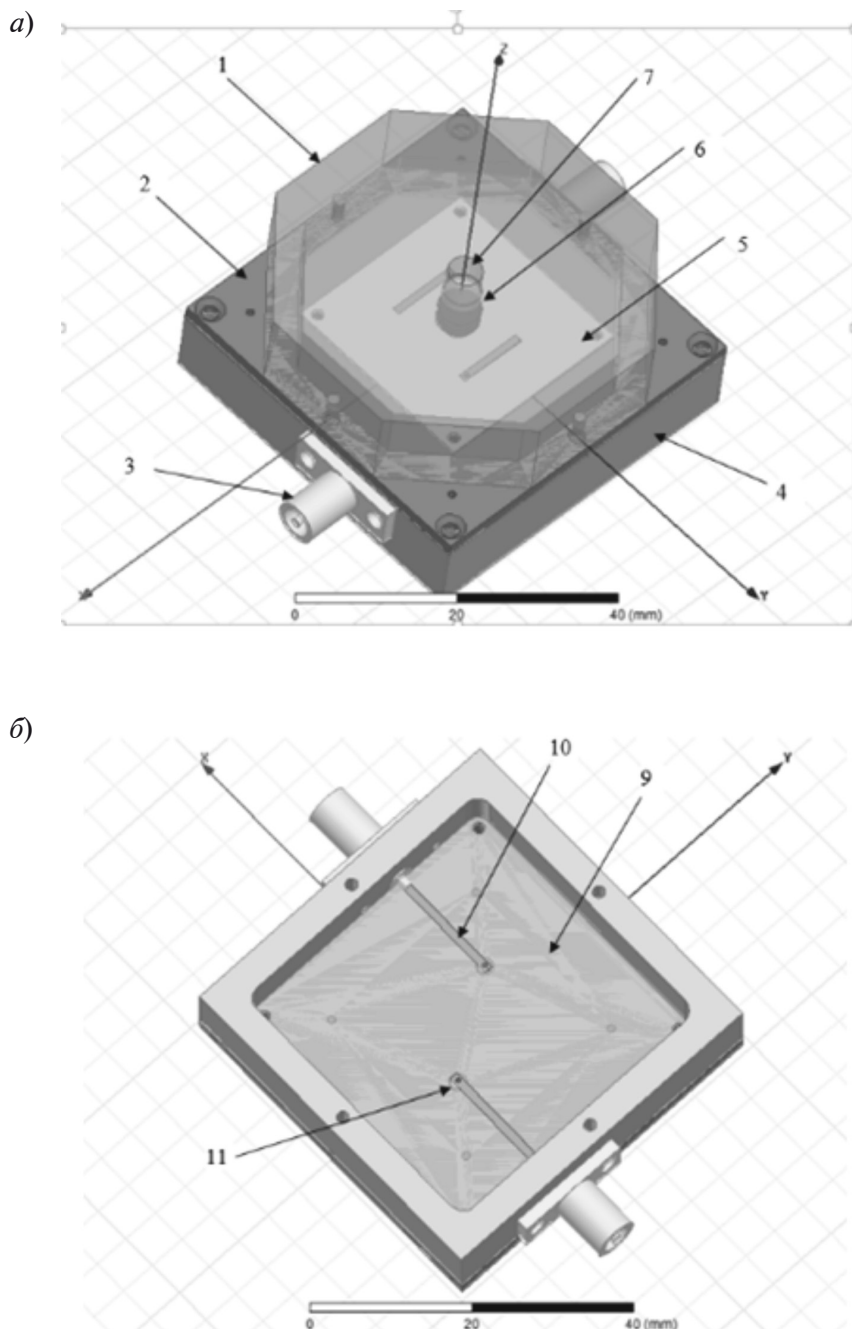


Рис. 6. Макет КС с ДР с «торцевым» возбуждением МПЛ:
а – вид сверху; *б* – вид снизу со снятой крышкой

Fig. 6. Oscillating system model with dielectric resonator excited from an end face:
a – above view; *b* – bottom view with cover removed

стоты 400 МГц при изменении потерь на резонансной частоте не более, чем на 1 дБ.

Описание макета колебательной системы

Результаты моделирования использовались для разработки макета КС с ДР с «торцевым» возбуждением МПЛ (рис. 6). Такая конструкция, как отмечалось выше, позволяет уменьшить габаритные размеры ОАГ. Из-за технологических трудностей в качестве металлической полости использовалась восьмигранная призматическая полость, наиболее близкая к цилиндрической.

Макет состоит из алюминиевой призматической полости 1; алюминиевого основания 2, на которое с одной стороны устанавливается «верхняя» микрополосковая плата 5, а с другой стороны – «нижняя» микрополосковая плата 9; рамы 4, на которой установлены SMA разъемы 3 и основание 2. На «верхней» микрополосковой плате располагается ДР 6. Нижняя микрополосковая плата предназначена для соединения верхней платы с SMA разъемами через отрезки коаксиального кабеля или провода 11 через микрополосковые линии 10. В ОАГ на нижней микрополосковой плате располагается схема автогенератора. Для перестройки частоты в верхней части полости 1 располагается резьбовое отверстие 7 для установки настроечного винта. Снизу рама 4 прикрывается алюминиевой крышкой.

Размеры конструкции следующие: высота полости 8 мм; размеры верхней платы 28×28 мм; соединение «верхней» платы с «нижней» платой осуществлялось с по-

мощью отрезков медного провода D_w диаметром 0,51 мм; параметры подложки и размеры МПЛ аналогичны КС с цилиндрической полостью.

Известно, что перпендикулярное соединение коаксиальной и микрополосковой линии требует согласующего отрезка линии (отрезок согласующей линии $dl_{ш}$, присоединенный к месту стыка линий) [11]. Такое соединение длинных линий относительно узкополосное. Как показало моделирование, при длине $dl_{ш}$ равной 0,83 мм удается добиться модуля коэффициента отражения от стыка соединений линий менее –25 дБ в полосе частот от 9 до 11 ГГц.

Сравнительный анализ результатов моделирования и эксперимента

В табл. 1 приведены результаты моделирования и экспериментальные результаты для конструкции КС с алюминиевой призматической полостью (рис. 6). ДР типа TE36-10BS устанавливался на плате, изготовленной из материала RO-4003C, с толщиной диэлектрика 0,508 мм и толщиной медного покрытия 17 мкм. Соединение «верхней» платы с «нижней» платой осуществлялось с помощью отрезков медного провода диаметром 0,51 мм. Расстояние dL между краем МПЛ и подставкой ДДР (см. рис. 1) выбиралось равным 4 мм. Настройка на резонансную частоту 10 ГГц осуществлялась с помощью настроечного алюминиевого винта размера М5. При моделировании был также рассмотрен способ возбуждения КС через дискретные порты со стороны верхней платы.

Таблица 1

Результаты моделирования и экспериментальные результаты
Modeling and experimental results

Условия опытов	Резонансная частота f_0 , ГГц	Коэффициент передачи $ S_{21}(f_0) $, дБ	Нагруженная добротность Q_n
Моделирование. Возбуждение КС со стороны нижней платы	10,00	–1,33	775
Моделирование. Возбуждение КС со стороны верхней платы	10,0062	–2,46	1570
Экспериментальные результаты	10,006	–4,96	690

Таблица 2

Результаты оценок уровней ФШ
Levels of phase noise of reference oscillators

Добротность Q_n	690	1300	2600	4000
$(K_{ш} = 2 \text{ дБ})$ Уровень фазового шума S_ϕ , дБ/Гц	-124,4	-130	-136	-139,7
$(K_{ш} = 10 \text{ дБ})$ Уровень фазового шума S_ϕ , дБ/Гц	-116,4	-122	-128	-131,7

Из табл. 1 видно, что при возбуждении КС внутри полости получаются большие значения нагруженной добротности, чем в случае возбуждения со стороны «нижней» платы. Это связано с наличием паразитного излучения в месте соединения нижней и верхней платы, что также подтверждают и экспериментальные результаты. Уменьшение паразитного излучения возможно достичь при использовании для соединения «верхней» и «нижней» платы отрезков СВЧ-кабеля. Как показывает моделирование и эксперимент, при использовании кабеля EZ_86_CU_TP_M17 фирмы Huber-Suhner⁵ Q_n может достигать значений равных 1300.

Оценки уровня фазового шума ОАГ

Оценка уровня фазового шума S_ϕ ОАГ производилась по формуле Лисона [12]:

$$S_\phi(F) = \left(1 + \frac{1}{F^2} \cdot \left(\frac{f_0}{2 \cdot Q_n} \right)^2 \right) \times K_{ш} \cdot \frac{k \cdot T_0}{P_0} \cdot \left(1 + \frac{f_c}{F} \right), \quad (1)$$

где F – частота анализа; f_0 – рабочая частота АГ; $K_{ш}$ – коэффициент шума усилителя, $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град – постоянная Больцмана; T_0 – температура окружающей среды в К°; P_0 – мощность на выходе АГ; f_c – частота перегиба, на которой мощность фликкерных шумов равна мощности равномерных шумов.

Полагалось, что в качестве усилителя

в ОАГ используются мал шумящие СВЧ SiGe-транзисторы, обладающие низким коэффициентом шума и низким уровнем фликкерного шума⁶. Результаты оценок уровней ФШ ОАГ, работающих на частоте 10 ГГц с выходной мощностью 10 мВт, при использовании в усилителе транзисторов с $K_{ш}$ равным 2 дБ и f_c меньше 10 кГц для частот анализа F равных 10 кГц, приведены в табл. 2. Для сравнения также приведены результаты оценок уровня ФШ S_ϕ для $K_{ш}$ равного 10 дБ. Увеличенное значение $K_{ш}$ приведено для получения более реалистичных оценок S_ϕ . В АГ усилитель обычно работает в режиме ограничения, что обеспечивает работу АГ в режиме стационарных колебаний. Известно, что ФШ усилителя в режиме ограничения могут превышать уровень ФШ усилителя в линейном режиме на несколько дБ [13].

Из таблицы видно, что достаточно низкий уровень ФШ достигается уже для КС с нагруженной добротностью Q_n равной 690. Такая добротность достигнута в макете при использовании элементов связи в виде отрезков провода. При использовании в качестве элементов связи отрезков кабеля нагруженная добротность увеличивается практически в два раза, а уровень фазовых шумов уменьшается на 6 дБ. Повышение нагруженной добротности возможно также за счет увеличения расстояния dL до 6 мм. Это может привести к росту Q_n до 4000 и соответственно уменьшению уров-

⁵ Huber+Suhner. Products. Radio frequency. RF coaxial cables. Type EZ_86_CU_TP_M17_COIL // URL: <http://www.hubersuhner.com/ProdDet/2476067> (Дата обращения: 19.04.2017).

⁶ BFP843 Robust Low Noise Broadband Pre-Matched Bipolar RF Transistor. Datasheet // URL: <http://www.infineon.com> (Дата обращения: 19.04.2017).

ня фазовых шумов до низких значений -130 дБ/Гц.

Таким образом, результаты исследования показали, что применение возбуждения КС, выполненной в виде призматической металлической полости с ДДР, через элементы связи, расположенные в основании призмы снизу микрополосковой платы с ДР, позволяет создать компактную колебательную систему. Такая КС может

найти применение в ОАГ сантиметрового диапазона, выполненных в гибридном исполнении. При размерах алюминиевой полости 28×8 мм и собственной добротности ДДР 10 000 удается достичь нагруженной добротности КС равной 4000. Оценки фазовых шумов ОАГ, выполненных на SiGe биполярных транзисторах и использующих такую КС, дают уровень ФШ -130 дБ/Гц на частотах анализа 10 кГц, который считается достаточно низким в настоящее время.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ченакин А. Фазовые шумы в СВЧ-генераторах. Методы решения проблемы // Электроника НТБ. 2011. № 4. С. 52–61.
2. Leeson D.B. Oscillator Phase Noise: A 50-Year Review // IEEE Trans. on UFFC. 2016. Vol. 63. No. 8. Pp. 1208–1225.
3. Геворкян В., Кочемасов В. Объемные диэлектрические резонаторы — основные типы, характеристики, производители // Электроника НТБ. 2016. № 4. С. 62–76.
4. Zhou L., Wu Z., Sallin M., Everard J. Broad tuning ultra low phase noise dielectric resonator oscillators using SiGe amplifier and ceramic-based resonators // IET Microw. Antennas Propag. 2007. Vol. 1. No 5. Pp. 1064–1070.
5. Grebennikov A. RF and Microwave Transmitter Design. John Wiley & Sons, Inc., 2011. 816 p.
6. Piekarski J., Czuba K. The Method of Designing Ultra Low Phase Noise Dielectric Resonator Oscillators // 18th Internat. Conf. on Microwaves, Radar and Wireless Communications. Proc. of the MIRON Conf. 2010. Vol. 1. Pp. 115–118.
7. Son B.I., Jeong H.C., Yeom K.W. Design of a Low Phase Noise Voltage Tuned DRO based on Improved Dielectric Resonator Coupling Structure // Proc. of APMC 2012, Kaohsiung, Taiwan, 2012. Pp. 1121–1123.
8. Zhou L., Yin W.Y., Wang J., Wu L.S. Dielectric Resonators with High Q-factor for Tunable Low Phase Noise Oscillators // IEEE Trans. on CPMT. 2013. Vol. 3. No. 6. Pp. 1008–1015.
9. Yazdani M., Bates D., Murphy L. The Design and Fabrication of a Compact Low Phase Noise Dielectric Cavity Resonator Oscillator // Proc. of the EuMA Conf. Rome, Italy, 2014. Pp. 719–722.
10. Банков С.Е., Курушин А.А. Расчет антенн и СВЧ-структур с помощью HFSS Ansoft. М.: ЗАО «НПП «РОДНИК», 2009. 256 с.
11. Гасанов Л.Г., Липатов А.А., Марков В.В., Могильченко Н.А. Твердотельные устройства СВЧ в технике связи. М.: Радио и связь, 1988. 288 с.
12. Huan X., Tan F., Wei W., Fu W. A Revisit to Phase Noise Model of Leeson // Proc. of IEEE Frequency Control Symp. Geneva, 2007. Pp. 238–241.
13. Jauregui R., Portilla J. Optimum-setting and Calibration Procedures for Heterodyne Measurements of Amplitude and Phase Noise in High-frequency Amplifiers // IEEE Trans. on MTT. 2014. Vol. 62. No. 5. Pp. 1239–1248.

Статья поступила в редакцию 02.05.2017

REFERENCES

1. Chenakin A. Fazovyye shumy v SVCh-generatorakh. Metody resheniya problem [Microwaves Generators Phase Noise. Methods for Problems Solution]. *Elektronika NTB [Electronics: STB]*, 2011, No. 4, Pp. 52–61. (rus)
2. Leeson D.B. Oscillator Phase Noise: A 50-Year Review. *IEEE Trans. on UFFC*, 2016, Vol. 63, No. 8, Pp. 1208–1225.
3. Gevorkyan V., Kochemasov V. Obyemnyye dielektricheskiye rezonatory — osnovnyye tipy, kharakteristiki, proizvoditeli [Cavity dielectric resonators — basic types, characteristics, manufacturers. Part 1]. *Elektronika NTB [Electronics: STB]*, 2016, No. 4, Pp. 62–76. (rus)
4. Zhou L., Wu Z., Sallin M., Everard J. Broad tuning ultra low phase noise dielectric resonator oscillators using SiGe amplifier and ceramic-based resonators. *IET Microw. Antennas Propag.*, 2007, Vol. 1, No 5, Pp. 1064–1070.
5. Grebennikov A. *RF and Microwave Transmitter Design*. John Wiley & Sons, Inc., 2011, 816 p.
6. Piekarski J., Czuba K. The Method of Designing Ultra Low Phase Noise Dielectric Resonator Oscillators. *18th International Conference*



on Microwaves, Radar and Wireless Communications. *Proceedings of the MIRON Conf.*, 2010, Vol. 1, Pp. 115–118.

7. **Son B.I., Jeong H.C., Yeom K.W.** Design of a Low Phase Noise Voltage Tuned DRO based on Improved G Dielectric Resonator Coupling Structure. *Proceedings of APMC 2012*, Kaohsiung, Taiwan, Dec. 4–7, 2012, Pp. 1121–1123.

8. **Zhou L., Yin W.Y., Wang J., Wu L.S.** Dielectric Resonators with High Q-factor for Tunable Low Phase Noise Oscillators. *IEEE Trans. on CPMT*, 2013, Vol. 3, No. 6, Pp. 1008–1015.

9. **Yazdani M., Bates D., Murphy L.** The Design and Fabrication of a Compact Low Phase Noise Dielectric Cavity Resonator Oscillator. *Proc. of the EuMA Conf.*, Rome, Italy. 2014, Pp. 719–722.

10. **Bankov S.Ye., Kurushin A.A.** *Raschet antenn i*

SVCh struktur s pomoshchyu HFSS Ansoft [Calculation of antennas and microwave structures using HFSS Ansoft]. Moscow: ZAO «NPP «RODNIK» Publ., 2009, 256 p. (rus)

11. **Gasarov L.G., Lipatov A.A., Markov V.V., Mogilchenko N.A.** *Tverdotelnyye ustroystva SVCh v tekhnike svyazi* [Solid state microwave devices in communication technology]. Moscow: Radio i svyaz Publ, 1988, 288 p. (rus)

12. **Huan X., Tan F., Wei W., Fu W.** A Revisit to Phase Noise Model of Leeson. *Proceedings of IEEE Frequency Control Symposium*, Geneva, 29 May–1 Jun, 2007, Pp. 238–241.

13. **Jauregui R., Portilla J.** Optimum-setting and Calibration Procedures for Heterodyne Measurements of Amplitude and Phase Noise in High-frequency Amplifiers. *IEEE Trans. on MTT*, 2014, Vol. 62, No. 5, Pp. 1239–1248.

Received 02.05.2017

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ / THE AUTHORS

ЕГОРОВ Егор Владимирович

EGOROV Egor V.

E-mail: egorkin.e@list.ru

МАЛЫШЕВ Виктор Михайлович

MALYSHEV Victor M.

E-mail: uhmal@mail.ru