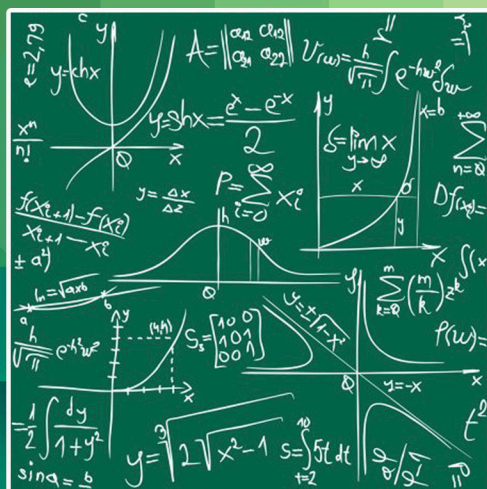




# Современные проблемы радиофизики и радиотехники

Сборник докладов  
Омского научного  
семинара



Выпуск 8

Омский научно-исследовательский институт приборостроения  
Омский государственный университет им. Ф.М. Достоевского  
Институт радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН

**СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ  
РАДИОФИЗИКИ И РАДИОТЕХНИКИ**

Сборник докладов Омского научного семинара

*Выпуск 8*

Омск  
2020

УДК 621.396+654.02+681.2  
ББК 32.95+32.97  
С56

Ответственный редактор *С. В. Кривальцевич*

**С56** **Современные проблемы радиофизики и радиотехники** :  
сборник докладов Омского научного семинара / отв. ред.  
С. В. Кривальцевич. – Вып. 8. – Омск : ОНИИП, 2020. – 112 с.

**ISBN 978-5-6041917-4-3**

В сборник вошла часть докладов, сделанных участниками семинара на заседаниях в 2018–2020 гг.

В докладах освещаются актуальные вопросы разработки антенно-фидерных и СВЧ-устройств, отечественной ЭКБ, исследований ионосферы и многое другое.

Для студентов, аспирантов и преподавателей технических специальностей вузов и сузов, а также сотрудников учреждений РАН и предприятий радиоэлектронной отрасли.

**УДК 621.396+654.02+681.2**  
**ББК 32.95+32.97**

ISBN 978-5-6041917-4-3

© АО «ОНИИП», 2020  
© Авторы, 2020

## Содержание

<i>Кривальцевич С. В.</i>	
Вступительное слово.....	4
<i>Веремеев И. В., Доберштейн С. А., Жилин Н. М.</i>	
Резонатор на поверхностных поперечных волнах: расчеты, измерения и параметры .....	7
<i>Ворожцов А. Л.</i>	
Оценка погрешности при выборе решения по измерению коэффициента шума в СВЧ-диапазоне .....	14
<i>Ворожцов А. Л.</i>	
Развитие технологии производства отечественной ЭКБ.....	27
<i>Косарев Б. А.</i>	
Моделирование электротехнической системы с распределенной генерацией .....	36
<i>Ляхов А. А.</i>	
Diff2D – программа моделирования плазмохимических процессов в диффузионном приближении .....	44
<i>Майненгер К. А.</i>	
Широкополосное симметрирующее согласующее устройство декаметрового диапазона, работающее с РПДУ выходной мощностью до 20 кВт .....	54
<i>Майненгер К. А.</i>	
Исследование электромагнитной совместимости группы антенн для обеспечения заданного уровня развязки .....	63
<i>Максимов О. Н.</i>	
Применение фазовых форматов модуляции в волоконно-оптических системах связи .....	71
<i>Феллер М. О.</i>	
Направленный ответвитель СВЧ-диапазона .....	81
<i>Шлейц А. А.</i>	
Прогнозирование критической частоты ионосферного слоя F2 во время магнитных бурь .....	91
<i>Шлома Д. Н., Синкевич В. С., Калита А. С., Никитин М. О.</i>	
Вопросы разработки радиоэлектронных модулей для измерения метеорологических параметров .....	102

## Вступительное слово

Омский научный семинар «Современные проблемы радиофизики и радиотехники» впервые начал свою работу в январе 2010 года. Его идейными вдохновителями стали сотрудники кафедры экспериментальной физики и радиофизики ОмГУ им. Ф.М. Достоевского, инициативу которых активно поддержали коллеги кафедры моделирования радиоэлектронных систем (базовая кафедра университета в АО «ОНИИП»). В 2018 году к числу организаторов семинара присоединился Институт радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН, занимающийся фундаментальными исследованиями в области создания инфокоммуникационных систем (включающих связь, навигацию и мониторинг), а также электронной компонентной базы для них.

Основные цели семинара – обсуждение новых идей в радиофизике и радиотехнике, создание благоприятной среды для обмена опытом его участников и привлечение молодых специалистов к научной, научно-технической и преподавательской деятельности. Для достижения этих целей к работе семинара организаторы успешно привлекают преподавателей, студентов, магистрантов и аспирантов омских вузов (ОмГУ им. Ф.М. Достоевского, ОмГТУ, ОмГПУ, ОмГУПС) и учащихся средних специальных учебных заведений (Омавиат, ОГКУиПТ и др.). Поделиться своими научными знаниями и профессиональным опытом сюда приходят специалисты и научные сотрудники АО «ОНИИП», АО «ЦКБА», АО «ОмПО «Иртыш», ОАО ОмПО «Радиозавод им. А. С. Попова», а также ОФ ИМ СО РАН, ИРФЭ ОНЦ СО РАН и других радиоэлектронных предприятий Омска и других городов России.

Плановые заседания семинара проводятся в последнюю субботу каждого месяца (за исключением июля) в ОмГУ им. Ф.М. Достоевского. В настоящее время работа семинара организована по таким предметным секциям, как «Радиофизическое зондирование», «Антенно-фидерные устройства», «Моделирование процессов и устройств», «Цифровая обработка сигналов», «Разработка, конструирование и производство аппаратуры», «Техника СВЧ», «Инженерная археология», «Перспективные технологии в производстве РЭА».

Всего за период 2010–2019 годов состоялось 119 заседаний, на которых было заслушано 344 доклада. На первых трёх заседаниях семинара 2020 года было заслушано уже 6 докладов.



*Количественные показатели заседаний и докладов семинара за 2010–2019 гг.*

В январе 2020 года семинар отметил свой первый 10-летний юбилей. За время своего существования семинар доказал не только свою актуальность, но и подтвердил статус площадки, ориентированной на обмен опытом в сфере исследований перспективных научных направлений и повышение качества подготовки будущих и уже дипломированных молодых специалистов в области радиофизики и радиотехники, расширение их профессионального кругозора.

У семинара разработан удобный и понятный сайт ([www.радиосеминар.рф](http://www.радиосеминар.рф)), где размещаются презентации докладов и иные материалы, представленные их авторами, а также фотоотчеты о проведенных заседаниях. Здесь же можно ознакомиться с информацией о планируемых заседаниях, их программой и регламентом проведения, новостями о конференциях и семинарах, проводимых в Омске. Электронные версии всех выпусков сборника семинара также размещаются на сайте и находятся в свободном доступе для всех же-

лающих. Разработка и регулярная поддержка сайта – огромная заслуга сотрудника АО «ЦКБА» Александра Леонидовича Ворожцова.

Особая признательность организаторов генеральному директору Омского научно-исследовательского института Владимиру Александровичу Березовскому за традиционную помощь при издании печатной версии сборника. Необходимо отметить, что ОНИИП активно поддерживает семинар с первого года его работы.

Благодарим за поддержку семинара декана физического факультета ОмГУ им. Ф.М. Достоевского Марию Геннадьевну Потуданскую, заместителя начальника отдела АО «ОНИИП» Дмитрия Евгеньевича Зачатейского, старшего научного сотрудника Института радиофизики и физической электроники Александра Сергеевича Яценко, ведущего инженера ОмГУ им. Ф.М. Достоевского Александра Геннадьевича Петрова, начальника группы АО «ОНИИП» Ольгу Александровну Сафонову.

И, конечно, огромное спасибо всем докладчикам и участникам семинара за их труд и неиссякаемое творческое вдохновение.

Приглашаем всех желающих поделиться результатами своих научных достижений на заседаниях семинара «Современные проблемы радиофизики и радиотехники».

*С. В. Кривальцевич,*  
руководитель семинара,  
kriser2002@mail.ru,  
radioseminar@радиосеминар.рф

**И. В. Веремеев, С. А. Доберштейн, Н. М. Жилин**

## **РЕЗОНАТОР НА ПОВЕРХНОСТНЫХ ПОПЕРЕЧНЫХ ВОЛНАХ: РАСЧЕТЫ, ИЗМЕРЕНИЯ И ПАРАМЕТРЫ**

*Представлен резонатор на поверхностных поперечных волнах на частоту 500 МГц на YX/36°+90° срезе кварца с добротностью 9500 в корпусах под поверхностный монтаж размерами 5×5×1,8 мм. Резонатор может использоваться в миниатюрных малошумящих генераторах.*

Ключевые слова: *поверхностные акустические волны, поверхностные поперечные волны, резонатор на ПАВ, генератор на ПАВ, добротность.*

При создании малошумящих генераторов на высокие частоты используют резонаторы на поверхностных акустических волнах (ПАВ). Создание узкополосных резонаторов на определенные частоты представляет собой решение ряда проблем, таких как выбор пьезоматериала, разработка резонатора и последующий анализ его параметров. Рабочая частота  $f_0$  любого ПАВ-устройства определяется по формуле  $f_0 = V/\lambda$ , где  $V$  – скорость ПАВ в пьезоматериале,  $\lambda$  – период электродов встречно-штыревого преобразователя (ВШП). Ширина зазора и электрода ВШП составляет  $\lambda/4$ . Для создания ПАВ-резонатора, применяемого в ПАВ-генераторе, на широко используемом ST-срезе кварца на частоту  $f_0 = 500$  МГц потребуются ВШП с периодом электродов  $\lambda = 6,3$  мкм. Ширина зазора и электрода ВШП в этом случае составит 1,575 мкм, что затруднительно при изготовлении методом жидкостной фотолитографии. При ширине зазора и электродов ВШП 2 мкм возможна реализация ПАВ-резонатора на ПАВ Рэлея на частоты до 430 МГц, о чем свидетельствуют каталоги мировых производителей ПАВ-устройств [1, 2]. Повышение рабочих частот устройств на ПАВ связано с решением простой на первый взгляд задачи: использовать пьезоматериалы с высокой скоростью ПАВ. Этот вариант требует уникальных пьезоматериалов с большой  $V$  или использования определенных типов акустических волн с большой  $V$  в стандартных пьезоматериалах. При создании резонаторов на ПАВ используют 3 типа акустических волн:



1) волны Рэлея – самый распространенный вид ПАВ, распространяющийся вдоль поверхности твердого тела со скоростью 3000–4000 м/с. На основе этих волн создается большинство разработок на ПАВ;

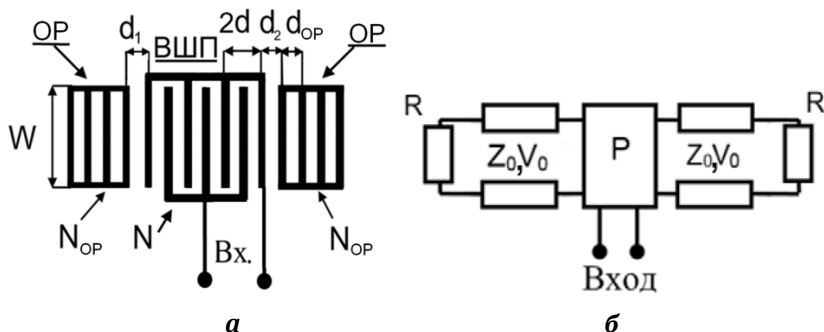
2) вытекающие ПАВ – волны, распространяющиеся вглубь твердого тела со скоростью 4500–4700 м/с. Недостатком этих волн является быстрое затухание;

3) поперечные волны, распространяющиеся в направлении, перпендикулярном к плоскости, в которой происходят колебания частиц среды (в случае упругой волны).

Поверхностные поперечные волны (Surface Transverse Waves – STW) на кварце имеют высокую скорость распространения акустической волны  $V_0 = 5000$  м/с, низкий температурный коэффициент частоты  $-0,056 \cdot 10^{-6}$  1/°C<sup>2</sup>, выдерживают большую мощность подводимого сигнала до нескольких ватт. Всё это позволяет успешно использовать STW для создания высокочастотных резонаторов [3–5]. Однако для обеспечения высокой добротности  $Q$  требуется большое число электродов (400) в отражательных решетках (ОР). Это приводит к увеличению размеров резонаторов, особенно на частотах  $< 1$  ГГц. В этой статье описаны STW-резонаторы с высокой добротностью и уменьшенными размерами на  $YX/36^\circ+90^\circ$  срезе кварца. Резонаторы выполнялись по одноходовой схеме, когда ВШП располагался между двумя ОР с закороченными электродами (рис. 1, а). Добротность таких резонаторов определяется отражательной способностью ОР, потерями на распространение и проводимость электродов ВШП, совпадением по частоте центра полосы задерживания и максимума коэффициента отражения ОР с максимумом проводимости ВШП. Отражательная способность ОР зависит от количества электродов ОР, толщины металлизации и коэффициента металлизации электродов.

Как показано в [6], отражательная способность ОР для STW несколько выше, чем для рэлеевской ПАВ при одинаковой толщине и коэффициенте металлизации электродов. Следовательно, можно использовать уменьшенное число электродов в ОР для сокращения размеров резонаторов. Потери на распространение STW связаны с потерями в пьезоматериале, определяются длиной резонансной полости и

зависят от количества электродов в ВШП и ОР. Потери на проводимость электродов ВШП зависят от толщины металлизации, коэффициента металлизации и величины апертуры ВШП  $W$ . Совпадение по частоте центра полосы задерживания и максимума коэффициента отражения ОР с максимумом проводимости ВШП зависит от соотношения между периодами электродов ОР ( $d_{OP}$ ) и ВШП ( $d$ ) (рис. 1, а). В этом случае STW-резонатор становится асинхронным [5].



**Рис. 1.** Топология одноходового STW-резонатора (а) и его эквивалентная схема (б)

### **Расчетные и экспериментальные результаты**

Конструктивно-топологическая оптимизация STW-резонатора проводилась с помощью компьютерного моделирования с использованием модели эквивалентных схем [7]. Эквивалентная схема STW-резонатора подобна эквивалентной схеме обычного ПАВ-резонатора (рис. 1, б). Особенности STW – потери на распространение вводятся специальными коэффициентами при расчете [4]. На рисунке  $P$  – матрица смешанных параметров ВШП;  $Z_0$  – характеристический импеданс среды между ВШП и ОР,  $V_0$  – скорость STW;  $R = Z_0(1 + \Gamma) / (1 - \Gamma)$  – эквивалентный импеданс ОР;  $\Gamma$  – коэффициент отражения ОР. Теоретический анализ одноходового STW-резонатора проводится с учетом того, что  $\Gamma$  для ОР оптимален и определяется экспериментально по максимальному отражению STW от ОР при определенном числе электродов ОР для выбранной толщины металлизации и коэффициента металлизации электродов по данным текстовых структур. Оптимизация вышеупомянутых параметров то-

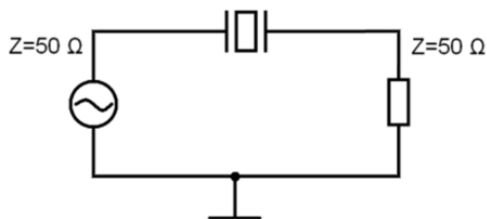
пологии резонатора (рис. 1, а) позволяет получить высокую добротность STW-резонатора на частоту 500 МГц. В этом случае ВШП и ОР становятся менее длинными и размеры резонатора уменьшаются по сравнению с известными методами [3–5]. Оптимальные параметры топологии резонатора приведены в табл. 1.

Таблица 1

**Оптимальные параметры топологии резонатора**

<i>Параметр</i>	<i>Значение</i>
Число электродов в ОР, $N_{OP}$	230
Число пар электродов в ВШП, $N$	80
Соотношение между периодами электродов в ВШП и ОР, $d/d_{OP}$	0,997
Расстояние между ВШП и ОР, $d_1 = d_2$	$d_{OP}$
Апертура, $W$	$80\lambda$
Толщина электродов, $h/\lambda$	2,5 %
Коэффициент металлизации	0,5

В табл. 1:  $\lambda$  – длина STW на частоте максимума активной части проводимости резонатора. Расстояние между ВШП и ОР  $d_1 = d_2$  – расстояние между центрами смежных электродов ВШП и ОР. Оптимизация проводилась методом последовательных приближений. STW-резонатор помещался в SMD-корпус и измерялся по последовательной схеме в тракте с волновым сопротивлением  $Z = 50$  Ом (рис. 2).

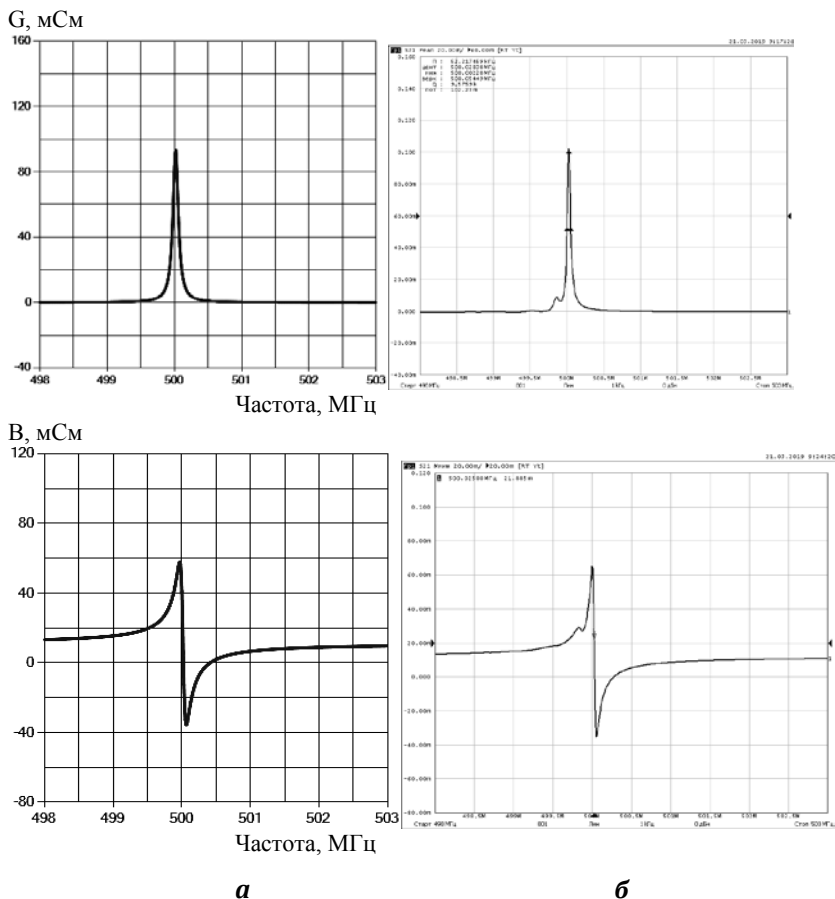


**Рис. 2.** Последовательная схема измерения STW-резонатора

Частотные характеристики проводимости (действительная и мнимая части) рассчитывались из измеренных действительной и мнимой части коэффициента передачи  $S_{21}$  по формуле [5]:

$$Y = S_{21} / (2Z(1 - S_{21})). \tag{1}$$

Преобразование по формуле (1) осуществлялось в измерителе комплексных коэффициентов передачи «Обзор-304» и отображалось соответствующими частотными характеристиками действительной и мнимой части проводимости резонатора.

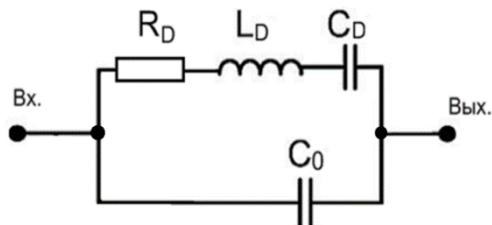


**Рис. 3.** Расчетные (а) и измеренные (б) частотные характеристики проводимости STW-резонатора

Представленные расчетные (рис. 3, а) и измеренные (рис. 3, б) действительная и мнимая части проводимости STW-резонатора на кварце  $YX/36^\circ+90^\circ$  на частоту 500 МГц демонстрируют хорошее

совпадение характеристик.

Для анализа STW-резонатора использовалась эквивалентная схема с сосредоточенными элементами  $R$ ,  $L$ ,  $C$ . Эквивалентная схема одноходового STW-резонатора (рис. 4) подобна эквивалентной схеме обычного ПАВ-резонатора и представляет собой двухполюсник с динамической индуктивностью  $L_D$ , динамической емкостью  $C_D$ , статической емкостью  $C_0$  и динамическим сопротивлением  $R_D$ , характеризующим внутренние потери в резонаторе.



**Рис. 4.** Эквивалентная схема одноходового STW-резонатора с сосредоточенными элементами  $R$ ,  $L$ ,  $C$

Для оценки эквивалентных параметров STW-резонатора в SMD-корпусе используются формулы из метода эквивалентных схем для одноходовых ПАВ-резонаторов [8]:

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f}, R_D = \frac{1}{G_M}, L_D = \frac{QR_D}{2\pi f_0}, C_D = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_D}, \quad (2)$$

где  $Q$  – добротность резонатора;  $G_M$  – максимальное значение действительной части проводимости на частоте  $f_0$ ;  $\Delta f$  – полоса частот по уровню  $G_M/2$ . Статическая емкость  $C_0$  измеряется на низкой частоте с учетом емкости SMD-корпуса.

Таблица 2

**Измеренные параметры эквивалентной схемы STW-резонатора**

Параметры	Значение
$R_D$ , Ом	9,7
$L_D$ , мкГн	29,6
$C_D$ , Ф	$3,4 \cdot 10^{-15}$
$C_0$ , пФ	3,6

STW-резонатор на частоту  $f_0 = 500$  МГц обеспечил добротность  $Q = 9500$ ,  $G_M = 102$  мСм (рис. 3, б). Резонатор с габаритами кристалла  $3,17 \times 1 \times 0,5$  мм помещался в SMD-корпус с размерами  $5 \times 5 \times 1,8$  мм. Статическая емкость с учетом SMD-корпуса  $C_0 = 3,6$  пФ, емкостное соотношение  $C_0/C_D = 1058$ .

Параметры эквивалентной схемы одноходового STW-резонатора, рассчитанные по измеренным характеристикам по формулам (2), представлены в табл. 2. Эти параметры можно использовать для моделирования и макетирования схем маломощных генераторов

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] TDK Electronics : официальный сайт. URL: [www.tdk-electronics.tdk.com](http://www.tdk-electronics.tdk.com).

[2] Murata Electronics : официальный сайт. URL: [www.rfm.com](http://www.rfm.com).

[3] Design of Asynchronous STW Resonators for Filters and High Stability Source Applications / J.-M Friedt [et al.] // Proc. IEEE Ultrason. Symp. 2005, pp. 1315–1318.

[4] Optimization of STW Resonator by Using FEM/BEM / W. Wang [et al.] // Proc. IEEE Ultrason. Symp. 2006, pp. 1863–1865.

[5] High Q-factor STW-Resonators on AT-Cut of Quartz / C. U. Kim [et al.] // Proc. IEEE Ultrason. Symp. 2007, pp. 2582–2585.

[6] GHz Range STW Resonators and Narrow Band Filters / T. Thorwaldsson [et al.] // Proc. IEEE Ultrason. Symp. 1994, pp. 99–102.

[7] *Веремеев И. В., Доберштейн С. А., Разгоняев В. К.* Моделирование ПАВ-резонаторов и лестничных ПАВ-фильтров методом Р-матриц // Техника радиосвязи. 2018. Вып. 3 (38). С. 61–71.

[8] *Soluch W.* Scattering Matrix Approach to One Port SAW Resonators // Proc. IEEE ICFS-EFTF, 1999. P. 859–862.

---

*Веремеев Иван Васильевич*, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, [radioseminar@радиосеминар.рф](mailto:radioseminar@радиосеминар.рф).

*Доберштейн Сергей Александрович*, канд. техн. наук, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, [radioseminar@радиосеминар.рф](mailto:radioseminar@радиосеминар.рф).

*Жилин Николай Михайлович*, студент Омского государственного университета им. Ф.М. Достоевского, [zhilinnm050898@gmail.com](mailto:zhilinnm050898@gmail.com).

**А. Л. Ворожцов**

## **ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ПРИ ВЫБОРЕ РЕШЕНИЯ ПО ИЗМЕРЕНИЮ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА В СВЧ-ДИАПАЗОНЕ**

*Приведены базовые термины и понятия, определяющие шумовые характеристики микроэлектронных устройств СВЧ-диапазона. Предложены некоторые критерии выбора решения по измерению коэффициента шума из представленных на современном отечественном рынке контрольно-измерительной аппаратуры. Дана сравнительная оценка погрешностей измерения коэффициента шума методами «горячего» (Y-фактор) и «холодного» источника. Затронуты вопросы автоматизации измерений и расчетов погрешностей.*

Ключевые слова: коэффициент шума, Y-фактор, погрешность методов «горячего» и «холодного» источника, калькулятор расчета погрешности.

### ***Введение***

Одним из основных параметров усилителей и приёмников, особенно в СВЧ-диапазоне, является коэффициент шума. Нужно сказать, что, в связи с миниатюризацией электронных компонентов и устройств, а также с бурным развитием СВЧ-радиосвязи, в том числе локальных и персональных беспроводных сетей (WLAN, WPAN), возможности улучшения приема за счет увеличения мощности входного сигнала становятся все более ограниченными. В ряде случаев улучшение приема сигнала за счет снижения пороговой чувствительности средствами снижения шумов приемного устройства – это единственно возможный вариант.

### ***Теория***

*Литературные источники.* В отечественной научно-технической литературе последних 20 лет практические вопросы по измерению коэффициента шума освещены незаслуженно мало. В 2000 году увидела свет монография К. И. Алмазова-Долженко [1] как обобщение результатов работ автора в ГНПП «Исток». Спустя

8 лет вышла статья сотрудника АО ПФ «ЭЛВИРА» С. Бельчикова [2], затем в 2015 г. статья представителя “Keysight Technologies” М. Соковишина [3]. В процессе издания находится монография «Методы измерения на СВЧ» от НПФ «Микран» [4], а также отдельного внимания заслуживают практические руководства на сайтах фирм производителей контрольно-измерительной аппаратуры “Keysight Technologies” [9] и “Rohde & Schwarz” [13].

*Шум и шумовые параметры.* Одним из фундаментальных свойств материи в нашем мире является флуктуация. Все частицы вещества, в том числе электрически заряженные, находятся в постоянном тепловом движении. Это флуктуационное движение вызывает появление на выводах любого сопротивления беспорядочной электродвижущей силы (ЭДС) то положительной, то отрицательной полярности. Мощность тепловых шумов, согласно формуле Найквиста [5], определяется как произведение постоянной Больцмана, температуры и ширины полосы пропускания. Поэтому отличительной особенностью определения шумовых параметров является температура, при которой осуществляется измерение коэффициента шума. Для измерений при стандартной температуре Гарольд Фрииз предложил ввести опорную температуру, обозначенную  $T_0$ , равную 290 по шкале Кельвина (около 62 °F или 17 °C).

Природа шумов многообразна, и формула значения коэффициента шума (1), введенная ещё в 1944 г. тем же Г. Фриизом [6], неоднократно уточнялась, но пока её однозначного определения не закрепились. Так, в работах [1, 4] представлены 4 действующих определения коэффициента шума, предложенные в разное время. При этом заметна тенденция к «расширению» терминов при описании шумовых свойств. Например, для описания поведения современного СВЧ-усилителя в рассогласованном тракте одной величины «коэффициент шума» уже недостаточно, целесообразно ввести систему из нескольких «шумовых» параметров, в которой коэффициент шума будет только один из них [1], как в случае усилителей с предельно малыми шумами, для которых становится более рациональным использовать «шумовую температуру усилителя», а не «коэффициент шума».



Коэффициент шума  $F$  – это число, показывающее, во сколько раз уменьшится отношение сигнал/шум на выходе двухпортовой цепи по сравнению с тем же отношением на её входе:

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}} = \frac{(P_s/P_n)_{in}}{(P_s/P_n)_{out}} = \frac{N_{dut} + G \times N_{in}}{G \times N_{in}}, \quad (1)$$

где  $SNR$  (signal-to-noise ratio) – отношение сигнал/шум на входе ( $in$ ) и выходе ( $out$ ),  $P_s$  и  $P_n$  – мощность сигнала и шума на входе ( $in$ ) и выходе ( $out$ ),  $N_{in}$  и  $N_{dut}$  – шум на входе и шум исследуемого устройства,  $G$  – коэффициент усиления исследуемого устройства

Последнее выражение справа в формуле (1) показывает зависимость коэффициента шума от уровня шума на входе  $N_{in}$ . Уровень шума на входе обычно определяется тепловым шумом источника. Институт радиоинженеров IRE (предшественник IEEE) утвердил температуру 290 К в качестве стандартной для определения коэффициента шума [7]. Тогда уравнение (1) принимает вид

$$F = \frac{N_{dut} + G \times k \times T_0 \times B}{G \times k \times T_0 \times B}. \quad (2)$$

Это стандартное определение коэффициента шума, принятое IRE в 1963 г., устанавливает, что коэффициент шума представляет отношение полной мощности шума на выходе к той его части, которая обусловлена шумом на входе, когда температура источника входного шума 290 К.

Величину  $F$  в уравнении (2) иногда называют «коэффициент шума» (noise figure), но более часто её называют «шум-фактор» (noise factor), иногда – «коэффициент шума в линейных единицах» (noise figure in linear terms). Современное употребление термина «коэффициент шума» (noise figure) обычно резервируется для величины  $NF$ , выраженной через десятичный логарифм, в децибелах:

$$NF = 10 \times \log_{10}(F). \quad (3)$$

*Шумовая температура.* Для описания шумовых характеристик устройства, помимо коэффициента шума ( $NF$ ), используется эффективная температура входного шума,  $T_e$ , эквивалентная тем-

температуре импеданса источника в идеальном (бесшумовом) устройстве, который создавал бы такой же добавочный шум,  $N_{dut}$ . Величина  $T_e$  часто определяется формулой

$$T_e = \frac{N_{dut}}{G \times k \times B}.$$

Она может быть связана с шум-фактором  $F$  соотношением  $T_e = T_0 \times (F - 1)$ , где  $T_0 = 290$  К.

*ENR (excess noise ratio)*. Один из способов определения крутизны характеристики шума состоит в подаче на исследуемое устройство (ИУ) двух различных уровней входного шума и измерении изменения выходной мощности. Источники шума, обеспечивающие работу при двух разных температурах (включенное и выключенное состояние), должны иметь калиброванный уровень выходной мощности, характеризующийся коэффициентом избыточного шума (excess noise ratio, ENR), который выражается в децибелах. Значение ENR определяется производителем и, как правило, указывается для температуры  $T_0 = 290$  К:

$$ENR = 10 \times \lg \left( \frac{T_h - T_c}{T_0} \right),$$

где  $T_h$  и  $T_c$  – температура соответственно включенного («горячего») и выключенного («холодного») источника шума.

*Коэффициент шума двухкаскадных систем*. Определение коэффициента шума может применяться как к отдельным компонентам, таким как однострансistorный усилитель, так и к системе в целом, такой как приёмник. Общий коэффициент шума системы может быть вычислен, если известны индивидуальные коэффициенты шума и коэффициенты передачи компонентов системы. Чтобы найти коэффициент шума каждого компонента, должен быть найден внутренний шум  $N_{dut}$ , добавляемый каждым каскадом. Коэффициент передачи тоже должен быть известен. Используя уравнение (2) для выражения индивидуальных шумовых вкладов усилителей, выходной шум можно рассчитать через их шум-факторы  $F$ :

$$F_{sys} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}.$$

Можно видеть, что при высоком усилении первого каскада шумовой вклад второго каскада мал. По этой причине коэффициент передачи преусилителя является важным параметром приёмника.

*Коэффициент шума и рассогласование.* Коэффициент шума является в принципе упрощенной моделью реального шума в системе. Теоретически одиночный элемент шума присутствует в каждом каскаде. Большинство реальных усилительных устройств, таких как транзисторы, могут иметь множественные виды шумов: тепловые, дробовые, шумы декомпозиции. Влияние импеданса источника на генерацию этих шумов может иметь очень сложные взаимосвязи. На результат измерения коэффициента шума влияют согласование источника шума с ИУ и согласование измерительного прибора с ИУ; выходной импеданс источника шума является импедансом источника для ИУ, а выходной импеданс ИУ – импедансом источника для измерительного прибора. Фактические характеристики коэффициента шума устройства, когда оно находится в рабочих условиях, зависят от согласования с другими компонентами системы.

### ***Измерение коэффициента шума***

Одной из трудностей выбора решения по измерению шумовых параметров устройств является нетривиальная задача оценки погрешности измерения. Главным образом потому, что точность измерений зависит не только от испытательного оборудования, но и от характеристик самого испытуемого устройства, как минимум, его S-параметров и собственных шумов.

В настоящее время можно выделить три метода измерения, используемых на рынке контрольно-измерительной аппаратуры отечественного и зарубежного производства. В подавляющем большинстве это метод «горячего» источника, или метод Y-фактора [2, 3, 11, 14] (ранее в нашей стране был известен как «метод двух отсчётов» [17]). Метод Y-фактора использует источник шума, установленный на вход исследуемого устройства и задающий два

уровня входного шума. Этот метод позволяет определять коэффициент шума и коэффициент усиления и используется как с анализаторами спектра, так и с измерителями коэффициента шума.

Второй способ – это метод «холодного» источника, или метод «прямого измерения» [12, 13], в котором источник шума используется только для калибровки. В отличие от метода Y-фактора, данный метод требует независимого измерения коэффициента усиления ИУ и используется с векторными анализаторами цепей. Сильной стороной метода, особенно при измерениях в СВЧ-диапазоне, является использование векторной коррекции ошибок комплексных коэффициентов передачи и отражения и получение точных измерений усиления исследуемого устройства.

Третий метод основан на вычислении мощности непрерывного сигнала и вычислении отношения мощности сигнала к мощности суммы сигнала и шума с помощью вычисления среднего и среднеквадратичного значения сигнала [15]. Для этого метода не требуется калиброванный источник шума как для двух предыдущих решений, но необходима точная калибровка датчиков мощности векторного анализатора цепей.

При выборе источника шума обычно обращают внимание на следующие характеристики: диапазон рабочих частот, степень согласованности, тип соединителя и ENR.

	Noise source	ENR	Frequency range
Smart noise sources SNS Series	N4000A	4.6 to 6.5 dB	10 MHz to 18 GHz
	N4001A	14 to 16 dB	10 MHz to 18 GHz
	N4002A	12 to 17 dB	10 MHz to 26 GHz
Traditional noise sources 346 Series	346A	5 to 7 dB	10 MHz to 18 GHz
	346B	14 to 16 dB	10 MHz to 18 GHz
	346C	12 to 17 dB	10 MHz to 26 GHz
	346CK01	21 dB	1 to 50 GHz
	346CK40 <sup>1</sup>	8 db	1 to 40 GHz
High frequency noise sources 347 Series	Q347B	6 to 13 dB	33 to 50 GHz
	R347B	10 to 13 dB	26.5 to 40 GHz

1. 346CK40 ships with the N8976B

**Рис. 1.** Источники шума компании “Keysight Technologies”

Низкие значения ENR уменьшают ошибку, обусловленную нелинейностью детектора шума, так как измерения выполняются в пределах меньшего, следовательно, более линейного участка амплитудной характеристики приборного детектора. Компания “Keysight Technologies” рекомендует использовать свои источники шума с ENR 6 дБ в случаях, когда коэффициент усиления ИУ особенно чувствителен к изменению импеданса источника, а также когда ИУ имеет очень низкий NF, не превышающий 15 дБ [8]. Источники шума с ENR 15 дБ имеют более широкое применение и используются в задачах общего назначения для измерения NF до 30 дБ.

Компания “Rohde & Schwarz” приводит три рекомендации по выбору источника шума и анализатора спектра [15]:

1) коэффициент шума анализатора спектра  $NF_{sa}$  должен быть на 3 дБ меньше ENR источника:

$$ENR_{(dB)} \gg NF_{(dB)} + 3dB ;$$

2) источник шума должен обладать ENR на 5 дБ больше, чем коэффициент шума исследуемого устройства  $NF_{dut}$ :

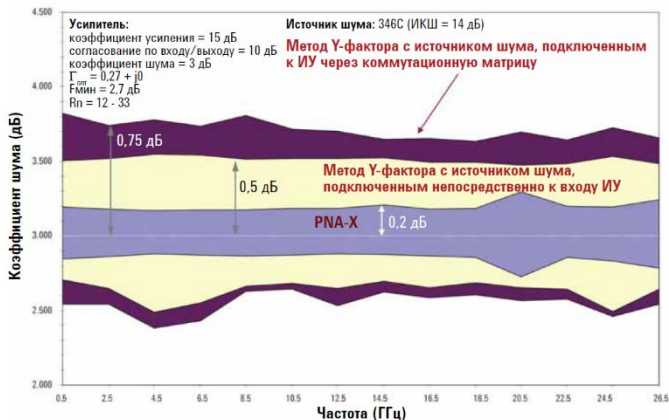
$$ENR_{(dB)} \gg NF_{dut(dB)} + 3dB ;$$

3) сумма коэффициента шума исследуемого устройства  $NF_{dut}$  и его коэффициента усиления  $G_{dut}$  должна быть как минимум на 1 дБ больше коэффициента шума анализатора спектра  $NF_{sa}$ :

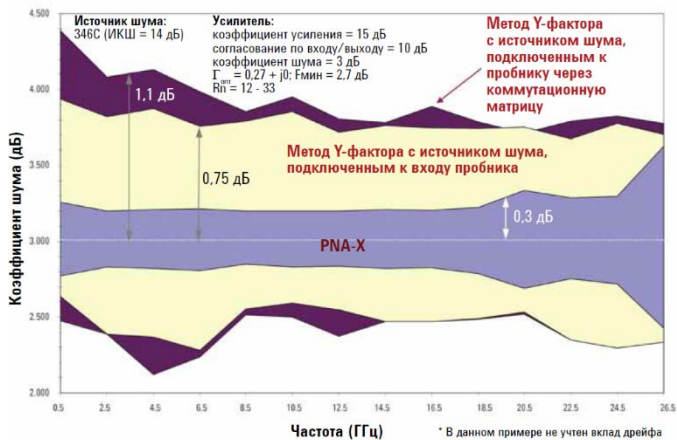
$$NF_{dut(dB)} + G_{dut(dB)} \gg NF_{sa(dB)} + 1dB .$$

### ***Оценка погрешностей методов «холодного» источника и Y-фактора***

Метод «холодного» источника был реализован на векторном анализаторе цепей PNA-X, метод Y-фактора – на анализаторе коэффициента шума NFA. Измерения производились для корпусного исполнения МИС МШУ (рис. 2) и бескорпусного – зондовым методом, непосредственно на пластине (рис. 3) [13].



**Рис. 2.** Диаграмма АЧХ коэффициента шума МИС МШУ в корпусном исполнении



**Рис. 3.** Диаграмма АЧХ коэффициента шума МИС МШУ в бескорпусном исполнении (на пластине)

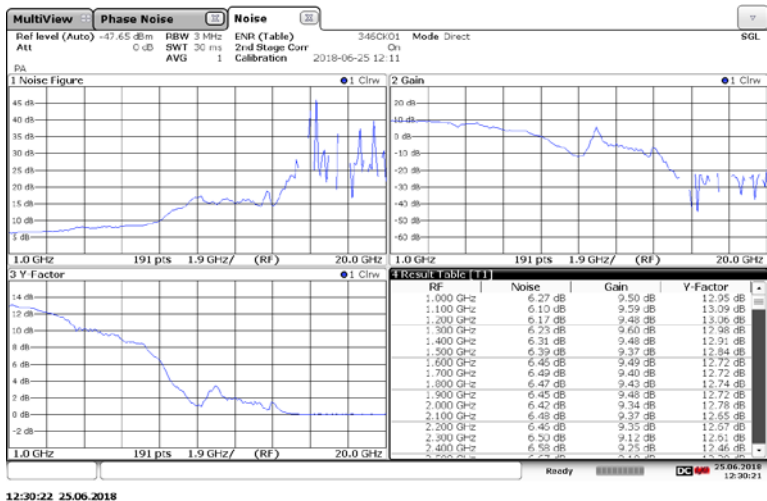
При использовании метода Y-фактора самый большой вклад вносит эффект шумовых параметров, вызванный неидеальным согласованием источника шума, взаимодействующего с шумом, генерируемым ИУ. Необходимо отметить, что, когда моделируемая

цепь автоматической измерительной системы АИС (матрицы коммутации) вставляется между источником шума и ИУ, вклад эффектов шумовых параметров получается даже больше в сравнении с вкладом, обусловленным эффектами рассогласования. Для векторной коррекции неполного согласования в источнике, который используется в PNA-X, самый большой вклад вносит погрешность ENR источника шума, используемого во время калибровки, которая влияет на точность измерения внутренних приёмников шума PNA-X.

На рис. 3 показан пример измерения на пластине, когда испытуемый МШУ не заключён в корпус. Это означает, что при использовании метода Y-фактора источник шума не может быть непосредственно подключён к усилителю, а вместо этого должен быть подключён через кабель и зонд. Погрешность измерения с использованием PNA-X увеличивается отчасти из-за потерь в зондах, которые наиболее значительны на частотах свыше 24 ГГц. Но при этом погрешность PNA-X всё ещё значительно меньше, чем при использовании метода Y-фактора. Добавление коммутационной матрицы к установке зондового контроля делает метод Y-фактора ещё хуже, чем в предыдущем примере. Теперь погрешность составляет приблизительно 1,1 дБ в сравнении с 0,3 дБ для PNA-X.

### ***Автоматизация измерений и программы калькуляторы для расчета коэффициента шума и погрешности его измерения***

Большинство современных анализаторов спектра при наличии соответствующих опций поддерживают автоматические измерения шумовых характеристик на всех этапах. Автоматическое управление источником шума при калибровке, компенсация влияния температуры и учет потерь на входах и выходах исследуемого устройства, а также выполнение измерений, проведение вычислений и представление результатов как в графической, так и в табличной форме – всё это значительно упрощает некогда длительный и трудоемкий процесс. Автоматизация всех этапов процесса измерения сокращает суммарное время калибровки и измерений до нескольких минут, чем значительно снижает погрешность, вызванную колебаниями температуры в комнате. На рис. 4 показан снимок экрана с типичным измерением на современном приборе коэффициента шума.



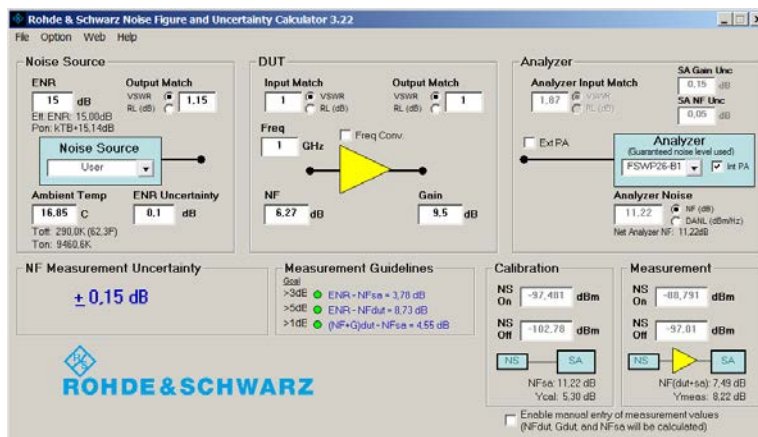
**Рис. 4. Результаты измерений NF на анализаторе фазовых шумов R&S FSWP-26**

Для упрощения задач расчета погрешности измерений коэффициента шума и перехода от ручных вычислений [18] к машинным применяется специальное программное обеспечение – программы-калькуляторы погрешности от компаний “Keysight Technologies” или “Rohde & Schwarz”, обладающие примерно одинаковыми возможностями и, как правило, доступные для бесплатного скачивания с сайтов компаний.

Например, программа-калькулятор “Noise Figure and Uncertainty Calculator” от “Rohde & Schwarz”, предназначена для использования с операционными системами Microsoft Windows и представляет собой отдельную программу, не требующую установки. Приложение состоит из одного окна, в котором задаются параметры измерительной системы, выполняются вычисления погрешности измерений коэффициента шума и приводятся рекомендации по измерению. Пользователю нужно просто ввести требуемые параметры источника шума, ИУ и анализатора. Также имеется опция для вычисления коэффициента шума и коэффициента усиления на основе измерений, проводимых вручную. Результаты расчета погрешности и рекомендации обновляются сразу при изменении параметров.



Рекомендации по измерению вычисляются на основе коэффициента шума и коэффициента усиления ИУ, коэффициента шума анализатора и значения ENR. Отображается на экране следующим образом: зеленый цвет – соответствие рекомендациям; желтый цвет – соответствие рекомендациям, но только в пределах 1 дБ; красный цвет – несоответствие рекомендациям (рис. 5).



**Рис. 5.** Окно программы-калькулятора погрешности “Noise Figure and Uncertainty Calculator”

Пользователю следует выбрать источник шума, анализатор спектра и предусилитель таким образом, чтобы все три рекомендации были отмечены зеленым цветом. Следует обратить внимание, что значение ENR источника шума влияет на рекомендации 1 и 2, а комбинация анализатор спектра/предусилитель (внутренний или внешний) влияет на рекомендации 1 и 3. Может показаться, что чем выше значение ENR, тем лучше, однако источники шума с высоким значением ENR имеют относительно большое рассогласование на высоких частотах, которое может увеличить погрешность. Таким образом, чтобы соответствовать рекомендациям в СВЧ-диапазоне, иногда лучше выбирать источник шума с наименьшим допустимым значением ENR и значений КСВН. Что касается анализатора спектра, то чем ниже коэффициент шума, тем лучше.

## **Заключение**

Несмотря на весь прогресс контрольно-измерительной аппаратуры, по-прежнему не просто получить данные точных измерений коэффициента шума: результат зависит от методики измерения и конфигурации измерительного оборудования. Как было отмечено ранее, векторный анализатор цепей способен обеспечить измерение амплитудных и фазовых характеристик как измерительной системы, так и ИУ. Это позволяет достичь высокой точности при использовании метода «холодного» источника для измерения коэффициента шума усилителей, преобразователей частоты и многих других ИУ. В то же время цена векторного анализатора цепей в 2–3 раза дороже анализаторов спектра или измерителей коэффициентов шума, что делает метод Y-фактора в настоящее время самым распространенным решением по измерению коэффициента шума, удовлетворяющим требованиям большинства практических задач.

## **ЛИТЕРАТУРА**

- [1] *Алмазов-Долженко К. Н.* Коэффициент шума и его измерения на СВЧ. М. : Научный мир, 2000.
- [2] *Бельчиков С.* Коэффициент шума. Теория и практика измерений // Компоненты и технологии. 2008. № 4–5.
- [3] *Соковичин М.* Основы измерения коэффициента шума в радиочастотном и микроволновых диапазонах // Современная электроника. 2015. № 5–6.
- [4] *Глазов Г. Н., Горовой А. В.* Методы измерений на СВЧ. Т. 2, кн. 1. Управляемые генераторы на СВЧ. Томск, 2015.
- [5] *Nyquist H.* Thermal agitation of electric charge in conductors // Phys. Rev. 1928, 32, pp. 110–113.
- [6] *Friis H. T.* Noise Figures of Radio Receivers // Proc. of the I.R.E. Vol. 32, July 1944, pp. 419–422.
- [7] IRE Standards on Electron Tubes: Definitions of Terms, 1962 (62 IRE 7.52) // Proc. of the IEEE. March, 1963, pp. 434–443.
- [8] Keysight Technologies : Noise Figure Selection Guide Minimizing the Uncertainties : Selection Guide. URL: <https://www.keysight.com/us/en/assets/7018-01760/technical-overviews/5989-8056.pdf>.
- [9] Keysight Technologies : Основы измерения коэффициента шума в радиочастотном и микроволновом диапазонах : заметки по применению 57-1. URL: <https://radiorf.ru/wp-content/uploads/2014/11/Osnovy-izmereniya-koeffitsienta-shuma-v-radiochastotnom-i-mikrovolnovom-diapazonah.pdf>.

[10] Keysight Technologies : Noise Figure Measurement Accuracy: The Y-Factor Method : Application Note. URL: <https://www.keysight.com/ru/ru/assets/7018-06829/application-notes/5952-3706.pdf>.

[11] Измеритель коэффициента шума X5M-04 : руководство по эксплуатации. ЖНКЮ.468166.021 РЭ.

[12] Векторный анализатор цепей P4M-18 : руководство по эксплуатации. ЖНКЮ.468166.006 РЭ.

[13] Keysight Technologies : Высокоточные измерения коэффициента шума с использованием анализаторов цепей серии PNA-X : рекомендации по применению. URL: <https://www.keysight.com/ru/ru/assets/7018-02539/application-notes/5990-5800.pdf>.

[14] Rohde & Schwarz : The Y Factor Technique for Noise Figure Measurements : Application Note. URL: [https://www.rohde-schwarz.com/us/applications/the-y-factor-technique-for-noise-figure-measurements-application-note\\_56280-15484.html](https://www.rohde-schwarz.com/us/applications/the-y-factor-technique-for-noise-figure-measurements-application-note_56280-15484.html).

[15] Rohde & Schwarz : Noise Figure Measurement without a Noise Source on a Vector Network Analyzer : Application Note. URL: [https://www.rohde-schwarz.com/th/\\_56280-15830.html](https://www.rohde-schwarz.com/th/_56280-15830.html).

[16] Белоусов А. П., Каменецкий Ю. А. Коэффициент шума. М. : Радио и связь, 1981.

[17] ГОСТ 8.475-82. Стандартный коэффициент шума и эквивалентная шумовая температура усилительных и приемных устройств. Методика выполнения измерений.

[18] Colby L. and Heinz B. Accuracy of Noise Figure Measurement Systems // RF & Microwave Symposium and Exhibition. Hewlett Packard, 1988.

---

*Ворожцов Александр Леонидович*, инженер Центрального конструкторского бюро автоматики (Омск), [alek.vorog@yandex.ru](mailto:alek.vorog@yandex.ru).

**А. Л. Ворожцов**

## **РАЗВИТИЕ ТЕХНОЛОГИИ ПРОИЗВОДСТВА ОТЕЧЕСТВЕННОЙ ЭКБ**

*Рассмотрены некоторые актуальные препятствия дальнейшего развития отечественной ЭКБ. Отмечены аспекты IDM (Integrated device manufacturer) и fables/foundry подходов в создании электронных компонент. Затронуты проблемы перехода к стандартизированным технологическим процессам в отечественной электронной и радиоэлектронной промышленности.*

Ключевые слова: *стандартизированный технологический процесс, модель fables/foundry, отечественная ЭКБ.*

### **Введение**

С 50-х гг. прошлого века и по настоящее время мировая электронная промышленность претерпела несколько качественных изменений в организации разработки и технологии производства радиокомпонентов. Можно выделить два этапа в развитии полупроводниковой промышленности – 30-летний этап становления, завершённый в середине 80-х гг. прошлого века, и современный этап, протекающий по настоящее время [1].

На первом этапе предприятия следовали принципу «самодостаточности» с низкой долей кооперации внутри отрасли. Электронные устройства и сервисы только начали проникать в жизнь большинства людей, поэтому номенклатура выпускаемых компонентов была относительно невелика при достаточно больших тиражах. В первую очередь решались проблемы модернизации средств связи в армейских и силовых подразделениях, постепенно шло внедрение электронных устройств в бытовые приборы, развивался гражданский рынок. Перед предприятиями того периода ставились задачи создания устройств со строго заданными характеристиками, ориентированными на массовое производство. Условно такой подход к созданию новых компонентов можно охарактеризовать как главенство конструкции над технологичностью. Процесс разработки был основан на адаптации базовых технологий (прототипов) к индивидуальным технологическим маршрутам для

производства конкретного изделия. Значительные затраты на обязательные корректировки технологических процессов в рамках этой адаптации для изготовления какой-либо уникальной конструкции оправдывались её массовыми тиражами. Ориентация на массовый выпуск продукции ставила перед предприятиями электронной промышленности задачу увеличения производственных мощностей и монополизации захваченных сегментов рынка. При этом на предприятиях нередко создавались участки по производству и осваивались технологии традиционно смежных отраслей в стремлении замкнуть технологический цикл изготовления всего изделия в рамках одного предприятия или корпорации. В англоязычной литературе такая модель организации бизнеса в полупроводниковой промышленности носит названия IDM (Integrated Device Manufacture – комплексный производитель). В результате уже в 1970-х гг. рынок электронных СВЧ-компонентов контролировали несколько корпораций-гигантов, таких как Texas Instruments, Siemens и т. д. Создание научно-технологических кластеров (технополисов), таких как Силиконовая (кремниевая) долина в США или наукограды в Советском Союзе, вполне соответствовало духу эпохи. Это было разумно и оправдано.

Второй этап принято отсчитывать с 1990-х гг., когда ситуация на рынке кардинально поменялась. Во-первых, значительно выросла номенклатура выпускаемых изделий и расширилась область их применения, во-вторых, снизились тиражи для каждой новой модели изделия. Это потребовало глубокого переосмысления и изменения организации поиска, а также производства новых конструкций и решений. Если во главу угла ранее ставилась разработка конструкции нового изделия, то теперь основные ресурсы стали направляться на достижение технологичности новых разработок, т.е. минимизации затрат при удовлетворительной воспроизводимости. Повышение функционала новых устройств и компонентов усложняло конструкцию, а значит, и технологию их изготовления, в то время как массовый гражданский рынок требовал значительного снижения себестоимости продукции предприятий электронной промышленности и времени её выхода на рынок. Снижение затрат на разработку и внедрение в серию, а также ускорение выхода на рынок требовало уменьшения технологического

цикла, особенно на этапе разработки изделий, при том что сложность изделий неизменно возрастала, а тираж и время уменьшались. Выходом из этой противоречивой ситуации стал отказ от попыток сделать всё своими силами внедрение новых организационных подходов в разработке новых технологий, а именно появление «fables/foundry» предприятий.

### ***Постановка задачи***

В настоящее время можно отметить существование в производстве ЭКБ (электронной компонентной базы) трёх организационных моделей.

Во-первых, это IDM (Integrated Device Manufacture) модель, которая практически сдала свои позиции по всему миру, за исключением нескольких корпораций-гигантов, таких как Intel, и подавляющего большинства отечественных предприятий размерами поменьше. В отечественной терминологии организации микроэлектронного производства к модели IDM ближе всего по значению понятия «научно-технологический комплекс» или «технопарк».

Во-вторых, это “fables” (бесфабричная) – модель, при которой компания-производитель радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) специализируется только на разработке, проектировании и продаже изделий, но не имеет собственных производственных мощностей. Одним из основоположников такого подхода стала компания Xilinx, образованная в 1984 г. и контролирующая сегодня половину мирового рынка программируемых логических интегральных схем (ПЛИС). В отечественной терминологии модель “fables” чаще всего звучит как «дизайн-центр» или, если точнее сказать, «дизайн-центр кристалльного уровня».

В-третьих, это “foundry” (кремниевая мастерская) – модель, при которой компания не занимается проектированием или продажей конечных изделий, а концентрируется главным образом на изготовлении пластин с элементами и последующим их тестированием. Ставшей первой в мире такой «независимой фабрикой» принято считать тайваньскую компанию TSMC (Taiwan Semiconductor Manufacturing Corporation), основанную в 1987 г. В отечественной терминологии такая модель чаще всего звучит как калька с английского – «фаундри», или «фабрика».

Смена приоритетов и отказ от итерационного подхода модели IDM, заключающегося в отказе от многоэтапной взаимной отработки новых конструктивно-технологических решений на каждом этапе, и переход к внедрению некоторого отработанного ранее набора унификаций. Подход “foundry” сделал возможным идеологию “first pass success”, или «успех с первой попытки», означающий по факту полное исключение из процедуры разработки итерационных циклов подгонки и многочисленной отработки конструкций, технологических маршрутов и параметров, условий и режимов отдельных операций для каждой новой модели [2].

Ключевым моментом в переходе от IDM к fables/foundry стало изменение и расширение понятия «базовый технологический процесс» (baseline process) – от прототипа или типового процесса к процессу стандартизированному. Базовый техпроцесс в подходе IDM – это источник уникального набора технологических процессов для уникальных базовых элементов новых конструкций. Базовый технологический процесс в fables/foundry – это стандартизированный технологический процесс, выпускающий набор универсальных базовых элементов для новых конструкций. Причем отработка базовых элементов производится заранее, на этапе стандартизации технологического процесса. Другими словами, инициатива от разработчиков конструкций перешла к разработчикам технологии изготовления базовых элементов для этих конструкций. Ранее в модели IDM разработчик, создавая новую конструкцию, вносил изменения и в базовые элементы для неё, и это требовало корректировки технологии. Такая оптимизация конструкции на уровне базовых элементов в подходе fables/foundry невозможна. С одной стороны, технология в модели “foundry” предлагает разработчику ограниченный и заранее определенный набор базовых элементов, но, с другой стороны, она гарантирует их точное исполнение без предварительных этапов отработки технологии. В широком смысле можно сказать, что в технологии производства интегральных схем произошли те же процессы унификации, что были ранее в технологиях производства дискретных элементов, где был строго определен набор номиналов с фиксированным шагом и с заданной точностью для всех производимых электронных компонентов. Безусловно, технологический

процесс в интегральном производстве имеет свои уникальные особенности.

В модели “foundry”, помимо самого технологического процесса как набора технологических операций и правил контроля их результата, в базовом (стандартизированном) процессе обязательно наличие библиотеки стандартных элементов, правил проектирования и инструмента проектирования (PDK) [3]. Причем PDK (process design kit) с библиотекой стандартных элементов, как правило, сопряжен с какой-либо системой автоматизированного проектирования ВЧ- и СВЧ-устройств с функцией 3D электромагнитного анализа, таких как NI AWR DE, Keysight ADS и т. п. Успех проектирования главным образом зависит не только от качества «3D ЭМ решателя» какой-либо САПР или доступной вычислительной мощности при этом, но и от начальных условий для моделирования, а именно уровня описания элементарных тонкопленочных элементов достигнутых технологий.

### *Теория*

Для лучшего понимания причины неизбежного изменения роли технологии в моделях IDM и fables/foundry следует максимально упростить организацию процесса создания нового изделия и сосредоточить внимание только на уровнях конструирования и технологии изготовления, особенно на условном «интерфейсе» между ними на этапе проектирования. Таким инструментом взаимодействия в модели IDM можно назвать базовый чертеж, а в fables/foundry – PDK. Ключевое отличие базового чертежа от PDK – «глубина» описания элементарного тонкопленочного элемента.

Базовый чертеж, формируемый на базе типовых процессов, содержит описание двумя группами параметров. Во-первых, это «геометрические» параметры, т. е. физические размеры элементов: длина, ширина, высота (толщина) и расстояния между ними. Во-вторых, это «электротехнические» параметры – электрическое сопротивление, индуктивность, ёмкость элемента. При этом нужно сказать, что, если геометрическими параметрами заданы все интегральные элементы, сформированные на пластине, то электротехническими описывают не в полной мере и не каждый элемент. Главное допущение, характерное для базовых чертежей и типовых



процессов, – это модель идеального проводника с нулевыми значениями емкости и индуктивности. Например, для тонкоплёночного резистора будет задан только номинал его сопротивления без указания его индуктивности или емкости в силу малости последних и незначительного влияния на вольт-амперные характеристики этого резистора. Аналогично для микрополосковых линий не будет указано ни одного из электротехнических параметров.

Нельзя не заметить, что для большинства радиоустройств 70-х гг. XX в. такое приближение было полностью оправдано, а отклонение полученных характеристик, вызванных неидеальностью сформированных элементов, компенсировалась введением подстроечных элементов и непосредственно этапом настройки. Но рост частоты радиоэлементов и стремление к увеличению функциональности устройств уменьшало габариты элементов и повышало плотность рисунка на пластине. Одним словом, сложность пластин с элементами росла, а ресурсы (временные и материальные) на её разработку и внедрение в серию сокращались по причинам, указанным в начале статьи. Решение было очевидным: отказ от «идеальных приближений» и переход к «реальным» моделям тонкоплёночных элементов. Такой переход требовал полного описания «электротехническими» параметрами и добавлением групп – радиотехнической, статистической, контрольно-измерительной и др.

В PDK элементарный топологический элемент стал описываться значительно большим числом параметров. Во-первых, аналогично с базовым чертежом все элементы имеют в своем описании размеры и координаты своего расположения. Во-вторых, все элементы имеют «электротехническое описание» для случая постоянного или низкочастотного тока. «Радиотехническое описание» характеризует элемент для ВЧ- и СВЧ-сигналов – это, как правило, набор его S-параметров. «Статистическое описание» учитывает реальный разброс значений элемента при его практической реализации для прогноза при выборе наиболее оптимальных конструкторско-технологических решений. Контрольно-измерительной группой можно условно назвать результаты измерения множества физических величин: от геометрии до температурных зависимостей [4]. Очевидно, что чем больше верифицированных на практике параметров описывают тонкоплёночный элемент, тем выше шанс его

физической реализации с заданными характеристиками.

Такая большая совокупность параметров, конечно, не могла уже быть выражена в рамках чертежа и нуждалась в автоматизации. PDK сегодня представляет собой сложный комплекс, включающий в себя программную часть – библиотеку стандартных элементов, созданную на базе аттестованного (стандартизированного) технологического процесса, сопряженную с САПР, и руководство к проектированию. Любое неучтенное изменение в технологическом процессе неизбежно повлечет ошибку в описании стандартного элемента из библиотеки PDK и несоответствие результатов моделирования и изготовления. Учитывая все факторы, в библиотеку стандартных элементов PDK входят не все возможные в данной технологии элементы, а только те, которые обеспечивают нужные характеристики при должной воспроизводимости. Таким образом, конструктор, проектируя в САПР с подключенным PDK, опирается только на отработанные на этапе стандартизации технологического процесса стандартизированные элементы. Именно в этом заключается смена приоритетов в модели *fables/foundry* и главенство технологичности над конструкцией.

Положительным эффектом такого подхода проектирования с первой попытки, исключая этапы макетирования, стала возможность у фабрик продавать свои технологические услуги при условии, что процесс стандартизирован и имеет актуальный PDK. По факту, на современном мировом рынке электронных компонент перешли от сертификации конструкции к сертификации технологии. В нашей стране такой переход пока не произошел.

### ***Выводы и заключение***

Развитие отечественных технологий производства электронных компонент СВЧ-диапазона сдерживает приверженность государства к организационной модели IDM, малоэффективной в современном мире. IDM позиция нашего государства выражается в первую очередь в отсутствии нормативной базы, регламентирующей взаимодействия отечественных дизайн-центров и фабрик-производств в режиме *fables/foundry*, а именно продажу фабриками своих технологических услуг по изготовлению разработанных в дизайн-центрах компонент, без сертификации или сертификации

по упрощенной форме, их конструкции. При таком подходе качество продукции фабрики для дизайн-центра гарантировалось бы не стандартизацией (сертификацией) каждого компонента, который она изготовила, а стандартизацией технологического процесса, по которому они были произведены. Затраты на сертификацию любого компонента весьма существенны и будут рентабельны для фабрики только при больших объемах заказа на него, что, очевидно, крайне редко.

Помимо этого, в рамках программы по импортозамещению также реализуется IDM подход. Стремясь создать аналоги некоторым зарубежным микросхемам, государство финансирует проведение разработок отдельно взятых изделий, а не создание отечественных стандартизированных технологий по производству микросхем такого же класса. В России есть дизайн-центры, способные удаленно от производства проектировать и размещать свои проекты на фабриках с новыми технологиями, разработанными и стандартизированными при помощи государства с последующей оплатой заказов по стоимости изготовления. Но нет проектов ни в оборонной, ни в гражданской промышленности с таким объемом финансирования, чтобы покрыть стоимость создания перспективной технологии, вложенной в цену нескольких десятков или сотен новых микросхем. Такое положение дел в российской электронной промышленности не является чем-то уникальным, а носит общемировой характер уже примерно 30 лет. Зарубежные компании в конце 1980-х гг. нашли выход и источник дальнейшего развития в концепции *fables/foundry*.

## ЛИТЕРАТУРА

[1] Модели организационного развития предприятий полупроводниковой промышленности / А. В. Зверев [и др.] // Электроника НТБ. 2011. № 4. С. 107–109.

[2] *Ворожцов А. Л.* Развитие отечественной технологии производства электронных компонентов СВЧ-диапазона // Россия молодая: передовые технологии – в промышленность : сб. докл. конф. Омск : ОмГТУ, 2019. Т. 1. С. 117–120.

[3] Практика разработки и верификации инструментов проектирования (РДК) СВЧ МИС / И. С. Пушница [и др.] // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем (СВЧ-2018) : матер. VII Всерос. науч.-техн. конф. Омск, 2018.

[4] Аникин А. В., Дёмин С. В., Столяров А. А. Проблемы разработки и реализации базовых технологических процессов на технологическом комплексе НИИСИ РАН // Труды НИИСИ РАН. 2014. № 1.

---

*Ворожцов Александр Леонидович*, инженер Центрального конструкторского бюро автоматизики (Омск), [alek.vorog@yandex.ru](mailto:alek.vorog@yandex.ru).

**Б. А. Косарев**

## **МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ГЕНЕРАЦИЕЙ**

*Приведены результаты моделирования системы электроснабжения жилых зданий, построенной на принципе распределенной генерации, которая является актуальным, перспективным направлением развития российской энергетики. Для ее внедрения требуется предварительная оценка основных параметров систем электроснабжения жилых зданий. Наиболее эффективным инструментом определения параметров систем является их моделирование в специализированных программных пакетах. В настоящий момент моделирование систем электроснабжения с распределенной генерацией изучено недостаточно и существует необходимость дальнейшей проработки вопроса, так как модели не учитывают основные типы электроприемников. По результатам моделирования получены осциллограммы и действующие значения токов и напряжений электросистемы жилых зданий.*

Ключевые слова: имитационное моделирование, распределенная генерация, подсистема, схема замещения.

### ***Введение***

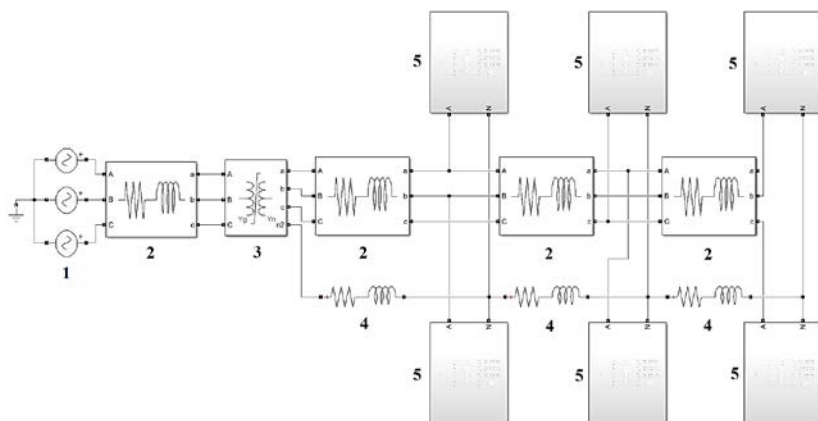
Распределенная генерация – это производство электрической энергии в непосредственной близости от потребителя. При этом тепло, выделяемое энергетической установкой, может быть использовано в системе отопления жилых помещений. Таким образом, распределенная генерация позволяет минимизировать потери при передаче электрической и тепловой энергии [1].

Разработка и внедрение электротехнических систем с распределенной генерацией (ЭТС с РГ) является одним из ключевых направлений эволюции российской электроэнергетической системы. При разработке и внедрении электроэнергетической системы необходимо рассчитывать основные ее параметры (действующие значения напряжений и токов, активные и реактивные мощности). Наиболее эффективным инструментом определения параметров систем является их моделирование в специализированных программных пакетах [2, 3].

В настоящий момент моделирование систем электроснабжения жилых зданий с распределенной генерацией изучено недостаточно. Существует необходимость дальнейшей проработки вопроса, так как модели не учитывают основные типы электроприемников. Поэтому целью данной работы является моделирование электросистемы жилых зданий с распределенной генерацией с учетом основных типов электроприемников.

### *Модель электротехнической системы*

Моделирование выполнено в специализированном программном пакете. Модель ЭТС с РГ представлена трехфазной четырехпроводной системой электроснабжения шести жилых домов (рис. 1).



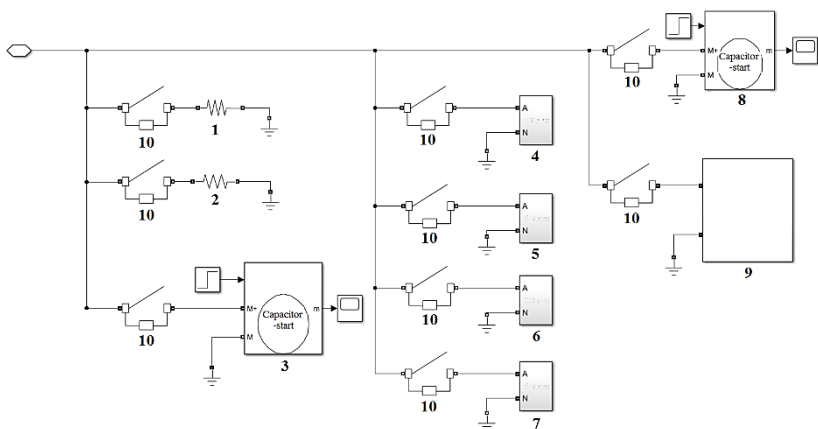
**Рис. 1.** Трехфазная четырехпроводная система электроснабжения: 1 – трехфазный источник питания; 2 – трехфазная линия электропередачи; 3 – трехфазный трансформатор; 4 – однофазная линия электропередачи; 5 – жилое здание

Трехфазный источник питания (блок 1) составлен из однофазных источников напряжения, соединенных по схеме «звезда». При этом источники выдают идеальное синусоидальное напряжение 6 кВ. Сдвиг по фазе у источников 120°. Изменением параметров источников можно задать нелинейные искажения, отклонения по напряжению и по фазе от номинальных значений.

Питающие и распределительные линии системы (блоки 2 и 4) выполнены в виде воздушных линий. При выбранных параметрах источника питания для системы со стороны высокого напряжения выбрана марка провода СИП-3, а со стороны низкого напряжения (сеть потребителя) – СИП-2. В параметрах схем замещения блоков заданы соответствующие удельные сопротивления выбранных марок проводов.

Блок 3 представляет собой трехфазный трансформатор со схемой соединения обмоток «звезда – звезда – ноль». Параметры схемы замещения трансформатора рассчитаны согласно методике, приведенной в работе [4].

Рассмотрим подсистему жилого здания (рис. 2).



**Рис. 2.** Подсистема жилого здания: 1 – электрочайник; 2 – утюг; 3 – холодильник; 4 – телевизор; 5 – персональный компьютер; 6 – осветительная нагрузка; 7 – ноутбук; 8 – насос; 9 – стиральная машина; 10 – управляемый выключатель

Подсистема здания представляет собой параллельное соединение характерных бытовых электроприборов. Электроприборы подключены через управляемые выключатели, которые позволяют регулировать суммарную величину нагрузки или имитировать ее изменение во времени. Мощности электроприборов приведены в табл. 1.

Таблица 1

**Номинальные мощности электроприборов**

<i>Наименование электроприбора</i>	<i>Номинальная мощность, Вт</i>
Электрочайник	1500
Утюг	2000
Холодильник	300
Телевизор	300
Персональный компьютер	200
Осветительная нагрузка	160
Ноутбук	200
Насос	2300
Стиральная машина	460

Рассмотрим схемы замещения используемых в модели бытовых электроприборов.

Электрочайник и утюг включены в модель в виде активного сопротивления  $R$ , которое рассчитывается по формуле

$$R = \frac{U^2}{P},$$

где  $U$  – фазное напряжение,  $P$  – мощность электроприбора.

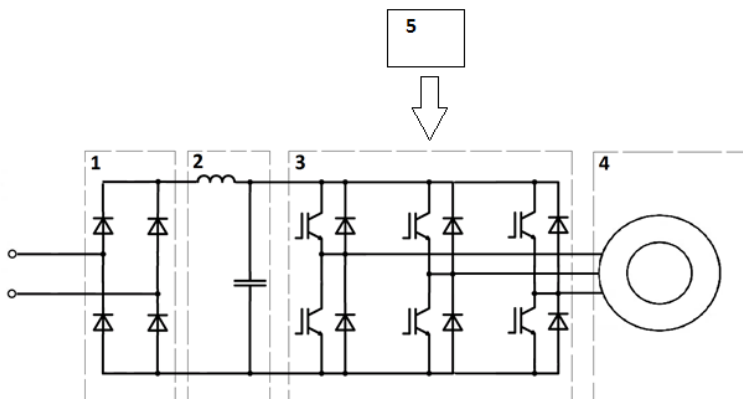
Холодильник и насос представлены в модели Т-образной схемой замещения асинхронного двигателя. Параметры схемы замещения рассчитываются по методике, описанной в [5].

При моделировании стиральной машины были учтены особенности организации электропривода (рис. 3). В виду распространения прямого привода (direct drive) при моделировании не учитывалось механическое передаточное устройство, на валу был задан неизменным момент сопротивления нагрузки.

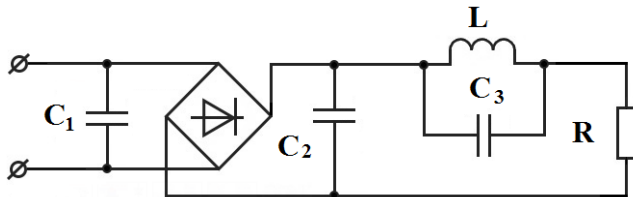
Телевизор, осветительная нагрузка, персональный компьютер и ноутбук представлены в модели в виде схем замещения импульсных источников питания (рис. 4).

Расчет значений параметров схемы замещения источника питания произведен согласно работе [6].





**Рис. 3.** Структура электропривода стиральной машины: 1 – однофазный выпрямитель; 2 – LC-фильтр; 3 – инверторный преобразователь; 4 – рабочий орган (барaban с бельем) и двигатель; 5 – блок управления



**Рис. 4.** Схема замещения импульсного источника питания:  $C_1, C_2$  – сетевой фильтр и сглаживающий конденсатор;  $L-C_3$  – корректирующий коэффициент мощности контур;  $R$  – эквивалент нагрузки и импульсного преобразователя

### Результаты моделирования

Моделирование ЭТС с РГ выполнено на отрезке времени, превышающем длительность переходных процессов (несколько секунд), с использованием метода решения ODE 23. Значения токов и напряжений, активных и реактивных мощностей, а также ос-

циллограммы токов и напряжений получены соответственно комбинацией блоков Current Measurement – RMS – Display, Voltage Measurement – RMS – Display, Power Measurement – Display, Current Measurement – Scope, Voltage Measurement – Scope.

Значения токов и напряжений, активных и реактивных мощностей сведены в табл. 2.

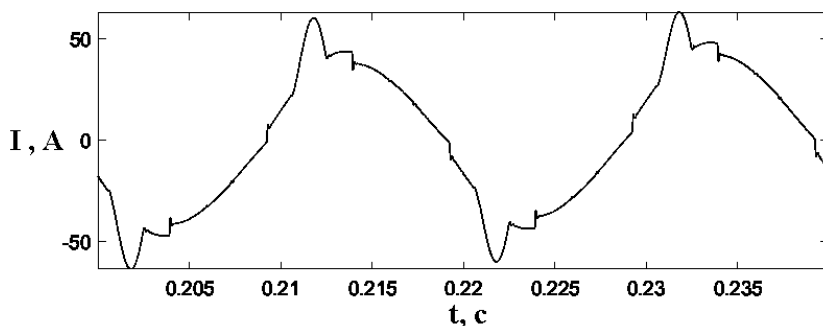
Таблица 2

**Значения токов и напряжений,  
активных и реактивных мощностей системы**

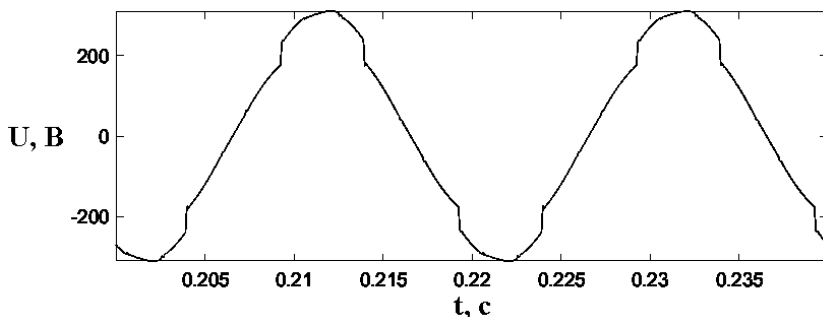
$U_a, B$	$U_b, B$	$U_c, B$	$U_{ab}, B$	$U_{bc}, B$	$U_{ac}, B$	$I_a, A$	$I_b, A$
216,5	216,9	220,2	377,1	377,9	377,3	58,6	59,3
$I_c, A$	$I_n, A$	$P_a, Bm$	$P_b, Bm$	$P_c, Bm$	$Q_a, Var$	$Q_b, Var$	$Q_c, Var$
36,3	28,3	11293,2	11368,1	6418,4	5557,5	5773,9	4539,5

В таблице  $U_a, U_b, U_c$  – фазные напряжения;  $U_{ab}, U_{bc}, U_{ac}$  – межфазные напряжения;  $I_a, I_b, I_c$  – фазные (линейные) токи;  $I_n$  – ток в нулевом проводе;  $P_a, P_b, P_c$  и  $Q_a, Q_b, Q_c$  – активные и реактивные мощности электросистемы. Из таблицы можно сделать вывод о незначительной несимметрии напряжений системы, которая объясняется неравномерным распределением мощности нагрузки по фазам.

Осциллограммы тока и напряжения в одном из узлов системы показаны на рис. 5, 6.



**Рис. 5.** Осциллограмма тока электросистемы



**Рис. 6.** Осциллограмма напряжения электросистемы

Из осциллограмм следует, что в системе присутствуют гармонические искажения тока и напряжения. Причиной гармонических искажений является нелинейная нагрузка, в частности импульсные источники питания электроприборов.

### **Выводы**

Выполнено моделирование электросистемы жилых зданий с распределенной генерацией с учетом основных типов электроприемников. Моделирование реализовано в специализированном программном пакете. По результатам моделирования получены осциллограммы и действующие значения токов и напряжений, активные и реактивные мощности электросистемы.

Из осциллограмм следует, что в системе присутствуют гармонические искажения тока и напряжения. Причиной гармонических искажений является нелинейная нагрузка.

Исходя из действующих значений токов и напряжений, активных и реактивных мощностей, можно сделать вывод о незначительной несимметрии напряжений, вызванной неравномерным распределением мощности нагрузки по фазам.

### ЛИТЕРАТУРА

[1] *Асиев А. Т.* Автономные системы электроснабжения в отдаленных районах: обоснование целесообразности использования и методы оценки показателей качества электроэнергии на основе имитационного моделирования // Прикаспийский журнал: управление и высокие технологии. 2017. № 3 (39). С. 80–94.

[2] *Sandels C., Broden D., Widen J., Nordstrom L.* Modeling office building consumer load with a combined physical and behavioral approach: Simulation and validation // *Applied Energy*. 2016. Vol. 162. P. 472–485.

[3] *Tan R. H., Ramachandaramurthy V. K.* A comprehensive modeling and simulation of power quality disturbances using MATLAB/Simulink // *Power quality issues in distributed generation*. InTech, Rijeka. 2015. P. 83–107.

[4] *Дед А. В.* Расчет параметров Simulink- модели силового трех- фазного трансформатора для исследования длительных несимметричных режимов // *Омский научный вестник. Серия : Приборы, машины и технологии*. 2017. № 3 (153). С. 68–74.

[5] *Черных И. В.* Моделирование электротехнических устройств в MatLab. SimPowerSystems и Simulink. М. : ДМК Пресс, 2007. 288 с.

[6] *Цырук С. А., Янченко С. А., Рыжкова Е. Н.* Моделирование основных источников несинусоидальности в бытовых электросетях // *Вестник МЭИ*. 2013. № 3. С. 67–71.

---

*Косарев Борис Андреевич*, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, [radioseminar@радиосеминар.рф](mailto:radioseminar@радиосеминар.рф).

**А. А. Ляхов**

## **DIFF2D – ПРОГРАММА МОДЕЛИРОВАНИЯ ПЛАЗМОХИМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ДИФФУЗИОННОМ ПРИБЛИЖЕНИИ**

*Сформулирована модель процессов диффузионного переноса нейтральных частиц многокомпонентной плазмы. Проведено сравнение результатов решения диффузионной тестовой задачи, получаемого с помощью программы Diff2D с аналитическим решением. Основные возможности программной реализации продемонстрированы на практической задаче моделирования разложения моносилана в плазме тлеющего разряда. Среди результатов расчета обсуждаются время выхода продуктов диссоциации на стационарные значения, диффузионные профили реагентов, химическая кинетика появления пленкообразующего радикала  $\text{SiH}_3$  и убыли рабочего газа.*

Ключевые слова: *моделирование плазмохимических процессов, диффузия химически активной плазмы, моносилан.*

Совершенствование элементной базы электронных устройств неразрывно связано с технологией получения разнообразных пленочных материалов. Плазменные методы напыления и обработки поверхности и напыления давно и успешно применяются в микроэлектронной технологии [1, 2]. Электроразрядный способ активации плазмы используется в плазмохимическом осаждении (PECVD – plasma enhanced chemical vapour deposition) и травлении, так как он очень гибок, технически удобен и обладает определенными преимуществами. В частности, в газоразрядной плазме пониженного давления реализуются условия, которые обеспечивают протекание высокоэнергетических процессов при низкой температуре рабочего газа.

Сильная взаимосвязь всех плазменных подсистем, разномасштабность во времени физических процессов, когда время релаксации отдельных подсистем может различаться на несколько порядков, многообразие элементарных процессов – типичные факторы для низкотемпературной плазмы в целом. Использование же молекулярных газов в плазмохимии приводит к необходимости

учета химических превращений, колебательного возбуждения молекул и некоторых других процессов, которые дополнительно усложняют картину явлений. Все эти обстоятельства делают экспериментальное изучение плазмохимических систем довольно сложным делом.

По этой причине при разработке плазмохимических устройств часто обращаются к методам математического моделирования. Модели газовых разрядов различаются физическими приближениями, положенными в их основу, сложностью, степенью детальности описания тех или иных процессов [3–5]. Но в прикладном отношении их использование направлено в первую очередь на определение концентраций и потоков частиц плазмы в зависимости от внешних параметров.

В данной работе рассматривается моделирование подсистемы нейтральных частиц плазмы с помощью кода Diff2D. Эта программа предназначена для описания процессов диффузионного переноса химически активных компонентов газоразрядной плазмы.

### ***Описание модели***

В основу модели положена система взаимосвязанных уравнений диффузии нейтральных частиц с учетом химических реакций, протекающих в газовой фазе. Для реактора цилиндрической геометрии эта система имеет вид

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial n_k}{\partial t} = D_k \left( \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial n_k}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 n_k}{\partial z^2} \right) + S_k(r, z), \\ D_k \frac{\partial n_k}{\partial r} \Big|_{r=0} = 0, \quad D_k \frac{\partial n_k}{\partial q} \Big|_{\substack{r=R \\ z=L}} = \frac{\beta_k n_k v_{T,k}}{2(2 - \beta_k)}, \quad q = r, z, \\ n_k(r, z) \Big|_{t=0} = f_k(r, z), \end{array} \right. \quad (1)$$

где  $n_k$  – концентрация нейтральных частиц сорта  $k$ ;  $D_k$  – их скалярный коэффициент диффузии;  $S_k(r, z)$  – источниковый член, учитывающий рождение и гибель реагентов сорта  $k$  в результате химических реакций. Если ограничиться только бимолекулярными реакциями, то выражение для этого члена представить в виде

$$S_k(r, z) = \sum_{i=1}^{L_k} k_i n_{A(i)} n_{B(i)} - n_k \sum_{j=1}^{P_k} k_j^* n_{C(j)}. \quad (2)$$

Прирост концентрации определяет первая сумма в (2), где  $n_{A(i)}$  и  $n_{B(i)}$  обозначают концентрации реагентов сортов  $A(i)$  и  $B(i)$  в реакции с порядковым номером  $i$  и константой скорости  $k_i$ . Здесь индексная запись  $A(i)$  указывает на зависимость сорта реагентов от  $i$ -й реакции. Второе слагаемое в (2) учитывает полную убыль компонента в различных реакциях с частицами сортов  $C(j)$ , протекающих с константами скоростей  $k_j^*$ . Пределы сумм  $L_k$  и  $P_k$  – количество реакций, отвечающих за прирост и убыль компонента  $k$  соответственно. В программе реализовано вычисление коэффициентов диффузии компонентов по формулам кинетической теории (через параметры межмолекулярного потенциала Леннарда-Джонса, подробнее см. в [6]).

На стенке цилиндрической разрядной камеры для всех компонент используются граничные условия, вытекающие из равенства падающего и отраженного потоков. Вероятность прилипания при этом характеризуется эффективным коэффициентом прилипания  $\beta_k$ .  $v_T = \sqrt{8kT/\pi M}$  – средняя тепловая скорость частиц с массой  $M$ ,  $f_k(r, z)$  – начальный профиль концентрации  $k$ -го компонента. Значения коэффициентов  $\beta_k$ , констант скоростей  $k_i$  и  $k_j^*$  химических реакций задаются в качестве входных параметров. Требуемые константы скоростей электронного удара предварительно вычисляются с использованием подпрограммы численного решения уравнения Больцмана по алгоритму из [7]

Конечномерная аппроксимация уравнений системы (1) выполняется методом конечных разностей с помощью пятиточечного шаблона «крест» на равномерной пространственной сетке. Интегрирование по времени выполняется с использованием двухслой-

ной продольно-поперечной схемы. Получаемые в результате дискретизации системы линейных уравнений решаются скалярной прогонкой на каждом временном полуслое.

### **Тестовая задача**

Для проверки конечно-разностной схемы рассмотрим задачу о диффузии однокомпонентного газа в цилиндре без объемных источников (химические реакции отсутствуют) с краевыми условиями третьего рода на внешней границе и известным начальным распределением концентрации:

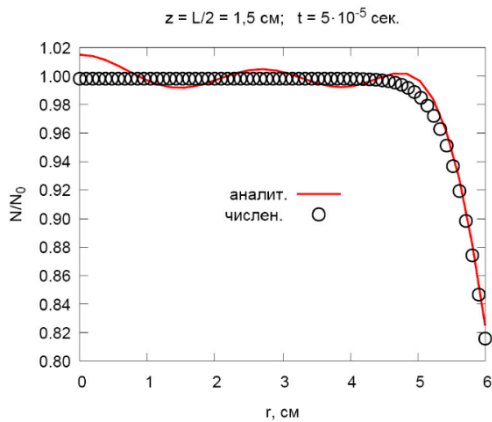
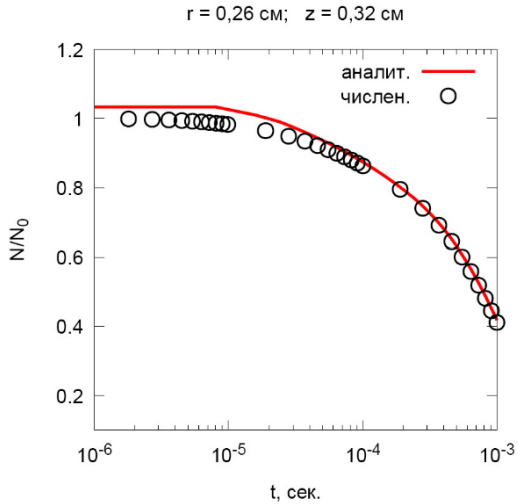
$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial u}{\partial t} = a^2 \left\{ \frac{1}{r} \left( \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial u}{\partial r} \right) \right) + \frac{\partial^2 u}{\partial z^2} \right\}, \\ \frac{\partial u}{\partial r} \Big|_{r=0} = 0, \quad \frac{\partial u}{\partial z} \Big|_{z=0} = h_1 u, \quad \frac{\partial u}{\partial z} \Big|_{z=L} = -h_2 u, \quad \frac{\partial u}{\partial r} \Big|_{r=R} = -h_3 u, \quad (3) \\ u \Big|_{t=0} = f(r, z), \quad 0 \leq r \leq R, \quad 0 \leq z \leq L. \end{array} \right.$$

Коэффициенты  $h_1, h_2, h_3$  являются постоянными величинами и определяются из краевых условий. Задача (3) решается аналитически методом разделения переменных. Решение может быть представлено в форме (см. задачу 48 из гл. 5 сборника [8]):

$$\begin{aligned} u(t, r, z) = & \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} C_{nm} e^{-\left[ \mu_0^{(n)} \cdot \left( \frac{\mu_0^{(n)}}{R^2} + \nu_m^2 \right) t \right]} \times \\ & \times J_0 \left( \frac{\mu_0^{(n)}}{R} r \right) \cdot s \left( \nu_m z + \mathcal{G}_m \right), \end{aligned} \quad (4)$$

где  $\mu_0^{(n)}, \nu_m$  – корни трансцендентных уравнений, соответствующие краевым условиям задачи (подробнее см. [8]);  $J_0$  – функция Бесселя нулевого порядка;  $\mathcal{G}_m = \nu_m / h_3$ ;  $C_{nm}$  – коэффициенты разложения, вычисляемые через концентрацию в начальный момент времени.





**Рис. 1.** Сравнение аналитического и численного решения тестовой задачи

Для тестовой задачи диффузии однокомпонентного газа были взяты следующие параметры: коэффициент диффузии  $a^2 = D = 3388,29 \text{ см}^2/\text{с}$ , температура  $T = 500 \text{ К}$ ; коэффициент прилипания  $\beta = 0,1$ ; массовое число атомов газа  $M = 39,94$  (аргон), длина

и радиус цилиндрической трубки соответственно  $R = 6$  см,  $L = 3$  см. На всех границах прилипание считается одинаковым, и с учетом значений вышеприведенных параметров следует

$$h_1 = h_2 = h_3 \equiv h = \frac{\beta v_T}{2D \cdot (2 - \beta)} \approx 0,399 \text{ см}^{-1}. \text{ Начальная концентрация}$$

принималась равномерно распределенной по всему цилиндру  $n(t = 0, r, z) = n_0 = 1$ .

На рис. 1, *a*, приведены радиальное распределение концентрации в точке  $z = 1,5$  см и момент времени  $t = 5 \cdot 10^{-5}$  с, а на рис. 1, *б* – временная зависимость концентрации в точке  $r = 0,26$  см,  $z = 0,32$  см. Видно, что согласие между ними достаточно хорошее. Осцилляции аналитического решения на небольших временах (см. рис. 1, *a*) вызваны конечностью числа слагаемых в ряде (4), число которых было взято  $m = n = 5$ , что недостаточно для представления постоянной величины. На больших временах, когда диффузия протекает во всей области цилиндра, отклонения между численным и точным решением незначительны (см. рис. 1, *б*).

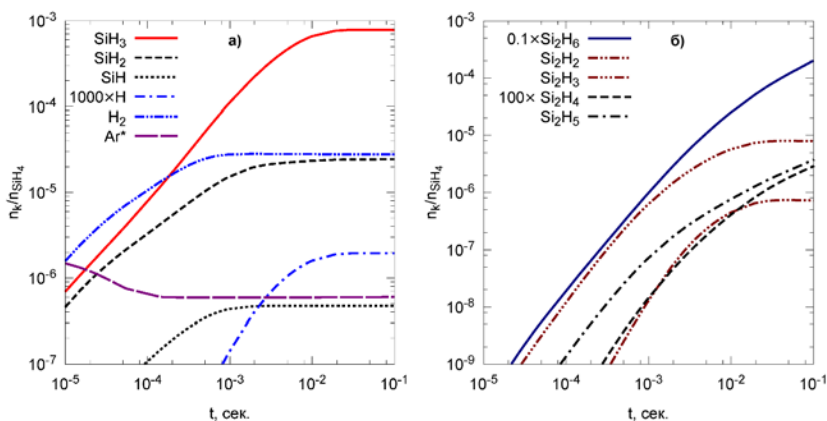
### ***Моделирование плазмохимического разложения моносилана***

Рассмотрим использование Diff2D в приложении к расчету химического состава многокомпонентной плазмы, которая применяется для осаждения пленок аморфного кремния. В качестве рабочего газа в этом случае используют силансодержащие газы, т. е. смеси буферного газа (аргон, гелий или водород) с моносиланом  $\text{SiH}_4$ . В результате химических реакций, протекающих в плазме, моносилан диссоциирует на различные радикалы  $\text{SiH}_n$  ( $1 \leq n \leq 3$ ) и водород  $\text{H}$  и  $\text{H}_2$ . Объемное содержание этих компонентов, их диффузионные потоки, а также зависимость этих величин от режимов разряда представляют интерес с практической точки зрения, так как именно они ответственны за формирование пленки на подложке.

Моделировались процессы в рабочей смеси  $\text{Ar} + \text{SiH}_4$ . Был выбран набор компонентов, который, кроме составляющих рабочего газа, включает радикалы моносилана, атомарный и молекулярный водород, метастабильные частицы аргона и различные соединения кремния  $\text{Si}_x\text{H}_y$  с числом атомов кремния не более 5. В общей сложности модель включала 19 компонентов. Химические реакции для такого компонентного набора позволяют достаточно

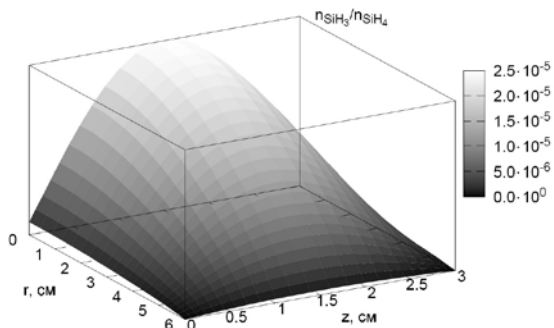
полно описать превращения частиц в объеме, включая начальную стадию формирования полисиланов. Список химических реакций, константы скоростей реакций, коэффициенты диффузии, использованные в расчете, приведены в [9]. Ниже приведены результаты расчета для реактора с радиусом  $R = 6$  см и длиной  $L = 3$  см при следующих параметрах работы: давление рабочего газа 0,1 Торр, стехиометрический состав смеси  $Ar + 5\% SiH_4$ , температура газа 500 К. При расчете констант скоростей электронного удара величина приведенного электрического поля принималась равной  $E/N = 1 \cdot 10^{-15}$  В·см<sup>2</sup>. Число узлов по пространственным координатам – 32, шаг интегрирования по времени  $dt = 4 \cdot 10^{-7}$  с.

На рис. 2, а, приведены временные зависимости относительной концентрации силановых радикалов и водорода, из которых можно определить время установления стационарных значений. Так, SiH и молекулярный водород выходят на стационар за время  $\sim 1$  мс, а радикалы SiH<sub>3</sub> и SiH<sub>2</sub> – за время  $\sim 10$  мс. Нежелательные для синтеза пленок радикалы Si<sub>2</sub>H<sub>x</sub>, как видно из рис. 2, б, имеют на порядки меньшую концентрацию, однако некоторые из них постепенно накапливаются, что свидетельствует о прогрессирующей полимеризации газа.

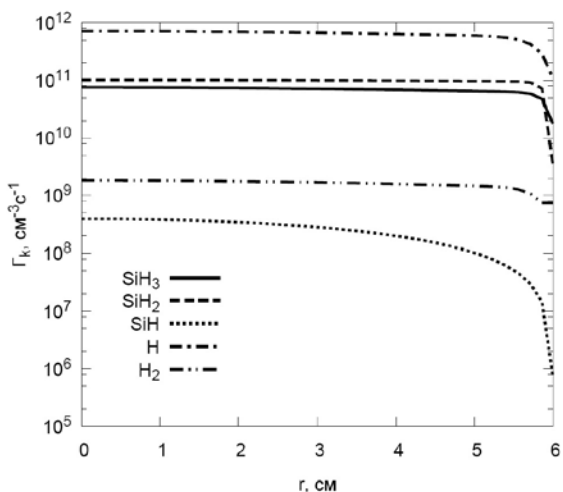


**Рис. 2.** Относительные концентрации компонентов аргон-силановой плазмы: а) радикалов моносилана, водорода и метастабильных состояний аргона; б) дисилана и его радикалов

Пространственный профиль концентрации реагентов типичен для диффузионных распределений. Для примера на рис. 3 показан профиль для  $\text{SiH}_3$ . Распределение плотности потоков пленкообразующих компонентов по радиусу (от центра подложки) показывает их однородность за исключением  $\text{SiH}$  (рис. 4).

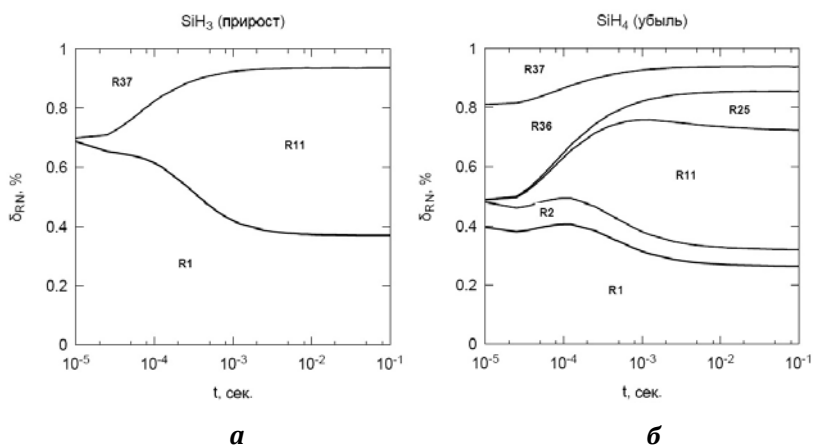


**Рис. 3.** Пространственное распределение концентрации  $\text{SiH}_3$



**Рис. 4.** Радиальное распределение плотности потока частиц на подложку

В вычислительном цикле Diff2D на каждом очередном временном шаге производится накопление отдельных слагаемых, фигурирующих в суммах выражения (2). Таким образом, появляется возможность определения парциальных вкладов отдельных реакций в прирост или убыль тех или иных реагентов во времени. На рис. 5 приведены примеры таких зависимостей для реакций образования  $\text{SiH}_3$  (основной пленкообразующий радикал) и реакций убыли моносилана. Видно, что прирост радикала  $\text{SiH}_3$  на временах  $t > 1$  мс обусловлен в основном реакцией R1 – диссоциация моносилана электронным ударом и реакцией R11 – диссоциация моносилана атомарным водородом. В каналах убыли моносилана при  $t > 1$  мс преобладают все те же реакции R1 и R2, но заметный вклад начинает вносить и нежелательная реакция полимеризации R25. Номера реакций соответствуют списку, приведенному в [9]. Не останавливаясь подробно на анализе химической кинетики, заметим лишь, что такого рода информация полезна в установлении основных механизмов плазмохимического процесса, т. е. тех маршрутов, по которым образуются и исчезают целевые продукты, а также расходуется рабочий газ.



**Рис. 5.** Парциальный вклад реакций в прирост  $\text{SiH}_3$  (а) и в расход моносилана (б)

В заключение перечислим основные возможности реализованной модели. Программа Diff2D позволяет: 1) определять пространственное распределение концентраций компонентов плазмы, включенных в модель, и их диффузионные потоки для цилиндрического реактора; 2) выполнять покомпонентный численный анализ химической кинетики на заданном временном интервале. В дальнейшем планируется усовершенствовать модель, дополнив её описанием переноса плазменных электронов и ионов.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Плазменная технология в производстве СБИС / под ред. Н. Айнспрук, Д. Браун. М. : Мир, 1987.
- [2] Берлин Е. Ионно-плазменные процессы в тонкопленочной технологии. М. : Техносфера, 2010.
- [3] *Kim H. C., Iza F., Yang S. S. et al.* Particle and fluid simulations of low-temperature plasma discharges: benchmarks and kinetic effects // *J. Phys. D: Appl. Phys.* 2005. Vol. 38. R283–R301.
- [4] *Van Dijk J., Kroesen G. M., Bogaerts A.* Plasma modelling and numerical simulation // *J. Phys. D* 2009. Vol. 42. 190301.
- [5] *Kushner M. J.* Hybrid modelling of low temperature plasmas for fundamental investigations and equipment design // *J. Phys. D: Appl. Phys.* 2009. Vol. 42. 194013.
- [6] *Perrin J., Leroy O., Bordage M. C.* Cross-sections, rate constants and transport coefficients in silane plasma chemistry // *Contrib. Plasma Phys.* 1996. Vol. 36, pp. 3–49.
- [7] *Смит К., Томпсон Р.* Численное моделирование газовых лазеров. М. : Мир, 1981.
- [8] *Будак Б. М., Самарский А. А., Тихонов А. Н.* Сборник задач по математической физике. М. : Физматлит, 2004.
- [9] *Ляхов А. А., Струнин В. И.* Вестник ТГУ. Серия : Математика и механика. 2017. № 50. С. 79–89.

---

*Ляхов Анатолий Александрович*, канд. физ.-мат. наук, доцент Омского государственного университета им. Ф.М. Достоевского, старший научный сотрудник Института радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН, [radioseminar@radioseminar.pf](mailto:radioseminar@radioseminar.pf).

**К. А. Майненгер**

## **ШИРОКОПОЛОСНОЕ СИММЕТРИРУЮЩЕЕ СОГЛАСУЮЩЕЕ УСТРОЙСТВО ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА, РАБОТАЮЩЕЕ С РПДУ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТЬЮ ДО 20 КВТ**

*Приведены результаты расчета и экспериментальных исследований по разработке симметрирующего согласующего устройства, функционирующего с передатчиком высокой мощности.*

Ключевые слова: *устройство согласующее симметрирующее, радиопередающие устройства.*

### ***Введение***

Для обеспечения стабильной и надежной связи в КВ-диапазоне на трассах большой протяженности используются радиопередающие устройства (далее – РПДУ) с выходной мощностью от 1 до 20 кВт и антенны типа РГД, СГД, ЛПА, VН для различных узлов связи. Для получения максимального КПД и мощности от РПДУ необходимо обеспечить согласование его высокочастотного тракта с входным сопротивлением антенно-фидерного тракта в диапазоне рабочих частот. Эта задача на практике может быть решена за счет использования антенн с  $K_{БВ} \geq 0,85$ , но данный способ трудно осуществить из-за неравномерности частотной характеристики входного импеданса антенн и влияния различных факторов [1].

Как показывает практика, излучающие элементы этих систем являются симметричными, а выходы передатчиков – несимметричными, в связи с чем возникает необходимость использовать устройства специальные симметрирующие (УСС) [2], иногда выполняющие еще и трансформирующие функции. Ниже описаны симметрирующие устройства с различными способами исполнения, предназначенные для согласования несимметричного выхода передатчика с симметричной нагрузкой. Способ исполнения согласующего устройства определяется входной и выходной нагрузкой (в докладе рассмотрена работа устройства для согласования симметричной нагрузки 300 Ом с несимметричным выходом передатчика 50 Ом и выходной мощностью 20 кВт).

Наиболее простое широкополосное согласующее устройство представляет собой коаксиальный кабель, намотанный на достаточно большое ферритовое кольцо с определенным количеством витков [2]. При работе антенны на внешней оболочке кабеля протекает ток асимметрии. Катушка индуктивности, образованная внешней оплеткой коаксиального кабеля вокруг ферритового кольца, будет иметь большое индуктивное сопротивление этим токам. В результате получится, что для токов асимметрии это устройство должно иметь большое сопротивление, которое практически не пропустит их на вход передатчика. На токи, протекающие внутри кабеля, это устройство не окажет влияния, что равносильно симметрированию антенны. При мощностях, подводимых к антеннам, ток асимметрии может быть значительным, сердечник войдет в режим насыщения, что будет эквивалентно уменьшению индуктивности и приведет к резкому снижению эффективности работы симметрирующего устройства.

Известно симметрирующее устройство [3], содержащее корпус, внутри которого размещены экранированные линии передачи, соединенные на несимметричном входе параллельно, а на симметричном выходе – последовательно. Каждая экранированная линия передачи выполнена в виде двух отрезков коаксиального кабеля, экраны которых замкнуты между собой, намотана в виде двухслойной цилиндрической спирали, причем витки внутреннего и внешнего слоев чередуются. Известное устройство обеспечивает работу на мощность 5 кВт, но имеет ограничение на более высокую мощность (20 и более кВт) из-за нагрева кабеля при высокой величине подводимой мощности. Повышения мощности, подводимой в УСС, можно добиться путем увеличения числа витков или радиуса проводника, но это, в свою очередь, влечет за собой увеличение массогабаритных размеров предлагаемого устройства.

Основными недостатками известных способов выполнения УСС является следующее:

1. Ограничение величины подводимой мощности.
2. Большие габариты трансформатора при выполнении высокоомного УСС.
3. Ограниченная полоса частот с высокой степенью согласования.



Задачи, на решение которых было направлено исследование, заключаются в увеличении номинала подводимой мощности при сохранении массогабаритных характеристик, электрических параметров и надежности за счет увеличения площади контактной поверхности трансформатора с охлаждающей жидкостью.

### ***Предлагаемый способ исполнения***

Увеличение мощности современных РПДУ приводит к тому, что рабочие напряжения достигают в них десятки, а в антенных контурах и сотни киловольт. В связи с этим возникает задача выбора изоляционных промежутков, электрическая прочность которых осведомлена мало [4].

В табл. 1 приведена информация о длительно допустимой средней мощности наиболее популярных резьбовых соединителей каналов типа N и 7/16. Здесь же даны сведения и для кабелей РК-50-9-23 и РК50-11-21 с фторопластовой изоляцией при той же температуре.

Таблица 1

Частота, МГц (температура, КСВН)	Длительно допустимая мощность, Вт			
	Соединитель		Кабель	
	N-типа	7/16	РК50-9-23	РК50-11-21
30 (40 °С для КСВН = 1)	3400	8000	1500	20000
30 (40 °С для КСВН = 1)	2650	6240	11700	15600
30 (40 °С для КСВН = 3,3)	800	1900	3500	4700

Как видно из табл. 1, известные соединители N-типа, 7/16 и кабели марки РК-50 не обеспечивают достаточной допустимой мощности в канале при работе как на рассогласованную нагрузку, так и на температурный режим выше 65 °С. Поэтому в качестве

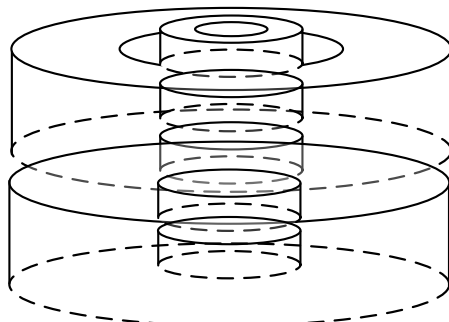
элемента подключения тракта было принято решение использовать соединители, которые относятся к типу EIA. Так называемое фланцевое соединение применяют, когда требуется высокочастотное соединение при работе на повышенную мощность. Обычно такие соединители изготавливаются очень качественно, с высокой точностью, что позволяет пропускать через них мощность, которая определяется только типом соединения кабелей. Это обстоятельство позволяет использовать на корпусах УСС такие типы соединителей для подключения передатчиков.

Для обеспечения надежности и стойкости к максимальным напряжениям и токам необходимо правильно выбрать сечение и тип провода, материал диэлектрической оболочки проводника и материал жидкого диэлектрика для заливки устройства. Максимальные величины напряжений и токов в фидере с волновым сопротивлением 300 Ом при мощности передатчика 20 кВт составляют 2,8 кВ и 9,12 А, поэтому в качестве материала для обмотки трансформаторов были выбраны обмоточные провода с пленочной полиимидно-фторопластовой изоляцией. Такие провода обычно применяются для погружных маслозаполненных электродвигателей и изготовлены из медной проволоки. Использование такого провода позволяет получить малые потери за счет использования в качестве проводника меди.

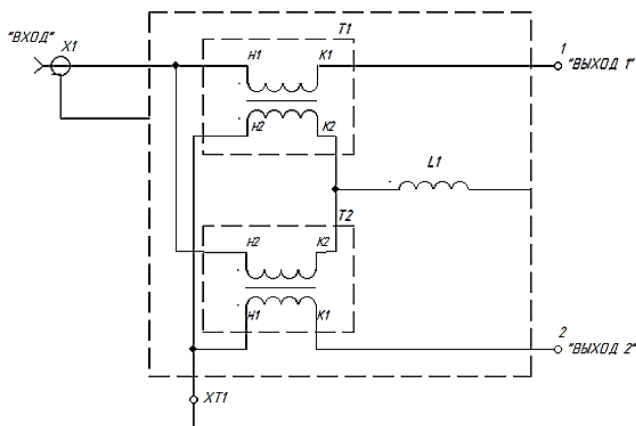
Схемотехнически симметрирующее устройство предлагается выполнить следующим образом: внутри размещается два идентичных трансформатора, имеющих по две обмотки каждый. Трансформатор состоит из ферритовых кольцевых сердечников двух типоразмеров: K120×80×12, K65×40×6 [5]. Ферритовое кольцо типоразмера K65×40×6 располагается в ферритовом кольце K120×80×12 с фиксированным зазором, используемым для увеличения площади контактной поверхности трансформатора с охлаждающей жидкостью. На рис. 1 приведена структурная схема предлагаемого размещения колец трансформатора.

В результате такого размещения площадь контактной поверхности трансформатора с охлаждающей жидкостью увеличится, что позволяет снизить нагрев колец, следовательно, повысить номинал подводимой мощности.

Общая схема УСС электрическая принципиальная приведена на рис. 2. Симметричная нагрузка 300 Ом подключается к выходам 1 и 2, несимметричный выход передатчика подключается к входу.



**Рис. 1.** Расположение кольцевых ферритовых сердечников



**Рис. 2.** Схема УСС электрическая принципиальная

Входные обмотки  $K1$  и  $K2$  соединены параллельно. Реактивное сопротивление  $X$  входной обмотки трансформатора на нижней частоте  $f$  рабочего диапазона должно превышать значения входного сопротивления  $R$  не менее чем в четыре раза [6], следовательно, значение индуктивности  $L$  должно удовлетворять неравенству (1).

$$L \geq \frac{4R}{2\pi f} \quad (1)$$

Для обеспечения работы в заданном диапазоне частот с минимальными переходными потерями выбирают соответствующий тип феррита. Отношение витков входной и выходной обмоток  $n$  выбирается исходя из заданного коэффициента трансформации  $k$ , определяемого по формуле (2).

$$k = \left(1 + \frac{n_1}{n_2}\right)^2. \quad (2)$$

Исходя из табл. 2, наиболее оптимальный вариант представляет обмотка  $n_1$ , включающая 6 витков, и обмотка  $n_2$ , включающая 4 витка.

Таблица 2

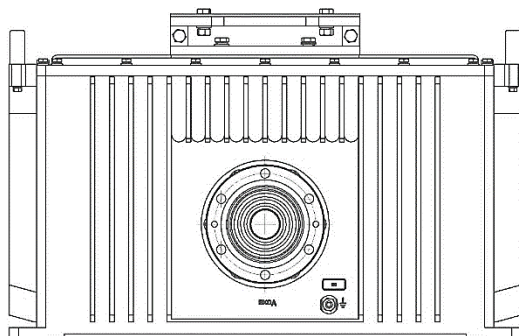
$n_1$	$n_2$	$k$
4	3	5,44
6	4	6,20
7	5	5,76

Из формулы (1) следует, что для получения высокой степени согласования на нижней частоте рабочего диапазона значение индуктивности входной обмотки должно быть не менее 21 мкГн.

При предложенном варианте расположения кольцевых ферритовых сердечников, согласно схеме на рис. 2, измеренная индуктивность сердечника составила 33,1 мкГн, что позволяет обеспечить высокую степень согласования на нижней частоте рабочего диапазона при сохранении габаритных размеров.

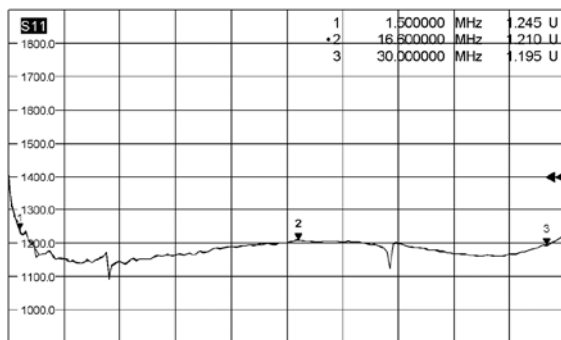
Внешне изделие представляет собой систему из двух идентичных трансформаторов, предназначенных для согласования симметричной нагрузки 300 Ом с несимметричной нагрузкой 50 Ом. Трансформаторы размещены внутри металлического корпуса с ребристой наружной поверхностью и залиты полиметилсилоксановой жидкостью. На боковой поверхности корпуса установлен фланец, предназначенный для подключения РПДУ. На верхней поверхности корпуса расположен симметричный выход, заканчи-

вающийся фланцем и предназначенный для подключения двухпроводной симметричной линии 300 Ом. Внешний вид такого устройства приведен на рис. 3.



**Рис. 3.** Внешний вид устройства

На рис. 4 приведены измеренные значения КСВН в рабочем диапазоне частот предлагаемого УСС при нагрузке сопротивлением 300 Ом.



**Рис. 4.** Измеренные значения КСВН

Как видно из рис. 4, в диапазоне частот 1,5–30 МГц обеспечивается высокая степень согласования.

В табл. 3 приведены характеристики устройств согласующих зарубежного и отечественного производства. Согласно табл. 3, разработанное изделие незначительно уступает зарубежному аналогу,

но функционирует в более широком диапазоне температур на антенны с более низким уровнем согласования.

Таблица 3

<i>Наименование</i>	<i>Изделие SMC group</i>	<i>Разработанное изделие</i>
Отношение сопротивлений, Ом/Ом	50/300	50/300
Номинальная мощность, Вт	20000	20000
КСВН изделия	1,2	1,20
Допустимый КСВН нагрузки	2,5	4
Диапазон рабочих частот	1,5–32	1,5–30
Переходное затухание, дБ		
Коэффициент асимметрии, %	не более 5	не более 5
Габаритные размеры, мм	700×600×500	561×431×361
Масса, кг	110 кг	80,8 кг
Рабочая температура, °С	-40 – +50 °С	-50 – +50 °С

Тем не менее предложенное схемотехническое решение УСС по данной схеме позволяет:

- 1) добиться высокой степени согласования в диапазоне частот 1,5–30 МГц;
- 2) увеличить номинал подводимой мощности при сохранении установочных размеров трансформатора;
- 3) использовать изделие для работы на рассогласованную нагрузку (КСВН = 4);
- 4) использовать масляную систему охлаждения взамен воздушной, что, в свою очередь, позволяет сократить общие массогабаритные размеры изделия.

Результаты технической проверки показали возможность применения данного устройства и способа исполнения симметрирующего согласующего в составе комплекса радиопередающих средств мощностью 20 кВт.

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] Бурова А. А., Калинин А. Л., Лепна В. Р. Мощное антенно-согласующее устройство с повышенным быстродействием // Электросвязь. 2012. № 4. С. 56–58.

[2] *Григоров И. Н.* Антенны: настройка и согласование. М. : Радио-софт, 2003. 272 с.

[3] А. с. СССР №687499, МПК<sup>2</sup> H01P 5/10.

[4] *Колечицкий Е. С., Тарасова Т. Н.* Разрядные характеристики изоляционных промежутков радиоустройств в диапазоне длинных и средних волн // Электросвязь. 1972. № 9.

[5] Технические условия ОЖО.707.091 ТУ.

[6] *Лондон С. Е., Томашевич С. В.* Справочник по высокочастотным трансформаторным устройствам. М. : Радио и связь, 1984. 216 с.

---

*Майненгер Ксения Алексеевна*, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, младший научный сотрудник Института радиоп физики и физической электроники ОНЦ СО РАН, radioseminar@радиосеминар.рф.

**К. А. Майненгер**

## **ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ГРУППЫ АНТЕНН ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЗАДАННОГО УРОВНЯ РАЗВЯЗКИ**

*Сформулирован способ оценки электромагнитной совместимости антенн посредством электродинамического моделирования.*

*Ключевые слова: электромагнитная совместимость, ЭМС, коэффициент развязки, близкорасположенные антенны.*

### ***Введение***

Современные передающие, приёмные и приёмопередающие радиоцентры оснащены аппаратурой радиосвязи различного назначения и диапазона частот. При проектировании радиоцентров одной из важных и актуальных задач является обеспечение на ограниченных площадях электромагнитной совместимости (ЭМС) средств связи, т. е. снижение взаимного влияния друг на друга аппаратуры различного назначения и диапазона частот. Пример такого радиоцентра показан на рис. 1.



***Рис. 1. Оснащенный радиоцентр***

Для стабильной работы большого количества антенн, расположенных на ограниченной площади, необходимо учитывать, насколько близко они расположены относительно друг друга. Под



близкорасположенными антеннами понимаются антенны, находящиеся по отношению друг к другу в ближней зоне (расстояния менее либо сравнимые с длиной волны), при этом взаимное влияние между ними учитывается специальным параметром – коэффициентом развязки. Коэффициент развязки между антеннами характеризуется отношением мощности, подводимой к передающей антенне, к мощности, наведенной в нагрузку приемной антенны. В общем случае расчет развязки между антеннами должен выполняться на основе электродинамического анализа антенн. Задача для стабильной работы близкорасположенных антенн сводится к нахождению максимальной развязки и минимального взаимодействия близкорасположенных антенн.

Цель работы: сформулировав способ оценки ЭМС антенн, рассчитать коэффициент развязки для близкорасположенных антенн, провести электродинамическое моделирование системы близкорасположенных приемопередающих антенн для обеспечения заданного уровня развязки.

Для достижения этой цели нужно решить следующие задачи:

1. Изучить литературу, посвященную антеннам КВ-диапазона и методам их расчета.
2. Определить тип исследуемой КВ-антенны.
3. Провести электродинамическое моделирование и расчет выбранного типа антенны.
4. Оценить возможные варианты взаимного расположения комплекса исследуемых антенн.
5. Определить коэффициент развязки как меру ЭМС антенны.

### ***Определение типа исследуемой КВ-антенны***

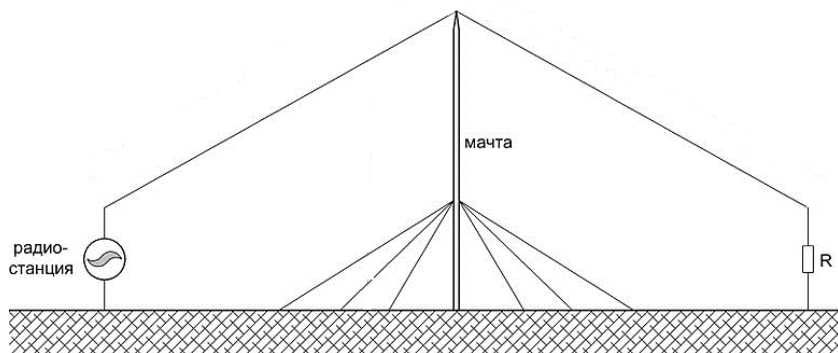
В связи с выделением ограниченных площадей для размещения АФУ на приемопередающих радицентрах и работы на нескольких корреспондентов в разных направлениях на одной частоте, необходимо обеспечивать развязку данных систем (как правило, величина порядка 30–40 дБ). При использовании однотипных антенн затруднительно обеспечить развязку данной системы лишь с помощью поляризации либо пространственного разнесения (на ограниченных площадях), данные условия, в свою очередь, требуют использования направленных антенн, таких как

ромбические, бегущей волны, логопериодические.

Наиболее простыми в реализации являются антенны бегущей волны. Существует широкий класс антенн бегущей волны, представляющих собой направленную антенну, по геометрической оси которой распространяется бегущая волна электрических волн. Первой и наиболее простой антенной бегущей волны является так называемая антенна Беверджа, которая имеет следующие разновидности:

- 1) полуромбическая, или V-образная антенна;
- 2) лямбда-образная антенна;
- 3) ромбическая антенна.

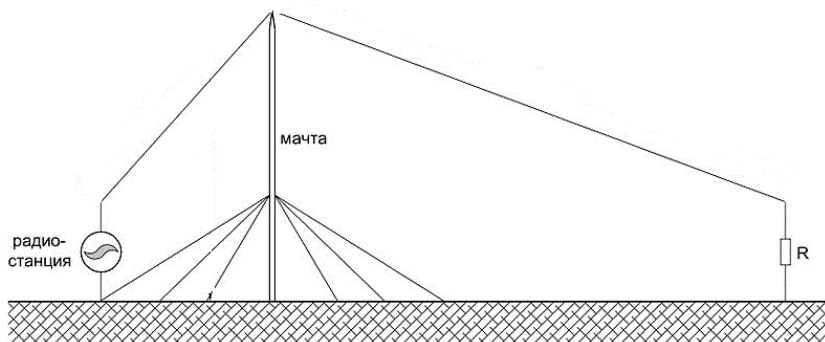
Антенна вертикальная полуромбическая образуется при подвесе средней точки провода антенны на необходимой высоте с получением равнобедренного треугольника (полуромба) в вертикальной плоскости (рис. 2).



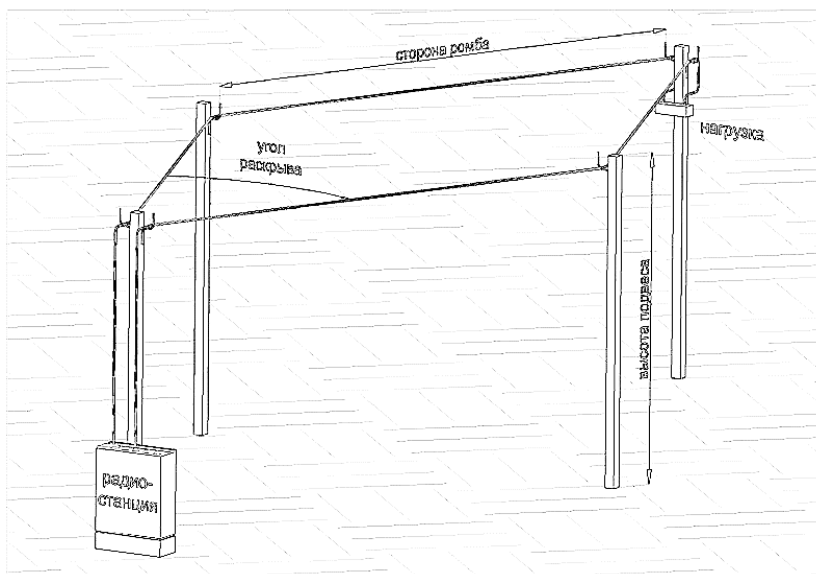
**Рис. 2.** Вертикальная полуромбическая антенна

Лямбда-образная антенна, представляющая собой V-образную антенну, при которой точка подвеса смещается ближе к радиостанции (рис. 3).

Ромбическая антенна, представляет собой проволочный излучатель в форме ромба, расположенный на заданной высоте параллельно поверхности земли (рис. 4).



**Рис. 3.** Лямбда-образная антенна



**Рис. 4.** Ромбическая антенна

Основным недостатком таких антенн является наличие в диаграмме значительных боковых лепестков, что не наблюдается в отношении остронаправленных антенн. Однако, по сравнению с последними, горизонтальный ромб обладает рядом преимуществ, такими как:

- 1) широкий диапазон рабочих частот;
- 2) простота согласования с двухпроводным фидером;
- 3) простота конструкции и эксплуатации.

Такие особенности позволяют использовать ромбические антенны в коротковолновых стационарных радиоцентрах как для передачи, так и для приема. Основное направление излучение такой антенны – в сторону нагрузочного резистора или другого нагрузочного элемента.

В качестве примера расчета ЭМС двух близкорасположенных антенн для электродинамического моделирования была выбрана система из двух вертикальных полуромбических антенн.

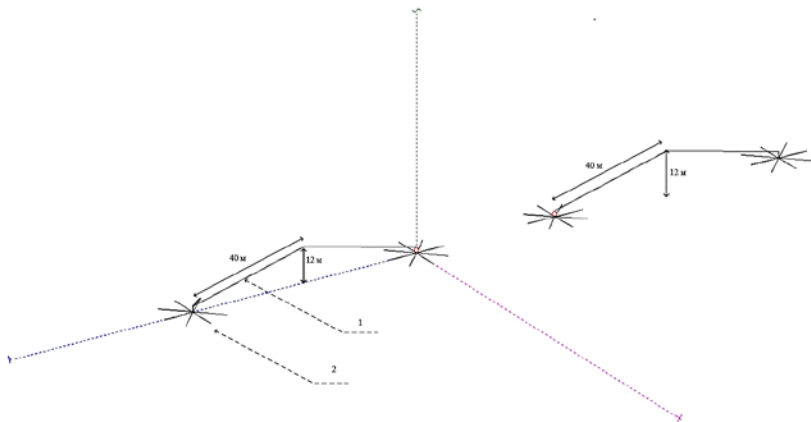
### *Электродинамическое моделирование*

Широкая популярность и хорошее согласование расчетов с экспериментами, выполняемыми в программном комплексе MMANA, позволяют предположить, что метод моментов, на основе которого построен этот комплекс, может быть использован и для расчета развязки антенн, но напрямую этот параметр в программе MMANA не вычисляется.

Электродинамический анализ полуромбической антенны с учетом влияния подстилающей поверхности проведен с помощью пакетов прикладных программ MMANA-GAL Basic и NEC-2 for MMANA, реализующих такой алгоритм электродинамического расчета антенн, как метод моментов [2]. Вышеназванные программы находятся в свободном доступе.

Электродинамическое моделирование проводилось для двух вертикальных полуромбических антенн. Конструкция антенны и построенная модель, для которой в дальнейшем осуществлялся электродинамический анализ, приведены на рис. 5.

Данное расположение антенн предназначено для работы с корреспондентами, находящимися в разных направлениях. Расчеты выполнялись для частот 3, 10, 20, 30 МГц и расстояний между антеннами 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100 м. Определен случай максимальной развязки между исследуемыми антеннами вследствие их геометрического расположения.



**Рис. 5.** Эскиз конструкции вертикальной полуромбической антенны:  
 1 – излучатель антенны; 2 – система противовесов;  
 диапазон рабочих частот АФС 3–30 МГц; высота мачты 12 м;  
 длина излучателя 80 м; ширина изделия 25 м

### **Определение коэффициента развязки**

В качестве параметра для оценки взаимного влияния антенн выбран коэффициент развязки антенн [1], равный отношению мощности, подведенной к передающей антенне, к мощности, наведенной на согласованной нагрузке второй близкорасположенной антенне сигналом этого передатчика при попадании на вход через его антенно-фидерную систему:

$$K_{\text{разв}} = \frac{P_1}{P_2} = \frac{I_1^2 R_1}{I_2^2 R_2}, \quad (1)$$

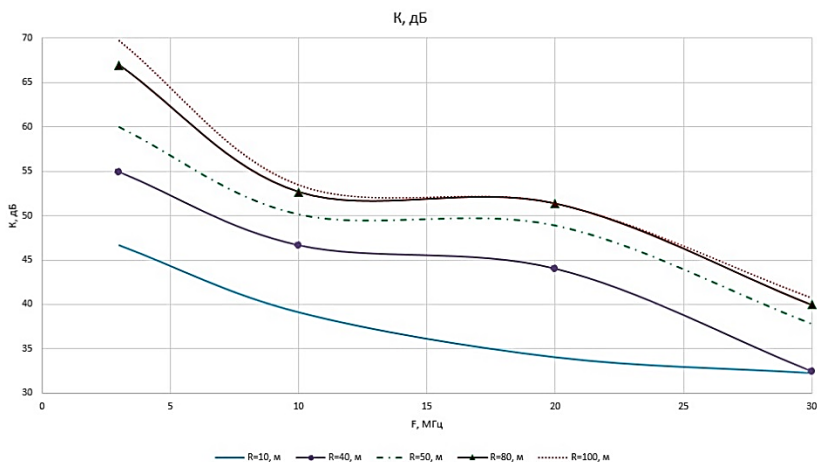
где  $P_1$  – мощность, подведенная к передающей антенне, Вт;  $P_2$  – мощность, наведенная на согласованную нагрузку, подключенную ко второй близкорасположенной антенне, Вт;  $I_1, I_2$  – токи в первой и второй антенне соответственно, А;  $R_1, R_2$  – входное сопротивление первой и второй антенны соответственно, Ом;  $K_{\text{разв}}$  – коэффициент развязки антенн.

Выражение (1) преобразуется в вид

$$K_{\text{разв}} = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{I_1}{I_2} \right), \quad (2)$$

где  $K_{\text{разв}}$  выражен в дБ.

Таким образом, для определения коэффициента развязки необходимо знать значения токов в передающей и приемной антенне. Для расчета токов в передающей антенне и токов, наведенных во второй антенне, использовалась программа моделирования антенн MMANA-GAL, предназначенная для расчета и анализа антенн методом моментов. MMANA-GAL позволяет рассчитать любые типы антенн, которые можно представить как произвольный набор проводов, и диаграммы направленности в вертикальной и горизонтальных плоскостях, а также производить расчет на любой частоте. Кроме этого, она дает возможность рассчитать таблицу тока, в которой приведены его параметры (амплитуда, фаза, реальная и мнимая часть) в каждом из сегментов расчёта.



**Рис. 6.** Коэффициент развязки антенн полуромбического типа

Вычисленные значения тока в точке питания передающей антенны и в нагрузке второй антенны подставляем в выражение (2). Полученное отношение величин есть развязка в децибелах по мощности. Расчетные значения коэффициента развязки в зависимости от частоты представлены на рис. 6.

Как видно из графика, для обеспечения развязки не хуже 40 дБ расстояние между антеннами должно составлять не менее 80 м в диапазоне частот 3–30 МГц. Данное расположение антенн

обеспечивает стабильную работу близкорасположенных антенн без значительного влияния.

### ***Заключение***

При выполнении данной работы была обоснована актуальность поставленной задачи, изучен метод электродинамического анализа антенн.

Сформулирован способ оценки ЭМС антенн, рассчитан коэффициент развязки для близкорасположенных антенн.

Выбрано оптимальное расстояние для обеспечения заданного уровня развязки при условии работы на двух корреспондентов, находящихся в противоположных направлениях. Проведено электродинамическое моделирование системы близкорасположенных приемопередающих антенн

### ЛИТЕРАТУРА

[1] Коротковолновые антенны / Г. З. Айзенберг [и др.]. М. : Радио и связь, 1985.

[2] *Гончаренко И. В.* Компьютерное моделирование антенн. Все о программе MMANA. М. : ИП РадиоСофт ; Журнал «Радио», 2002. 80 с.

---

*Майнелгер Ксения Алексеевна*, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, младший научный сотрудник Института радиоп физики и физической электроники ОНЦ СО РАН, [radioseminar@радиосеминар.рф](mailto:radioseminar@радиосеминар.рф).

**О. Н. Максимов**

## **ПРИМЕНЕНИЕ ФАЗОВЫХ ФОРМАТОВ МОДУЛЯЦИИ В ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ**

*Фазовые форматы модуляции имеют преимущества перед амплитудными. В докладе рассказано о NRZ-DPSK и RZ-DPSK форматах модуляции: формировании сигналов, способах их детектирования, зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум. Выполнено сравнение этих форматов модуляции с форматами NRZ-OOK и RZ-OOK.*

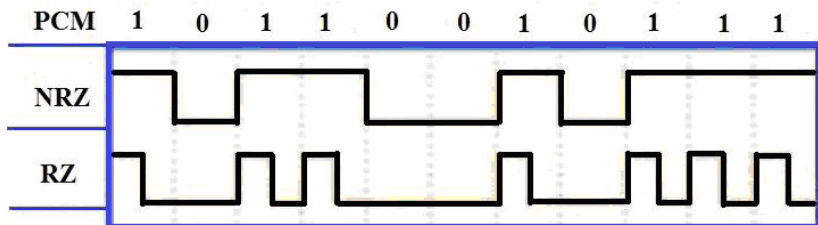
*Ключевые слова: оптические системы связи, амплитудная модуляция, дифференциально-фазовая манипуляция, интерферометр Маха-Цендера, зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум.*

Тема работы актуальна, потому что волоконно-оптическая связь имеет много преимуществ по сравнению с традиционными видами связи и быстро развивается в настоящее время.

Цифровой сигнал, передаваемый по оптической системе связи, можно сформировать, модулируя интенсивность оптической несущей. Например, в оптико-волоконных системах связи применяются NRZ-OOK сигналы – без возврата к нулю (nonreturn-to-zero) и RZ-OOK сигналы – с возвратом к нулю (return-to-zero) (рис. 1). OOK означает on-off-key – включение-выключение. В обоих случаях нулю соответствует отсутствие сигнала, единице – его наличие. Отличие заключается в том, что в формате NRZ импульс, обозначающий 1, занимает весь выделенный для его передачи период, а в формате RZ – только часть, например 50 %. NRZ-OOK и RZ-OOK сигналы называются сигналами с импульсно-кодовой модуляцией или PCM (pulse-code modulation) сигналами.

Другой способ формирования цифрового сигнала – модуляция фазы оптической несущей. Такой способ называется оптической фазовой манипуляцией (phase-shift keying – PSK). Наиболее часто используемым видом этого формата модуляции является дифференциально-фазовая манипуляция (differential phase-shift keying – DPSK).





*Рис. 1. PCM-сигналы: без возвращения к нулю (NRZ), с возвращением к нулю (RZ)*

Цель работы: исследовать свойства сигналов с NRZ-DPSK и RZ-DPSK модуляцией, применяющихся в волоконно-оптических системах связи.

Для достижения этой цели нужно решить следующие задачи:

- 1) изучить литературу, посвященную волоконно-оптическим системам связи;
- 2) вычислить спектральные плотности энергии, глазковые диаграммы и зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для сигналов с NRZ-DPSK и RZ-DPSK модуляцией;
- 3) выполнить сравнение NRZ-DPSK и RZ-DPSK форматов модуляции с амплитудными NRZ и RZ форматами.

На рис. 2 показана блок-схема типичного передатчика NRZ-DSPK. Электрический NRZ-сигнал предварительно кодируется с помощью кодера DPSK, в котором данные, то есть 0 и 1, пропускаются через цифровой фильтр. Последний вносит задержку длительностью в один бит и к каждому поступающему биту добавляет значение предыдущего бита. Суммирование проводится по модулю 1. Пример приведен в табл. 1.

Этот электрический сигнал является управляющим для электрооптического модулятора, который модулирует световую волну, излучаемую лазерным диодом, и генерирует оптический DPSK-сигнал. «1» в сигнале соответствует фазе, равная  $\pi$ , «0» – фаза, равная 0. Оптическая мощность сигнала NRZ-DPSK постоянна.

## Дифференциальное кодирование

Номер бита, $k$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Информационное сообщение, $b_0(k)$		1	0	1	1	0	1	1	0	0	1
Сообщение в дифференциальной кодировке (первый бит произвольный), $b(k)$	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1
Соответствующий сдвиг фаз, $\theta(k)$	$\pi$	0	0	$\pi$	0	0	$\pi$	0	0	0	$\pi$

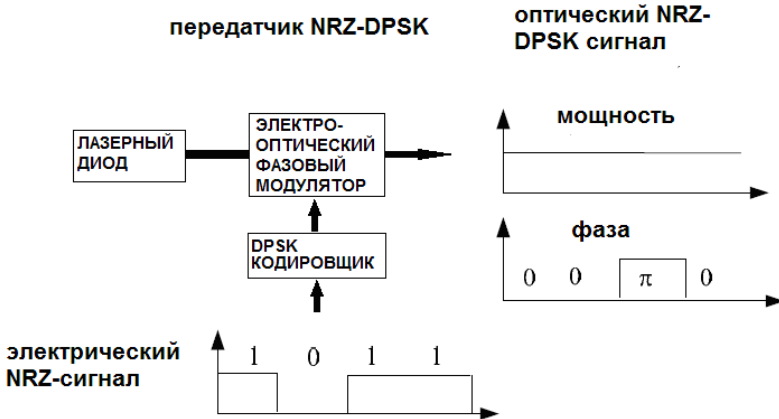
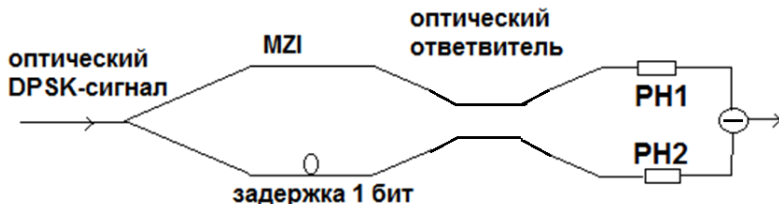


Рис. 2. Блок-схема типичного NRZ-DPSK передатчика

На рис. 3 показана блок-схема приемника NRZ-DPSK сигнала. Обычно в качестве приемника используется интерферометр Маха-Цендера (Mach-Zehnder Interferometer (MZI)) с задержкой в один бит в одном из плеч. MZI используется для корреляции каждого бита с соседним и преобразования фазы в интенсивность. Есть два выхода MZI, которые называются конструктивным портом и деструктивным портом. Для конструктивного порта, когда два последовательных бита синфазны, они приводят к высокому уровню сигнала на выходе из интерферометра; если разность фаз между

ними равна  $\pi$ , они взаимно компенсируют друг друга и приводят к низкому уровню сигнала. Для деструктивного порта происходит наоборот.



**Рис. 3.** Блок схема типичного NRZ-DPSK приёмника: PH1, PH2 – фотодиоды конструктивного и деструктивного портов

Таблица 2

**Прием DPSK сигнала**

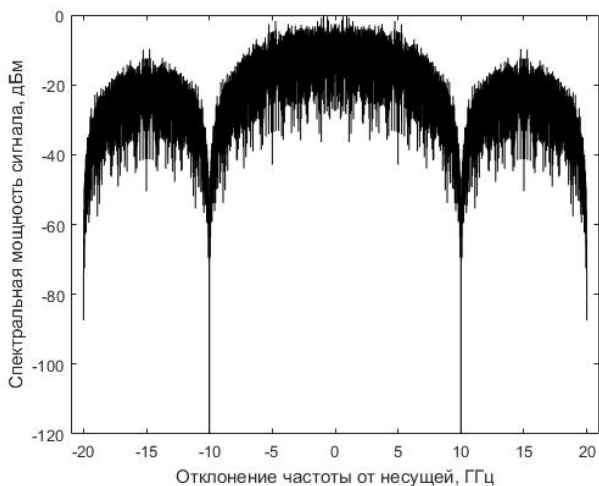
Номер бита, $k$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Информационное сообщение, $b_0(k)$		1	0	1	1	0	1	1	0	0	1
Сообщение в дифференциальной кодировке (первый бит произвольный), $b(k)$	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1
Соответствующий сдвиг фаз, $\theta(k)$	$\pi$	0	0	$\pi$	0	0	$\pi$	0	0	0	$\pi$
Идеальная величина сигнала на выходе конструктивного порта в условных единицах		0	1	0	0	1	0	0	1	1	0
Идеальная величина сигнала на выходе деструктивного порта в условных единицах		1	0	1	1	0	1	1	0	0	1
Принятая последовательность битов		1	0	1	1	0	1	1	0	0	1

В DPSK-приемнике, который применяется на практике, используются как конструктивный, так и деструктивный порты. Такой приемник называется сбалансированным, фотодиоды в нем используются для каждого из портов, затем фототоки двух фотодиодов (PD) сравниваются (логическое вычитание). При этом чувствительность приемника улучшается по сравнению с использованием только одного фотодиода в конструктивном или деструктивном порту. Если сигнал на выходе конструктивного порта больше, чем сигнал на выходе деструктивного порта, то считается, что передан 0, если наоборот, то считается, что передана 1. Пример декодирования DPSK-сигнала приведен в табл. 2.

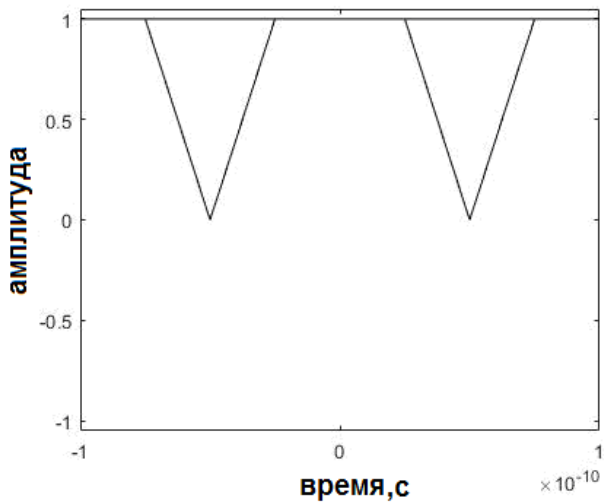
Теоретическая вероятность ошибки описывается следующим выражением

$$P_B = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right). \quad (1)$$

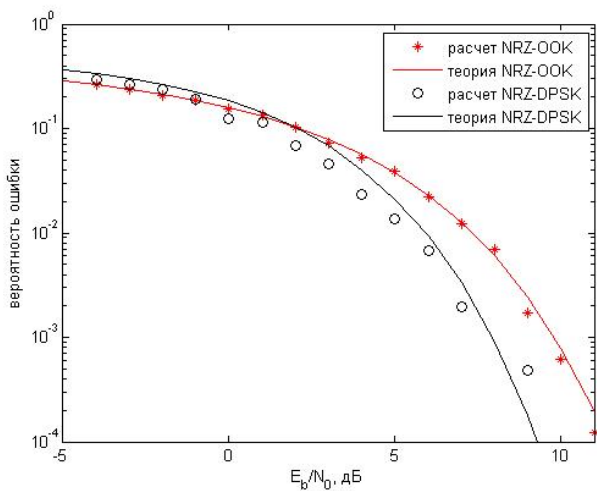
На рис. 4 приведена спектральная плотность энергии NRZ-DPSK сигнала при скорости передачи данных 10 Гбит/с. Отсутствует пик на несущей частоте. Это следствие того, что оптическая мощность постоянна, но есть фазовые сдвиги на  $\pi$  между битами, поэтому среднее оптическое поле равно нулю.



**Рис. 4.** Спектральная плотность энергии NRZ-DPSK сигнала



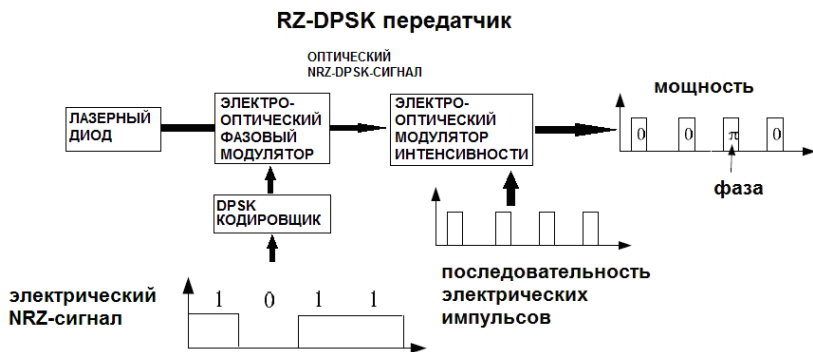
**Рис. 5.** Глазковая диаграмма для NRZ-DPSK сигнала



**Рис. 6.** Вероятности ошибки для NRZ-DPSK и амплитудного NRZ форматов модуляции

На рис. 5 приведена глазковая диаграмма. На рис. 6 показаны результаты расчета вероятности ошибки с помощью моделирования приема NRZ-DPSK сигнала при различных значениях отношения сигнал/шум. Сплошная кривая – график теоретической зависимости (1). Для сравнения на рис. 6 приведены результаты расчета для амплитудного NRZ-сигнала. Вывод: NRZ-DPSK модуляция дает лучшие результаты по сравнению с NRZ-модуляцией.

Для того чтобы повысить устойчивость системы к нелинейным искажениям и увеличить дальность передачи, был предложен DPSK с возвратом к нулю (RZ-DPSK). Так же, как в формате NRZ-DPSK, выполняется манипуляция фазы оптической несущей. Но ширина оптических импульсов уже, чем битовый интервал, и поэтому оптическая мощность сигнала обращается в ноль на границе каждого битового интервала. Чтобы генерировать оптический сигнал RZ-DPSK, необходимо использовать не один, как при генерации NRZ-DPSK сигнала, а два модулятора. Блок-схема передатчика RZ-DPSK показана на рис. 7.



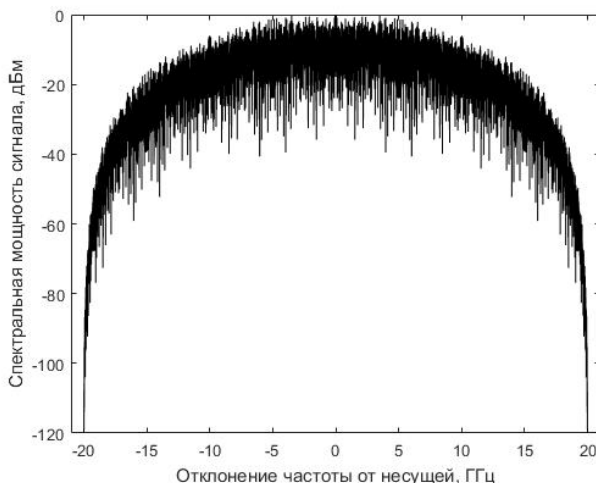
**Рис. 7.** Блок-схема типичного RZ-DPSK передатчика

Сначала первый электрооптический фазовый модулятор генерирует сигнал NRZ-DPSK, а затем этот сигнал модулируется вторым модулятором. Огибающая RZ-сигнала выражается через огибающую NRZ-сигнала следующим образом:

$$A_{RZ} = \tau_2 A_{NRZ} = A_{NRZ} \sin^2 \left( \frac{\pi}{2} \sin^2 \frac{\pi t}{T} \right), \quad (2)$$

где  $\tau_2$  – коэффициент пропускания второго модулятора,  $T = 1/R_b$  – продолжительность бита, обратная  $R_b$  скорости передачи данных.

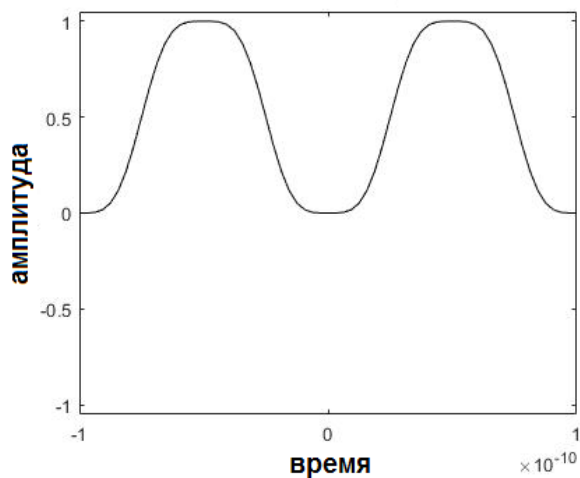
Спектр RZ-DPSK сигнала со скоростью передачи данных 10 Гбит /с показан на рис. 8. Из-за меньшей ширины импульса спектр RZ-DPSK сигнала шире, чем у NRZ-DPSK сигнала. Широкий спектр делает RZ-DPSK сигнал более восприимчивым к хроматической дисперсии. Однако, подобно RZ-OOK, RZ-DPSK более устойчив к эффекту фазовой самомодуляции, вызванной дисперсией групповой скорости при оптимальной компенсации дисперсии.



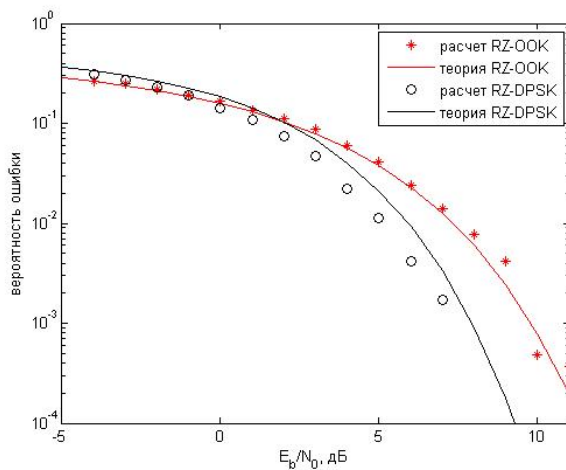
**Рис. 8.** Спектральная плотность энергии RZ-DPSK-сигнала

На рис. 9 приведена глазковая диаграмма RZ-DPSK сигнала. Прием RZ-DPSK-сигнала осуществляется так же, как прием NRZ-DPSK-сигнала.

На рис. 10 показаны результаты расчета вероятности ошибки с помощью моделирования приема RZ-DPSK сигнала при различных значениях отношения сигнал/шум. Сплошная кривая – график теоретической зависимости (1). Для сравнения на рис. 10 приведены результаты расчета для амплитудного RZ-сигнала. Из графиков следует, что RZ-DPSK модуляция дает лучшие результаты по сравнению с RZ-модуляцией.



**Рис. 9.** Глазковая диаграмма для RZ-DPSK сигнала



**Рис. 10.** Сравнение вероятности ошибки RZ-DPSK формата модуляции с амплитудным RZ-форматом



### ***Заключение***

В ходе выполнения работы изучена литература, посвященная волоконно-оптическим системам связи. Вычислены спектральные плотности энергии, глазковые диаграммы и зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для сигналов с NRZ-DPSK и RZ-DPSK модуляцией. Выполнено сравнение NRZ-DPSK и RZ-DPSK форматов модуляции с амплитудными NRZ- и RZ-форматами.

### ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Гоноровский И. С.* Радиотехнические цепи и сигналы : учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. М. : Советское радио, 1977. 608 с.
- [2] *Баскаков С. И.* Радиотехнические цепи и сигналы. М. : Высшая школа, 2000. 462 с.
- [3] *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение : пер. с англ. Изд. 2-е, испр. М. : Вильямс, 2003. 1104 с.
- [4] *Гауэр Дж.* Оптические системы связи : пер. с англ. М. : Радио и связь, 1989. 504 с.
- [5] *Шарварко В. Г.* Волоконно-оптические системы связи : учебное пособие. Таганрог : Изд-во ТРГУ, 2006. 107с.
- [6] *Агравал Г.* Нелинейная волоконная оптика : пер. с англ. М. : Мир, 1996. 323 с.
- [7] *Zhang S.* Advanced Optical Modulation Formats in High-speed Lightwave System. Thesis (M.S.). University of Kansas, Electrical Engineering and Computer Science, 2004. 85 p.
- [8] *Семёнов А. С., Смирнов В. Л., Шмальков А. В.* Интегральная оптика для систем передачи и обработки информации. М. : Радио и связь, 1990. 224 с.

---

*Максимов Олег Николаевич*, магистрант Омского государственного университета им. Ф.М. Достоевского, radioseminar@радиосеминар.рф.

**М. О. Феллер**

## **НАПРАВЛЕННЫЙ ОТВЕТВИТЕЛЬ СВЧ-ДИАПАЗОНА**

*Доклад посвящен разработке направленного ответвителя диапазона 4–6 ГГц в МДМ (металл-диэлектрик-металл) исполнении. Сделан обзор основных типов тонкопленочных направленных ответвителей СВЧ-диапазона, проанализированы их преимущества и недостатки, выбран оптимальный. Особое внимание уделено электромагнитному моделированию МДМ-структуры направленного ответвителя. Показан технологический маршрут его изготовления, приведены результаты его измерений.*

Ключевые слова: *направленный ответвитель, электромагнитное моделирование, МДМ-исполнение.*

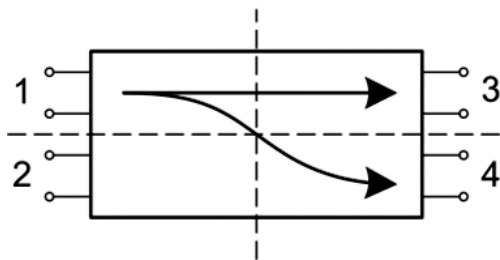
### ***Введение***

На сегодняшний день в каждом классе беспроводных сетей, от персональных сетей с дальностью передачи несколько метров (Bluetooth, UWB) до локальных с радиусом сотни метров (Wi-Fi), а также сетей городского масштаба (WiMAX), с дальностью передачи десятки метров и километров, есть беспроводные устройства с частотами 5–10 ГГц. Одно из требований к современным мобильным устройства СВЧ-радиосвязи – это снижение своих массогабаритных характеристик, в первую очередь путем применения интегральных технологий в реализации пассивной части радиотракта. Пассивные устройства включают в себя фильтры, аттенюаторы, делители, сумматоры и др. Целью работы была реализация миниатюрного трехдецибельного направленного ответвителя на диапазон рабочих частот 3,5–6,5 ГГц.

### ***Постановка задачи***

В технике СВЧ в качестве развязывающих устройств часто используют направленные ответвители (НО). Эти устройства предназначены для направленного ответвления определенной части мощности из основной линии. Как самостоятельные устройства НО применяются для разветвления сигнала с линии, контроля па-

раметров сигнала в линии и ее согласования. Как элементы аппаратуры НО используются в радиоизмерительных приборах, радиоприемных, радиопередающих и других электронных устройствах [1]. СВЧ-устройства очень удобно представлять в виде многополюсника, заданного матрицей рассеяния или S-параметрами. На рис. 1 показан НО в виде элементарного восьмиполюсника.



**Рис. 1.** Направленный ответвитель в виде элементарного восьмиполюсника

Характеристики направленного ответвителя [2] необходимо выразить через S-параметры.

Переходное ослабление,  $C_{14}$  – логарифм отношения входной мощности основной линии к мощности, ответвленной в рабочее плечо вспомогательной линии:

$$C_{14} = 10 \times \lg \left( \frac{P_1}{P_4} \right) = 10 \times \lg \left( \frac{1}{|S_{14}|^2} \right).$$

Направленность,  $C_{42}$  – логарифм отношения мощностей на выходе рабочего и нерабочего плеча вторичной линии:

$$C_{42} = 10 \times \lg \left( \frac{P_4}{P_2} \right) = 10 \times \lg \left( \frac{|S_{14}|^2}{|S_{12}|^2} \right).$$

Развязка,  $C_{12}$  – логарифм отношения мощности на входе первичной линии к мощности в нерабочем плече вторичной линии:

$$C_{12} = 10 \times \lg \left( \frac{P_1}{P_2} \right) = 10 \times \lg \left( \frac{1}{|S_{12}|^2} \right).$$

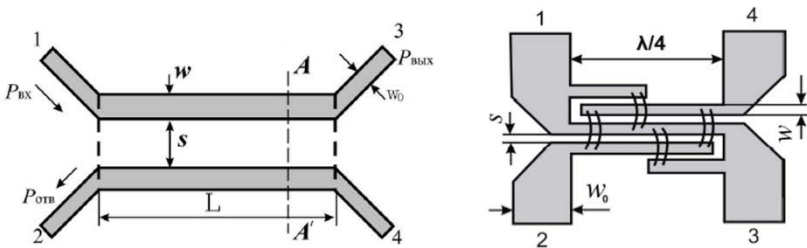
Рабочее затухание,  $C_{13}$  – выраженное в децибелах отношение мощности на входе и выходе основного канала НО:

$$C_{13} = 10 \times \lg \left( \frac{P_1}{P_3} \right) = 10 \times \lg \left( \frac{1}{|S_{13}|^2} \right).$$

Коэффициент стоячей волны (КСВ, или SWR) первичной и вторичной линии можно представить как отношение наибольшего значения амплитуды напряженности электрического или магнитного поля стоячей волны в линии передачи к наименьшему [3]. КСВ связан с модулем коэффициентом отражения, выраженным через S-параметры следующими выражениями.

$$КСВ_1 = \frac{1 + |S_{11}|^2}{1 - |S_{11}|^2}; КСВ_2 = \frac{1 + |S_{22}|^2}{1 - |S_{22}|^2}; КСВ_3 = \frac{1 + |S_{33}|^2}{1 - |S_{33}|^2}; КСВ_4 = \frac{1 + |S_{44}|^2}{1 - |S_{44}|^2}$$

Оценив необходимый диапазон частот, требование к снижению массогабаритных характеристик и технологические возможности АО «ЦКБА», был сделан выбор в пользу тонкопленочной технологии. Многослойные технологии, такие как LTCC (Low technology co-fired ceramics – технология совместно обжигаемой низкотемпературной керамики), не рассматривались, так как на сегодняшний день минимальные размеры достигнуты тонкопленочной технологией. Виды тонкопленочных НО показаны на рис. 2.



**Рис. 2.** Виды тонкопленочных направленных ответвителей: на связанных линиях (слева) и встречно-штыревой типа Ланге (справа)

Связь в структуре одиночных связанных линий слишком слаба, чтобы достичь высоких значений коэффициента связи в

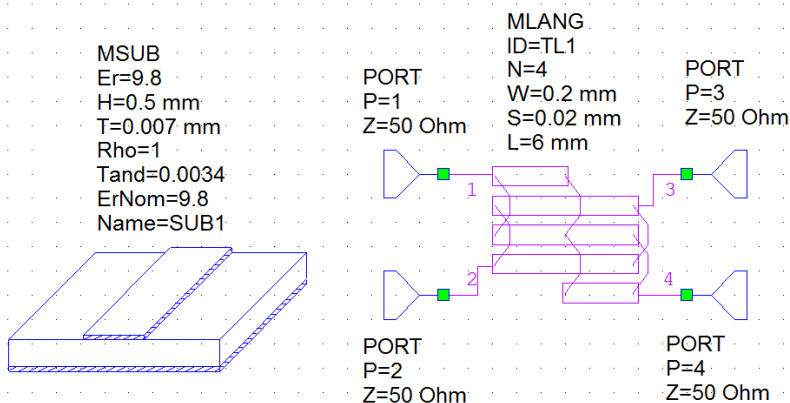
сколько-нибудь приемлемом частотном диапазоне. Одним из способов улучшить такую связь между полосковыми линиями со связью по узким сторонам является использование нескольких параллельных линий таким образом, чтобы краевые поля на обоих краях линии обеспечивали общее соединение. Самая полезная с практической точки зрения реализация этой идеи представлена НО типа Ланге (рис. 2, справа). Помимо этого, начиная с некоторого уровня миниатюризации устройств, подстройка их параметров после изготовления становится технически невозможной. Поэтому нужен вариант реализации НО с точно рассчитанными параметрами, с минимальными отклонениями в топологии и незначительным человеческим фактором при его производстве. Было принято решение отказаться от проволочных перемычек и реализовать связь между плечами НО через МДМ-соединения, т. е. разработать НО в МДМ-исполнении.

### *Моделирование*

Выбранная конструкция НО реализуется как элемент с распределенными параметрами, что фактически означает отсутствие полноценного аналитического решения уравнений электродинамики. Современные системы автоматизированного проектирования позволяют находить численные решения в таких случаях. В качестве САПР был выбран программный пакет компании National Instruments AWR DE Microwave office с электромагнитными симуляторами Axiem и Analist. По общей квалификации пространственных ЭМ-симуляторов Axiem является симулятором класса 2,5D, или «3D планарный», а Analist – это полноценный 3D «решатель». В основе Axiem лежит метод моментов с гораздо меньшим временем расчетов, чем метод конечных элементов, заложенный в 3D симулятор Analist, но при этом Axiem даёт очень хорошие результаты для планарных структур 2D, а прибавка 0,5D означает его пригодность для многослойных планарных структур. Отказ от проволочных перемычек, являющихся 3D объектами, позволяет реализовать НО полностью в планарном исполнении, и моделировать его как 2,5D объект и ЭМ-симулятор Axiem в таком случае самое оптимальное решение. Нужно отметить, что на рынке существуют

и другие САПР с возможностью физического электродинамического моделирования СВЧ-элементов, такие как HFSS или ADS, которые зарекомендовали себя среди радиоинженеров так же хорошо, как и AWR DE, и выбор последнего был продиктован только наличием опыта работы в нем, а не вычислительными преимуществами перед конкурентами.

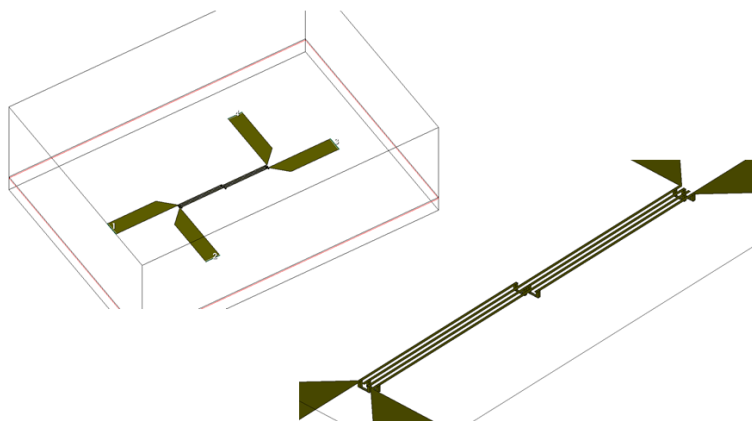
Для грубой оценки геометрии НО была использована математическая модель моста Ланге (рис. 3) из базовой библиотеки AWR DE Microwave office. Варьируя длиной связи, шириной полосков и зазорах, были получены амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) применительно к требуемому диапазону.



**Рис. 3.** Математическая модель моста Ланге из библиотеки AWR DE

Затем, определив приблизительные размеры тонкопленочных проводников, была создана топология НО, определена геометрия переходных отверстий в диэлектрике. После этого запускался ЭМ-анализ полученной топологии НО в МДМ-исполнении в модуле Axiem САПР NI AWR DE. Синтезировалась электромагнитная структура Но с последующей оценкой его АЧХ. По результатам оценки производилась оптимизация геометрических параметров топологии НО и запускался повторный синтез ЭМ-модели НО.

На рис. 4 представлен 3D вид полученного направленного ответвителя в МДМ-исполнении. Масштаб отображения высоты межслойных металлизированных отверстий увеличен в 50 раз для улучшения визуализации конструкции НО. В остальном всё соответствует полученным размерам – ширина полосков и зазоров по 20 мкм, толщина диэлектрика 1 мкм.

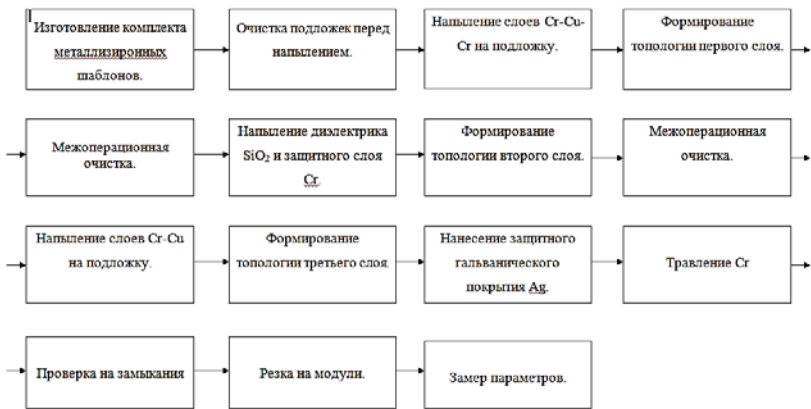


**Рис. 4.** 3D вид направленного ответвителя в МДМ-исполнении: общий (слева), увеличенное изображение моста Ланге (справа)

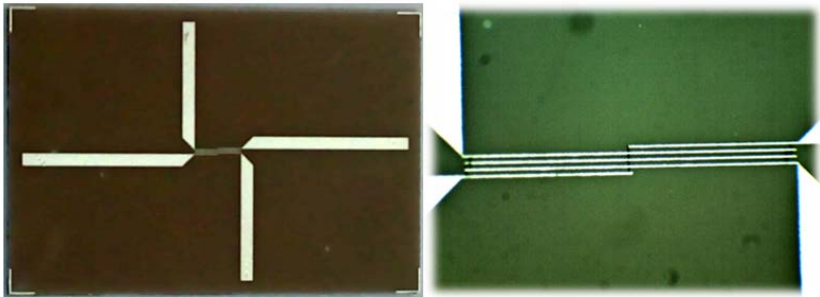
### ***Изготовление***

Далее из ЭМ-модели НО в NI AWR DE экспортировалась послойная топология в формате dxf, на её основе разрабатывалась конструкторская документация в программе «Компас 3D», включавшая в себя чертеж платы НО и электронные версии комплекта шаблонов для его изготовления.

На основании полученного комплекта конструкторской документации был разработан технологический маршрут производства направленного ответвителя в МДМ-исполнении (рис. 5) и изготовлены опытные образцы (рис. 6).



**Рис. 5.** Технологический маршрут изготовления направленного ответителя в МДМ-исполнении



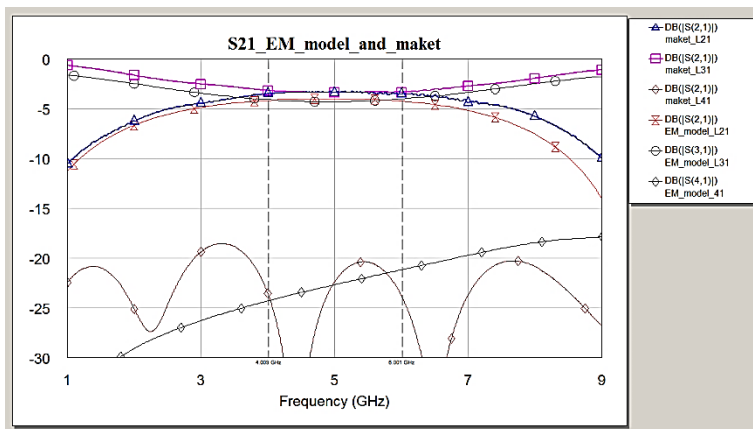
**Рис. 6.** Изготовленные образцы направленного ответителя в МДМ-исполнении: общий вид платы (слева), увеличенное изображение моста Ланге (справа)

### **Измерение**

Для описания ключевых характеристик НО достаточно получить его полную матрицу рассеяния (S-параметров), состоящую из комплексных коэффициентов передачи и отражения. Для измерения S-параметров СВЧ-устройств используют, как правило, векторные анализаторы цепей [4]. Схема измерений была построена на базе двухпортового векторного анализатора цепей Agilent

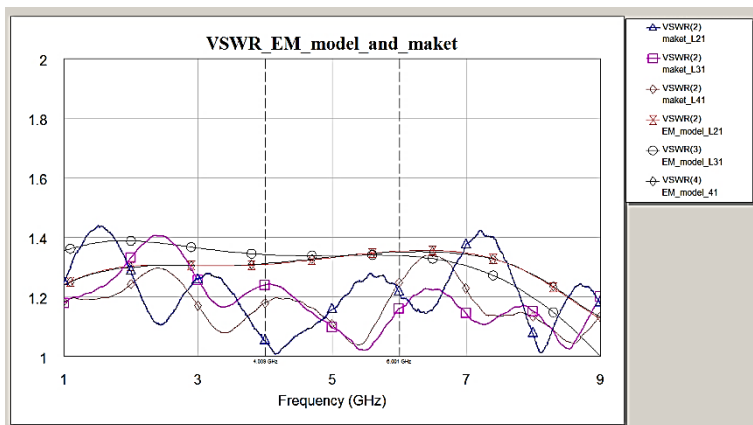


N5222A с фазостабильными коаксиальными кабелями и устройством подключения. Изготовленные образцы монтировались в устройство подключения, и измерения АЧХ НО производилось в 3 этапа. Плечи, на которых не производились измерения в текущий момент, заглушались согласованной нагрузкой на 50 Ом.



**Рис. 7.** АЧХ направленного ответвителя в МДМ-исполнении: данные моделирования – кривые EM\_model, результаты измерения изготовленных образцов – кривые maket

Результаты измерения представлены на рис. 7 и 8, для сравнения на них же приведены АЧХ ЭМ-модели. Очевидно практически полное совпадение. Небольшая разница порядка 0,6 дБ скорее всего вызвана потерями на коаксиально-микроразветвляющемся переходе устройства подключения. Перед каждой серией измерений выполнялась векторная калибровка типа SOLT (короткое замыкание (Short), разрыв (Open), согласованная нагрузка (Load) и прямое соединение (Thru)), плоскость измерений перемещалась от портов векторного анализатора цепей к разъёмам контактного устройства, исключая таким образом потери в кабеле, но не на коаксиально-микроразветвляющемся переходе устройства подключения. Из опыта эксплуатации устройства и проведенных ранее оценок было известно, что эти неучтенные потери составляют величину 0,4–0,6 дБ. С учетом этого можно считать графики АЧХ модели и макетов практически совпадающими.



**Рис. 8.** КСВН направленного ответвителя в МДМ-исполнении: данные моделирования – кривые EM\_model, результаты измерения изготовленных образцов – кривые maket

Аналогичная ситуация совпадения результатов измерения и моделирования при измерении КСВН. Как видно на рис. 8, в полосе рабочих частот он не превышает значения 1,3, что является хорошим результатом для микроволновых устройств СВЧ-диапазона.

### **Выводы и заключение**

В ходе выполнения настоящей работы были получены следующие результаты.

1. Проведен анализ существующих реализаций НО в сантиметровом радиодиапазоне, и сделан выбор в пользу разработки нового конструкторско-технологического решения с заменой проводочных перемычек на межслойные МДМ-соединения.

2. Создана в САПР NI AWR DE электромагнитная структура НО с ДРЧ 3,5...6,5 ГГц и неравномерностью деления мощности 3 дБ.

3. Экстрагирована послонная топология НО, разработана конструкторская документация.

4. Разработаны маршрут создания НО в МДМ-исполнении и комплект фотошаблонов, изготовлены образцы НО для измерений.

5. Получены АЧХ образцов НО. Достигнуто практически

полное совпадение данных ЭМ-моделирования и эксперимента.

6. Продемонстрирована перспективность разработанного конструкторско-технологического решения при реализации НО для мобильных устройств связи, особенно при переходе от сантиметрового к миллиметровому диапазону длин волн.

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] *Малорацкий Л. Г., Явич Л. Р.* Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях. М. : Сов. радио, 1972.

[2] *Кирильчук В. Б., Лихачевский Д. В.* Основы проектирования СВЧ интегральных схем : учеб.-метод. пособие : в 2 ч. Минск : БГУИР, 2012.

[3] ГОСТ 18238-72. Линии передачи сверхвысоких частот. Термины и определения.

[4] *Хибель Михаил.* Основы векторного анализа цепей. М., 2009.

---

*Феллер Мария Олеговна*, инженер-технолог Центрального конструкторского бюро автоматики (Омск), [microelectronics@crba.net](mailto:microelectronics@crba.net).

**А. А. Шлейц**

## **ПРОГНОЗИРОВАНИЕ КРИТИЧЕСКОЙ ЧАСТОТЫ ИОНОСФЕРНОГО СЛОЯ F2 ВО ВРЕМЯ МАГНИТНЫХ БУРЬ**

*Описано прогнозирование критической частоты слоя F2 моделью NeQuick при воздействии на ионосферу геомагнитных возмущений. Освещен метод решающих деревьев с целью повышения точности прогнозирования.*

Ключевые слова: *ионосфера, магнитная буря, критическая частота слоя F2, модель NeQuick, метод решающих деревьев.*

### **Введение**

Одним из видов передачи информации является коротковолновая (КВ) радиосвязь. Один из способов её осуществления заключается в отражении радиоволн от ионосферы. Путём этих многократных отражений от неё и поверхности Земли, КВ-волны могут распространяться на большие расстояния, поэтому дальность и качество КВ-связи зависят от ионосферного состояния.

Ионосфера – это верхние слои атмосферы Земли, состоящие из свободных электронов и протонов, образованных вследствие ионизации воздуха солнечным излучением. Концентрация заряженных частиц в ней неоднородна, поэтому плотность ионосферы возрастает от слоя к слою, пока не достигнет максимума, находящегося в области, называемой слоем F2. Так как большинство КВ-волн отражается от этого слоя, именно его критическую частоту часто используют как величину, характеризующую ионосферу [1].

Состояние ионосферы постоянно подвержено изменениям, одной из причин которых являются магнитные бури. Они вызываются поступлением в окрестности Земли возмущённых потоков солнечного ветра и их взаимодействием с её магнитосферой, в результате чего образуется сильное возмущение в земном магнитном поле.

Влияние магнитной бури на ионосферу характеризуется следующим образом.

1. Часть энергии солнечного ветра, вызвавшего бурю, пре-

одолевают магнитное поле Земли и доходит до ионосферы, увеличивая степень её ионизации.

2. Кольцевой ток, образованный движущимися в приэкваториальной области вокруг Земли ионами, влияет на движение электронов в ионосфере, заставляя их двигаться от средних широт к экватору. Во время магнитной бури увеличивается интенсивность кольцевого тока, заставляя больше электронов стягиваться к экватору. По этой причине концентрация электронов в средних широтах уменьшается, а у экватора увеличивается. Уменьшение электронной концентрации во время бури негативно сказывается на работу КВ-связи [3]. У бури выделяют три этапа развития: внезапное начало, главная фаза и фаза восстановления.

Магнитные возмущения оказывают сильное воздействие на ионосферу, приводя к значительным колебаниям максимальных значений критической частоты. Поэтому для обеспечения стабильной работы КВ-радиосвязи нужно иметь возможность прогнозирования ионосферного состояния, т. е. критической частоты слоя F2 при воздействии на неё магнитных бурь.

### ***Исходные данные***

Для выполнения исследовательской работы необходимо сначала найти необходимые данные. Эти значения берутся из специализированных баз данных: DIDbase (широта, долгота, суточное время, частота отражения для обучения модели); ТЕСИС (количество солнечных пятен, число месяца), Omniweb nasa (магнитные индексы Kp, Dst и Ap).

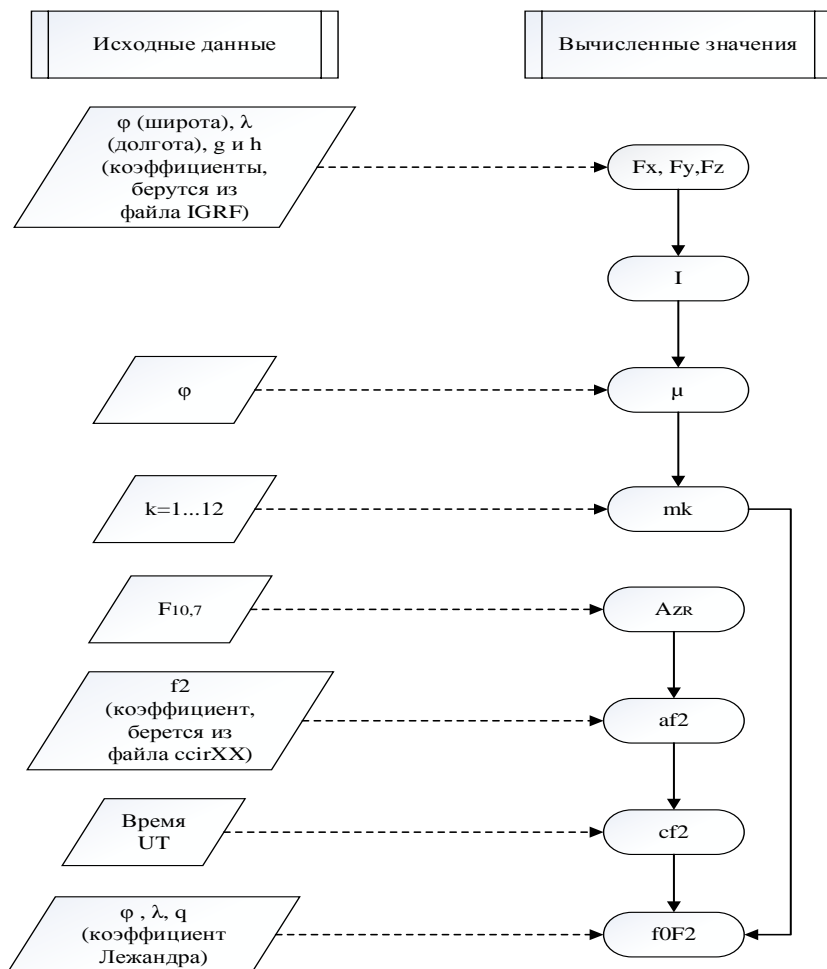
Прогнозирование критической частоты будет проводиться для трех точек, расположение которых соответствует ионозондам (Рокетас. URSI код: EB040. Широта: 40,8. Долгота: 0,5; Афины. URSI код: AT138. Широта: 38,0. Долгота: 23,5; Грейамстаун. URSI код: GR13L Широта: -33,3. Долгота: 26,5).

### ***Определение критической частоты ионосферного слоя F2 ионосферной моделью NeQuick***

Для решения задачи определения критической частоты слоя F2 используется алгоритм ионосферной модели NeQuick (рис. 1).

Вычисления критической частоты слоя F2 для любой точки

земного шара проводятся с использованием рекомендаций Международного союза электросвязи – МСЭ (ITU). Согласно данным рекомендациям, алгоритм расчета  $f_0F2$  основан на применении разложения эмпирической базы данных во временные ряды Фурье [4].



**Рис. 1.** Алгоритм NeQuick

Первое приближение  $f_0F_2$  вычисляется по формуле

$$f_0F_2 = \sum_{k=1}^{12} cf_2 m_k, \quad (1)$$

где  $cf_2 m_k$  – коэффициенты сферических гармоник;

$$m_k = \sin^{k-1}(\mu) \quad (2)$$

– коэффициенты модифицированного магнитного наклонения для каждого члена разложения ряда;

$$\mu = \arctan\left(\frac{I}{\sqrt{\cos(\varphi)}}\right) \quad (3)$$

– модифицированное магнитное наклонение;

$I$  – магнитное наклонение;  $\varphi$  – географическая широта,  $k = 1 \dots 12$ .

Магнитное наклонение находится по формуле

$$I = \tan^{-1}\left(\frac{F_z}{\sqrt{F_x^2 + F_y^2}}\right), \quad (4)$$

где  $F_x$ ,  $F_y$  и  $F_z$  – значения магнитной индукции в направлении географического севера, востока и вертикально вниз, определяемые как

$$F_x = \sum_{n=1}^6 \sum_{m=0}^n x_n^m [g_n^m \cos m\lambda + h_n^m \sin m\lambda] R^{n+2}, \quad (5)$$

$$F_y = \sum_{n=1}^6 \sum_{m=0}^n y_n^m [g_n^m \sin m\lambda - h_n^m \cos m\lambda] R^{n+2}, \quad (6)$$

$$F_z = \sum_{n=1}^6 \sum_{m=0}^n z_n^m [g_n^m \cos m\lambda + h_n^m \sin m\lambda] R^{n+2}, \quad (7)$$

здесь

$$x_n^m = \frac{d}{d\varphi} (P_{n,m}(\cos \varphi)), \quad (8)$$

$$y_n^m = m \frac{P_{n,m}(\cos \varphi)}{\sin \varphi}, \quad (9)$$

$$z_n^m = -(n+1)m P_{n,m}(\cos \varphi). \quad (10)$$

В этих уравнениях  $P_{n,m}(\cos \varphi)$  – соответствующая функция Лежандра, определяемая как

$$P_{n,m}(\cos \varphi) = \sin^m \varphi \left[ \cos^{n-m} \varphi - \frac{(n-m)(n-m-1)}{2(2n-1)} \cos^{n-m-2} \varphi - \frac{(n-m)(n-m-1)(n-m-2)(n-m-3)}{(2)(4)(2n-1)(2n-3)} \cos^{n-m-4} \varphi + \dots \right], \quad (11)$$

$g_n^m$  и  $h_n^m$  – численные коэффициенты в модели магнитного поля в гауссовской системе единиц;  $R$  – масштабный множитель, зависящий от высоты и определяемый как

$$R = \frac{6371,2}{6371,2+h_r}, \quad (12)$$

где  $h_r$  – высота, на которой рассчитывается магнитное поле (принята равной 300 км).

Суммарное магнитное поле  $F$  определяется по формуле

$$F = \sqrt{F_x^2 + F_y^2 + F_z^2}. \quad (13)$$

Коэффициенты сферических гармоник рассчитываются по формуле

$$cf2_i = af2_{i,1} + \sum_{k=1}^6 [af2_{i,2k} \sin(kT) + af2_{i,2k+1} \cos(kT)], \quad (14)$$

где  $af2$  – интерполированные критические частоты;

$T = (15UT - 180)$  – универсальное время, представленное в виде угла ( $-180^\circ \leq T \leq 180^\circ$ ),  $UT$  – время по Гринвичу.

Значения интерполированных критических частот задаются выражением

$$af2_{j,k} = f2_{1,j,k} \left(1 - \frac{Az_R}{100}\right) + f2_{2,j,k} \left(\frac{Az_R}{100}\right), \quad (15)$$

где  $j = 1 \dots 76$ ,  $k = 1 \dots 13$ ,  $f2_{1,j,k}$  – коэффициенты разложения критической частоты при низком уровне солнечной активности ( $Az_R = 0$ ),  $f2_{2,j,k}$  – коэффициенты разложения критической частоты при высоком уровне солнечной активности ( $Az_R = 100$ ). В качестве адаптирующего параметра, вместо числа солнечных пятен, используется индекс солнечной активности  $Az_R$ , напрямую связанный с потоками электромагнитного излучения Солнца, – поток солнечного радиоизлучения на волне 10,7 см ( $F_{10,7}$ ), определяемый согласно выражению



$$Az_R = \sqrt{167273 + (F_{10,7} - 63,7)1123,6} - 408,99. \quad (16)$$

Вычисления  $f_0F2$  ограничиваются 9-м порядком точности:

$$f_0F2 = \sum_{n=1}^9 f_0F2_n, \quad (17)$$

$$f_0F2_n = \sum_{k=1}^{q_k} (cf2_{k_n+2k-1}c_n + cf2_{k_n+2k}s_n)m_kp_n, \quad (18)$$

где  $n = 2 \dots 9$ ,  $q_n = (12, 12, 9, 5, 2, 1, 1, 1, 1)$  – степени Лежандра,  $k_n = k_{n-1} + 2q_{n-1}$ ,  $p_n$ ,  $s_n$  и  $c_n$  – векторы коэффициентов для учета координатной сетки:

$$p_n = \cos^{n-1}(\varphi), \quad (19)$$

$$s_n = \sin((n-1)\lambda), \quad (20)$$

$$c_n = \cos((n-1)\lambda), \quad (21)$$

здесь  $\lambda$  – географическая долгота,  $n = 2 \dots 9$  [5].

### Решающие деревья

Дерево принятия решений (рис. 2.) – это метод анализа и прогнозирования данных, осуществляющийся разбиением множества значений по определенным наборам правил для разбиения.

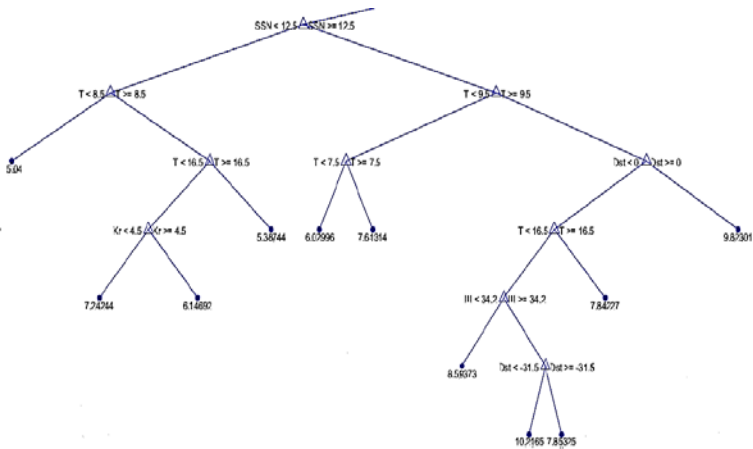


Рис. 2. Дерево принятия решений

При построении решающего дерева изначальный набор значений разбивают на несколько подмножеств, на основе которых формируется древовидная структура. Разбиение проводится на основе традиционных логических операций вида: если (N), то (M). Здесь N является некоторым логическим условием, а M – процедурой деления подмножества данных на две составляющие. Для одной из частей условие N будет истинным, а для другой – ложным. На первом разбиении первый узел дерева использует самое оптимальное суждение. Дальше вся группа объектов делится на два подмножества. Это действие повторяется с каждым полученным узлом. Конечные узлы дерева называются «листьями» и соответствуют найденным решениям.

Решающие деревья делятся на два класса: регрессии и классификации. В дереве регрессии предсказываемый результат рассматривается как вещественное число, а в дереве классификаций результат предсказания является классом, к которому принадлежат анализируемые данные [6].

Критическая частота отражения находится по формуле

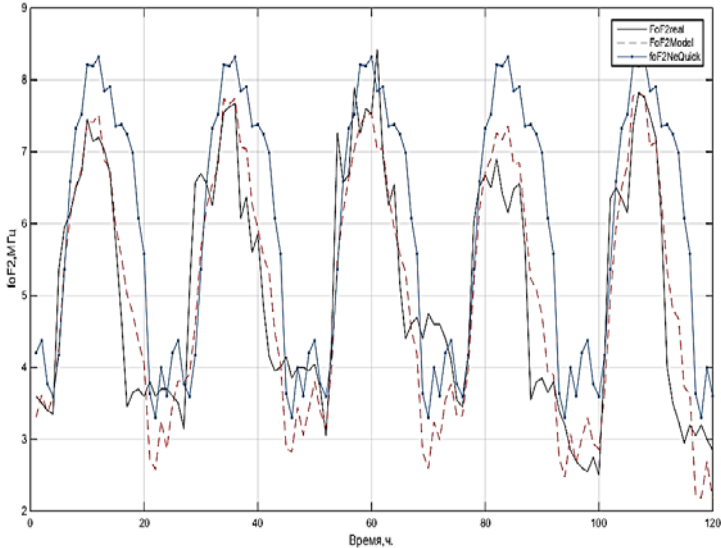
$$f_0F2 = f_0F2' + \Delta\bar{Z}, \quad (22)$$

где  $f_0F2'$  – значения критической частоты, рассчитанные моделью NeQuick;  $\Delta\bar{Z}$  – средняя разница между реальными и рассчитанными данными. Величина Z прогнозируется при помощи решающих деревьев, обучающихся по ионосферным данным.

### ***Анализ разработанной модели***

На рис. 3–5 изображены графики изменения значения частоты отражения за период времени 23–27.10.2016. Магнитная буря была зафиксирована 25–26.10.2016.  $f_0F2$  real – реальные значения частоты отражения;  $f_0F2$  NeQuick – частота, выведенная моделью NeQuick;  $f_0F2$  Model – частота, рассчитанная с учетом погрешностей, выведенных решающими деревьями.

Анализ проводится путем сравнения реальных ионосферных данных с рассчитанными.

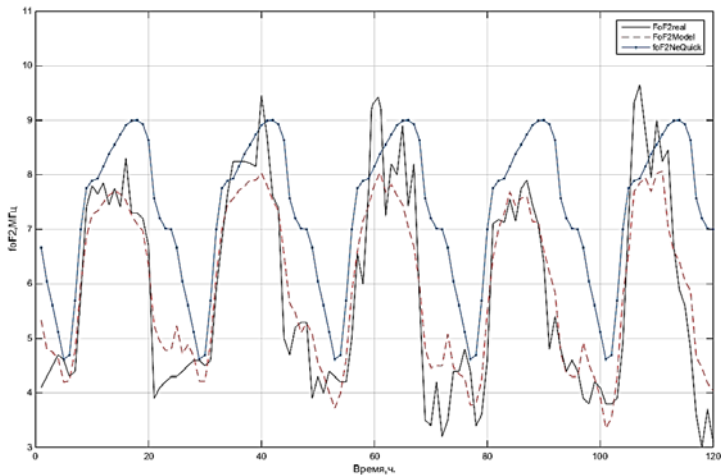


**Рис. 3.** График зависимости частоты отражения от времени суток (Афины, 23–27.10.2016)

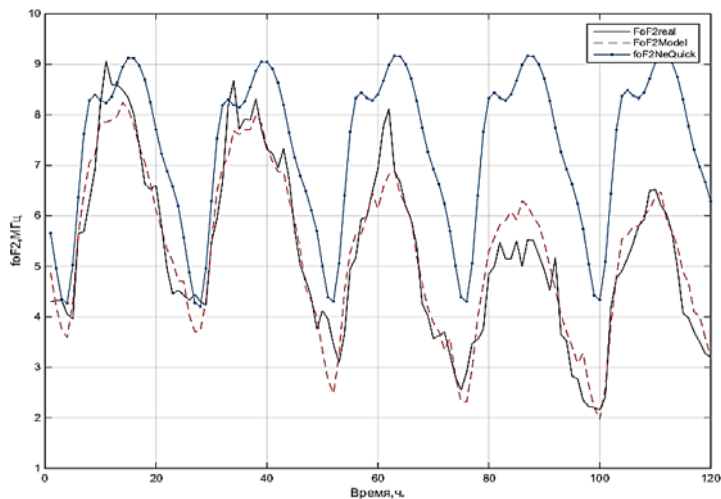
На рис. 3. видно, что характеристика модели NeQuick изо дня в день не претерпевает значительных изменений и её среднеквадратичное отклонение (СКО) в среднем составляет около 17,5 % в спокойные дни, во время магнитных бурь – 26,6 %. Смоделированная с помощью деревьев характеристика имеет СКО, равное в среднем 14,8 %.

На рис. 4 (Рокетас) отклонение прогнозируемой NeQuick частоты составляет 19,9 %. Для этой области характерна наибольшая точность прогнозирования среднего значения максимальной величины  $f_oF2$  во время действия магнитных бурь.

Для графиков на рис. 5 (Грейамстаун) зафиксировано наибольшее отклонение модели NeQuick (44,2 %), так как в этой области зафиксирован наибольший спад максимума критической частоты из-за геомагнитных возмущений. Динамики изменения реального и предсказанного с помощью решающих деревьев ионосферного состояния схожи за исключением 26.10.16 (реальное значение больше на 1–1,2 МГц).



**Рис. 4.** График зависимости частоты отражения от времени суток (Рокетас, 23–27.10.2016)



**Рис. 5.** График зависимости частоты отражения от времени суток (Грейамстаун, 23–27.10.2016)

В таблице указано СКО с 23.10.16 по 27.10.16.

### Значения СКО для прогнозирующих моделей

Точка зондирования	Дата	СКО для моделей			
		$f_0F2$ NeQuick		$f_0F2$ Model	
Афины	23.10.16	1,03012 МГц	17,7%	0,73832 МГц	14,1%
	24.10.16	0,92178 МГц	17,8%	0,70532 МГц	13,9%
	25.10.16	0,87043 МГц	16,8%	0,79411 МГц	16,5%
	26.10.16	1,79275 МГц	26,6%	0,90893 МГц	17,7%
	27.10.16	1,08081 МГц	18%	0,68032 МГц	12,6%
Рокетас	23.10.16	1,54119 МГц	21,9%	0,87441 МГц	13%
	24.10.16	1,46781 МГц	19,8%	1,24511 МГц	17%
	25.10.16	1,41449 МГц	18,9%	1,35032 МГц	18,9%
	26.10.16	2,00631 МГц	22,3%	0,93411 МГц	13,3%
	27.10.16	1,43166 МГц	19,4%	1,20024 МГц	17,5%
Грейамстаун	23.10.16	0,90318 МГц	12,7%	0,74781 МГц	11,2%
	24.10.16	1,00627 МГц	13,1%	0,70552 МГц	10,4%
	25.10.16	2,70935 МГц	33,7%	1,46121 МГц	14%
	26.10.16	5,61228 МГц	44,2%	1,38743 МГц	13,8%
	27.10.16	3,89621 МГц	40%	0,50802 МГц	8%

### Заключение

Была проведена разработка модели прогнозирования состояния ионосферы в период действия магнитной бури. Полученный алгоритм основывается на повышении точности предсказания частоты отражения моделью NeQuick при помощи решающих деревьев. Построенная модель способна прогнозировать величину критической частоты отражения слоя F2 при магнитных возмущениях со средним отклонением 1,2 МГц – 15 %. Она увеличила точность модели NeQuick на 18 % (среднее отклонение без использования деревьев 33 %).

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Дымович И. Д.* Ионосфера и её исследование. М. : Энергия, 1964. 42 с.
- [2] *Зеленый Л. М., Веселовский И. С.* Плазменная гелиогеофизика. М. : Физмалит, 2008. Т. 1. 664 с.
- [3] *Зеленый Л. М., Веселовский И. С.* Плазменная гелиогеофизика. М. : Физмалит, 2008. Т. 2. 554 с.
- [4] Ionospheric Correction. Algorithm for Galileo Single Frequency Users. М. : NAVIGATION SOLUTIONS POWERED BY EUROPE, 2016. 82 с.
- [5] Эталонные характеристики ионосферы, разработанные МСЭ-R : рекомендация МСЭ-R Р.1239-3. М. : Международный союз электросвязи. Женева, 2012. 1–4 с.
- [6] *Левитин А. В.* Алгоритмы : введение в разработку и анализ / пер. с англ. С. Г. Тригуб. М. : Вильямс, 2006. 576 с.

---

*Шлейц Антон Андреевич*, магистрант ОмГУ им. Ф.М. Достоевского, инженер Омского научно-исследовательского института приборостроения, [radioseminar@radioseminar.pf](mailto:radioseminar@radioseminar.pf).

Д. Н. Шлома, В. С. Синкевич, А. С. Калита, М. О. Никитин

## **ВОПРОСЫ РАЗРАБОТКИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ МОДУЛЕЙ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ**

*Рассмотрены основные этапы разработки современных радиоэлектронных модулей для измерения метеорологических параметров. Обозначены критерии, проведен анализ средств моделирования взаимодействия аппаратного и встроенного программного обеспечения между собой. Предложены конкретные комплекты для разработки и моделирования в зависимости от поставленной задачи. Приведены результаты практических испытаний разработанных радиоэлектронных модулей для измерения метеорологических параметров.*

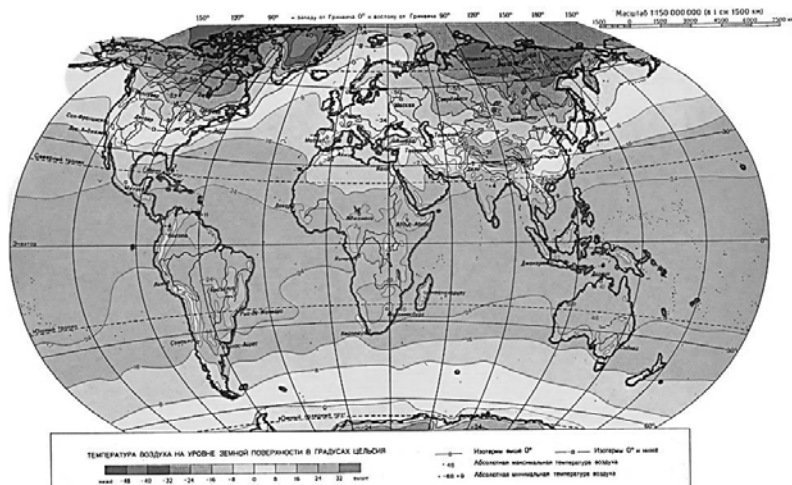
Ключевые слова: метеорология, параметр, радиоэлектронный модуль, микроконтроллер, сенсор, испытания.

Одной из главных задач при разработке радиоэлектронных модулей является выбор измерительных преобразователей, т. е. технических средств, позволяющих преобразовать измеряемую величину в сигнал, удобный для обработки, что требует определения перечня параметров мониторинга.

Как показывают исследования специалистов в области метеорологии, основными параметрами, определяющими метеорологическое поле городской территории, являются температура воздуха, его относительная влажность и скорость движения. Влияние других погодных параметров на общую картину метеорологического поля незначительно, ими можно пренебречь [1].

При выборе каждого измерительного преобразователя необходимо учитывать диапазон изменения измеряемой физической величины, требуемую точность измерения и допустимую погрешность, а учитывая специфику работы измерительного преобразователя – время преобразования измеренной величины, задержку при повторном измерении и вид выходного сигнала. Аналоговому виду сигнала следует предпочитать цифровой, так как в этом случае протокол этого сигнала обладает помехозащищенными свой-

ствами. Для определения диапазона изменения температуры необходимо проанализировать карту климатических данных мира (рис. 1), где видно, что абсолютный температурный минимум и максимум подавляющего большинства городов мира находится в интервале от  $-68\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $+52\text{ }^{\circ}\text{C}$ .



**Рис. 1.** Карта климатических данных в городах мира

Учитывая температурный диапазон, определенный из графика, а также рекомендации по виду выходного сигнала, для измерения температуры воздуха следует использовать измерительный преобразователь DS18S20+ (производитель Maxim Integrated) (табл. 1).

Таблица 1  
**Технические характеристики DS18S20+**

Параметр	Значение
Измеряемая температура, $^{\circ}\text{C}$	от $-75$ до $+125$
Точность, %	0,5
Время преобразования сигнала, мс	750
Напряжение питания, В	от 3 до 5,5
Вид выходного сигнала	1-Wire®



Точность DS18S20+ составляет 0,5 %, что является удовлетворительным показателем при данном измерении. Процесс изменения температуры атмосферного воздуха не является быстротекущим, т. е. время преобразования сигнала здесь не критично.

В качестве измерительного преобразователя относительно влажности воздуха предлагается использовать НН-4000-004 (производитель Honeywell) (табл. 2).

Таблица 2

**Технические характеристики НН-4000-004**

<i>Параметр</i>	<i>Значение</i>
Измеряемая относительная влажность, %	от 0 до 100
Точность, %	5
Время преобразования сигнала, мс	70
Напряжение питания, В	5
Вид выходного сигнала	аналоговый (напряжение)

Относительная влажность воздуха измеряется в процентах, т. е. нет необходимости определять диапазон изменения ее величины. Изменение относительной влажности – медленно протекающий процесс, следовательно, нет особых требований ко времени преобразования сигнала. Точность находится в пределах допустимых значений [2]. Вид сигнала – аналоговый, следовательно, при необходимости потребуется использовать АЦП и при размещении соблюдать требования по уменьшению наводок. Следует отметить, что DS18S20+ и НН-4000-004 входят в государственный реестр средств измерений России [1]. Для определения диапазона скорости движения воздуха необходимо проанализировать карту скоростей ветра в городах мира (рис. 2), на которой видно, что диапазон скорости ветра для подавляющего большинства городов России и мира находится в интервале от 0 до 24,4 м/с.

Учитывая диапазон скорости ветра, определенный по рис. 2, для измерения следует использовать измерительный преобразователь АТТ-1000 российского производства (табл. 3).

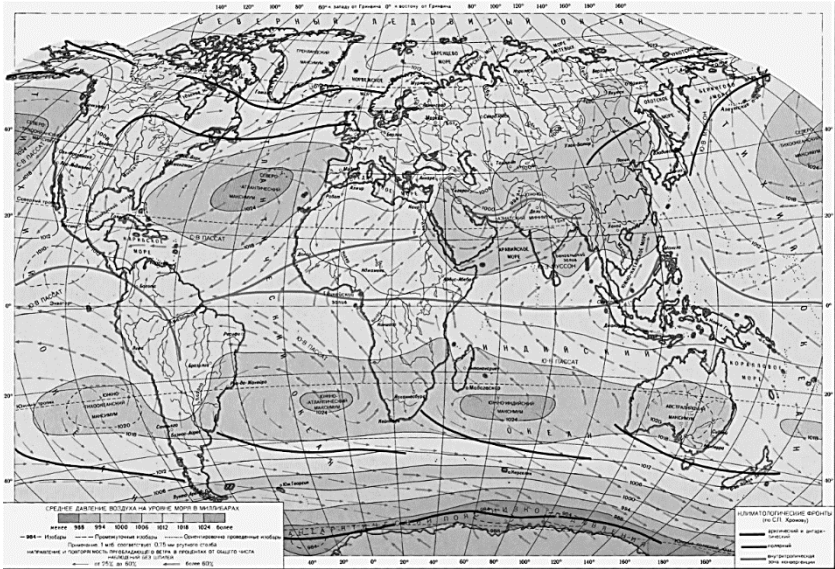


Рис. 2. Карта скоростей ветра в городах мира

Таблица 3

**Технические характеристики  
крыльчатого анемометра АТТ-1000**

Параметр	Значение
Измеряемая скорость движения воздуха, м/с	от 0,8 до 25
Точность, м/с	$\pm 0,2$
Напряжение питания, В	9
Вид выходного сигнала	аналоговый (напряжение)

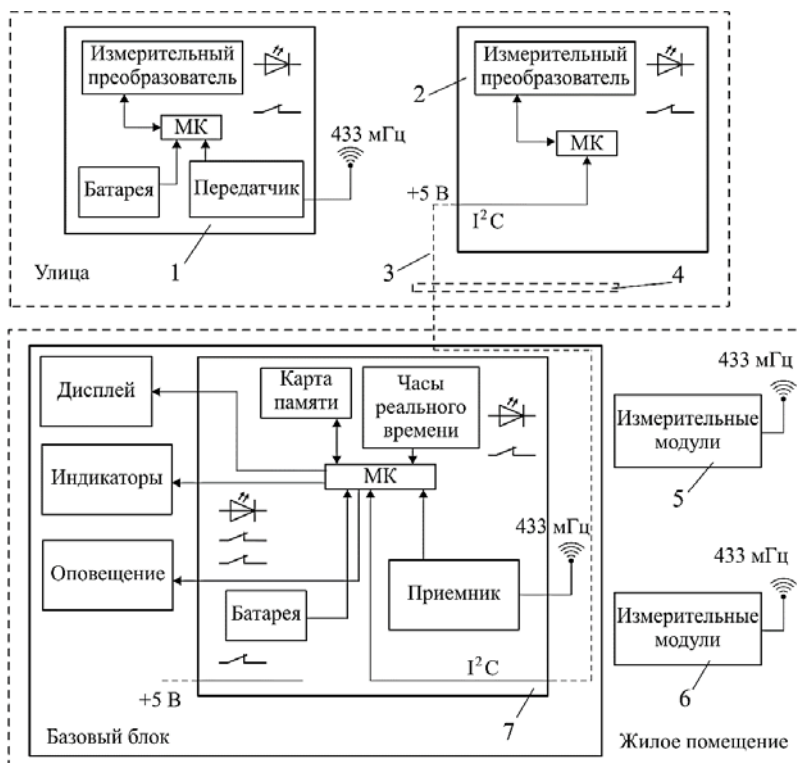
Вид сигнала – аналоговый, следовательно, при необходимости потребуется использовать АЦП и при размещении соблюдать требования по уменьшению наводок. Следует отметить, что АТТ-1000 входит в Государственный реестр средств измерений России [1].

В результате анализа для измерения основных параметров, определяющих метеорологическое поле городской территории, выбраны следующие измерительные преобразователи:

- а) температура воздуха – DS18S20+;

- б) относительная влажность воздуха – НН-4000-004;
- в) скорость движения воздуха – АТТ-1000.

Для практических испытаний разработанных радиоэлектронных модулей необходимо создать прототип системы сбора данных, позволяющей вести протокол мониторинга на устройство хранения; иметь дисплей, отображающий значения отслеживаемых параметров. Структурная схема такой системы сбора данных представлена на рис. 3.



**Рис. 3.** Структурная схема системы сбора данных:  
 1 – модуль измерения температуры (наруж.); 2 – модуль измерения скорости движения воздуха (наруж.); 3 – провод; 4 – окно; 5 – модуль измерения температуры (внутр.); 6 – модуль измерения относительной влажности (внутр.)

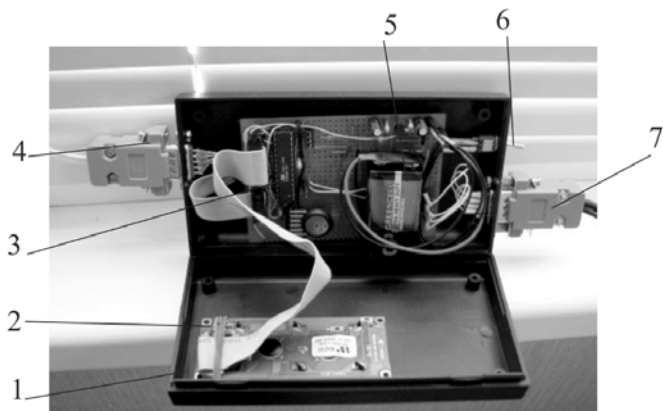
Система должна предоставлять возможность питания как от стационарной сети, так и автономно от батареи, обеспечивать беспроводное взаимодействие с измерительными преобразователями, а также добавлять новые средства измерения в свою архитектуру [1].

Система сбора данных является модульной и состоит из базового блока, который размещается в жилом помещении, и измерительных модулей, которые могут размещаться как в жилом помещении, так и на улице. В данном примере (см. рис. 3) на улице расположены измерительные модули температуры (1) и ветра (2), а в помещении – модули температуры (5) и относительной влажности (6). Базовый блок состоит из системы сбора данных (7), дополнительных модулей «Дисплей», «Индикаторы» и «Оповещение», подключенных к ней. Модули температуры и ветра подключены по беспроводному и проводному (3) интерфейсу соответственно. В качестве провода применяется плоский шлейф, что позволяет его использовать с различными типами окон (4), не повреждая их. Модули температуры и относительной влажности установлены в помещении и подключены к системе сбора данных по беспроводному интерфейсу. Общий вид базового блока системы сбора данных приведен на рис. 4.

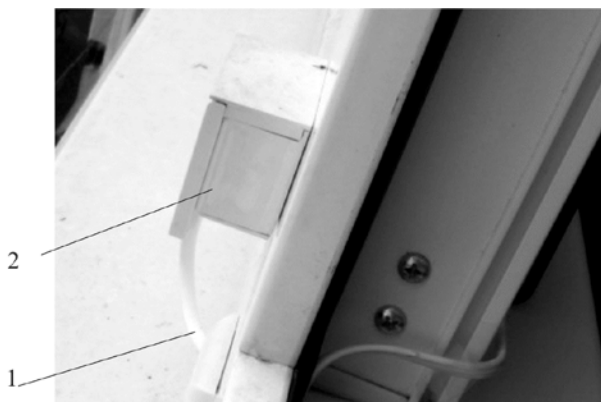


**Рис. 4.** Общий вид базового блока системы сбора данных: 1 – корпус; 2 – соединение с датчиком температуры; 3 – питание

Внутренне устройство базового блока приведено на рис. 5.



**Рис. 5.** Внутреннее устройство базового блока:  
1 – корпус; 2 – дисплей; 3 – микроконтроллер; 4 – интерфейс  
измерительных модулей; 5 – батарея; 6 – выключатель; 7 – питание

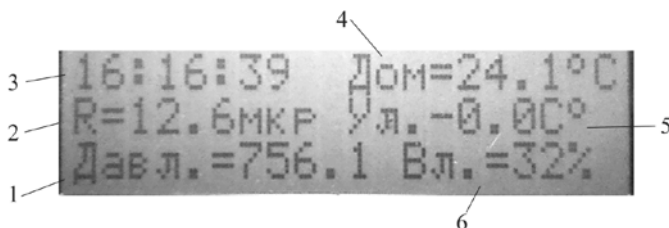


**Рис. 6.** Способ установки измерителя температуры:  
1 – провод; 2 – измеритель температуры

Измеритель температуры закреплен посредством винтов, типа «саморез» на внешнюю поверхность рамы пластикового окна.

Для проводного соединения использовалось технологическое отверстие в оконной раме [1]. Способ установки измерителя температуры приведен на рис. 6.

При разработке пользовательского интерфейса (рис. 7) учитывались требования по эргономике для программных продуктов.



**Рис. 7.** Фрагмент пользовательского интерфейса:  
1 – давление; 2 – излучение; 3 – время; 4, 5 – температура внутренняя и наружная; 6 – относительная влажность

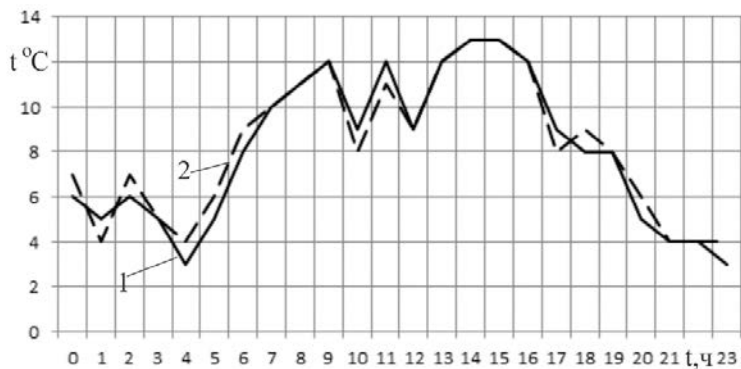
На основе анализа параметров метеорологической обстановки выявлены максимальные отклонения погодных обобщенных параметров, что позволило однозначно осуществить выбор измерительных преобразователей [1].

Во время опытной эксплуатации разработанных радиоэлектронных модулей оценивались точностные показатели – графики сравнения численных значений метеорологических параметров, измеренных системой и метеорологическими приборами, прошедшими поверку. Класс точности этих приборов выше, чем у измерительных преобразователей системы.

Все показания замерялись в течение суток и фиксировались в протоколе измерений. Показания по метеорологическим приборам снимались один раз в час. Графики температур наружного воздуха, измеренные системой и поверенным термометром, приведены на рис. 8.

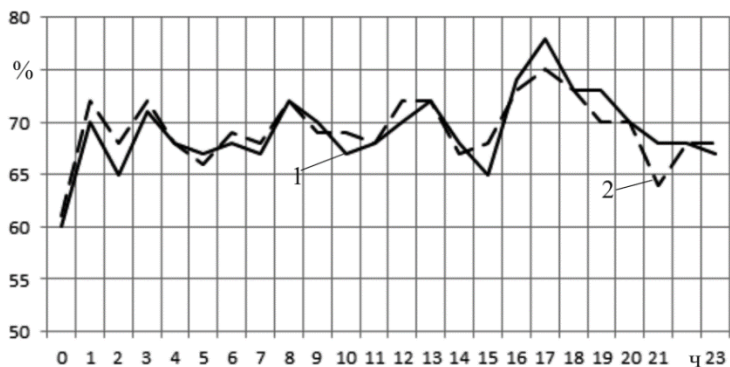
Изменения температуры, представленные на графике, вполне типичны для данного времени года и территории (дата замера: 27 мая 2019 г.). В ночные часы температура воздуха опускалась до отметки 3 °С, а в дневное время максимальная температура воздуха составила 13 °С. Затем к вечеру температура воздуха снова

понижилась до 4 °С. Колебания температуры в утренние часы, вероятнее всего, связаны с внешними факторами, такими как открытые окна в близлежащих квартирах, которые внесли некоторое искажение в процесс измерения.



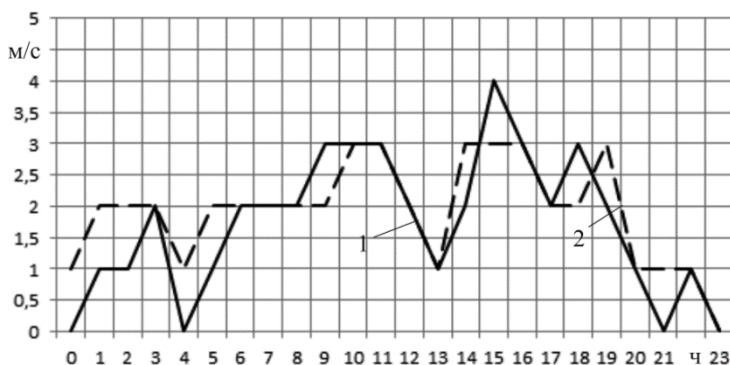
**Рис. 8.** Графики сравнения температур воздуха:  
1 – система; 2 – поверенный термометр

Графики относительных влажностей воздуха, измеренные системой и поверенным психрометром, приведены на рис. 9.



**Рис. 9.** Графики сравнения относительных влажностей:  
1 – система; 2 – поверенный психрометр

Изменения относительной влажности обусловлены пасмурной и дождливой погодой. Графики скоростей движения воздуха, измеренные системой и поверенным анемометром, приведены на рис. 10.



**Рис. 10.** Графики сравнения скоростей движения воздуха:  
1 – система; 2 – поверенный анемометр

Анализ графиков показал, что величина отклонений значе- ний параметров, измеренных системой, от поверенных приборов не превышает 3 %, что является допустимым отклонением при инженерных расчетах.

## ЛИТЕРАТУРА

[1] *Закиян Р. Г.* Динамическая метеорология. Общая циркуляция атмосферы : учебное пособие. Ставрополь : Изд-во СКФУ, 2015. 159 с.

[2] *Чукин В. В.* Исследование атмосферы методом электромагнитного просвечивания : монография. СПб. : Изд-во РГГМУ, 2004. 289 с.

---

*Шлома Дмитрий Николаевич*, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, [radioseminar@радиосеминар.рф](mailto:radioseminar@радиосеминар.рф).

*Никитин Максим Олегович*, студент Омского государственного университета им. Ф.М. Достоевского, [nikit\\_ae23@yandex.ru](mailto:nikit_ae23@yandex.ru).

*Синкевич Владислав Сергеевич* студент Омского государственного университета им. Ф.М. Достоевского, [sinkvlad123@gmail.com](mailto:sinkvlad123@gmail.com).

*Калита Александр Сергеевич*, студент Омского государственного университета им. Ф.М. Достоевского, [alex3533234345@mail.ru](mailto:alex3533234345@mail.ru).



Научное издание

**Современные проблемы радиофизики и радиотехники**

*Сборник докладов  
Омского научного семинара*

Выпуск 8

Ответственный редактор *С. В. Кривальцевич*

*Доклады печатаются в соответствии с авторской редакцией.*

Макет подготовлен в АО «ОНИИП»  
Технический редактор: *О. А. Сафонова*  
Дизайн обложки: *А. Л. Ворожцов, С. Г. Машинская*

---

Подписано в печать 27.04.2020

Формат 60x84 1/16.

Усл. печ. л. 6,51. Уч.-изд. л. 6,4. Тираж 60 экз. Заказ № 8

Отпечатано на полиграфической базе АО «ОНИИП»  
644009, Омск, ул. Масленникова, 231