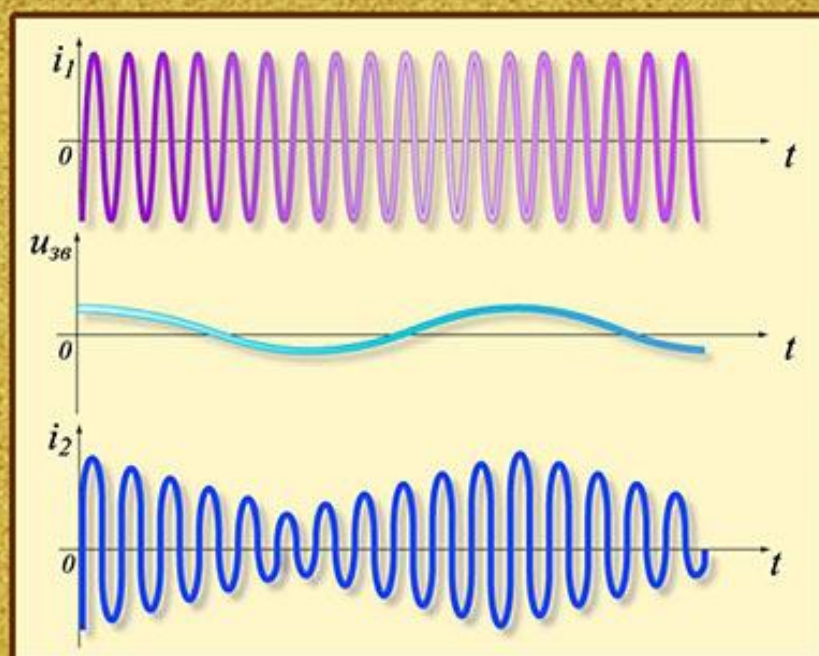


**Доклады Омского научного семинара**

**Современные проблемы  
радиофизики и радиотехники**

**Выпуск 4**



**ОМСК 2016**

Омский научно-исследовательский институт приборостроения  
Омский государственный университет им. Ф.М. Достоевского

## **Современные проблемы радиофизики и радиотехники**

*Сборник докладов Омского научного семинара*

Выпуск 4

Омск – 2016

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. Выпуск 4 / отв. ред.  
С. В. Кривальцевич. – Омск : ОНИИП, 2016. – 96 с.

В сборнике представлены доклады участников Омского научного семинара «Современные проблемы радиофизики и радиотехники», сделанные в 2015 – 2016 годах. Семинар проводится на базе Омского государственного университета имени Ф.М. Достоевского с января 2010 года. Докладчики и участники семинара – студенты, аспиранты, сотрудники и преподаватели омских вузов, учреждений РАН, сотрудники омских предприятий.

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

© АО «ОНИИП», 2016  
© Авторы, 2016

## Содержание

Вступительное слово.....	4
<b>Андрюхов Д. Ю.</b> Разработка топологии сверхширокополосного квадратурного делителя мощности диапазона СВЧ на основе неоднородных линий передачи.....	6
<b>Богданова Е. В.</b> Исследование оптических свойств тонких пленок сульфида цинка и оксида цинка, легированного индием.....	13
<b>Ворожцов А. Л.</b> III Всероссийская научно-техническая конференция «Защита радиоэлектронной аппаратуры от электромагнитных излучений. Испытания технических средств на электромагнитную совместимость .....	22
<b>Жильков А. С.</b> Исследование основных принципов построения антенно-согласующих устройств.....	28
<b>Жилькова Е. Р.</b> Методы исследования пленок нитрида алюминия.....	31
<b>Зайдов П.А.</b> Антенный комплекс для магнитотеллурического зондирования .....	35
<b>Зачатейский Д. Е., Салтыков О. В., Юрьев А. Н.</b> Модель пространственно-временного коротковолнового радиоканала.....	39
<b>Кузнецов В. А.</b> Определение характеристик многолучевых каналов связи .....	49
<b>Морозов Н. С.</b> Тестирование программных алгоритмов на примере фреймворка JUnit.....	53
<b>Неверов И. В.</b> Разработка корпуса монолитной интегральной схемы усилителя диапазона СВЧ .....	56
<b>Романов Ю. В.</b> Высокоскоростная передача данных по КВ каналу от истоков до наших дней. Часть 1: История зарождения высокоскоростной передачи данных по КВ каналу .....	64
<b>Суставов А. В.</b> Реализация алгоритмов сверточного кодера и декодера Витерби.....	85
<b>Табуев Е. И.</b> Разработка миниатюрной гибридной интегральной схемы широкополосного фильтра верхних частот диапазона СВЧ .....	92

## Вступительное слово

*Омский научный семинар «Современные проблемы радиофизики и радиотехники» начал свою работу в январе 2010 года в Омском государственном университете им. Ф.М. Достоевского. Семинар проводится на базе кафедры экспериментальной физики и радиофизики и кафедры моделирования радиоэлектронных систем (базовая кафедра в АО «ОНИИП») ОмГУ им Ф.М. Достоевского.*

*Основными целями научного семинара являются:*

- создание благоприятной среды для обмена опытом;*
- обсуждение новых идей и подходов в радиофизике и радиотехнике;*
- привлечение молодых специалистов к научной и преподавательской деятельности в области радиофизики и радиотехники.*

*В настоящее время работа семинара организована по следующим предметным секциям:*

- «Радиофизическое зондирование»;*
- «Антенно-фидерные устройства»;*
- «Моделирование процессов и устройств»;*
- «Цифровая обработка сигналов»;*
- «Разработка, конструирование и производство аппаратуры»;*
- «Техника СВЧ».*

*Плановые заседания семинара проводятся в последнюю субботу каждого месяца (кроме июля) с 11.30. Место проведения: пр. Мира, 55а (1-й корпус ОмГУ, ауд.301). Регламент проведения семинара: доклад – 15 мин., вопросы – 15 мин., обсуждение – 25–35 минут.*

*Участниками и докладчиками научного семинара являются студенты, магистранты, аспиранты, преподаватели и научные сотрудники ОмГУ им. Ф.М. Достоевского, ОмГТУ, ОмГПУ, ОмГУПС, ОАК им Н.Е. Жуковского и других вузов и сузов; сотрудники ОНЦ СО РАН, специалисты и научные сотрудники АО «ОНИИП», АО «ЦКБА», АО «ОмПО «Иртыш» и других радиоэлектронных предприятий.*

*В 2010 году состоялось 12 заседаний семинара, был заслушан 31 доклад. В 2011 году состоялось 11 заседаний, на которых было заслушано 28 докладов. В 2012 году состоялось 11 заседаний, на которых был заслушан 31 доклад. В 2013 году состоялось 14 заседаний, на которых было заслушано 39 докладов. В 2014 году состоялось 12 заседаний, на которых было заслушано 30 докладов. В 2015 году состоялось 11 заседаний, на которых было заслушано 36 докладов.*

*Продолжается работа семинара и в 2016 году, на 72-м и 73-м очередных заседаниях было заслушано 7 докладов.*

*Забота о сайте семинара ([www.радиосеминар.рф](http://www.радиосеминар.рф)) лежит целиком и полностью на Александре Леонидовиче Ворожцове, начальнике сектора АО «ЦКБА». Его усилиями разработан и поддерживается сайт семинара, на котором всегда можно ознакомиться с программой предстоящего семинара, отчетами о предыдущих заседаниях, новостями о конференциях и семинарах, проводимых в городе Омске. Также на сайте размещаются фотографии с за-*

*седаний семинара, презентации докладов и иные материалы, представленные авторами.*

*Хочется выразить слова благодарности за поддержку семинара декану физического факультета ОмГУ им. Ф.М. Достоевского Марии Геннадьевне Потуданской, ведущему инженеру АО «ЦКБА» Юрию Николаевичу Вольхину, старшему научному сотруднику ОФ ИМ СО РАН Дмитрию Евгеньевичу Зачатейскому, начальнику отдела АО «ОНИИП» Юрию Владимировичу Романову. И, конечно, огромное спасибо всем докладчикам и участникам семинара.*

*Издание данного сборника, как и трёх предыдущих, осуществлено благодаря поддержке генерального директора АО «ОНИИП», АО «ОмПО «Иртыш» Владимира Александровича Березовского.*

*Приглашаем на наш семинар всех желающих поделиться результатами своих научных достижений. По всем вопросам участия в семинаре и тематике его проведения вы можете обратиться непосредственно к руководителю семинара.*

*С.В. Кривальцевич,  
руководитель Омского научного семинара  
«Современные проблемы радиофизики и радиотехники»  
kriser2002@mail.ru*

# Разработка топологии сверхширокополосного квадратурного делителя мощности диапазона СВЧ на основе неоднородных линий передачи

Д. Ю. Андрюхов, магистрант

В работе описана конструкция направленного ответвителя на связанных симметричных линиях, исследованы способы расширения диапазона рабочих частот устройства. Также приведены основные параметры направленных ответвителей, их классификация и методы проектирования.

*Ключевые слова:* полосковые устройства СВЧ, направленный ответвитель.

В настоящее время одной из тенденций развития радиоэлектронной аппаратуры, предназначенной для приема и передачи информации, является смещение несущей частоты радиосигналов в область сверхвысоких частот (СВЧ), уменьшение габаритов и массы аппаратуры за счет применения интегральных технологий, поэтому к элементной базе предъявляются более жесткие требования. [1]

Далее рассмотрим типы полосковых линий.

Полосковая линия — линия передачи, представляет собой радиоволновод для передачи электромагнитных волн в воздушной или иной диэлектрической среде вдоль двух или нескольких проводников, имеющих форму тонких полосок и пластин. [2] В полосковых линиях распространяются волны типа ТЕМ. Для формирования топологий устройств СВЧ применяют различные типы полосковых линий и их комбинации. Некоторые из них будут рассмотрены ниже.

## Симметричные полосковые линии

Одной из наиболее часто используемых линий передачи СВЧ диапазона является симметричная полосковая линия (СПЛ). [3] Конструкция СПЛ (рис. 1 а) содержит два наружных плоских металлических проводника и один внутренний, разделенные слоями диэлектрика. Наружные проводники заземляются и выполняют роль экрана. Электромагнитное поле распространяется в объеме диэлектрика вдоль центрального проводника (рис. 1 в). Поперечное сечение проводника СПЛ имеет две плоскости симметрии вертикальную и горизонтальную. [2]

Преимуществом использования СПЛ является то, что распространение электромагнитной волны, как четной, так и нечетной моды, происходит только в среде диэлектрика, поэтому не происходит искажения фронта волны. Структура на основе СПЛ проще в расчете, ее свойства можно промоделировать с высокой точностью.

## Несимметричная полосковая линия

Конструкция НПЛ (рис. 1 б) состоит из двух различных по ширине плоских металлических проводников, разделенных слоем диэлектрика. Нижний более широкий проводник является основанием конструкции линии и обычно заземляется. Несимметричные полосковые линии хуже экранированы, чем сим-

метричные полосковые линии, но из-за более простой конструкции и удобства монтажа навесных элементов шире распространены.

В НПЛ электромагнитная волна распространяется частично в диэлектрике, частично в воздухе, поэтому происходит некоторое искажение фронта волны. Расчет структур на основе НПЛ осложняется тем, что диэлектрическая проницаемость материала подложки заменяется на частотно зависимую величину – эффективную диэлектрическую проницаемость. Также возникает необходимость вычисления волнового сопротивления для четной и нечетной моды в отдельности.

Несимметричные микрополосковые линии являются основой интегральных микросхем СВЧ. [2]

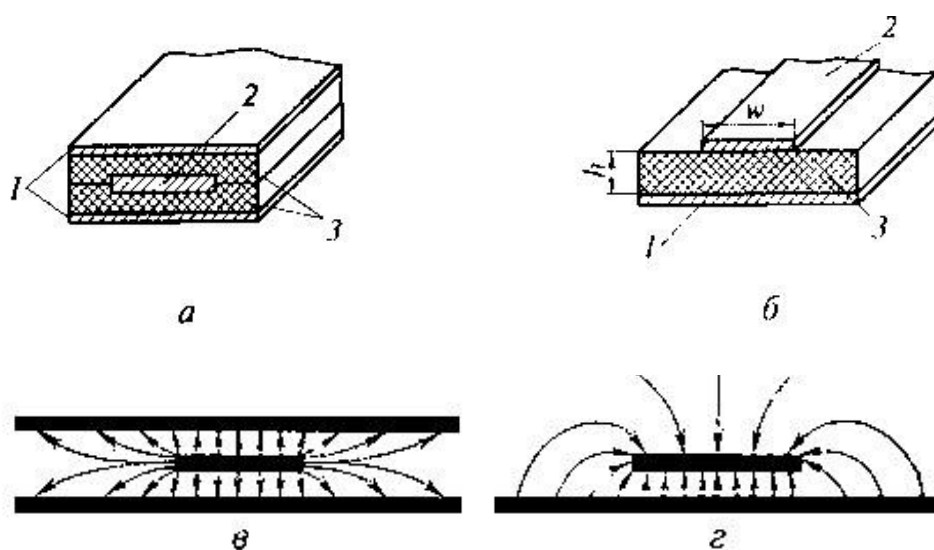


Рис. 1. Конструкции симметричной полосковой линии (а) и несимметричной полосковой линии (б) распределение электрического поля в них (в и г соответственно): 1 – экранные проводники; 2 – токонесущий проводник; 3 – слои диэлектрической подложки

### Материалы подложки и проводников

В микрополосковой технике СВЧ-диэлектрические материалы главным образом применяются для изготовления оснований полосковых плат, входящих в состав изделий радиоэлектронной аппаратуры. Диэлектрические материалы в полосковых линиях используются в качестве среды для распространения СВЧ-энергии и как элемент конструкции, поддерживающей электрическую схему, расположенную на ее поверхности. При изготовлении микросхем СВЧ большое значение имеет чистота обработки поверхности диэлектрических материалов, т.к. с увеличением неоднородности поверхности увеличиваются потери передачи энергии.

Для оснований полосковых плат СВЧ-диэлектрические материалы классифицируются по химической основе, на органические и неорганические. В качестве органической основы используются: неполярные полимеры (фторопласт, полиэтилен, полипропилен), полярные (полистирол, полифениленоксид и их сополимеры). В качестве неорганических подложек широко используются диэлектрики на основе керамики.



Основные характеристики металлов, рекомендуемых для изготовления печатных полосковых линий, приведены в таблице ниже. [4]

Металл	Удельный вес, г/см <sup>3</sup>	Удельная проводимость G <sub>0</sub> , Ом <sup>-1</sup> × см <sup>-1</sup>	$\sqrt{\frac{G}{G_0}}$	Примечание
Медь	8,94	5,8×10 <sup>-5</sup>	1,000	Для печатных проводников и оснований
Серебро	10,5	6,1×10 <sup>-5</sup>	0,915	Для покрытий
Латунь	8,7	(4,0÷1,67)×10 <sup>-5</sup>	1,430÷3,425	Для оснований

### Классификация направленных ответвителей

Направленный ответвитель — устройство для ответвления части электромагнитной энергии из основного канала передачи во вспомогательный. НО могут быть однонаправленными, т.е. иметь только одну вторичную линию, могут быть двунаправленными, например для ответвления падающей и отраженной волн в различных измерительных системах.

НО можно классифицировать по назначению и конструкции следующим образом:

#### 1. Радиочастотные направленные ответвители

- Волноводные НО
- Волноводно-коаксиальные НО
- Волноводно-полосковые НО
- Коаксиальные НО
- Полосковые НО
- Шлейфные НО
- НО на сосредоточенных элементах

#### 2. Оптические (волоконно-оптические) направленные ответвители.

НО так же можно классифицировать по взаимному расположению прямого и ответвленного плеча (рис. 2):

- сонаправленные
- противонаправленные
- противонаправленные с переходом энергии во вспомогательный канал [5]

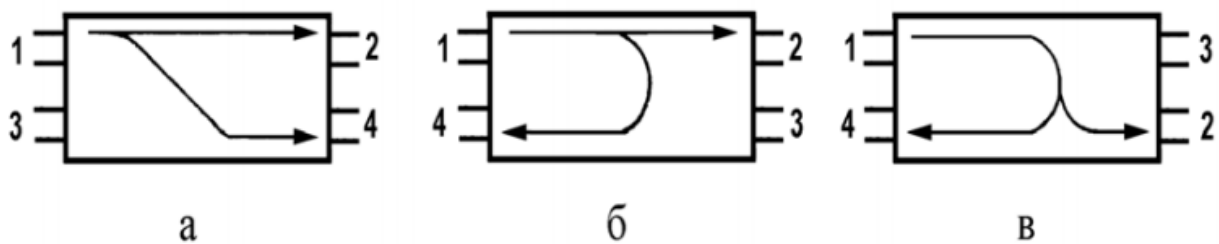


Рис. 2. Классификации направленного ответвителя по взаимному расположению прямого и обратного ответвленного плеча: сонаправленные (а), противонаправленные (б) и противонаправленные с переходом энергии во вспомогательный канал (в)

НО можно классифицировать по уровню ответвления:

- НО со слабой связью (<10 дБ)
- НО с сильной связью (>10 дБ)
- гибридные соединения или квадратурные делители (3 дБ)

В общем случае, НО – это шестиполюсник, который характеризуется матрицей рассеяния (S-параметры) (1).

$$s = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Если принять, что НО – идеальный, т.е. выполняются следующие условия:

1. Одно из плеч развязано:  $S_{12}=S_{21}=S_{34}=S_{43}=0$
2. Идеальное согласование всех плеч:  $S_{11}=S_{22}=S_{33}=S_{44}=0$
3. Обратимость НО:  $S_{13}=S_{31}$ ,  $S_{14}=S_{41}$ ,  $S_{23}=S_{32}$ ,  $S_{24}=S_{42}$

то матрица рассеяния будет иметь вид (2):

$$s = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{13} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & 0 & 0 \\ S_{41} & S_{42} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

НО характеризуется рядом параметров, определяемых выражениями (3)-(5) [1], которыми необходимо руководствоваться при синтезе топологии:

- переходным ослаблением

$$C_{14} = 10 \lg \left( \frac{P_1}{P_4} \right) \quad (3)$$

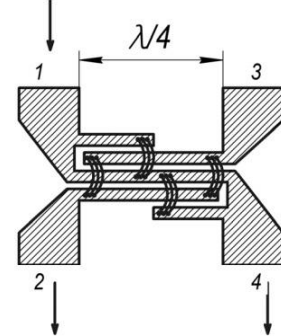
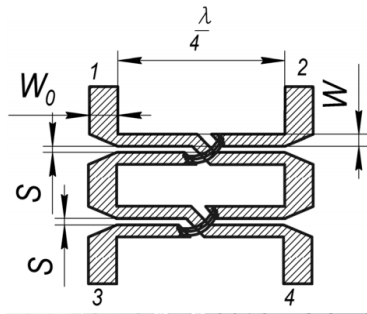
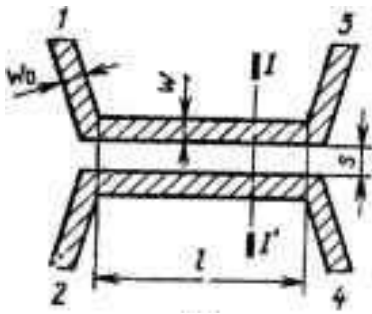
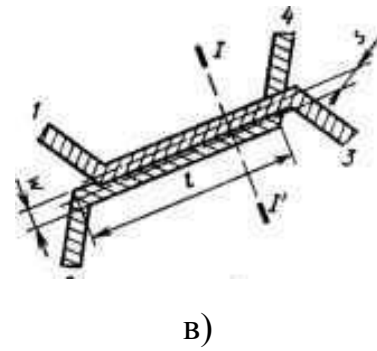
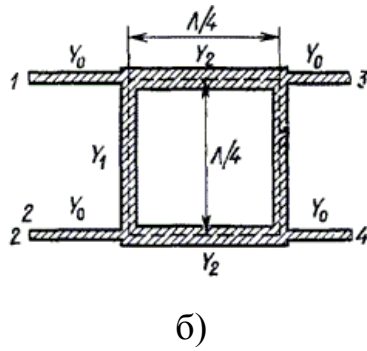
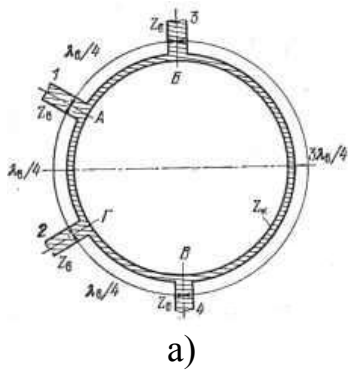
- направленностью

$$C_{42} = 10 \lg \left( \frac{P_4}{P_2} \right) \quad (4)$$

- развязкой

$$C_{12} = 10 \lg \left( \frac{P_1}{P_2} \right) = C_{14} + C_{42} \quad (5)$$

Основные топологии НО приведены на рис. 3.



а)

б)

в)

г)

д)

е)

Рис. 3. Кольцевой НО (а), шлейфовый НО (б), направленный ответвитель с боковой (в) и лицевой (г) связью, тандемный НО (д) и ответвитель Ланге (е)

### Алгоритм моделирования НО

За основу разрабатываемого НО была взята топология, приведенная в [6].

Алгоритм моделирования пассивных полосковых устройств, к которым относится разрабатываемый НО, в соответствии с [7] содержит следующие шаги:

1. Разработка схемы пассивной части, схемотехнический анализ, оптимизация;
2. Разработка отдельных элементов, входящих в структуру многослойной подложки;
3. Верификация отдельных элементов, 3D-моделирование
4. Расположение элементов в объеме многослойной подложки
5. Верификация топологии подложки, 2D- или 3D-моделирование
6. Размещение активных элементов на подложке, окончательная структура подложки.

В специализированном программном пакете была разработана 3D-модель топологии НО, приведенного в [6] (рис. 4), затем при помощи встроенного решателя, использующего метод конечных элементов, были получены графики АЧХ (рис 5) и частотной зависимости КСВН (рис. 6).

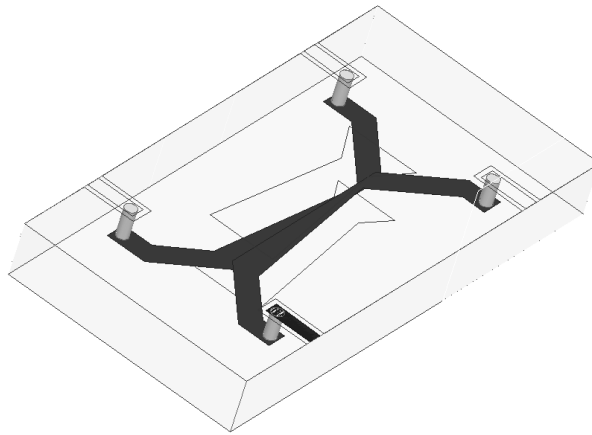


Рис. 4. 3D-модель топологии НО

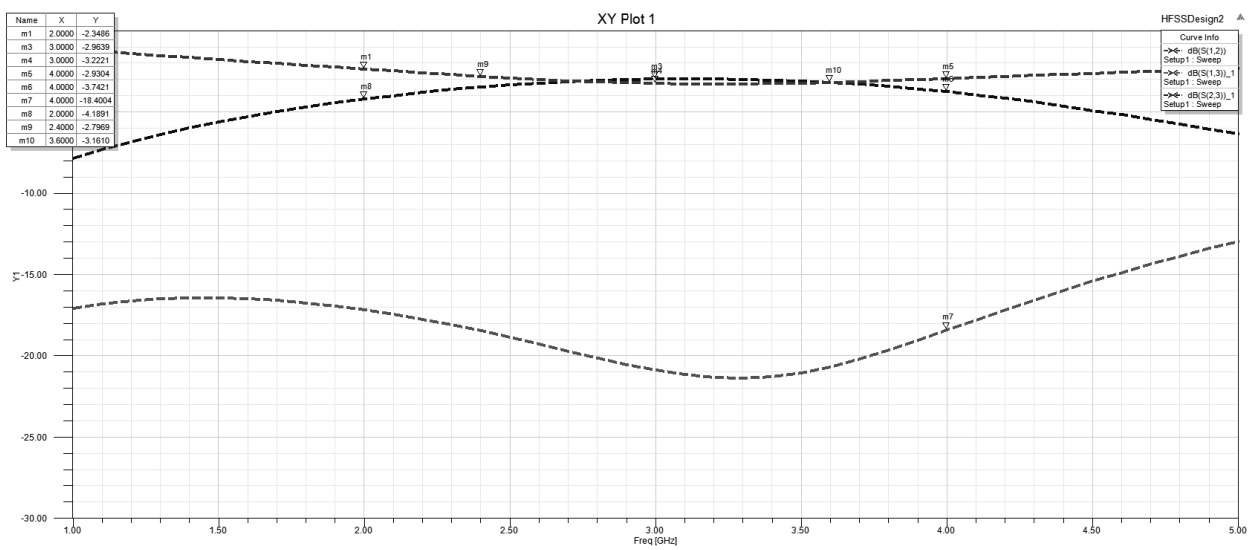


Рис. 5. График АЧХ НО

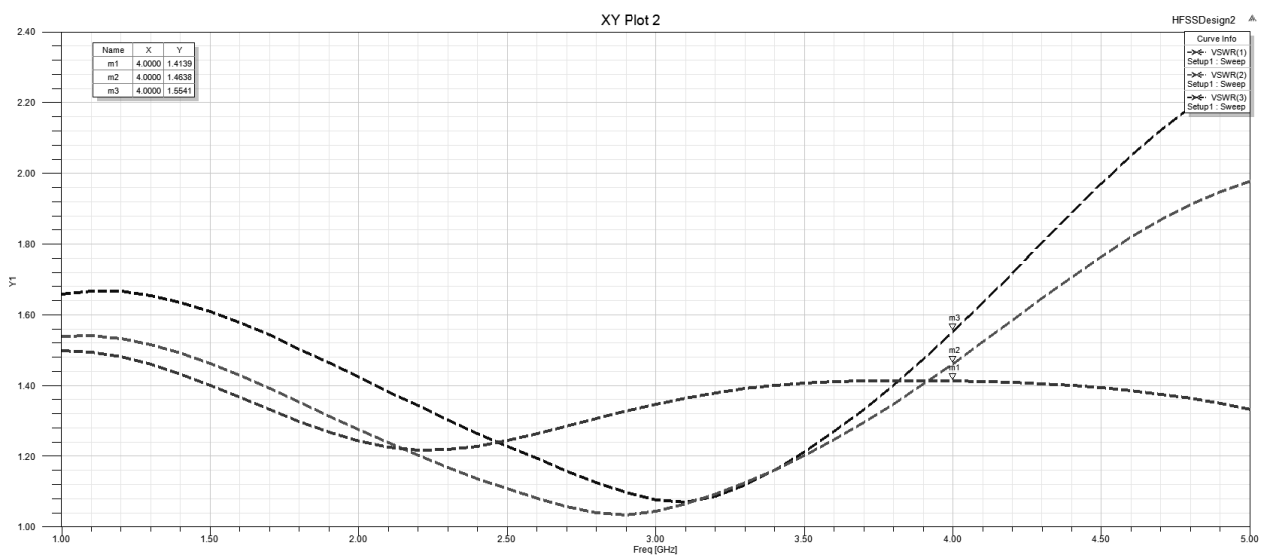


Рис. 6. График частотной зависимости КСВН НО

В процессе выполнения работы была выявлена следующая зависимость: при увеличении размеров выборки на экранных проводниках и изменении ее формы к прямоугольной увеличивались потери в ответвленном плече, ухудшалась развязка и увеличивался уровень КСВН входа/выхода на верхних частотах диапазона рабочих частот, а при изменении формы проводников в области связи, в частности при увеличении градиента волнового сопротивления от координаты, увеличивалась развязка между выходами НО. Для расширения диапазона рабочих частот было принято решение об увеличении длины области связи на 15 % для обеспечения работы НО на нижних частотах заданного диапазона рабочих частот.

В ходе работы были выбраны средства и методы проектирования НО, также был выбран прототип разрабатываемого НО, проведены компьютерное моделирование топологии прототипа и анализ результатов. Был принят ряд технических решений для расширения диапазона рабочих частот прототипа.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Коновалов С.С., Абрамова Е.Г.. «Разработка направленного ответвителя на диапазон частот 2-4 ГГц на основе связанных симметричных линий, выполненного в объеме многослойной подложки из низкотемпературной керамики». Научно-технический сборник «Техника радиосвязи». 2013 г., выпуск 1 (19). С. 68-73
- [2] Веселов Г.И. (ред.) и др. Микроэлектронные устройства СВЧ: Учеб. пособие для радиотехнических специальностей вузов. - М.: Высш. шк., 1988. - 280 с., ил.
- [3] Малорацкий Л.Г. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ. М.: Советское радио, 1976. — 216 с.
- [4] Вольман В.И. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств. М.: Радио и связь, 1982. — 326 с.
- [5] Аксенов А. Е. . Направленный ответвитель на сосредоточенных индуктивных и ёмкостных элементах. — Радиотехника, 1976, № 2
- [6] Абрамова Е.Г. Квадратурный полосковый направленный ответвитель / Е.Г. Абрамова, Т.С. Хроленко, А.Н. Яковлев // Патент на полезную модель №132621, Российская Федерация; зарег. 20.09.2013 г.; 8 с.
- [7] Абрамова Е.Г. «Средства проектирования многокристальных микромодулей СВЧ на основе низкотемпературной керамики». Журнал о технологиях проектирования и производства электронных устройств «EDA Express». 2012 г., № 20. С. 20-22.

---

Денис Юрьевич Андрюхов,  
ФГБОУ ВПО «ОмГУ им. Ф. М. Достоевского», физический факультет,  
644077, г. Омск, пр. Мира, 55-А, d.a.andrukhov@gmail.ru

## Исследование оптических свойств тонких пленок сульфида цинка и оксида цинка, легированного индием

Е. В. Богданова, аспирант

В статье представлены экспериментальные данные по измерению ширины запрещенной зоны образцов тонких пленок сульфида цинка (ZnS) и оксида цинка, легированного индием (ZnO(In)) до и после высокотемпературного отжига на воздухе и в вакууме.

*Ключевые слова:* тонкие плёнки, сульфид цинка, оксид цинка, высокотемпературный отжиг.

Многолетние исследования различных тонких полупроводниковых пленок установили, что их оптические и электрические свойства определяются процессом роста пленок, их микроструктурой и наличием в пленках деформаций. На каждый из этих параметров, в свою очередь, может оказывать влияние подложка, на которую осаждается пленка.

В последние годы в связи с новыми задачами полупроводниковой техники, а также ввиду активизации работ в области опто- и наноэлектроники, сильно возрос интерес специалистов по полупроводникам к материалам, характеризующимся широким спектром физических свойств – соединениям  $A^{II}B^{VI}$  с широкой запрещенной зоной. Такими полупроводниками являются, в частности, сульфид цинка (ZnS) и оксид цинка (ZnO).

Т.к. электрические и оптические свойства напылённых пленок коренным образом отличаются от свойств массивных материалов, существует необходимость в проведении исследований, направленных на изучение оптических свойств тонких пленок. [3]

Поэтому целью работы является: получение экспериментальных данных об оптических свойствах тонких пленок сульфида цинка и тонких пленок оксида цинка, легированного индием.

Задачи работы:

1) изготовление тонких пленок сульфида цинка (ZnS) методом термовакuumного испарения и пленок оксида цинка, легированного индием (ZnO(In)) методом реактивного магнетронного распыления;

2) экспериментальное исследование оптических свойств тонких пленок:

– измерение спектров пропускания тонких пленок сульфида цинка и оксида цинка на стеклянных подложках в диапазоне длин волн 0,35-0,9 мкм;

– определение оптической ширины запрещенной зоны пленок сульфида цинка и оксида цинка;

– исследование влияния высокотемпературного отжига в воздухе и вакууме пленок сульфида цинка (ZnS) и оксида цинка (ZnO(In)) на оптические свойства этих пленок.

В данной работе производилось исследование десяти экспериментальных образцов: трёх образцов плёнок сульфида цинка; семи образцов плёнок оксида цинка, легированного индием. (Данные по образцам в табл. 1)

Таблица 1. Сводная таблица образцов

ZnS	ZnO(In)	
<b>Образец № 1- ZnS</b> $h_1 = 0,9$ мкм отжиг на воздухе при $500^\circ\text{C} - 20$ мин.	<b>Образец № 1- ZnO(In)</b>	$h_1 = 0,3$ мкм без отжига
	<b>Образец № 2- ZnO(In)</b>	$h_2 = 0,25$ мкм без отжига
<b>Образец № 2- ZnS</b> $h_2 = 0,9$ мкм, отжиг в вакууме при $500^\circ\text{C} - 20$ мин.	<b>Образец № 3- ZnO(In)</b>	$h_3 = 0,2$ мкм без отжига
	<b>Образец № 4- ZnO(In)</b>	$h_4 = 0,756$ мкм отжиг на воздухе при $500^\circ\text{C} - 20$ мин.
<b>Образец № 3- ZnS</b> $h_3 = 0,87$ мкм, отжиг в вакууме при $500^\circ\text{C} - 20$ мин.	<b>Образец № 5- ZnO(In)</b>	$h_5 = 0,75$ мкм отжиг в вакууме при $500^\circ\text{C} - 20$ мин.
	<b>Образец № 6- ZnO(In)</b>	$h_6 = 0,375$ мкм отжиг в вакууме при $500^\circ\text{C} - 20$ мин.
	<b>Образец № 7- ZnO(In)</b>	$h_7 = 0,375$ мкм отжиг на воздухе при $500^\circ\text{C} - 20$ мин.

Для всех образцов были сняты спектры пропускания. Отдельно был снят участок спектра с длинами волн  $0,35 - 0,4$  мкм – край собственного поглощения. С помощью этих участков была рассчитана оптическая ширина запрещенной зоны.

После этого, для исследования влияния высокотемпературного отжига в воздухе и вакууме пленок сульфида цинка (ZnS) и оксида цинка, легированного индием (ZnO(In)) на оптические свойства этих пленок пленки ZnS отожгли:

- 1)  $h_1 = 0,9$  мкм, отжиг в воздухе при  $500^\circ\text{C} - 20$  минут;
- 2)  $h_2 = 0,9$  мкм, отжиг в вакууме при  $500^\circ\text{C} - 20$  минут,  $p = (4-5) \cdot 10^{-6}$  мм рт ст;
- 3)  $h_3 = 0,87$  мкм, отжиг в вакууме при  $500^\circ\text{C} - 20$  минут,  $p = (4-5) \cdot 10^{-6}$  мм рт ст.

Пленки ZnO(In):

- 1)  $h_4 = 0,756$  мкм отожгли в воздухе при  $500^\circ\text{C} - 20$  минут;
- 2)  $h_5 = 0,75$  мкм отожгли в вакууме при  $500^\circ\text{C} - 20$  минут,  $p = 4 \cdot 10^{-6}$  мм рт. ст.;
- 3)  $h_6 = 0,375$  мкм отожгли в вакууме  $500^\circ\text{C} - 20$  минут,  $p = 4 \cdot 10^{-6}$  мм рт. ст.;
- 4)  $h_7 = 0,375$  мкм отожгли в воздухе при  $500^\circ\text{C} - 20$  минут.

Образцы № 1, 2, 3 с толщинами  $h_1 = 0,3$ ,  $h_2 = 0,25$  и  $h_3 = 0,25$  мкм не отжигались.

И снова были сняты спектры пропускания и рассчитана оптическая ширина запрещенной зоны.

Для определения оптической ширины запрещенной зоны использовался следующий метод [2]:

1. Рассчитать коэффициент поглощения  $\alpha$  полупроводника для различных частот по формуле:

$$\alpha = \frac{1}{h} \ln \left[ \frac{(-R_1)(-R_{12})(-R_2)}{T} \right],$$

где

$$R_1 = \left( \frac{n_1 - 1}{n_1 + 1} \right)^2 \quad R_{12} = \left( \frac{n_{12} - 1}{n_{12} + 1} \right)^2 \quad R_2 = \left( \frac{n_2 - 1}{n_2 + 1} \right)^2$$

2. Построить графическую зависимость  $\alpha^2 = f(h\nu)$  (рис. 1).
3. Выявить на графике участок спектра, где точки удовлетворяют линейной зависимости.
4. Экстраполировать линейную зависимость до пересечения ее с осью абсцисс. Точка пересечения определяет ширину запрещенной зоны  $E_g$ , выраженную в эВ.

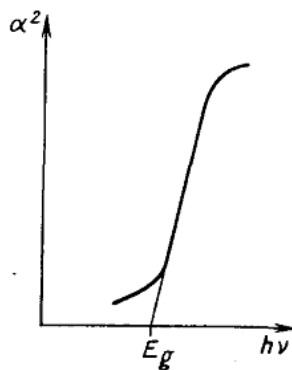


Рис. 1. Графическая зависимость квадрата коэффициента поглощения от энергии кванта света

### Результаты исследования пленок сульфида цинка (ZnS):

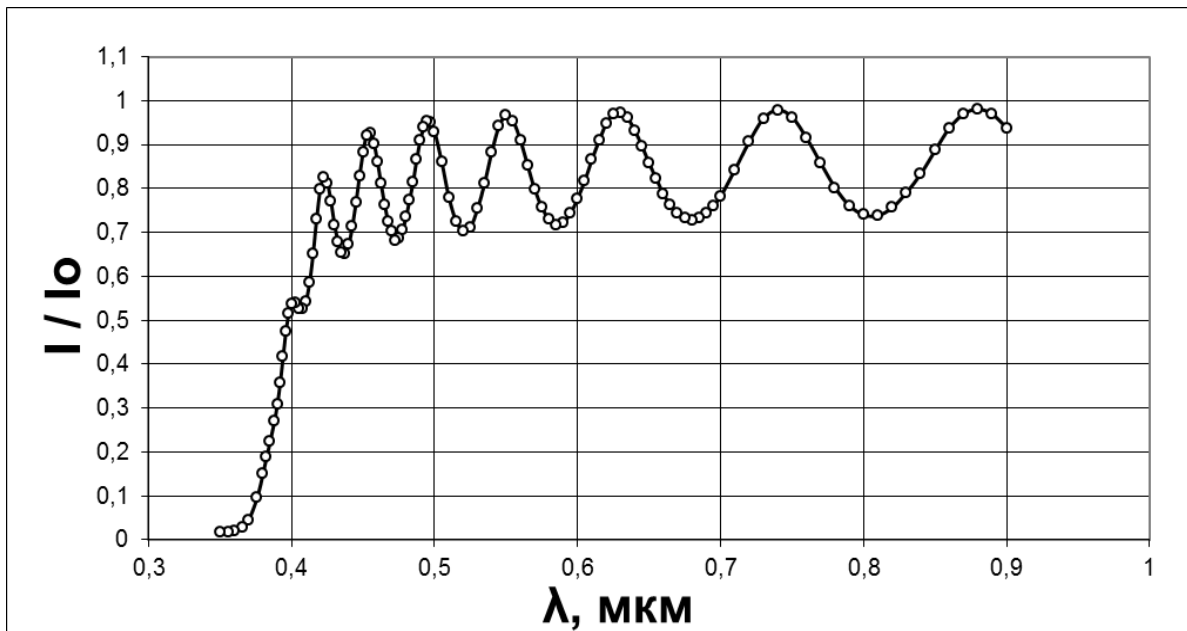


Рис. 2. Спектр пропускания образца № 1-ZnS,  $h_1 = 0,3$  мкм, до проведения отжига

Для расчета оптической ширины запрещенной зоны до проведения отжига была построена зависимость  $\alpha^2(h\nu)$ :



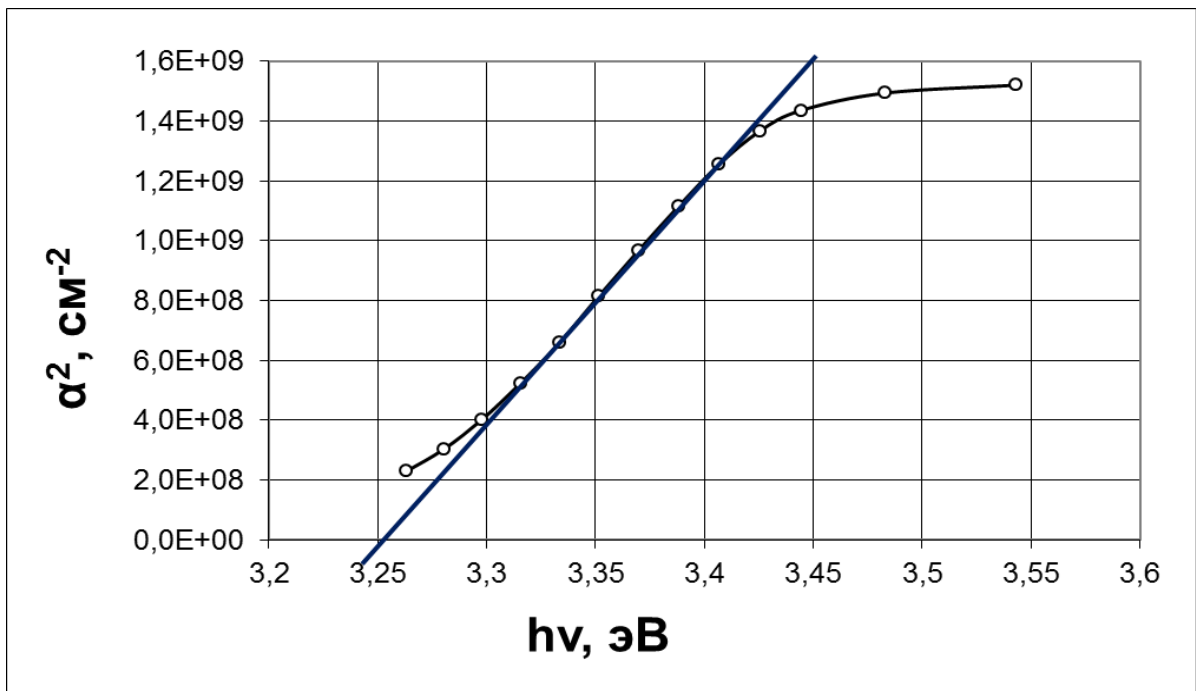


Рис. 3. Зависимость квадрата коэффициента поглощения образца № 1-ZnS от энергии кванта

Ширина запрещенной зоны до проведения отжига:  $E_g = 3,25$  эВ.

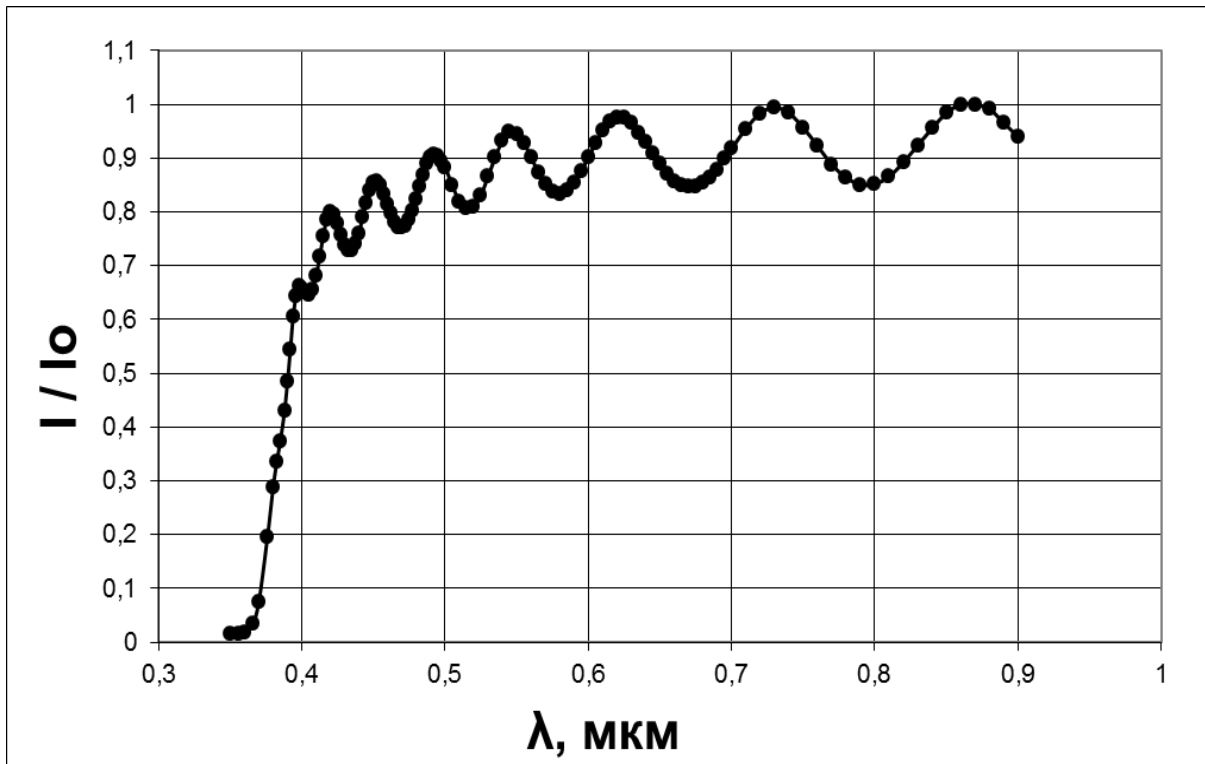


Рис. 4. Спектр пропускания образца № 1-ZnS, после проведения отжига на воздухе при температуре 500°C 20 минут

Для расчета оптической ширины запрещенной зоны после проведения отжига была построена зависимость  $\alpha^2(h\nu)$ :

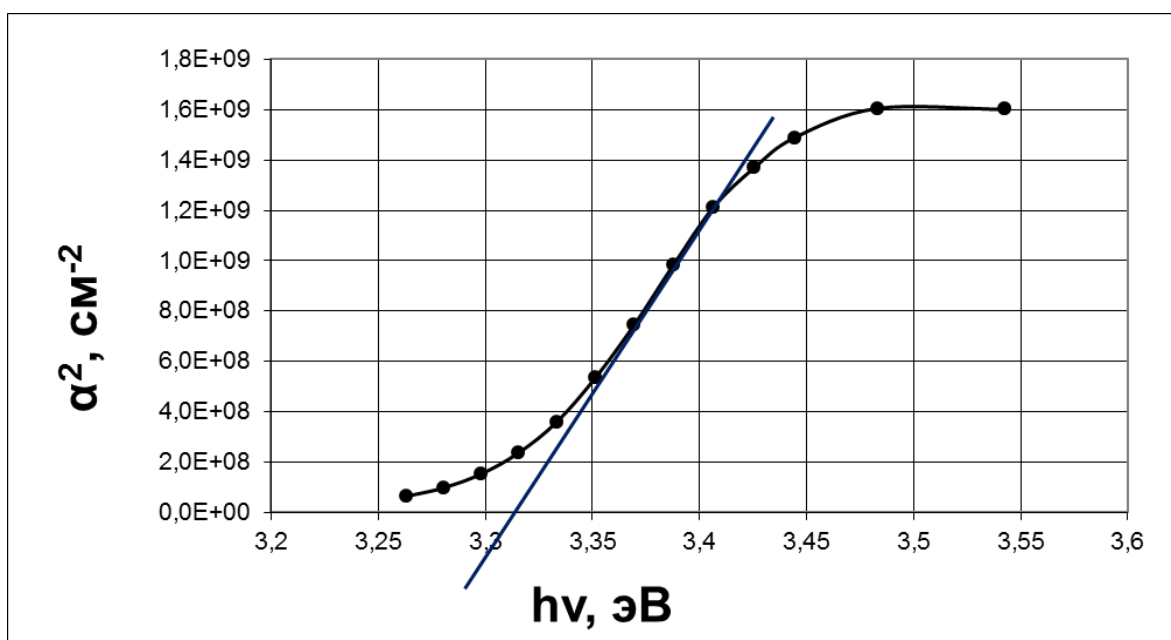


Рис. 5. Зависимость квадрата коэффициента поглощения образца № 1- ZnS от энергии кванта

Оптическая ширина запрещенной зоны после отжига:  $E_g = 3,31$  эВ.  
 Разница (до и после отжига)  $\Delta E_g = 0,06$  эВ.

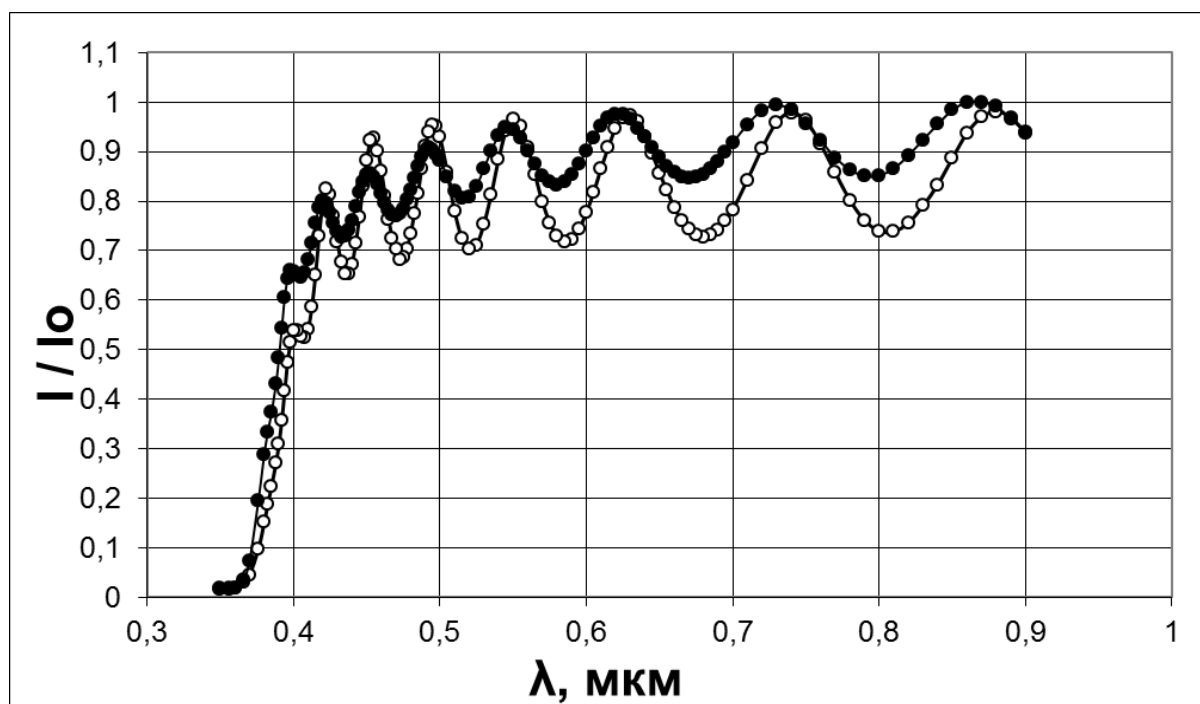


Рис. 6. Сравнение спектров пропускания образца № 1-ZnS:  
 —○— до отжига      —●— после отжига

В результате исследований было выяснено, что при отжиге плёнок в воздухе и в вакууме, оптическая ширина запрещенной зоны увеличивается на 0,06 – 0,07 эВ.

Таблица 2. Сводная таблица данных о влиянии температурного отжига на оптическую ширину запрещенной зоны образцов пленок сульфида цинка

	$E_g$ до отжига, эВ	$E_g$ после отжига, эВ	$\Delta$ , эВ
Образец № 1- ZnS, $h_1 = 0,9$ мкм,	3,25	3,31	0,06
Образец № 2- ZnS, $h_2 = 0,9$ мкм	3,26	3,33	0,07
Образец № 3- ZnS, $h_3 = 0,87$ мкм	3,23	3,3	0,07

Это можно объяснить следующим образом. Согласно Химической энциклопедии [1] сульфид цинка (ZnS) относится к халькогенидам цинка, которые при атмосферном давлении существуют в двух модификациях – стабильной кубической со структурой типа сфалерита и метастабильной гексагональной со структурой типа вюртцита. Среди всех халькогенидов цинка, сульфид цинка имеет наибольшее количество политипных модификаций.

Таблица 3. Свойства халькогенидов цинка

Показатель	ZnS	
	Кубическая	Гексагональная
Сингония		
Ширина запрещенной зоны, эВ	3,7	3,8

Из таблицы 3 видно, что для двух модификаций сульфида цинка – кубической и гексагональной, ширина запрещенной зоны различна. Из этого можно сделать вывод, что при отжиге тонких плёнок, сульфид цинка меняет свою модификацию.

Результаты исследования пленок оксида цинка, легированного индием (ZnO(In)):

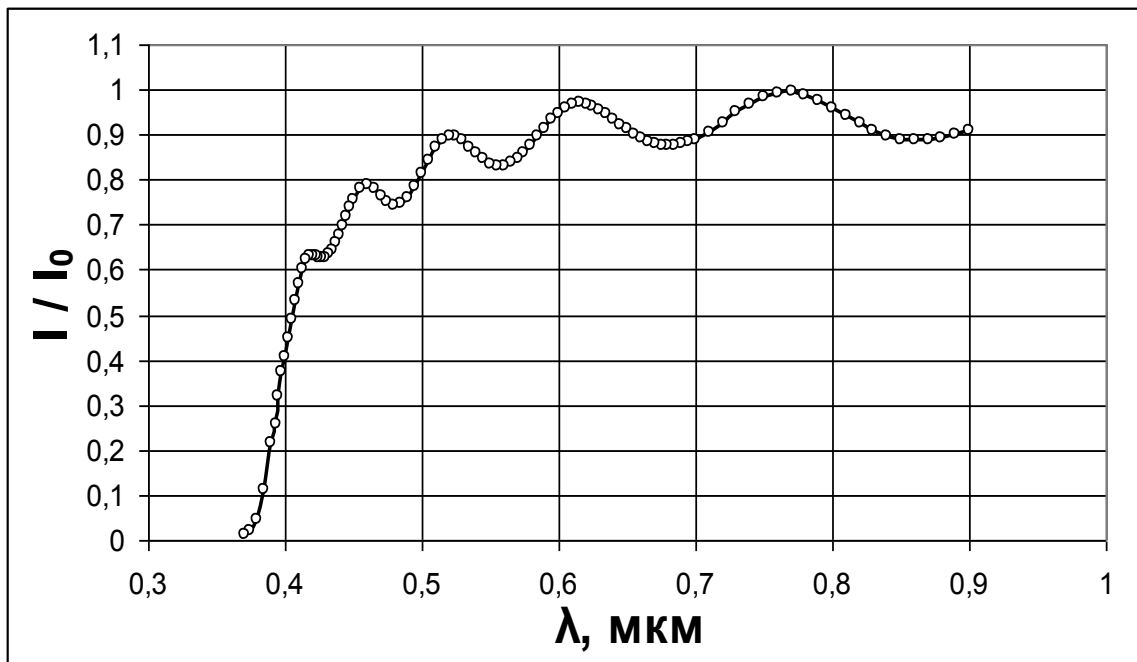


Рис. 7. Спектр пропускания образца № 5-ZnO(In),  $h_5 = 0,75$  мкм, до проведения отжига

Для расчета оптической ширины запрещенной зоны до проведения отжига была построена зависимость  $\alpha^2(h\nu)$ :

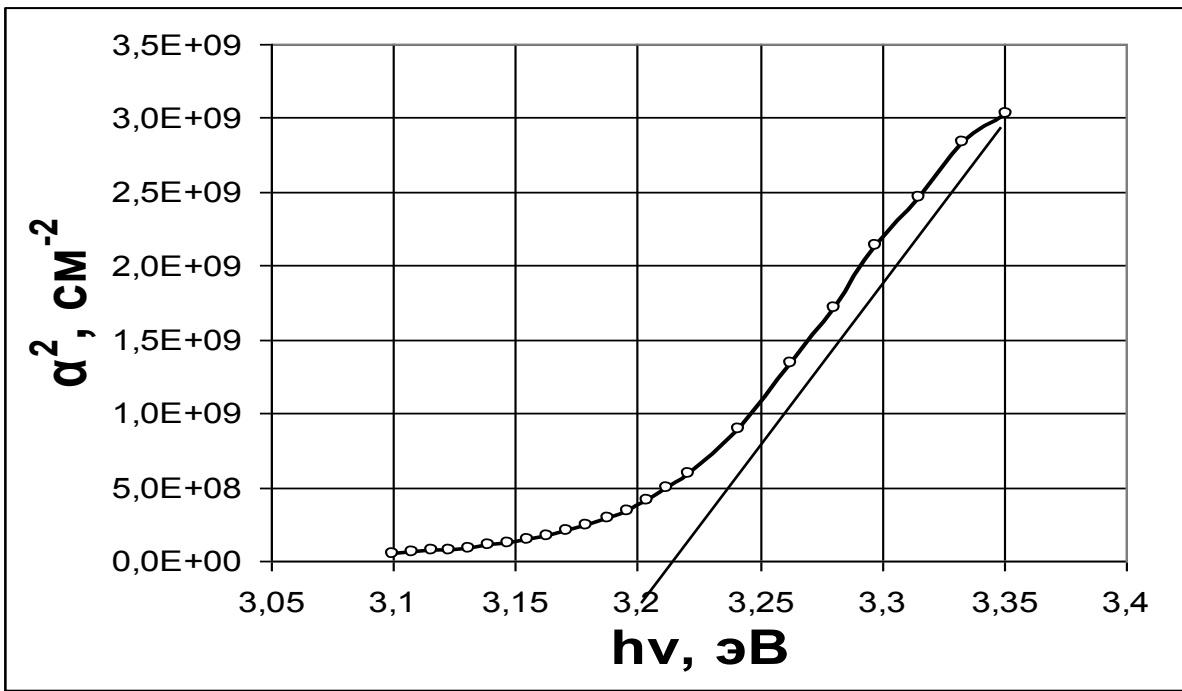


Рис. 8. Зависимость квадрата коэффициента поглощения образца № 5-ZnO(In) от энергии кванта

Ширина запрещенной зоны до проведения отжига:  $E_g = 3,2$  эВ.

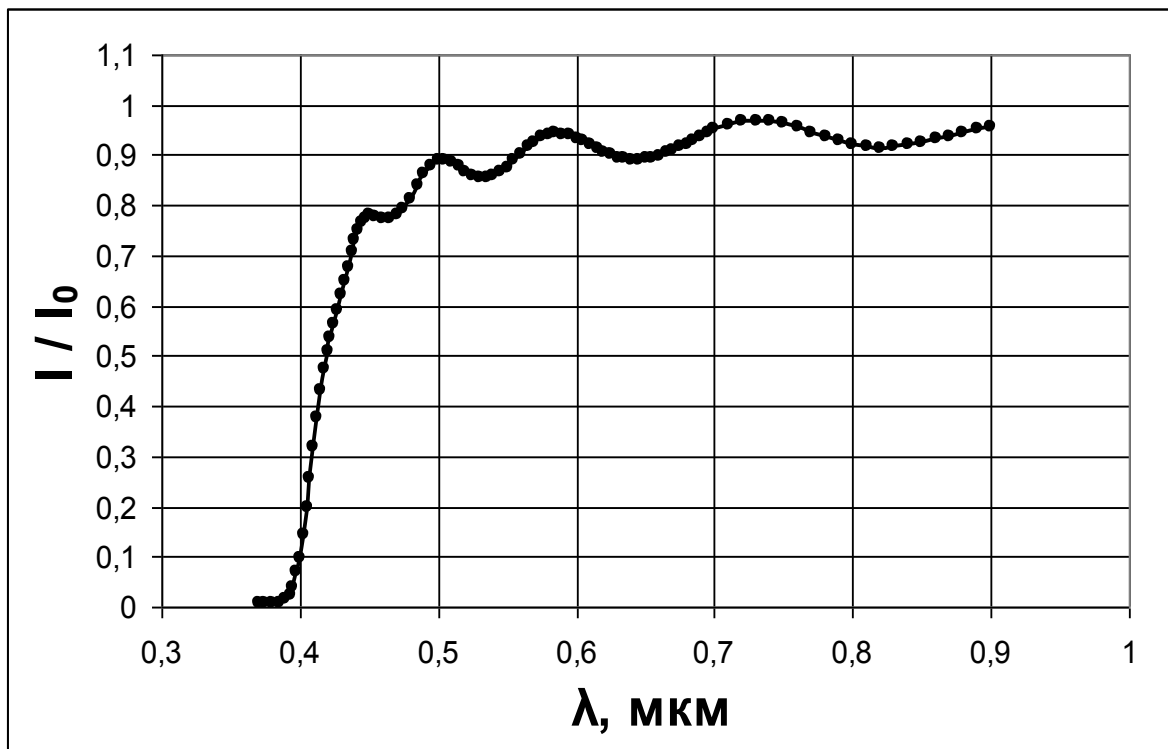


Рис. 9. Спектр пропускания образца № 5-ZnO(In) после проведения отжига в вакууме при температуре 500°C 20 минут

Для расчета оптической ширины запрещенной зоны после проведения отжига была построена зависимость  $\alpha^2(h\nu)$ :

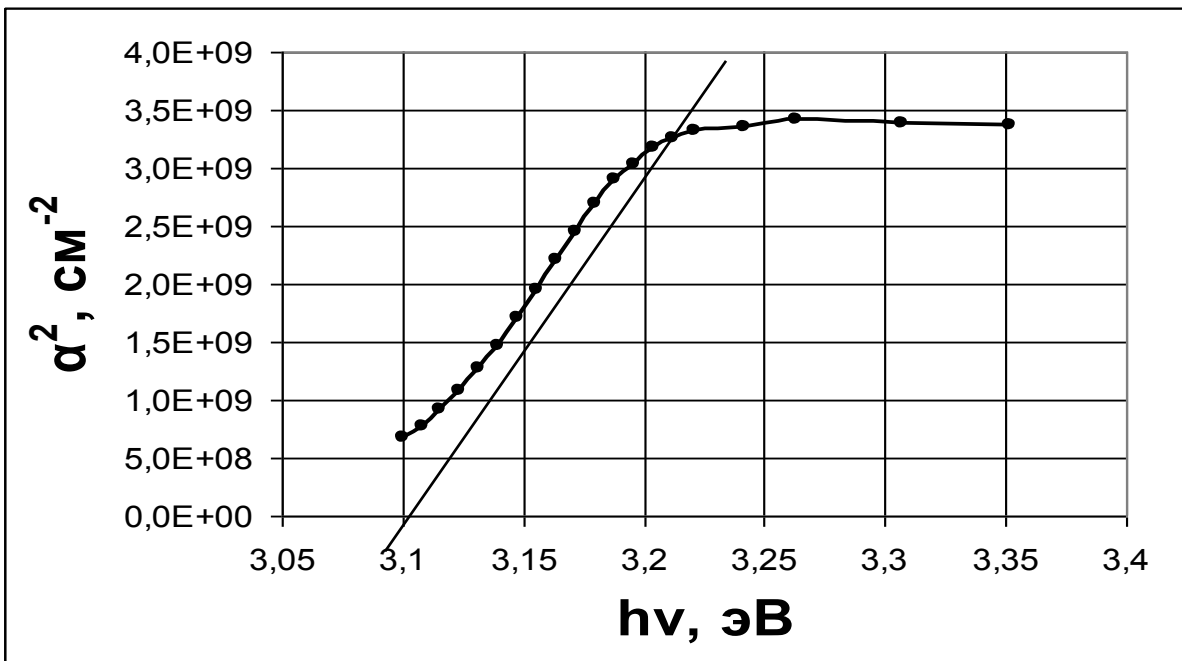


Рис. 10. Зависимость квадрата коэффициента поглощения образца № 5-ZnO(In) от энергии кванта

Оптическая ширина запрещенной зоны после отжига:  $E_g = 3,09$  эВ. Разница (до и после отжига)  $\Delta = 0,11$  эВ

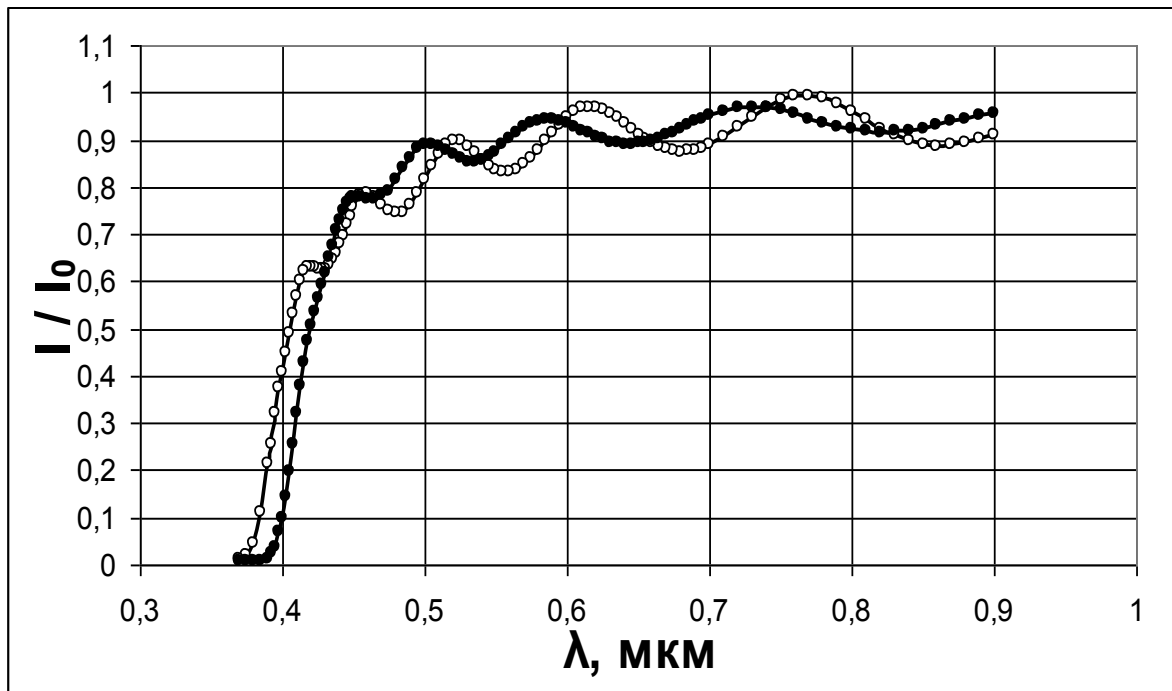


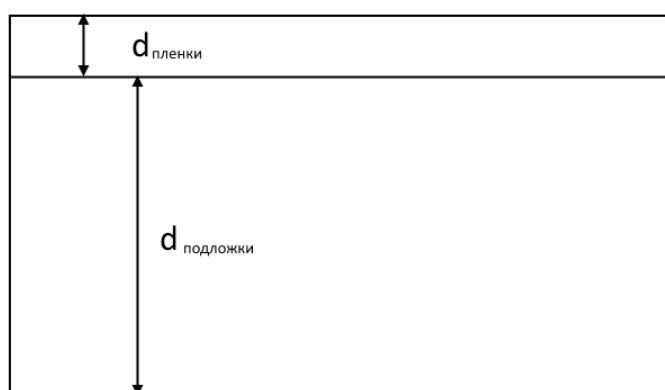
Рис. 11. Сравнение спектров пропускания образца № 5-ZnO(In):  
 —○— до отжига      —●— после отжига

В результате исследований было выяснено, что при отжиге плёнок в воздухе и в вакууме, оптическая ширина запрещенной зоны уменьшилась на  $\sim 0,1$  эВ.

Таблица 4. Сводная таблица данных о влиянии температурного отжига на оптическую ширину запрещенной зоны образцов пленок оксида цинка, легированного индием

	$E_g$ до отжига, эВ	$E_g$ после отжига, эВ	$\Delta$ , эВ
Образец № 1- ZnO(In), $h_1 = 0,3$ мкм	3,22	не отжигался	
Образец № 2- ZnO(In), $h_2 = 0,25$ мкм	3,22	не отжигался	
Образец № 3- ZnO(In), $h_3 = 0,2$ мкм	3,22	не отжигался	
Образец № 4- ZnO(In), $h_4 = 0,756$ мкм,	3,22	3,1	0,12
Образец № 5- ZnO(In), $h_5 = 0,75$ мкм,	3,2	3,09	0,11
Образец № 6- ZnO(In), $h_6 = 0,375$ мкм,	3,21	3,12	0,09
Образец № 7- ZnO(In), $h_7 = 0,375$ мкм,	3,22	3,1	0,12

Это можно объяснить следующим образом. В системе пленка-подложка всегда существуют решеточные напряжения, так как пленка и подложка имеют несоизмеримые толщины (рис. 12).



$$d_{\text{пленки}} \ll d_{\text{подложки}}$$

Рис. 12. Модель пленка-подложка

Если подложка намного толще пленки, тогда подложка считается свободной от напряжений, а все напряжения находятся в пленке. Поперечные размеры пленки значительно больше толщины, поэтому считается, что пленка находится в плосконапряженном состоянии. При нагревании напряжения начинают релаксировать. Благодаря этому, ширина запрещенной зоны уменьшается.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Химическая энциклопедия, Научное издательство «Большая Российская энциклопедия» Москва, том 5, 754-755, (1998)
- [2] Шалимова К.В. Физика полупроводников/ К.В. Шалимова, М.: Энергоатомиздат, 1985, С. 307.
- [3] P. L. Washington, H. C. Ong, J. Y. Dai, and R. P. H. Chang. Determination of the optical constants of zinc oxide thin films by spectroscopic ellipsometry. Applied Physics Letters, vol. 72, № 25, 3261-3263 (1998).

Елизавета Владимировна Богданова

Омский государственный университет им. Ф.М. Достоевского

644077, г. Омск, пр. Мира 55-А, BogdanovaEV@omsu.ru

### **III Всероссийская научно-техническая конференция «Защита радиоэлектронной аппаратуры от электромагнитных излучений. Испытания технических средств на электромагнитную совместимость»**

А. Л. Ворожцов, начальник сектора

В докладе представлен обзор III всероссийской научно-технической конференции «Защита радиоэлектронной аппаратуры от электромагнитных излучений. Испытания технических средств на электромагнитную совместимость» которая состоялась 20 мая 2015 в Москве

*Ключевые слова:* научно-техническая конференция, электромагнитная совместимость.

20 мая 2015 в Москве прошла III всероссийская научно-техническая конференция на тему: «Защита радиоэлектронной аппаратуры от электромагнитных излучений. Испытания технических средств на электромагнитную совместимость». Организаторами мероприятия выступили компания «ТЕСТПРИБОР», Международная ассоциация участников космической деятельности (МАКД), Ассоциация «Электропитание». Тематика конференции охватила специфику защиты оборудования от электромагнитных излучений, новые разработки в материалах и комплектующих для защиты от ЭМИ, проблематике перенапряжений в сетях электроснабжения и вопросы подготовки кадров в области ЭМС. Наибольшее количество докладов было посвящено проблемам организации испытаний на ЭМС, метрологическому и техническому обеспечению испытаний и измерений.

В конференции приняли участие 154 специалиста из 70 передовых испытательных, исследовательских и конструкторских подразделений различных отраслей промышленности, ведущих институтов, аккредитованных испытательных центров, а также представители национальной академии наук Беларуси. Участники конференции заслушали и обсудили 19 научных докладов. Материалы конференции опубликованы в виде Сборника тезисов научных трудов.



Открывая конференцию, с приветственным словом к её участникам обратился заместитель начальника Управления делами, руководитель Юридической службы Роскосмоса А.А. Десятов. Он поздравил всех с Днём метролога и сделал сообщение на тему «Электронная компонентная база космических станций».

С.В. Гудков, ведущий инженер ЗАО «ТЕСТПРИБОР», представил доклад «Программно-аппаратные комплексы для проведения испытаний бортового оборудования на восприимчивость к кондуктивным ЭМП и на соответствие требований по электропитанию». Автор отмечает, что гарантировать надежную работу технических средств (ТС), электропитание которых осуществляется от бортовых систем электроснабжения, и особенно современной радиоэлектронной аппаратуры, невозможно без проведения полномасштабных испытаний на воздействие всех стационарных и нестационарных помех, возникающих в цепях питания. Проведение испытаний позволяет обнаружить слабые места ТС, оценить степень их помехозащищенности и исключить возможные отказы и сбои в работе в процессе эксплуатации. Наиболее оптимальным решением данной задачи является создание программно-аппаратных комплексов, обеспечивающих комплексный подход. Основное оборудование, входящее в состав таких комплексов, это – источники питания, генераторы стационарных гармонических помех, генераторы импульсных помех и различные устройства связи/развязки для ввода помех. Комплексы позволяют моделировать все процессы, происходящие в бортовых сетях питания как постоянного, так и переменного тока, а также в сети общего назначения 220/380 В 50 Гц, определяющие качество электроэнергии, установленное НТД.

А.Н. Гаршин, зам. начальника отделения авионики и вооружений ОАО «Камов», представил доклад «Защита критических систем бортового радиоэлектронного и электронного оборудования от воздействия ЭМПВИ по опыту сертификации вертолета КА-226Т». В докладе было отмечено, что в настоящее время при разработке авиационной техники особое внимание уделяется защищенности бортового радиоэлектронного и электронного оборудования в условиях воздействия внешних электромагнитных полей высокой интенсивности (ЭМПВИ). Это обусловлено возрастанием количества различных типов радиоэлектронных и электронных устройств в составе бортового оборудования, необходимостью их взаимодействия друг с другом и требованиями обеспечения стойкости к воздействию электромагнитных помех. Одним из примеров повышения внимания к вопросам воздействия на летательные аппараты (ЛА) внешних ЭМП является ужесточение требований норм летной годности США и Европы. Кроме того, необходимо учитывать, что перспективные разработки авиационной техники активно принимаются на вооружение в России, а также предлагаются к экспортным поставкам. В этих условиях необходимо, чтобы ЛА и его радиоэлектронные и электронные устройства соответствовали нормам стойкости к воздействию ЭМПви, установленными Министерством обороны России, а для обеспечения возможности экспортных поставок ЛА требуется



обеспечить выполнение требований группы стандартов МО США MIL-STD-464, MIL-STD-188-125 и соответствующих стандартов МЭК.

В результате установления соответствия вертолета ка-226Т требованиям сертификационного базиса (квалификационным требованиям КТ-160D) в части защиты от воздействия электромагнитных полей высокой интенсивности были сделаны следующие выводы:

1. Необходимо учитывать, что защита бортового радиоэлектронного и электронного оборудования любого ЛА процесс творческий и требует активной работы не только разработчика ЛА, но и разработчика каждой из систем, стоящих на борту.

2. Защита бортового оборудования должна осуществляться комплексно, с учетом степени критичности, места размещения, возможностей по улучшению собственной защищенности, а также применения различных методов защиты.

3. Необходима срочная организация базы данных по современным экранирующим материалам, применение которых позволит выполнять требования сертификационных базисов в части защиты от ЭМПВи. здесь же должны быть учтены возможности по импортозамещению.

4. Необходима организация параллельной работы по получению от ВИАМ разрешения на применение современных экранирующих материалов на борту ЛА.

5. Методическая база оценки защищенности бортового оборудования от воздействия внешних ЭМПВИ недостаточна, как недостаточно и количество испытательных лабораторий, проводящих испытания.

Н.Н. Тараканов, начальник научно-технического отдела ООО «ДМТ Электроникс» (г. Минск), представил доклад «Программно-аппаратные измерительные комплексы компании ООО «ДМТ Трейдинг». По мнению авторов, общие тенденции в развитии микроэлектроники – это уменьшение проектных норм, увеличение степени интеграции, миниатюризация, увеличение рабочих частот, переход к производству систем на кристалле. Разработка и внедрение новых изделий микроэлектроники идет опережающими темпами по сравнению с обеспечением их надежности, что создает ряд проблем в использовании современной элементной базы для применений, требующих гарантированную надежность. в том числе актуальной становится задача обеспечения электромагнитной совместимости в аппаратуре не только традиционных мощных электрорадиоизделий (ЭРИ), но и современных интегральных схем. Вторым аспектом проблемы является неполное соответствие отечественной нормативной базы современным требованиям к надежности. В рамках проблематики обеспечения надежности элементной базы и аппаратуры в докладе была представлена информация о производимых предприятием измерительных и испытательных комплексах, опыте их внедрения и эксплуатации. Отмечено, что особое внимание уделяется подходу к созданию комплексов, обеспечивающему совместимость как с действующими отечественными ОСТ/ГОСТ/РД, так и с международными стандартами.

С.С. Грабчиков, доктор физ.-мат наук, ФМН «НПЦ НАН Беларуси по материаловедению», сделал доклад «Применение многослойных пленочных экранов для электромагнитной защиты радиоэлектронных приборов и обеспечения их электромагнитной совместимости», в котором рассказал о важности проблемы защиты элементной базы, радиоэлектронной (РЭА) и научной аппаратуры широкого спектра назначения от воздействий электромагнитных излучений (ЭМИ) естественного и искусственного происхождения. Для приборов и аппаратуры авиационной и ракетно-космической техники необходимо также учитывать такие факторы как короткое замыкание высоковольтных ЛЭП, влияние внешних токов, протекающих по защитным металлоконструкциям, на внутренние электрические цепи и элементы аппаратуры.

Одним из основных и наиболее эффективных способом защиты является экранирование. В настоящее время основные работы ведутся в направлении совершенствования конструкций экранов, технологий их изготовления и синтеза новых материалов с улучшенными характеристиками. Большие перспективы открывает способ экранирования с применением многослойных пленочных материалов, состоящих из слоев с высокой магнитной проницаемостью и слоев с высокой электрической проводимостью.

В докладе были показаны возможности технологического процесса формирования многослойных пленочных экранов (МПЭ) системы пермаллой/медь и результаты исследования их эффективности электромагнитного экранирования в зависимости от внутреннего строения, параметров ЭМИ, а также приведен ряд примеров практического применения МПЭ, обеспечивающих защиту РЭА и блоков аппаратуры от воздействия различного типа внешних ЭМИ.

Л.Н. Кечиев, д.т.н., профессор, член Научного Совета НОЧУ «НИШ», руководитель Центра знаний «Электромагнитная совместимость», представил доклад «Проблемы защиты аппаратуры от электромагнитных воздействий и повышение квалификации кадров», в котором рассмотрел проблемы обеспечения электромагнитной совместимости технических средств и необходимость совершенствования системы образования специалистов в части повышения квалификации. Анализ сложившейся ситуации позволяет говорить об увеличивающемся разрыве между потребностями предприятий по созданию новой перспективной техники и уровнем подготовки бакалавров и магистров в области ЭМС, что оборачивается большими затратами на доработку аппаратуры, повышение ее помехозащищенности и снижению помехоэмиссии. Практически выпускники вузов не изучают вопросы ЭМС, а существовавшая ведомственная система повышения квалификации не восстановлена. Развитие центров повышения квалификации может дать реальный вклад в повышение уровня разработки перспективных технических средств.

Опыт работы Новой инженерной школы (НИШ) как Центра инженерных знаний в области ЭМС говорит о необходимости развития и расширения сферы повышения квалификации разработчиков радиоэлектронной аппаратуры в области обеспечения ЭМС и защиты аппаратуры от электромагнитных воздействий. За десятилетний опыт работы через Центр прошли сотни инженеров с

более чем 800 предприятий соответствующего профиля. Лекции читают крупнейшие специалисты России в области ЭМС. Под эгидой НИИШ выпускается «Библиотека ЭМС» и журнал «Технологии ЭМС». Журнал «Технологии ЭМС» входит в перечень ВАК ведущих рецензируемых журналов России. В нем активно публикуются аспиранты и докторанты, специализирующиеся в области ЭМС. Библиотека ЭМС в настоящее время насчитывает 9 томов, которые охватывают все значимые задачи проектирования аппаратуры с учетом ЭМС: методология проектирования, ЭМС систем и установок, проектирования быстродействующих печатных плат, экранирование, защита от электростатического разряда и др. Эти монографии служат в качестве учебных пособий для соответствующих курсов различной продолжительности от 3 дней до базового лицензированного курса в 72 часа.

С.А. Сухоруков, генеральный директор – главный конструктор ЗАО «ЭМСОТЕХ», представил доклад «Национальные стандарты РФ в области преднамеренных силовых электромагнитных воздействий». Автором доклада был разработан проект первого в мире стандарта в области защиты от электромагнитного терроризма. Публикация проекта стандарта «Испытания технических средств на устойчивость к намеренным силовым воздействиям методами электромагнитного терроризма» в журнале «Технологии ЭМС» в 2005 году инициировала создание рабочей группы из ведущих специалистов России, которая завершила работу проектом стандарта ГОСТ Р 52863-2007 «Защита информации. Автоматизированные системы в защищенном исполнении. Испытания на устойчивость к преднамеренным силовым электромагнитным воздействиям. Общие требования», который в 2007 году вступил в силу.

В развитие ГОСТ 52863 автором доклада были созданы проекты национальных стандартов РФ, которые вступают в силу с 01.07.2015:

- ГОСТ Р 56093-2014 «Защита информации. Автоматизированные системы в защищенном исполнении. Средства обнаружения преднамеренных силовых электромагнитных воздействий. Общие требования»;
- ГОСТ Р 56115-2014 «Защита информации. Автоматизированные системы в защищенном исполнении. Средства защиты от преднамеренных силовых электромагнитных воздействий. Общие требования».

Одновременно с ними вступает в силу созданный компетентными организациями национальный стандарт РФ :

- ГОСТ Р 56103-2014 «Защита информации. Автоматизированные системы в защищенном исполнении. Организация и содержание работ по защите от преднамеренных силовых электромагнитных воздействий. Общие требования».

Таким образом, в 2015 году вступает в силу комплект национальных стандартов, позволяющих вести целенаправленную работу по техническому противодействию угрозе уничтожения электронных и электрических ТС в ходе кибервойн.



В заключение участники поблагодарили инициаторов проведения конференции, а так же оргкомитет за хорошую организацию работы, техническое и методическое обеспечение мероприятия. Подчеркивался высокий научный уровень докладов и заинтересованность в регулярном проведении подобных встреч.

Следующая конференция, посвященная проблематике ЭМС, пройдет во втором квартале 2016 года.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Тезисы докладов III всероссийской научно-технической конференции «Защита радиоэлектронной аппаратуры от электромагнитных излучений. Испытания технических средств на электромагнитную совместимость». – Москва, ТЕСТПИБОР, 2015.
- [2] Страница конференции – <http://www.test-expert.ru/news/detail.php?ID=894>
- [3] ЗАО «Тестприбор» – <http://www.test-expert.ru/>
- [4] Новая инженерная школа – <http://nesch.ru/>
- [5] Журнал «Технологии электромагнитной совместимости» - <http://emc-journal.ru/>
- [6] ЗАО «ЭМСОТЕХ» – <http://emcotec.ru/>
- [7] ООО «ДМТ ТРЕЙДИНГ» – <http://www.dmt.by/>

---

Александр Леонидович Ворожцов  
АО «ЦКБА» (Омск), E-mail: [alek.vorog@yandex.ru](mailto:alek.vorog@yandex.ru)

## **Исследование основных принципов построения антенно-согласующих устройств**

А. С. Жильков, магистрант, инженер

Устройства согласования антенн, являясь неотъемлемой частью всех передающих и приемных радиостанций, имеют особое значение в современной технике радиосвязи. Их роль неуклонно и быстро возрастает в связи с автоматизацией средств и комплексов радиосвязи для подвижных, полевых и стационарных объектов и радиоцентров, а также вследствие появления помехозащищенных частотно-адаптивных радиолиний, применения систем связи с широкополосными шумоподобными сигналами.

В наше время, когда огромное значение придается различной информации, существует необходимость в быстрых и качественных способах ее передачи. Одним из элементов, решающих эту задачу является блок антенно-согласующего устройства, для настройки которого необходимо знать значение комплексного сопротивления нагрузки.

Вопросы измерения полного сопротивления узлов или элементов ВЧ-тракта возникают всякий раз, когда приходится решать задачи согласования, находить параметры эквивалентных схем или рассчитывать частотные характеристики устройств СВЧ. Следствием этого является появление различных устройств, которые бы отвечали тем или иным требованиям при измерении комплексного сопротивления. В основе определения полного сопротивления нагрузки лежит связь его с коэффициентом стоячей волны и положением минимума напряжения в линии.

Использование антенны в широком диапазоне частот сопряжено с серьезными трудностями из-за сильной зависимости её входного сопротивления от частоты. Возникает необходимость в применении органов настройки и согласования, рассчитанных на большие пределы номиналов и на большую скорость изменения с частотой комплексного сопротивления антенны. В ряде случаев приходится считаться с непостоянством входного сопротивления антенны на данной частоте из-за изменения во времени условий окружающей среды либо самой её конфигурации, особенно на подвижных объектах. В значительных пределах входное сопротивление антенны может изменяться при её нахождении в составе сложных антенных решеток.

Антенну можно считать точно согласованной с линией передачи, если входное сопротивление антенны точно равно волновому сопротивлению линии передачи. Оба сопротивления должны быть при этом чисто активными. Волновое сопротивление линии передачи не зависит от частоты и поэтому всегда активное (омическое). Напротив, входное сопротивление антенны только тогда принимает чисто действительное значение, когда антенна настроена на рабочую частоту. Если антенна неточно согласована с линией передачи, происходит отражение энергии, передаваемой по линии передачи от точек питания антенны, и отраженная энергия возвращается к входу передатчика. В результате от-

ражений возникают стоячие волны, что снижает к.п.д. антенно-фидерной системы. Чем больше неточность согласования, тем больше амплитуда стоячих волн. При настройке антенн с согласованными линиями передачи всегда стремятся получить КСВ, равный 1. Если коэффициент стоячих волн не достигает этого значения, то либо это обусловлено неточной настройкой антенны, либо включаемые между антенной и линией передачи согласующие устройства вносят во входное сопротивление антенны индуктивную составляющую. КСВ, равный 1, практически не может быть достигнут на практике. Однако на практике коэффициенты стоячей волны в линии в пределах до 2 не приводят к значительным потерям в линии и поэтому рассматриваются как вполне допустимые.

В работе были рассмотрены датчики сопротивления, проводимости и фазы, как комплексных, так и реальных составляющих. На основе рассмотренных датчиков было предложено схемотехническое решение представленное ниже.

На рисунке 1 представлен пример измерительной системы, состоящей из трех датчиков. Слева на право: датчик КСВ, датчик  $|Z|$ , датчик  $\phi$ . Для данного схемотехнического решения Датчики  $|Z|$  и  $\phi$  настроены так, что при нагрузке с  $|Z|=R=50$  Ом они показывают 0 В на выходе. Если  $|Z|$  остается неизменным, но при этом происходит сдвиг фазы, то меняется только показание датчика  $\phi$ . Если же изменяется  $|Z|$ , но фаза остается фиксированной, меняются показания только датчика  $|Z|$ .

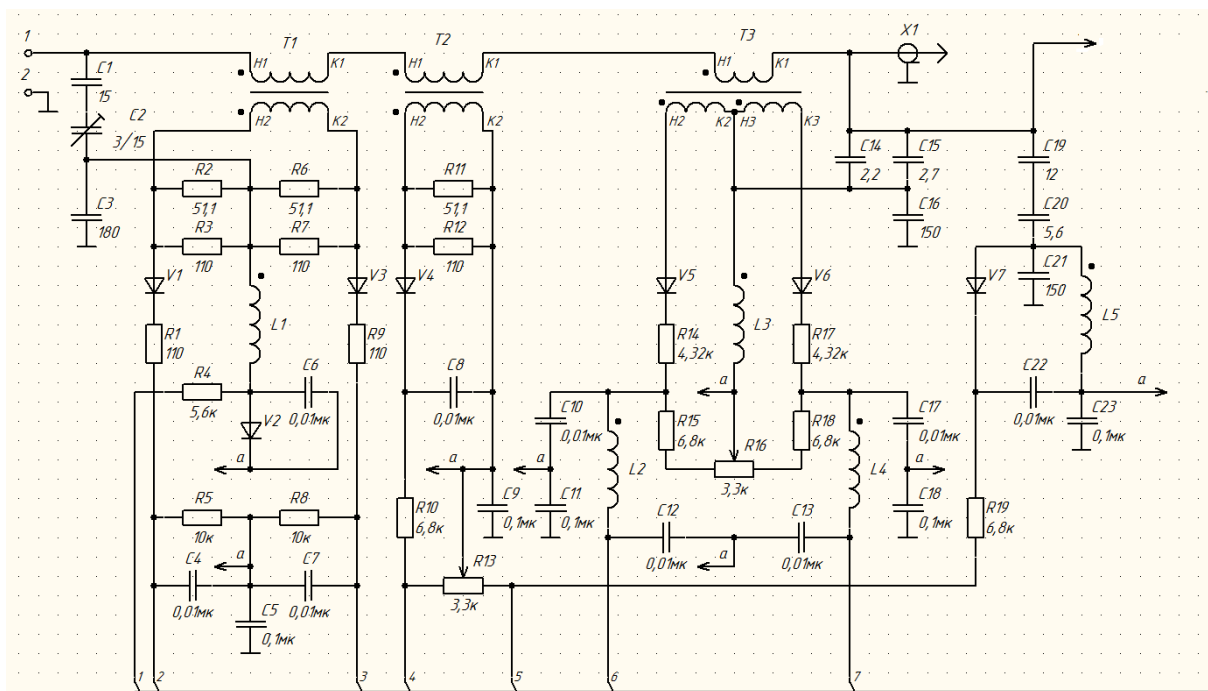


Рис. 1. Пример измерительной системы АСУ

В нижней части схемы цифрами 1-7 показаны информационные выходы. 1 информирует систему настройки о наличие питания в измерительной системе. 2 дает показания о падающей волне, 3 – об отраженной. 4 и 5 сообщают информацию о  $|Z|$ . 6 и 7 дает информацию о фазе импеданса.

Вопрос развития измерительных систем автонастройки АСУ тесно связан с вопросом создания легкосогласуемых антенн и вопросами скрытности и помехоустойчивости.

Рассмотренные типы датчиков применяются в условиях, когда уровень помех не превышает 10% от уровня передаваемого/принимаемого сигнала. Проникающие в излучающую систему наводки неизбежно приводят к неправильной настройке согласующего устройства и, следовательно, к потерям на приеме/передаче сигнала.

Любая система настройки имеет время задержки на измерение и саму настройку, связи с чем возникает задача разработки алгоритма ускоренной настройки согласующего устройства. Также, для быстрой и качественной настройки согласующего устройства требуется разработка антенны, параметры которой практически не зависели от внешних факторов, таких как температура окружающей среды, влажность воздуха, перемещение излучающей системы в пространстве (актуально для мобильных радиопередающих станций на базе колесной и гусеничной техники).

В ходе работы был рассмотрен вопрос согласования передатчика с нагрузкой и обозначены основные причины необходимости согласования.

Также были рассмотрены основные типы балансных датчиков и детекторных и измерительных систем, принципы их работы и условия применимости.

Системы согласования были недооценены и незаслуженно забыты в середине прошлого века. У данного направления радиотехники достаточно узкая применимость, но в современном мире приобретающая всё большую важность в радиопередающих и принимающих системах.

Согласование передатчика с нагрузкой имеет важное практическое значение как в области качества передаваемого/принимаемого сигнала, так и в области долговечности и качества радиопередающих/принимающих устройств.

У измерительных систем и систем автонастройки огромный схемотехнический потенциал, который еще только предстоит освоить. Применение цифровой обработки сигнала и автонастройки с использованием скоростных контроллеров позволяет упростить схемотехнику измерительных систем и разрабатывать новые алгоритмы настройки.

---

Александр Сергеевич Жильков,  
ОмГУ им. Ф.М. Достоевского, АО «ОНИИП»

## Методы исследования пленок нитрида алюминия

Е. Р. Жилькова, магистрант

Пленки AlN нашли широкое применение в микро- и акустоэлектронных приборах. Это обусловлено сочетанием физико-химических свойств AlN. На всех стадиях технологического процесса изготовления приборов функциональной электроники на основе пленок нитрида алюминия (AlN) требуется контроль структурных, функциональных, физических и механических параметров этих пленок. Для исследования поликристаллических тонких пленок AlN и слоистых структур на их основе применяются различные методы, такие как: рентгеноструктурный анализ, который позволяет исследовать кристаллическое строение пленок AlN; оптические методы, позволяющие контролировать шероховатость и толщину пленок AlN.

*Ключевые слова:* рентгеноструктурный анализ, оптические методы анализа, пленки нитрида алюминия.

Наиболее широкое применение AlN находит в микроэлектронике. Прежде всего – это акустоэлектронные устройства, в частности, с применением тонких пьезоэлектрических слоев AlN на различных подложках в приборах на объемно акустических волнах (ОАВ). Это обусловлено сочетанием физико-химических свойств AlN.

На всех стадиях технологического процесса изготовления приборов функциональной электроники на основе пленок нитрида алюминия (AlN), в которых используется метод магнетронного распыления, требуется контроль структурных, функциональных, физических и механических параметров этих пленок.

Функциональные (акустические, диэлектрические и другие) свойства тонких пленок в приборах определяются их кристаллическим строением, которое характеризуется степенью кристалличности (соотношением кристаллической и рентгеноаморфной фаз), преимущественной ориентацией и углом разориентации кристаллитов в пленке, областью когерентного рассеяния и др. Для исследования кристаллического строения поликристаллических тонких пленок применяются дифракционные методы.

Рентгеноструктурный анализ - это метод исследования строения тел, использующий явление дифракции рентгеновских лучей, метод исследования структуры вещества по распределению в пространстве и интенсивностям рассеянного на анализируемом объекте рентгеновского излучения. Дифракционная картина зависит от длины волны используемых рентгеновских лучей и строения объекта. Для исследования атомной структуры применяют излучение с длиной волны  $\sim 1 \text{ \AA}$ , т.е. порядка размеров атома. [1, 2].

Лауэ открыл явление дифракции рентгеновских лучей на кристаллах, а Вульф и Брэгг (условие Вульфа-Брэгга) теоретически обосновали это явление (рис. 1). Формула Вульфа-Брегга:

$$n\lambda = 2d \sin\theta \quad (1)$$

где  $\lambda$  – длина волны, нм;  $\theta$  – угол падения;  $d$  – межплоскостное расстояние;  $n$  – целое число.



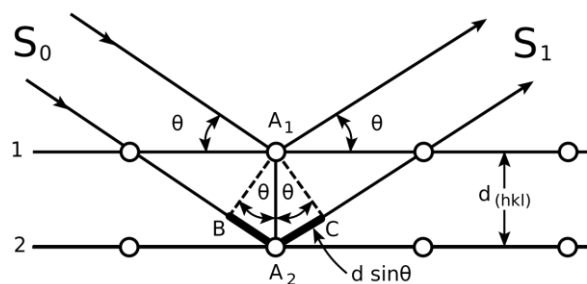


Рис. 1. Дифракция рентгеновских лучей

Эффект дифракции рентгеновских лучей при их прохождении через кристалл аналогичен дифракции световых лучей, пропускаемых через штриховую дифракционную решетку. Пучок монохроматических лучей, направленных на пластинку с системой равноотстоящих отверстий (или штрихов), распространяется за пластинкой по ряду избранных (дискретных) направлений. Происходит это вследствие наложения сферических волн, исходящих из каждого отверстия. В некотором произвольном направлении эти волны не совпадают по фазе и в совокупности взаимно гасят друг друга. Но если разность фаз лучей, исходящих из соседних отверстий, составит целое число периодов, то они не погасят, а взаимно усилят друг друга. Этому условию и удовлетворяют дифракционные лучи. Кристалл является периодической атомной структурой. Если использовать такие лучи, которые рассеиваются атомами и имеют длину волны, близкую к межатомным расстояниям, то должен наблюдаться аналогичный эффект. Периоды повторяемости решетки кристалла лежат обычно в пределах  $5 - 10 \text{ \AA}$ . Поэтому для дифракции на кристалле требуется излучение с длиной волны, лежащей примерно в той же области – порядка  $10^{-10} - 10^{-8} \text{ см}$ .

По рентгенограмме судят о химическом составе пленки. Для этого сравнивают значения углов, на которых расположены пики отражения пленки с эталонными значениями углов из картотеки ASTM (American Society for Testing Materials), либо с дифрактограммой эталона. Точное определение химического состава связано с тем, что каждому материалу соответствует свой неповторимый дифракционный спектр [3]. После идентификации материала пленки определяется: является ли пленка аморфной, либо поликристаллической. Качественно это определяется по интенсивности пиков рентгенограммы: чем пики выше и уже, тем меньшее количество аморфной фазы содержится в пленке. Размер кристаллов или область когерентного рассеяния (ОКР) определяется шириной кривой качания рефлекса. Индексирование поликристаллической пленки, т.е. определение индексов (HKL), в направлении которого ориентированы кристаллиты в пленке, осуществляется путем сравнения углов пиков отражения исследуемой пленки с данными картотеки ASTM. Качественные поликристаллические пленки AlN ориентированы в направлении  $\langle 0001 \rangle$  [4]. Поэтому из рентгенограммы для них можно уточнить лишь значение С-оси. Это значение равно значению межплоскостного расстояния в направлении  $\langle 0001 \rangle$ , полученному из соотношения Вульфа-Брэгга. С этим также связана сложность нахождения механического напряжения в качественной пленке AlN.

Вторым рентгенодифракционным методом при исследовании пленок AlN был метод, результатом которого является получение кривой качания рефлекса (рис. 2). По этой кривой проводится количественный анализ степени кристалличности  $J$ . Степень кристалличности, т.е. соотношение кристаллической фазы в пленке от общего объема пленки, пропорциональна площади под кривой. Для количественного определения степени кристалличности пленок в работе снимались кривые качания для исследуемой пленки и для эталона. Степень кристалличности определяется площадью под кривой качания  $S$  поделенной на толщину пленки  $h$ . Из соотношения (2) вычисляется степень кристалличности искомой пленки

$$J = \frac{S \cdot h_3}{S_3 \cdot h} \cdot J_3, \quad (2)$$

где  $S, S_3$  – площади под кривой качания для исследуемой и эталонной пленок, отн.ед;  $h, h_3$  – толщины исследуемой и эталонной пленок, мкм;  $J_3$  – степень кристалличности эталонной пленки, %.

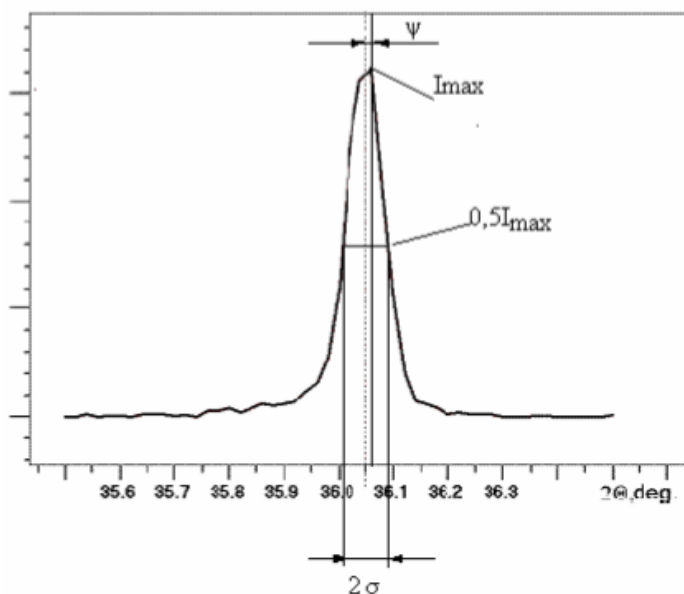


Рис. 2. Кривая качания пленки AlN, где  $I_{\max}$  – пик кривой качания,  $\sigma$  – угол наклона к С-оси к нормали,  $\psi$  – угол разориентации кристаллитов в пленке

Еще одним параметром пленки AlN, контролируемым при помощи кривой качания (рис. 2), является угол наклона С-оси текстуры от нормали, он определяется отклонением угла максимума кривой качания  $\psi$  от угла направления текстуры, взятой из картотеки ASTM. Другим параметром, определяемым по кривой качания, является угол разориентации кристаллитов от оси текстуры  $\sigma$  – в реальных условиях наблюдается большее или меньшее отклонение ориентировки части кристаллитов в текстурированном материале от идеального расположения по отношению к направлению сил, вызвавших текстурообразование, на некоторый угол. Он определяется полушириной максимума кривой качания (рис. 2). Для пленок AlN, используемых в акустоэлектронике, стремятся получить следующие параметры кристаллического строения: пленки должны быть текстурированы вдоль направления  $\langle 0001 \rangle$ ; степень кристалличности  $J \rightarrow 100\%$ ;

угол наклона С-оси текстуры от нормали  $\psi \rightarrow 0$ ; угол разориентации кристаллитов в пленке  $\sigma \rightarrow 0$ .

В процессе изготовления пленок возникает шероховатость их поверхностей. Под шероховатостью понимают совокупность неровностей, образующих рельеф поверхности. Оптические методы неразрушающего контроля являются одними из самых древних и разработанных методов контроля поверхности тонких пленок.

При определенных условиях отражение света от структуры сопровождается интерференционным эффектом, который может быть использован для измерения толщины слоев. Для возникновения интерференции необходимо, чтобы падающее излучение отражалось не только от поверхностного слоя, но и от его границы с подложкой. Это означает, что слой должен быть прозрачным в используемом интервале длин волн и оптические постоянные слоя в этом спектральном диапазоне должны отличаться от оптических постоянных подложки.

Для определения толщины тонкопленочных слоев может использоваться микроинтерферометр МИИ-4. Погрешность измерения которого составляет половину длины волны, диапазон измерения в работе составлял от 0,5 мкм до 10 мкм. Для определения толщины прозрачных пленок AlN использовалось соотношение:

$$h = \frac{\Delta A}{B \cdot n} \cdot \frac{\lambda}{2}, \quad (3)$$

где  $A$  – расстояние между серединами пачек интерференционных линий, отн. ед.;  $\Delta A$  – расстояние между соседними интерференционными линиями отн. ед.;  $\lambda$  – длина волны, используемого в микроинтерферометре излучения, мкм;  $n$  – показатель преломления, для AlN равен 2,1;  $d$  – толщина пленки, мкм.

Кристаллическая структура пленок AlN влияет на их физико-химические свойства. Для контроля строения пленок AlN в лабораторных условиях широко используются общепризнанные методы рентгеноструктурного и оптические методы анализа.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Усманский Я.С. Кристаллография, рентгенграфия и электроно-микроскопия./Я.С. Уманский, Ю.А Скаков, А.Н. Иванов, Л.М. Расторгуев. – М.: Металлургия, 1982. – 632 с.
- [2] Бокий Г.Б., Рентгеноструктурный анализ. / Г.Б. Бокий, М.А. Порай-Кошиц – М.: Наука, 1964. – 492с.
- [3] Комбра Л.М. Рентгенофазовый анализ. / Л.М. Комбра, В.К. Трунов. – 2-е изд., перераб. и доп.–М.: издательство московского университета, 1976. – 59-112 с.
- [4] Белянин А.Ф. Наноматериалы. IV. Тонкие пленки как наноструктурированные системы/ А.Ф. Белянин, М.И. Самойлович. – М.: ЦНИТИ "Техномаш", 2006. – 256 с. ISBN 978-5-902740-13-1. 9

---

Екатерина Романовна Жилькова,  
ФГБОУ ВПО «ОмГУ им. Ф. М. Достоевского», физический факультет,  
644077, г. Омск, пр. Мира, 55-А, e.r.buslaeva@chemomsu.ru

## Антенный комплекс для магнитотеллурического зондирования

П. А. Зайдов, аспирант, инженер-конструктор

В данной статье описывается принципиально новое техническое решение датчиков для магнитотеллурического зондирования. Представлена схема расположения. Также описан метод магнитотеллурического зондирования.

*Ключевые слова:* магнитотеллурическое поле, рамочная антенна неполяризующиеся электроды.

В настоящее время в условиях неопределенности начального этапа поиска и разведки сложнопостроенных месторождений высокоразрешающий метод электромагнитного сканирования земной коры (магнитотеллурический метод зондирования – МТЗ) может стать весьма эффективным инструментом. Применение данного метода в поисковых работах может обеспечить снижение затрат и повышение эффективности, экологичности и безопасности проведения работ при оценке перспектив нефтегазоносности, особенно в слабо изученных районах [1].

Магнитотеллурическим называют естественное переменное электромагнитное поле Земли, наблюдаемое в больших регионах. Оно проявляется в форме вариаций электрических и магнитных компонент. Электрическая часть обусловлена наличием земных региональных токов, получивших название теллурических, геомагнитные вариации – их переменным характером.

Метод магнитотеллурического зондирования основан на изучении естественного переменного электромагнитного поля Земли – магнитотеллурического поля. Диапазон электромагнитных волн, порождаемых магнитотеллурическими токами, составляет от  $10^{-4}$  до 10 Гц. Это эквивалентно плоским волнам, идущим от центра Земли к поверхности. При полевых наблюдениях обычно регистрируют следующие компоненты магнитотеллурического поля:  $E_x$ ,  $E_y$ ,  $H_x$ ,  $H_y$ , которые в совокупности позволяют составить полное представление о структуре и особенностях земного поля в каждом пункте наблюдения.

Геологический разрез в методе МТЗ описывается моделью Тихонова - Каньяра. Согласно этой модели на горизонтально – слоистую среду вертикально падает электромагнитная волна. На горизонтальной плоскости регистрируются 4 компоненты электромагнитного поля: две ортогональных электрических составляющих  $E_x$ ,  $E_y$  и две ортогональных магнитных составляющих  $H_x$ ,  $H_y$ . Если исследуемая среда горизонтально – однородная, то эти компоненты связаны уравнениями  $E_x = Z \times H_y$ ,  $E_y = -Z \times H_x$ , где  $Z$  – магнитотеллурический импеданс. Если же среда горизонтально – неоднородная, то переходят к тензору импеданса и адмитанса:

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{xx} & Z_{xy} \\ Z_{yx} & Z_{yy} \end{bmatrix}, \quad [Y] = \begin{bmatrix} Y_{xx} & Y_{xy} \\ Y_{yx} & Y_{yy} \end{bmatrix}.$$

Для решения обратной задачи МТЗ используют эффективный импеданс  $Z_{eff} = \sqrt{Z_{xx} \cdot Z_{yy} - Z_{xy} \cdot Z_{yx}}$ . Одним из важных свойств эффективного импеданса является инвариантность к выбранной системе координат [2].

Наряду с низкочастотным полем космического происхождения в Земле существуют электромагнитные поля, характеризующиеся относительно высокими (3-10000 Гц) частотами. Возникновение данных полей может быть связано с работой промышленных установок, действием сверхдлинноволновых радиостанций, а также с вариациями потенциала атмосферного электрического и геомагнитного поля Земли. Но основной причиной существования электромагнитных полей в данном диапазоне считают грозовую активность.

Одной из проблем является разработка подобной системы датчиков, к которой предъявляются следующие требования:

1. Способность максимально точно идентифицировать составляющие «Е» и «Н» магнитотеллурического поля.
2. Достаточную чувствительность.
3. Минимум воспринимаемых индустриальных помех.
4. Минимум собственных шумов.
5. Относительную мобильность.

Традиционная система датчиков, предполагает расстановку их только в приповерхностном слое Земли, на глубине около 0,3 м от уровня почвы. Она состоит из двух взаимно перпендикулярных датчиков электрического поля – приемных линий и трех статических магнитометров (или индукционных датчиков).

Что касается электрических датчиков, то традиционно это пара неполяризуемых электродов, устанавливаемая, как уже сказано выше, в приповерхностном слое Земли на расстоянии  $L$  друг от друга. Действующая длина такого датчика равна расстоянию между электродами. Соответственно напряженность электрического поля выражается в виде  $E=U/L$ . Ортогональную составляющую  $E$  измеряют соответственно ортогональным датчиком.

Датчики магнитного поля выполняют обычно в виде многовитковых рамок с сердечником, обладающими высокой магнитной проницаемостью. Для регистрации магнитного поля в частотных диапазонах, соответствующих магнитотеллурическим токам, требуются конструкции с далеко не лучшими массогабаритными характеристиками, обладающими, кроме того, значительными шумами. Все конструктивные упрощения, как то малые размеры, малый вес и т.п. в конечном итоге сводятся к снижению тех или иных потребительских свойств подобных датчиков. Оптимизация таких параметров, как число витков и сечение провода, магнитная проницаемость сердечника и его форма, если и дает некоторый эффект, то в основном за счет снижения эффективности, чувствительности и т.п.

Для того чтобы увеличить точность измерения данных приема магнитотеллурического поля предлагается совершенно новая система датчиков, в основе которой и лежит электродная приземная антенна.

Данная система состоит из датчиков электрического и магнитного полей. Рассмотрим в первую очередь датчики электрического поля. Датчик электрического поля представляет собой симметричную приземную антенну.

Электрическим датчиком является пара неполяризуемых электродов, как было указано выше.

Датчик магнитного поля представляет собой рамочную антенну. Пара электродов датчика магнитного поля размещается на том же расстоянии друг от друга, что и первая пара, но уже на глубине  $h$ . При этом потенциал первой пары, соответствующий напряженности электрического поля, вычитают из потенциала заглубленной пары для получения соответствия напряженности магнитного поля в силу того, что образуется система эквивалентная рамке: проводами от электродов и промежутка между ними:

$$S=h \times L$$

$S$  – площадь рамки;  $h$  – глубина установки электродов магнитного датчика;  $L$  – расстояние между электродами.

На рисунке показано расположение датчиков для измерения магнитотеллурического поля земли.

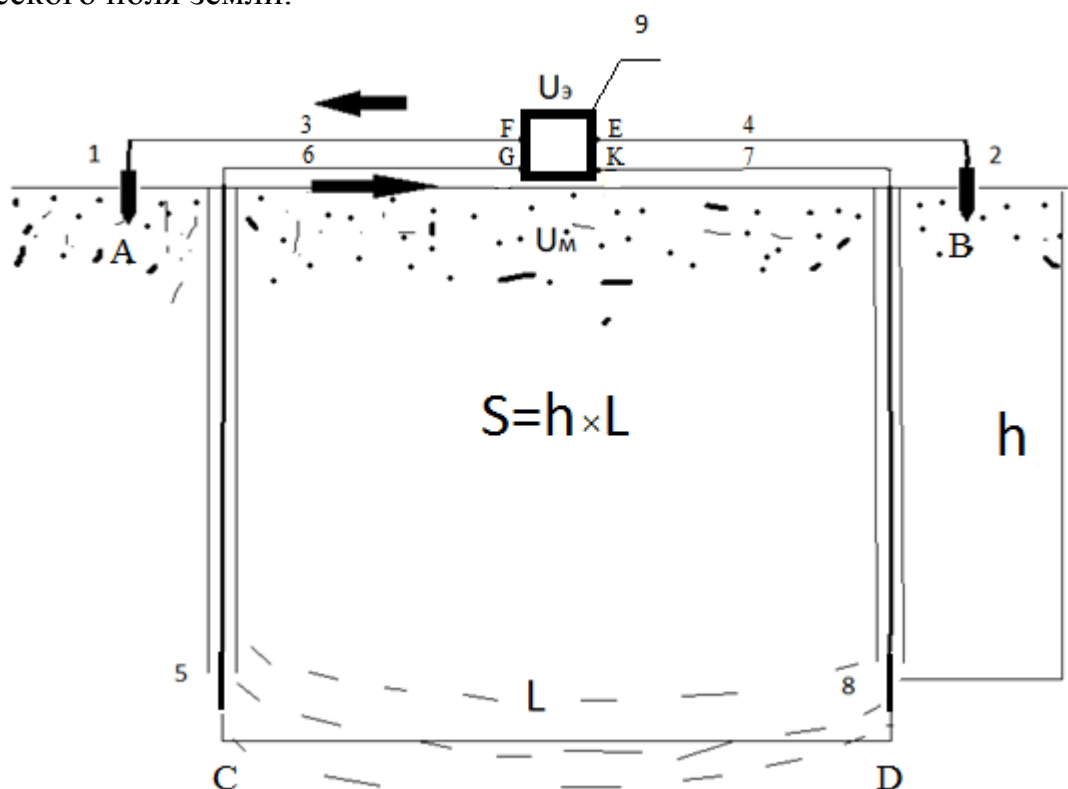


Схема расстановки датчиков

Особенностью применяемых датчиков электрического и магнитного полей является возможность их размещения в одной плоскости, с единой базой  $L$  между электродами и, по сути, измерения составляющих поля в одной точке, что повышает достоверность измерений. Так как напряжение на выходе электрического датчика определяется его длиной и напряженностью электрического поля в точке приема, а напряжение на выходе магнитного датчика определяется суммой напряжений, наводимых электрическим и магнитными полями.

А также в связи с заглублением датчиков магнитного поля на глубину  $h$  делает возможным исключить использование многовитковых катушек, следовательно, упрощает массогабаритные характеристики датчиков магнитного поля. Таким образом, на датчике электрического поля имеем

$$U_{AB}=E \times L,$$

где  $U_{AB}$ —разность потенциалов с электродов 1-2,  $E$  – напряженность электрического поля, а разность потенциалов на датчике магнитного поля

$$U_{CD}= -j\omega\mu HS+E \times L,$$

где  $U_{CD}$ —разность потенциалов с электродов 5-8,  $j = \sqrt{-1}$ ,  $H$ —напряженность магнитного поля,  $\mu$  - магнитная проницаемость среды,  $\omega$  – циклическая частота,  $S$  – площадь рамки.

Для получения значения  $U_M$  нужно из  $U_{CD}$  вычесть значение  $U_{AB}$

$$U_M=U_{CD}-U_{AB}$$

Система датчиков электрического и магнитного полей работает следующим образом: электрическое поле наводит на приповерхностных электродах 1-2 разность потенциалов, которая соответствует значению напряженности электрического поля в данной точке (области). На концах проводов 6, 7 в точках «Г» и «К» также наводится потенциал, который обусловлен электрическим полем, по величине близким значением на электродах 1, 2 и магнитным полем, обусловленным воздействием напряженностью магнитного поля на систему эквивалентную рамке.

Таким образом, могут быть определены значения напряженности магнитотеллурического поля практически в одной точке, тем самым значительно повышается точность измерения магнитотеллурического поля земли путем приема составляющих магнитотеллурического поля, значения которых составляют основу для дальнейшей обработки с целью прогноза наличия полезных ископаемых под поверхностью Земли.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Кисмерешкин В.П., Коржубаев А.Г., Сысоев Б.К. Прогноз и оценка нефтегазоперспективных зон магнитотеллурическим методом зондирования // OIL&GAS JOURNAL. – 2009. - № 7-8. - С. 56.
- [2] Лобов К.В. Совершенствование аппаратных и алгоритмических средств магнитотеллурического зондирования: диссертация ... кандидата технических наук: 05.12.04. – Омск, 2010. - 142 с.

---

Павел Александрович Зайдов

Омский государственный технический университет, АО «ОНИИП»

## Модель пространственно-временного коротковолнового радиоканала

Д. Е. Зачатейский, к.ф.-м.н., с.н.с.,  
О. В.Салтыков, с.н.с.,  
А. Н. Юрьев, к.т.н., с.н.с.

В работе представлена статистическая модель коротковолнового канала связи для сравнительных измерений помехоустойчивости модемов, предназначенных для работы в системах связи с фазированными антенными решетками или в системах с пространственным разнесением антенн.

*Ключевые слова:* модель, радиоканал, фазированная антенная решетка.

Международным союзом электросвязи (ITU) рекомендуется описывать коротковолновый радиоканал моделью Ваттерсона (Watterson) [1]. В работе [2] предложена модификация модели Ваттерсона, охватывающая пространственное измерение, применимая для описания и тестирования алгоритмов и устройств с пространственно-временной обработкой сигнала, ориентированных на работу от фазированных антенных решеток (ФАР), состоящих из набора антенных элементов (АЭ) с некоторой геометрией. Учитывая потребность в практической реализации моделей КВ радиоканала такого класса, необходимых, в частности, при разработке перспективных многоканальных РПУ [4], в данной работе предложено развитие такого подхода.

### Постановка задачи

В модели, описанной в [2], пространственная компонента модели (входные параметры и математический аппарат, определяющие при моделировании углы прихода радиоволны) имеет постоянные параметры. На практике такая модель применима только для описания процесса приёма коротких сообщений, передаваемых за время порядка нескольких секунд. Как показывают измерения углов прихода радиоволны [3], на среднеширотных радиолиниях КВ диапазона дальностью 1 – 3 тыс. км, в течение часа, могут наблюдаться вариации азимутальных углов до  $6^\circ$  и углов прихода (или углов места) – до  $10^\circ$ . Модельное описание процесса приема информации в таких условиях должно тем или иным образом адекватно описывать динамику углов прихода, определяемую движением областей отражения радиоволн в ионосфере. В связи с этим, предлагается модель, в которой значения углов прихода задаются не константой, а определяются некоторым *случайным процессом*.

### Модель радиоканала

При известном [2] способе построения рассматриваемой модели комплексные огибающие сигналов антенных элементов  $x_n(k)$  объединим в вектор

$$\mathbf{x}(k) = [x_0(k), x_1(k), x_2(k), x_3(k)]^T, \quad (1)$$



где верхний индекс массива  $[\cdot]^T$  означает его транспонирование, т.е. рассматриваем вектор-столбцы;  $k = 0, 1, 2, \dots$  – дискретные моменты времени.

Элементы массивов в дальнейших формулах для упрощения записей показаны для конкретного примера – для 4-х АЭ решетки и при 3-х лучах радиоканала, что не является ограничением. В более общем случае методика расчёта будет аналогичной.

Полагаем в модели сигнал узкополосным, у которого задержки сигнала между АЭ можно заменить фазовыми множителями вида  $e^{j\varphi}$ , где  $\varphi$  – разность фазы фронта волны между опорным АЭ (помещаемым в начало координат) и рассматриваемым. Обозначим вектор разности (набегов) фаз на АЭ при падении фронта волны на решетку (апертурный вектор):

$$\mathbf{v} = [1, e^{j\varphi_1}, e^{j\varphi_2}, e^{j\varphi_3}]^T, \quad (2)$$

и будем считать, что

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{v} s(k) + \mathbf{n}(k), \quad (3)$$

где  $s(k)$  – передаваемый сигнал,  $\mathbf{n}(k)$  – аддитивный шум, который в модели будем полагать белым с одной и той же дисперсией  $\sigma_N^2$  во времени и в пространстве:

$$\overline{n_i(k)n_j(l)} = \sigma_N^2 \delta(k-l)\delta(i-j), \quad (4)$$

где  $n_i(k)$  – флуктуационный шум на  $i$ -м АЭ.

В случае многолучевого распространения на антенную решётку (АР) приходит несколько волн под различными углами и, соответственно, задержками или разностями фаз на АЭ. Для их описания введём в обозначения второй индекс и будем считать, что набег фаз  $\varphi_{nl}$  соответствует  $l$ -му лучу распространения, на  $n$ -ом АЭ.

Объединим все сигналы, приходящие на АР разными путями, в один вектор

$$\mathbf{s}(t) = [s_0(k), s_1(k), s_2(k)]^T. \quad (5)$$

Для каждого из падающих на АР лучей имеется свой вектор набегов фаз:

$$\mathbf{v}_0 = [1, e^{j\varphi_{10}}, e^{j\varphi_{20}}, e^{j\varphi_{30}}]^T, \mathbf{v}_1 = [1, e^{j\varphi_{11}}, e^{j\varphi_{21}}, e^{j\varphi_{31}}]^T, \mathbf{v}_2 = [1, e^{j\varphi_{12}}, e^{j\varphi_{22}}, e^{j\varphi_{32}}]^T, \quad (6)$$

и т.д.

На каждом АЭ имеется сигнал от некоторого набора лучей, и выражение (3) нужно расписать для каждого луча:

$$\mathbf{x}_0(k) = \mathbf{v}_0 s_0(k) + \mathbf{n}(k), \mathbf{x}_1(k) = \mathbf{v}_1 s_1(k) + \mathbf{n}(k), \mathbf{x}_2(k) = \mathbf{v}_2 s_2(k) + \mathbf{n}(k), \quad (7)$$

и т.д.

Общий сигнал, присутствующий на каждом АЭ, есть их сумма:

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{x}_0(k) + \mathbf{x}_1(k) + \mathbf{x}_2(k), \quad (8)$$

которую можно записать одной формулой:

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{V}\mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k), \quad (9)$$

где  $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_0 \quad \mathbf{v}_1 \quad \mathbf{v}_2] = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ e^{j\varphi_{10}} & e^{j\varphi_{11}} & e^{j\varphi_{12}} \\ e^{j\varphi_{20}} & e^{j\varphi_{21}} & e^{j\varphi_{22}} \\ e^{j\varphi_{30}} & e^{j\varphi_{31}} & e^{j\varphi_{32}} \end{bmatrix}$  (10)

– матрица смешивания сигналов в АЭ.

Пусть приходящие на антенный элемент сигналы представляют собой «копии» одного и того же исходного сигнала, пришедшего различными путями распространения (лучами), и являются подобными с учётом амплитудно-фазового комплексного множителя  $\gamma_l$  и времени межмодовой задержки.

В случае приема на одну антенну, т.е. в «классической» версии модели Ваттерсона, данные сигналы суммируются:

$$x(k) = \sum_l \gamma_l s_l(k) + n(k) = \boldsymbol{\gamma}^T \mathbf{s}(k) + n(k), \quad (11)$$

$$\boldsymbol{\gamma} = [\gamma_0, \gamma_1, \gamma_2]^T, \quad \mathbf{s} = [s_0, s_1, s_2]^T, \quad s_l = s(k-l), \quad (12)$$

где  $\gamma_l$  – коэффициент передачи  $l$ -го луча, представляющий собой случайный процесс (СП), моделируемый специальным образом.

В случае приема на несколько АЭ модель канала для полезного сигнала может быть представлена в виде, показанном на рис. 1.

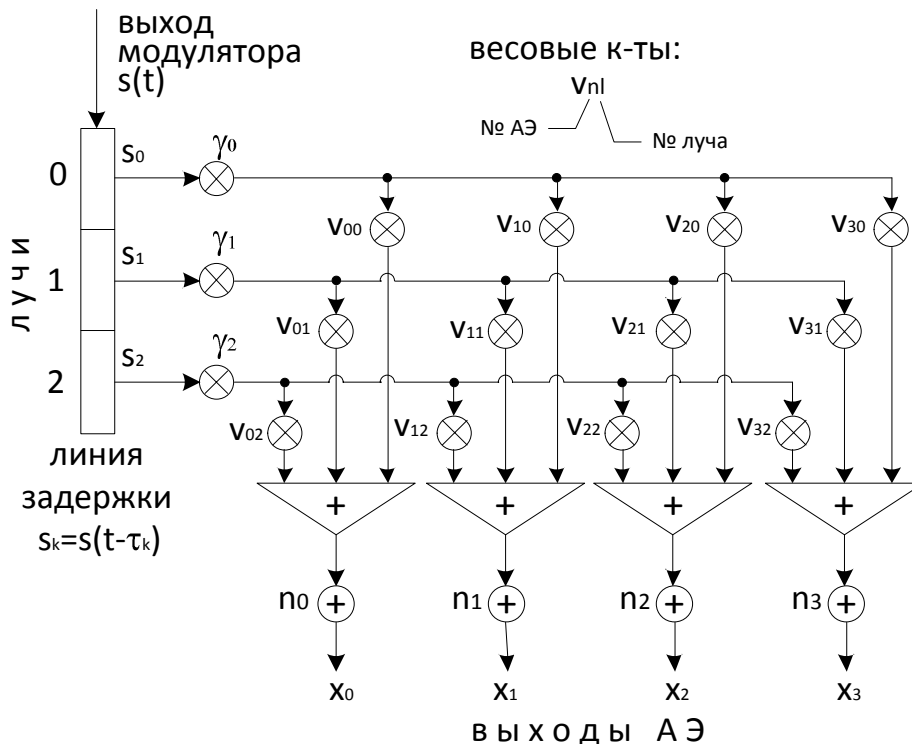


Рис. 1. Схема модели радиоканала

Вектор сигнала, приходящий на вход модели, подаётся на линии задержки, чем моделируется многолучёвость КВ радиолинии – формируются копии одного и того же сигнала, задержанные на разные моменты времени, соответствующие временам межмодовых задержек.

Далее все эти задержанные копии умножаются на случайные гауссовские процессы, которые выше были объединены в вектор  $\gamma$ .

Составим диагональную матрицу:

$$\mathbf{\Gamma} = \text{diag}(\gamma) = \begin{bmatrix} \gamma_0 & & 0 \\ & \gamma_1 & \\ 0 & & \gamma_2 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Вектор сигналов, умноженный на отсчеты гауссовского случайного процесса, можно представить в виде:

$$\mathbf{u}(k) = \mathbf{\Gamma} \mathbf{s}(k), \quad (14)$$

– т.е.  $\mathbf{u}(k)$  есть покомпонентное умножение векторов  $\gamma$  и  $\mathbf{s}(k)$ .

Далее, сигналы каждого мода должны быть сдвинуты по фазе в соответствии с пространственными разностями, просуммированы для получения сигнала на выходе отдельного АЭ, и смешаны с шумами. Разность хода лучей на всех АЭ выше была представлена матрицей смешивания (10) –  $\mathbf{V}$ . Соответственно, сигнал на выходе модели может быть представлен как:

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{V} \mathbf{\Gamma} \mathbf{s}(k) + \mathbf{n}(k). \quad (15)$$

В данной модели количество лучей и задержки между ними, входящие в вектор  $\mathbf{s}(k)$ , а также параметры замираний, определяющие вектор  $\gamma$  (или матрицу  $\mathbf{\Gamma}$ ), задаются аналогично модели Ваттерсона [5]. В этой модели, согласно стандартам, СП

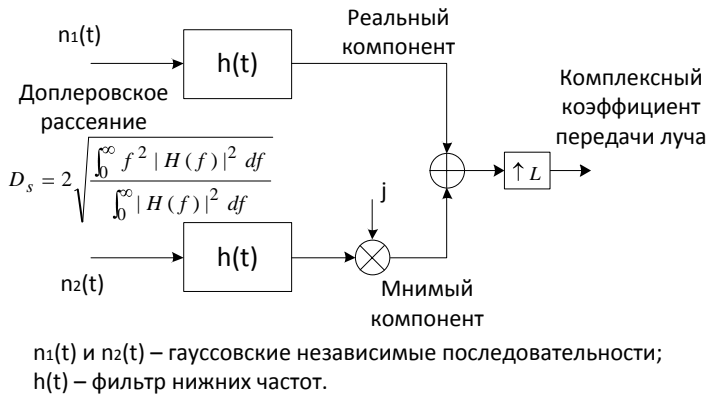


Рис. 2. Генератор СП коэффициента передачи луча канала в модели Ваттерсона.

замираний формируется с помощью двух фильтров низких частот (рис. 2), частота среза которых равна половине доплеровского рассеяния ( $D_s/2$ ). Каждый фильтр обеспечивает процесс для реальной или мнимой составляющей комплексного коэффициента передачи луча. Первоначально данный фильтр предполагался нерекурсивным, имеющим гауссовскую импуль-

сную характеристику:

$$b(k) = \sqrt{2} e^{-\pi^2 k^2 D_s^2}, \quad (16)$$

Однако на практике установилось другое его исполнение [9] – рекурсивный фильтр, – чаще всего Баттерворта, имеющий не менее 2-х полюсов (2-го порядка) [8]. В последнем случае (2-х полюсов) формирование СП замираний представится в виде:

$$\begin{aligned} \gamma_l(k) = & b_0[\eta(k) + j\eta'(k)] + b_1[\eta(k-1) + j\eta'(k-1)] + b_2[\eta(k-2) + j\eta'(k-2)] - \\ & - a_1[\gamma_l(k-1) + j\gamma_l'(k-1)] - a_2[\gamma_l(k-2) + j\gamma_l'(k-2)], \end{aligned} \quad (17)$$

где  $\eta(k)$  и  $\eta'(k)$  – некоррелированные последовательности случайных нормальных чисел, причем при реальной и мнимой частях подразумеваются различные

независимые реализации; коэффициенты  $a_i$  и  $b_i$ —определяются для фильтра Баттерворта 2-го порядка из заданной величины частотного (доплеровского) рассеяния канала.

Для угловых характеристик пространственно-временной модели, которые определяют матрицу смешивания  $\mathbf{V}$ , предлагается рассмотреть три варианта (версии) модели:

- 1) Фронт волны каждого луча плоский и на моделируемом временном интервале его пространственное положение (определяемое значениями углов прихода) не изменяется. Модель применима для моделирования процессов приёма коротких сообщений в системах связи с ФАР, имеющих расстояния между АЭ порядка  $5 \div 100$  м;
- 2) Фронт волны каждого луча плоский, но углы прихода каждого из лучей дрейфуют случайным образом. Модель применима для моделирования работы радиолиний на временных интервалах до нескольких часов. Расстояния между элементами ФАР аналогичны предыдущему случаю;
- 3) Фронт волны каждого луча отличается от плоского и «кривизна» фронта изменяется во времени случайным образом. Углы прихода каждого из лучей, как и во втором случае, дрейфуют на анализируемом временном интервале случайным образом. Модель применима для систем связи, ведущих прием на антенны, расстояния между которыми соизмеримы с  $20 \div 25$  длинами волн или более. Сигналы на антенных элементах становятся в этом случае некоррелированными и термин ФАР, как правило, не используется (вместо этого говорят о разнесенном приеме).

**Первый** вариант модели, не учитывающий вариаций углов прихода, был рассмотрен выше и описывается формулой (15), в которой матрица смешивания  $\mathbf{V}$  имеет постоянные (во времени) элементы. Рассмотрим варианты модели на примере линейной эквидистантной решетки. В этом случае вектор набег фазы каждого  $l$ -го луча имеет в своих экспонентах кратные значения фаз:

$$\mathbf{v}_l = [1, e^{j\varphi_l}, e^{j2\varphi_l}, e^{j3\varphi_l}]^T. \quad (18)$$

Именно такие вектора здесь составляют матрицу смешивания (10).

Во **втором**, наиболее общем для ФАР случае, должно рассматриваться моделирование случайного процесса апертурных векторов (или матрицы смешивания). Причем данный процесс не должен изменять плоский фронт волны, а только формировать дрейф угла прихода этого фронта. Соответственно, дополнительный дрейф фазового смещения, не изменяющий плоский фронт волны, может быть записан в форме:

$$\mathbf{w}_l = [1, e^{j(\varphi_l + \Delta\varphi_l)}, e^{j2(\varphi_l + \Delta\varphi_l)}, e^{j3(\varphi_l + \Delta\varphi_l)}]^T = \mathbf{v}_l \circ \Delta\mathbf{v}_l = \text{diag}(\Delta\mathbf{v}_l)\mathbf{v}_l, \quad (19)$$

где оператор  $\circ$  является покомпонентным умножением векторов, а  $\text{diag}(\cdot)$  означает диагональную матрицу, по главной диагонали которой размещаются элементы вектора (аналогично матрице  $\mathbf{\Gamma}$ ). Причем

$$\Delta\mathbf{v}_l = [1, e^{j\Delta\varphi_l}, e^{j2\Delta\varphi_l}, e^{j3\Delta\varphi_l}]^T. \quad (20)$$

Теперь уже вектора  $\mathbf{w}_l$  определяют матрицу смешивания (10). Вектор дрейфа фазы  $\Delta\mathbf{v}_l$  определяется медленным случайным изменением направления прихода луча относительно линии расположения элементов антенной решетки.

При этом последовательность приращения фазы на антенном элементе относительно соседнего элемента  $\Delta\varphi(k)$  можно рассматривать как случайный процесс, описываемый гауссовским законом распределения. Для этого СП задаются нулевое математическое ожидание, т.к. оно уже заложено в векторе  $\mathbf{v}_l$ .

Формирование данного СП для каждого луча может быть выполнено способом, аналогичным формированию замираний модели Ваттерсона (с помощью формирующего фильтра, в качестве которого также примем фильтр Баттерворта 2-го порядка).

Таким образом, формирование случайного процесса  $\Delta\varphi(k)$  может проводиться по формуле

$$\Delta\varphi(k) = \sigma(b_0\eta(k) + b_1\eta(k-1) + b_2\eta(k-2)) - a_1\Delta\varphi(k-1) - a_2\Delta\varphi(k-2), \quad (21)$$

где  $\eta(k)$  – некоррелированная последовательность случайных нормальных чисел;  $\sigma$  – среднее квадратическое отклонение углов прихода волны каждого луча; коэффициенты  $a_i$  и  $b_i$  – определяются для фильтра Баттерворта 2-го порядка из заданной величины квазипериода дрейфа угла прихода волны.

**Третий** вариант модели, для разнесенных АЭ, вводит СП, нарушающий кратность набегов фаз на АЭ (для линейной эквидистантной решетки):

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_l &= [e^{j\psi_{l0}}, e^{j(\varphi_l + \psi_{l1})}, e^{j(2\varphi_l + \psi_{l2})}, e^{j(3\varphi_l + \psi_{l3})}]^T \\ &= \mathbf{v}_l \circ \Delta\mathbf{w}_l = \text{diag}(\Delta\mathbf{w}_l) \mathbf{v}_l, \end{aligned} \quad (22)$$

в котором дополнительный вектор

$$\Delta\mathbf{w}_l = [e^{j\psi_{0l}}, e^{j\psi_{1l}}, e^{j\psi_{2l}}, e^{j\psi_{3l}}]^T \quad (23)$$

образует собой случайный процесс, между компонентами которого имеется статистическая зависимость: существует корреляция во времени, остающаяся той же, что и во 2-м варианте модели, а также возникает пространственная корреляция между различными  $\Psi_i(k)$  и  $\Psi_j(k)$  при  $i \neq j$ . Для каждого луча формируется свой независимый двумерный СП. Корреляция всех этих СП (для отдельного луча) по времени одинакова, а также с.к.о. процесса (с.к.о. угла прихода) из этого варианта аналогичны таковым характеристиками из 2-го варианта.

Формирование простейших двумерных случайных полей может производиться в соответствии с "трехточечным" рекуррентным алгоритмом [10, 11] (см. рис. 3):

$$\Psi(k, r) = \rho_k \Psi(k-1, r) + \rho_r \Psi(k, r-1) - \rho_k \rho_r \Psi(k-1, r-1) + \sigma \sqrt{(1-\rho_k^2)(1-\rho_r^2)} \eta(k, r), \quad (24)$$

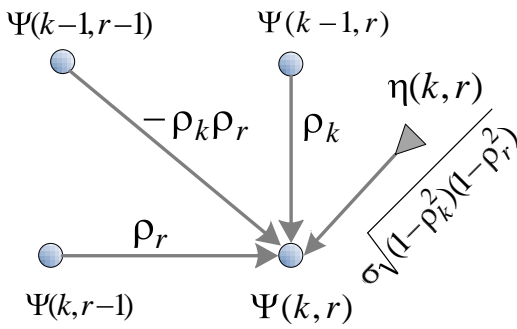


Рис. 3. Формирование двумерного СП

где  $\sigma$  - среднеквадратичное отклонение (с.к.о. изменения угла прихода луча);  $\eta(k, r)$  - двумерный массив некоррелированных нормальных случайных чисел;  $\rho_k = e^{-\Delta t/\tau_k} = e^{-D_s/F_s}$  - коэффициент корреляции СП во времени. Здесь  $\tau_k$  - соответствующий интервал корреляции [сек]; величина  $\Delta t$  является периодом взятия выборок по  $k$ ,  $F_s$  - частота дискретизации

[Гц],  $D_s = 1/\tau_k$  - доплеровское (частотное) рассеяние канала [Гц], характеризующее замирания. Величину интервала корреляции  $\tau_k$  еще называют квазипериодом замираний. Это тот интервал между сечениями СП, при котором значения СП статистически независимы.  $\rho_r = e^{-\Delta r/\tau_r} = e^{-d/\tau_r}$  - коэффициент корреляции по пространству; величина  $\Delta r$  является периодом взятия выборок по  $r$ , т.е. в случае антенной системы это есть  $d$  - расстояние между АЭ. Интервал корреляции по пространству  $\tau_r$  для КВ канала полагается равным  $(20 \div 25)\lambda$ , [м] ( $\lambda$  - длина волны).

Данный алгоритм обеспечивает реализацию двумерного поля с экспоненциальной корреляционной функцией по  $k$  и по  $r$ .

При этом, нужно обратить внимание на начальные условия: первый элемент поля формируется как  $\Psi(1,1) = \sigma\eta(1,1)$ . Первый столбец элементов поля формируется в соответствии с выражением:  $\Psi(k,1) = \rho_k\Psi(k-1,1) + \sigma\sqrt{1-\rho_k^2}\eta(k,1)$ . Первая строка элементов поля формируется в соответствии с выражением:  $\Psi(1,r) = \rho_r\Psi(1,r-1) + \sigma\sqrt{1-\rho_r^2}\eta(1,r)$ . Все остальные строки формируются в соответствии с (24).

Необходимо отметить, что при формировании процессов (21) и (24), которые являются рекуррентными, начинающимися с некоторых начальных условий, в начале формирования будет возникать определенный переходный процесс. Поэтому данные СП формируются для большего числа точек, - в количестве, не меньшем, чем может уложиться на соответствующем интервале корреляции, и которые затем отбрасываются.

В разработанной модели формируются три СП: 1) замирания каждого луча (модель Ваттерсона),  $\gamma_l(k)$ , 2) дрейф фронта волны по углу прихода,  $\Delta\varphi_l(k)$ , 3) двумерный СП рассеяния плоского фронта волны  $\Psi_l(k)$ .

Первый из них - замирания, - в модели Ваттерсона [6] это гауссовский процесс  $G(k)$ , умножаемый еще на частотное смещение в каждом луче:  $\gamma(k) = G(k) \cdot \exp(j2\pi f t)$ , где  $G = G_{re} + jG_{im}$  состоит из реальной и мнимой частей ( $G_{re}$  и  $G_{im}$ ). Т.к. этот СП является комплексным с квадратурными составляющими, то он удобно реализуется с помощью двух (ортогональных, т.е. статистически независимых) случайных векторов. Данная модель известна как обобщенно-гауссовская (или четырехпараметрическая) модель [7], в которой

огибающая двух случайных векторов может быть распределена по релеевскому, райсовскому, односторонне-гауссовскому и др. распределениям в зависимости от четырех параметров – двух математических ожиданий и двух среднеквадратичных отклонений образующих его квадратурных векторов. При нулевых математических ожиданиях и равных с.к.о. модуль распределен по релеевскому закону (а фаза – равномерно). При ненулевых равных математических ожиданиях и равных с.к.о. – райсовский закон. При нулевых математических ожиданиях и дисперсии одного из векторов – односторонне-гауссовский канал (наиболее «плохой» в рамках четырехпараметрической модели). Возможны также и бимодальные распределения. Чаще всего используют только релеевские замирания. Если используется нерекурсивный фильтр с гауссовской импульсной характеристикой, то необходимо по формуле (16) рассчитать соответствующие коэффициенты нерекурсивного фильтра. Данный фильтр должен быть симметричным относительно середины, и длина такого фильтра должна выбираться из условия, чтобы коэффициенты на краях были, по крайней мере, в 100 раз меньше, чем максимальный (при этом квадрат модуля коэффициента передачи фильтра будет на краях опускаться ниже 30 дБ) [9]. Первичная частота дискретизации такого фильтра, как рекомендуется, должна быть, по крайней мере, в 32 раза больше выбираемого максимального доплеровского рассеяния. Затем эта частота интерполируется до необходимой.

Частотная характеристика гауссовского фильтра, являющаяся преобразованием Фурье от импульсной характеристики определяется выражением:

$$|H(f)|^2 = \sqrt{2/\pi D_s^2} \cdot e^{-2f^2/D_s^2}, \quad -\infty < f < \infty. \quad (25)$$

На рис. 4 представлены АЧХ фильтров Баттерворта различных порядков (не ниже 2-го) в сравнении с гауссовским фильтром, рассчитанным по формуле (25). Коэффициенты фильтра Баттерворта  $a$  и  $b$  можно определить, например, в среде MATLAB (или OCTAVE, или SCILAB) с помощью функции: `[b, a] = butter(2, (Ds/2)/(Fs/2))`.

Видно, что наилучшим приближением к гауссовскому фильтру является именно фильтр Баттерворта 2-го порядка (2-х полюсный), на что обращалось внимание в работе [9]. В наших экспериментах, не было замечено различия в вероятности ошибки систем связи при фильтрах различных порядков (на низких скоростях передачи – до 1200 бит/с). Поэтому наиболее оптимальным будет остановиться на фильтре 2-го порядка, т.к. на него потребуются и меньшее количество вычислений. Фильтр Баттерворта обладает непрерывно спадающей АЧХ за полосой пропускания, поэтому он хорошо подходит и для последующих каскадов фильтров-интерполяторов. Данный фильтр имеет кратный ноль в левой полуплоскости, и различные полюса в правой полуплоскости. Чем выше частота дискретизации при неизменной полосе пропускания, тем ближе становятся полюса друг к другу, и требуется тем большая точность представления чисел. Поэтому необходимо оптимизировать первичную частоту дискретизации (которая, как упоминалось выше в тексте должна быть не ниже 32-х полос пропускания) и последующие каскады интерполирования.

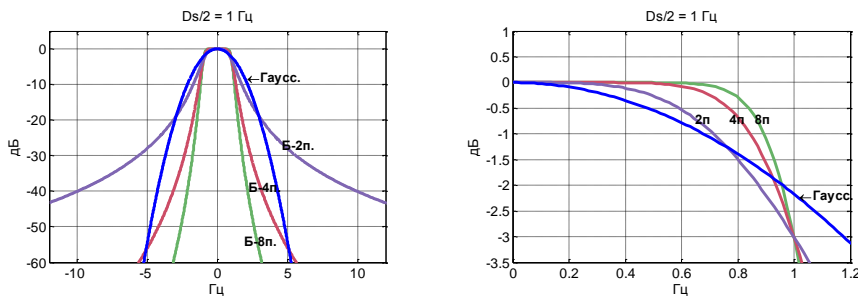


Рис.4. АЧХ фильтра Баттерворта различных порядков в сравнении с гауссовским фильтром

Первый из упомянутых СП имеет комплексный характер, т.к. является комплексным коэффициентом передачи канала. Второй из рассматриваемых СП (дрейф угла прихода

волны) моделируется аналогичным образом, но содержит только одну составляющую и является вещественным. Этот процесс с нормальным распределением моделируется фильтром с 2-мя полюсами. Третий СП, изменяющий плоскость фронта волны, является двумерным процессом. Интервал корреляции по пространству в модели примем равным  $20\lambda$ . Расстояние между АЭ  $d = \lambda/2$  – для ФАР или более – для разнесенного приема. По времени интервал корреляции (квазипериод замираний) задается в пределах  $0,025 \div 10$  сек (что соответствует доплеровскому рассеянию  $0,1 \div 40$  Гц).

Следует также отметить, что формулы апертурных векторов для 2-го и 3-го вариантов модели – (19) и (22), имеющие в экспонентах сумму фаз –  $k(\varphi + \Delta\varphi)$  и  $(k\varphi + \Psi_k)$  соответственно, удобны тем, что не зависят от вида решетки. Однако решетку необходимо конкретизировать в том случае, когда задается конкретный разброс (с.к.о.) углов, т.к. углы и фазы пересчитываются друг в друга в зависимости от геометрии решетки. В случае линейной эквидистантной решетки при этом следует пересчитать случайные процессы для  $\Delta\varphi(k)$  и  $\Psi(k, r)$  по следующим формулам:

$$\Delta\varphi(k) = k\pi[\sin \Delta\theta(k) \cos \theta - (1 - \cos \Delta\theta(k)) \sin \theta], \quad (26)$$

$$\Psi(k, r) = \pi[(k - 1) \sin \theta + \sin \Delta\theta(k, r)].$$

Здесь  $\Delta\theta(k)$  и  $\Delta\theta(k, r)$  – те же СП (21) и (24), записанные не для набегов фаз волны, а для ее углов прихода. Формулы справедливы для случая, когда расстояние между АЭ  $d = \lambda/2$ . При этом, нормальное распределение процессов  $\Delta\varphi(k)$  и  $\Psi(k, r)$  остается *практически* таким же, как и для процессов  $\Delta\theta(k)$  и  $\Delta\theta(k, r)$ .

### Выводы

Предложенная в работе модель является развитием направления работ, обозначенного в [2]. Модификация модели в соответствии с представленным в работе математическим аппаратом позволяет создать инструментарий для проведения моделирования, более адекватно описывающий реальные физические процессы и позволяющий выполнять моделирование работы радиоканалов систем связи, имеющих в своём составе фазированные антенные решётки.

### ЛИТЕРАТУРА

[1] Recommendation ITU-R F.1487, «Testing of HF modems with bandwidths of up to about 12 kHz using ionospheric channel simulators» // ITU-R.- 2000.



- [2] Метелёв С.А. «Модификация модели Ватерсона ионосферного канала коротковолновой радиосвязи для адаптивного пространственно разнесенного приема». *Известия вузов. Радиофизика*. 2012, том LV, № 4, стр. 266-279.
- [3] Чайка Е.Г., Вертоградов Г.Г., «Использование данных текущей диагностики ионосферы в задаче КВ-пеленгации и однопозиционного местоопределения» //XXIV Всероссийская научная конференция «Распространение радиоволн»РРВ-24. Иркутск, 29 июня — 5 июля 2014 г. Труды конференции. Иркутск: ИСЗФ СО РАН. Т.II. 2014, 267 с. С.41-44.
- [4] Банников И.М., Березовский В.А., Валеев М.М., Хазан Г.К., «Радиоприемные устройства и радиоприёмные комплексы перспективных узлов коротковолновой связи» // Материалы Международной научно-технической конференции «Радиотехника, электроника и связь РЭС-2011, Омск.-2011.- С.121-125.
- [5] Д.Е. Зачатейский, И.С. Землянов, А.Н. Юрьев, «Об одной возможности реализации модели Ваттерсона» // Материалы Международной научно-технической конференции «Радиотехника, электроника и связь РЭС-2011, Омск.-2011.- С.110-120.
- [6] Watterson C.C., Juroshek J.R., Bensema W.D. “Experimental Confirmation of an HF Channel Model”, *IEEE Trans. Comm. Technology*, vol. COM-18, No. 6, 1970, pp. 792-803.
- [7] Кловский Д.Д., Передача дискретных сообщений по радиоканалам, – М.: «Радио и связь», 1982. – 304 с.
- [8] STANAG 4285, “Characteristics of 1200/2400/3600 Bits per Second Single Tone Modulators/Demodulators for HF Radio Links”, North Atlantic Treaty Organization, Brussels 1989.
- [9] W. N. Furman and J. W. Nieto, “Understanding HF channel simulator requirements in order to reduce HF modem performance measurement variability,” in *Proc. 6th Nordic Shortwave Conf. HF*, Fårö, Sweden, Aug. 2001, pp. 6.4.1–6.4.13.
- [10] В.П. Пашинцев, Л.В. Колосов и др., «Применение теории фазового экрана для разработки модели односкачкового декаметрового канала связи»// *Радиотехника и электроника*, 1996, том 41, №1, с.21-26.
- [11] Шалыгин А.С., Палагин Ю.И., Прикладные методы статистического моделирования. -Л.: Машиностроение, 1986. -320 с.

---

Дмитрий Евгеньевич Зачатейский,

ОФ ИМ им. Соболева СО РАН, старший научный сотрудник, к.ф.-м.н.,  
[d.zachateiskiy@gmail.com](mailto:d.zachateiskiy@gmail.com)

Олег Валерьянович Салтыков,

АО «ОНИИП», старший научный сотрудник, [palinode@mail.ru](mailto:palinode@mail.ru)

Александр Николаевич Юрьев,

АО «ОНИИП», начальник сектора, к.т.н., [yurev119@rambler.ru](mailto:yurev119@rambler.ru)

# Определение характеристик многолучевых каналов связи

В. А. Кузнецов, магистрант

Определение временных задержек и доплеровских сдвигов, а также коэффициентов ослабления входного сигнала, является одной из проблем в беспроводной связи и радиолокационном обнаружении. Знание характеристик многолучевых каналов уменьшает частоту появления ошибочных битов и улучшает точность детектирования. В докладе будет рассказано о методе определения характеристик каналов, использующем низкоскоростные выборки принимаемых сигналов.

*Ключевые слова:* MUSIC, ESPRIT, каналы с малым уширением, низкоскоростная выборка, временные задержки, доплеровские сдвиги, множитель ослабления.

Отклик линейных каналов с малым уширением можно описать с помощью конечного набора задержек и доплеровских сдвигов [1]:

$$x(t) = \hat{H} y(t) = \sum_{i=1}^{K_r} \sum_{j=1}^{K_{v,i}} \alpha_{ij} y(t - \tau_i) e^{j2\pi\nu_{ij}t} \quad (1)$$

где  $y(t)$  – передаваемый сигнал,  $\hat{H}$  – оператор канала,  $i$  – номера задержек,  $K_r$  – число задержек,  $K_{v,i}$  – число доплеровских сдвигов, соответствующих  $i$ -й задержке,  $\alpha_{ij}$  – множители ослабления, соответствующие паре: задержка – доплеровский сдвиг  $\tau_i, \nu_{ij}$ .

Определение временных задержек и доплеровских сдвигов, а также коэффициентов ослабления входного сигнала, является одной из проблем в беспроводной связи и радиолокационном обнаружении. Знание характеристик многолучевых каналов уменьшает частоту появления ошибочных битов и улучшает точность детектирования.

Цель работы: изучение методов определения характеристик многолучевых каналов связи.

Известно, что в методах, использующих низкоскоростные выборки принимаемых сигналов, для определения характеристик каналов используется алгоритм ESPRIT [2] (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques), являющийся модификацией алгоритма MUSIC [3] (Multiple Signal Classification). Поэтому для достижения поставленной цели нужно решить следующие задачи:

1. Изучить методы определения характеристик каналов, использующих низкоскоростные выборки.
2. Изучить алгоритм MUSIC.
3. Изучить алгоритм ESPRIT.

Пусть передаваемый сигнал является последовательностью импульсов  $g(t)$ , следующих друг за другом через промежуток времени  $T$ :

$$y(t) = \sum_{n=0}^{N-1} y_n g(t - nT), \quad (2)$$

где  $y_n$  – коэффициенты.

Тогда отклик многолучевого канала на этот сигнал имеет вид:

$$x(t) = \hat{H} y(t) = \sum_{i=1}^{K_\tau} \sum_{n=0}^{N-1} a_i(n) g(t - \tau_i - nT), \quad (3)$$

$$a_i(n) = \sum_{j=1}^{K_{v,j}} \alpha_{ij} x_n e^{j2\pi v_{ij} n T}, \quad n = 0, \dots, N-1. \quad (4)$$

Рассмотрим схему определения характеристик многолучевого канала, приведенную на рисунке. Принимаемый сигнал подается на фильтры, число которых равно  $K$ . Число фильтров не меньше числа задержек:  $K \geq K_\tau$ .

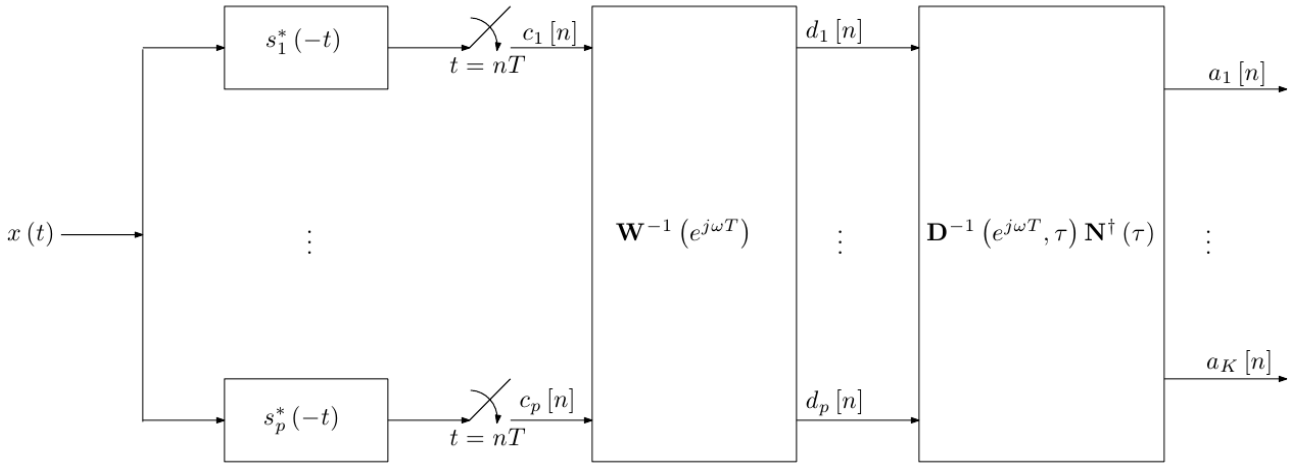


Схема определения характеристик многолучевого канала

Сигнал на выходе фильтра с номером  $l$  равен свертке  $x(t)$  и импульсной характеристики фильтра:

$$c_l(t) = \int x(t') s_l^*(t - t') dt'. \quad (5)$$

После фильтрации выбираются отсчеты сигнала  $c_l(t)$  в моменты времени, кратные  $T$ :

$$c_l^T(t) = c_l(t) \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \delta(t - kT) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_l[k] \delta(t - kT) \quad l = 1, \dots, K. \quad (6)$$

Использование фильтров, позволяет проводить выборку при низкой скорости. Фильтр сглаживает короткие импульсы. Даже выборки с низкой скоростью содержат информацию о сигнале. Если выполнять выборку с низкой скоростью сигнала без предварительной фильтрации, то почти все отсчеты будут нулевыми и не будут нести информацию о сигнале.

В Фурье-области (6) можно записать в виде:

$$C_l e^{j\omega T} = \sum_{k=1}^{K_\tau} A_k e^{j\omega T} e^{-j\omega \tau_k} \frac{1}{T} \sum_{m \in \mathbb{Z}} S_l^* \left( \omega - \frac{2\pi}{T} m \right) G \left( \omega - \frac{2\pi}{T} m \right) e^{-j\omega \frac{2\pi}{T} m \tau_k}, \quad (7)$$

где  $S_l(\omega)$  – Фурье-образ импульсной характеристики фильтра,  $G(\omega)$  – Фурье-образ импульса  $g(t)$ ,

$$A_k e^{j\omega T} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_k(n) e^{-j\omega n T}. \quad (8)$$

В матричном виде (7) можно переписать:

$$\bar{\mathbf{c}} e^{j\omega T} = \mathbf{M} e^{j\omega T}, \tau \bar{\mathbf{b}} e^{j\omega T}, \quad (9)$$

где  $\bar{\mathbf{c}}$  – вектор-столбец длины  $K$ , элементы которого равны  $C_l$ ,  $\mathbf{M} e^{j\omega T}, \tau$  – матрица размера  $K \times K_\tau$ , элементы которой определяются как:

$$M_{lk} e^{j\omega T}, \tau = \frac{1}{T} \sum_{m \in \square} S_l^* \left( \omega - \frac{2\pi}{T} m \right) G \left( \omega - \frac{2\pi}{T} m \right) e^{j\omega \frac{2\pi}{T} m \tau_k}, \quad (10)$$

$\bar{\mathbf{b}}$  – вектор-столбец длины  $K_\tau$ , элементы которого  $B_l$  выражаются через  $A_l$  и задержки:

$$B_k e^{j\omega T} = e^{j\omega \tau_k} A_k e^{j\omega T}. \quad (11)$$

Выбираем фильтры так, чтобы их полосы пропускания были ограничены и содержались в области частот:

$$F = \left[ \frac{2\pi}{T} \gamma, \frac{2\pi}{T} K + \gamma \right], \quad (12)$$

где  $\gamma$  – целое число, которое определяет рабочую полосу частот (его можно менять). После такого выбора фильтров каждый элемент матрицы  $\mathbf{M} e^{j\omega T}, \tau$  может быть записан в виде:

$$M_{lk} e^{j\omega T}, \tau = \sum_{m=1}^K W_{lm} e^{j\omega T} N_{mk} \tau, \quad (13)$$

где  $\mathbf{W} e^{j\omega T}$  – матрица размера  $K \times K$ , элементы которой определяются по формуле:

$$W_{lm} e^{j\omega T} = \frac{1}{T} S_l^* \left( \omega + \frac{2\pi}{T} m - 1 + \gamma \right) G \left( \omega + \frac{2\pi}{T} m - 1 + \gamma \right), \quad (14)$$

а  $\mathbf{N} \tau$  – матрица Вандермонда размера  $K \times K_\tau$  элементы которой определяются как:

$$N_{mk} \tau = e^{-j \frac{2\pi}{T} m - 1 + \gamma \tau_k}. \quad (15)$$

Тогда вектор  $\bar{\mathbf{c}}$  определяется по формуле:

$$\bar{\mathbf{c}} e^{j\omega T} = \mathbf{W} e^{j\omega T} \mathbf{N} \tau \bar{\mathbf{b}} e^{j\omega T}. \quad (16)$$

Если матрица  $\mathbf{W} e^{j\omega T}$  обратима, то можно ввести вектор  $\bar{\mathbf{d}} e^{j\omega T}$ :

$$\bar{\mathbf{d}} e^{j\omega T} = \mathbf{W}^{-1} e^{j\omega T} \bar{\mathbf{c}} e^{j\omega T}. \quad (17)$$

который связан с вектором  $\bar{\mathbf{b}}$  соотношением:

$$\bar{\mathbf{d}} e^{j\omega T} = \mathbf{N} \tau \bar{\mathbf{b}} e^{j\omega T}. \quad (18)$$

$\mathbf{N} \tau$  не зависит от  $\omega$ , поэтому из линейности преобразования Фурье следует выражение, связывающее последовательности  $\mathbf{b} n$  и  $\mathbf{d} n$ :

$$\bar{\mathbf{d}} n = \mathbf{N} \tau \bar{\mathbf{b}} n, \quad n \in \square. \quad (19)$$

Векторы  $\bar{\mathbf{c}} e^{j\omega T}$  измеряются, затем по формуле (17) вычисляются  $\bar{\mathbf{d}} e^{j\omega T}$ . Поэтому  $\bar{\mathbf{d}} e^{j\omega T}$  называются векторами, полученными в результате измерения.

Для того чтобы матрица  $\mathbf{W} e^{j\omega T}$  была обратима, должна быть обратима диагональная матрица размера  $K \times K$ , элементы которой выражаются через Фурье-образ импульса  $g(t)$ :

$$G_{mm} e^{j\omega T} = G \left( \omega + \frac{2\pi}{T} m - 1 + \gamma \right). \quad (20)$$

Для того чтобы эта матрица была обратима, должно выполняться условие (21):

$$0 < a \leq |G(\omega)| \leq b < \infty \quad \text{при } \omega \in F, \quad (21)$$

где  $a$  и  $b$  – константы.

Тогда можно найти задержки  $\tau$  и векторы  $\vec{\mathbf{b}} e^{j\omega T}$  из системы уравнений (18) с помощью так называемых методов подпространств: MUSIC и ESPRIT.

При выполнении работы были изучены методы определения характеристик многолучевых каналов связи, а также алгоритмы MUSIC и ESPRIT, используемые в этих методах.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Bajwa W. U., Eldar Y. C., Gedalyahu K.* Identification of parametric underspread linear systems and super-resolution radar / *W. U. Bajwa, K. Gedalyahu, Y. C. Eldar*, IEEE Trans. Sign. Proc., June 2011
- [2] *Kailath T, Richard R.* ESPRIT – estimation of signal parameters via rotational invariance techniques / *R. Richard, T. Kailath*, IEEE Transactions on acoustics, speech and signal processing, vol. 37, No. 7, July 1989
- [3] *Schmidt R. O.* Multiple emitter location and signal parameter estimation / *R.O. Schmidt*, IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. AP-34, No. 3, March 1986

Владимир Александрович Кузнецов,  
 ФГБОУ ВПО «ОмГУ им. Ф. М. Достоевского», физический факультет,  
 644077, г. Омск, пр. Мира, 55-А, volodya\_KZ55@mail.ru

## Тестирование программных алгоритмов на примере фреймворка JUnit

Н. С. Морозов, начальник группы

Бурный рост индустрии разработки программного обеспечения обусловил развитие смежных областей, важнейшей из которых является обеспечение качества как самого продукта, так и процесса его создания (Quality Assurance). При этом необходимо обеспечить решение таких практических задач как регулярная проверка написанного кода, выбор и хранение тестовых данных, обеспечение максимальной автоматизации проверок и их скорость. Важность процесса тестирования обусловлена не только необходимостью минимизировать потенциальные проблемы в ходе эксплуатации программного обеспечения, но и высокой стоимостью переделок ПО, если они возникают на завершающем этапе его создания.

По статистике, стоимость исправления дефекта в ходе приемосдаточных испытаний в 15-20 раз выше, чем в фазе проектирования или кодирования программного обеспечения.

При этом определенные практики тестирования и обеспечения качества можно успешно применять и в маленьких проектах, к которым можно отнести учебные проекты, написании курсовых и дипломных работ.

Например, на этапе написания кода можно использовать семейство фреймворков для модульного тестирования с общим названием xUnit, которые созданы практически для каждого популярного языка программирования.

Рассмотрим реализацию алгоритма «Калькулятор» на примере языка Java:

```
public class Calculator {  
  
    public double add(double a, double b){  
        return a + b;  
    }  
  
    public double multiply(double a, double b){  
        return a*b;  
    }  
}  
....  
  
Calculator calculator = new Calculator();  
calculator.add(2,2);           // 4.0  
calculator.multiply(3, 3);    // 9.0
```

Рис. 1. Реализация и использование класса Calculator

В данном примере объект класса Calculator предоставляет два метода add и multiply, принимающих два числа в качестве входных данных и выполняющие операции сложения и умножения соответственно.

Для разработки тестов обычно используют широкий набор аналитических приемов и технических инструментов. Например, при создании тестов можно руководствоваться формальными требованиями к разрабатываемому ПО (техническое задание), отраслевыми стандартами, наборами позитивных и негативных тестовых данных, граничными значениями, частными решения задачи в случае проведения численных расчетов.

С технической точки зрения хорошую помощь в написании и запуске тестов может сыграть фреймворк JUnit, написанный на языке Java и предназначенный для тестирования java-приложений (<http://junit.org/>).

На рис.2 приведены примеры реализации тестов на языке программирования Java. Каждый тестовый метод класса *CalculatorTest* маркируется аннотацией *@Test* и содержит в себе оператор проверки *assertThat*, принимающий как параметр набор из трех параметров: описание проверки, актуальный результат, обусловленный вызовом тестируемого метода и ожидаемый результат, выраженный в виде проверочного оператора – матчера (matcher) с соответствующим значением. Матчеры могут предоставляться либо сторонними библиотеками, либо быть реализованы программистом самостоятельно исходя из специфики программы. Описание библиотеки матчеров Hamcrest, например, может быть доступна по ссылке <http://hamcrest.org/JavaHamcrest/javadoc/1.3/org/hamcrest/Matcher.html>.

```
public class CalculatorTest {  
  
    @Test  
    public void addIntegerValues(){  
  
        Calculator calculator = new Calculator();  
        assertThat("Проверка целочисленного сложения", calculator.add(2, 2), equalTo(4));  
    }  
  
    @Test  
    public void addTinyValues(){  
  
        Calculator calculator = new Calculator();  
        assertThat("Проверка сложения малых чисел", calculator.add(0.000001, 0.000002), equalTo(0.000003));  
    }  
  
    @Test  
    public void multiplyZeroValue(){  
  
        Calculator calculator = new Calculator();  
        assertThat("Проверка умножения на ноль", calculator.multiply(0, 10), equalTo(0.0));  
    }  
}
```

Рис.2. Примеры тестов, написанных с использованием фреймворка JUnit

Помимо аннотаций *@Test* тестовые методы могут маркироваться и другими аннотациями, например, *@Before*, *@After*, которые выполняются перед и после каждого тестового метода. Иногда это необходимо чтобы привести систему

в некоторое начальное или конечное состояние перед выполнением теста или по его окончанию. Полный список аннотаций доступен в документации к JUnit.

Запуск тестов возможен либо непосредственно из среды разработки, либо с помощью систем сборки проектов Maven, Ant, либо из командной строки.

В результате тестов формируется лог, формат которого может задаваться, например HTML. В нем перечислены все запускаемые тесты, время их выполнения, итоговый статус (пройден или провален) и описание ошибки в случае падения. Примеры результатов работы тестов приведены на Рис. 3. Из примера также видно, что время выполнения тестов составляет миллисекунды и таким образом за несколько минут в автоматическом режиме можно выполнить сотни тестов, достаточных для покрытия больших проектов в десятки тысяч строк кода.

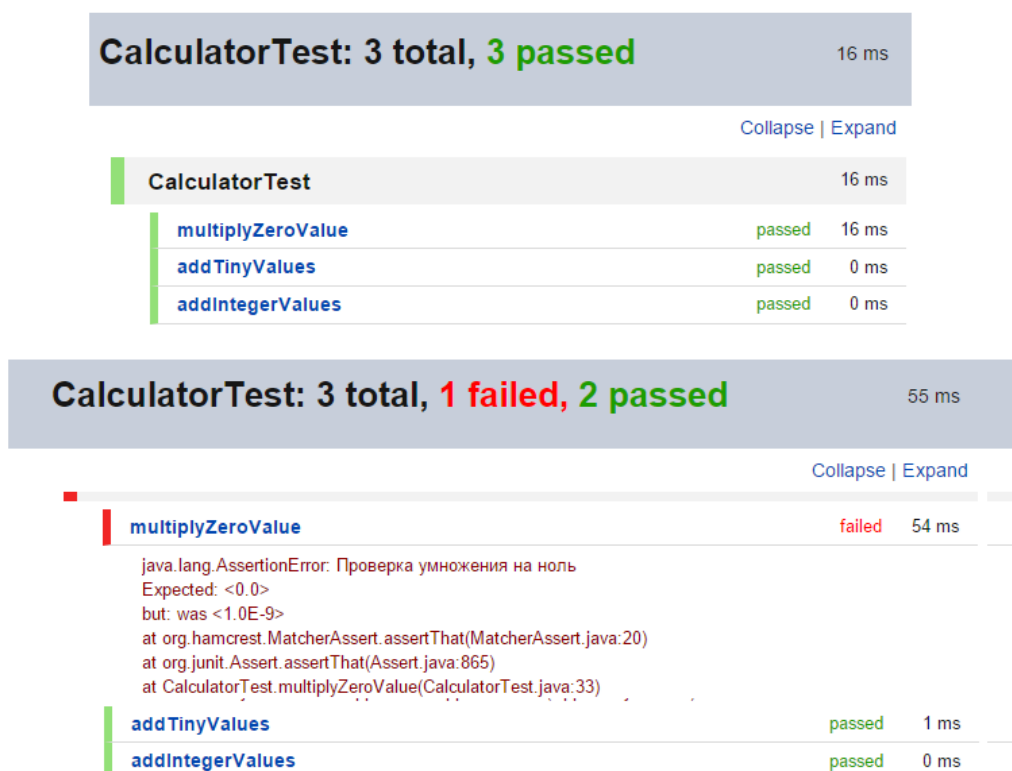


Рис. 3. Пример HTML лога пройденных и проваленных JUnit тестов

Использование JUnit тестов имеет явные преимущества, приводящие как к улучшению качества самого программного продукта, так и процессов его разработки, что положительно влияет на сроки выпуска продукта и его стоимость.

В учебном процессе данный подход можно применять для проверки лабораторных работ, задач на олимпиадах по программированию, при подготовке дипломных и курсовых работ, связанных с написанием тех или иных компьютерных алгоритмов.



## Разработка корпуса монолитной интегральной схемы усилителя диапазона СВЧ

И. В. Неверов, магистрант, инженер-конструктор

В статье рассмотрена разработка корпуса монолитной интегральной схемы усилителя диапазона СВЧ. При разработке учитывались такие факторы как электромагнитная совместимость и тепловые характеристики корпуса.

*Ключевые слова:* корпусирование, усилитель, СВЧ, интегральные схемы.

На данный момент большинство СВЧ аппаратуры отечественного производства, в частности усилители СВЧ сигнала, представляет из себя достаточно габаритные модули (рис. 1), в то время, как производство ИС только набирает обороты. Одним из лидеров в производстве монолитных интегральных схем является ЗАО "НПФ "Микран" (г. Томск).



Рис. 1. Усилитель диапазона СВЧ

Отечественные ИС усилителей СВЧ в основном представлены в безкорпусном варианте в виде монолитных интегральных схем, в то время как иностранные компании, такие как Hitrite, предоставляют усилители в двух вариантах: как в корпусе, так и без него. Это позволяет устанавливать модули, в случае необходимости, методом поверхностного монтажа, а также обеспечивает защиту от механического, климатического и прочих воздействий.

Поэтому в данной работе будет представлена разработка корпуса для монолитной интегральной схемы усилителя диапазона СВЧ Micran MP502 [3].

Тип корпуса был выбран металлокерамический, так как позволяет установить металлическую крышку, которая выполняет роль экрана, а также позволяет увеличить теплоотдачу [1]. Также, керамика имеет низкий коэффициент теплового линейного расширения, что повышает герметичность конструкции и увеличивает надежность соединений.

Так как в корпусе будет присутствовать экран, то следует вычислить оптимальную высоту экрана для предотвращения появления высших типов волн, источниками которых могут быть неоднородности, переходы и т. д.

Для расчета высоты экрана рассмотрим экранированную микрополосковую линию в виде эквивалентного ей волноводного резонатора, частично заполненного диэлектриком (рис.2).

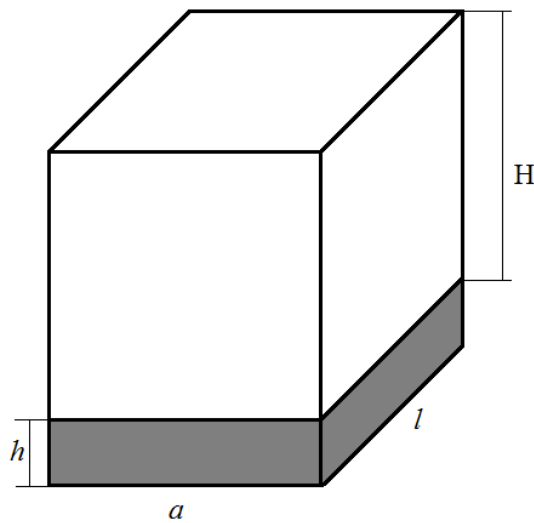


Рис. 2. Волновой резонатор, частично заполненный диэлектриком

Следует сразу сказать, что волноводные волны такого резонатора являются паразитными волнами микрополосковой линии. Длина такой паразитной волны согласно [2] равна:

$$\Lambda = \lambda_0 \left[ \frac{\varepsilon_2}{1 - \left(\frac{h}{H}\right)\left(1 - \frac{\varepsilon_2}{\varepsilon_1}\right)} - \left(\frac{\lambda_0 N}{2a}\right)^2 \right]^{-1/2}, \quad (1)$$

где  $\varepsilon_1$  - диэлектрическая проницаемость подложки;  $\varepsilon_2$  - диэлектрическая проницаемость среды над подложкой;  $N$  - целое положительное число.

При воздушной среде над микрополосковой линией ( $\varepsilon_2 = 1$ ) получаем:

$$\Lambda = \lambda_0 \left[ \frac{1}{1 - \left(\frac{h}{H}\right)\left(1 - \frac{1}{\varepsilon_1}\right)} - \left(\frac{\lambda_0 N}{2a}\right)^2 \right]^{-1/2}. \quad (2)$$

Резонанс в объемном резонаторе может возникнуть, если длина его равна:

$$l = \frac{M\Lambda}{2}, \quad (3)$$

где  $M$  - целое положительное число.

Из соотношений (2) и (3) получаем:

$$\Lambda = \frac{2l}{M} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{p^2 - \left(\frac{\lambda_0 N}{2a}\right)^2}}, \quad (4)$$

где

$$p = \left[ 1 - \left( \frac{h}{H} \right) (1 - 1/\varepsilon_1) \right]^{-\frac{1}{2}}. \quad (5)$$

Теперь из (5) определяем нежелательную высоту верхнего экрана, при которой создаются условия для существования паразитных волн:

$$H = \frac{h \left( 1 - \frac{1}{\varepsilon_1} \right) R}{R - 1}, \quad (6)$$

где

$$R = p^2 = \left( \frac{\lambda_0}{2} \right) \left[ \left( \frac{M}{l} \right)^2 + \left( \frac{N}{a} \right)^2 \right]. \quad (7)$$

Из равенства (6) получаем условие отсутствия паразитных колебаний:  $R-1 < 0$  или  $R < 1$ , откуда следует:

$$\lambda_0^2 < \frac{4}{\left[ \left( \frac{M}{l} \right)^2 + \left( \frac{N}{a} \right)^2 \right]} \quad (8)$$

или

$$\lambda_0 < \lambda_{xp} = \frac{2}{\sqrt{\left( \frac{M}{l} \right)^2 + \left( \frac{N}{a} \right)^2}}. \quad (9)$$

Формула (9) есть не что иное, как условие распространения волны в волноводе, имеющего размеры сечения  $l \times a$ , однако в данном случае оно представляет собой условие отсутствия паразитных волноводных колебаний в волноводе с размерами сечения  $l \times H$  или  $a \times H$ .

Зная диэлектрическую проницаемость подложки Арсенида Галия ( $\varepsilon_{GaAs} = 10,89$ ), размеры самой подложки (25x15x0,1 мм), из (9) мы можем рассчитать критические длины волн, соответствующие простейшим резонансам ( $N, M = 1, 2$ ).

Таблица 1. Критические длины волн

M	1	1	2	2
N	1	2	1	2
$\lambda_{xp}$ , см	2,57	1,44	1,92	1,29

Таким образом, при  $\lambda_0 < \lambda_{xp} = 1,29$  см волноводные типы колебаний не возбуждаются.

Далее с помощью (6) определяем нежелательную высоту экрана. На рисунке 3 построены расчетные зависимости  $H = f(\lambda_0)$ . Из этих графиков следует, что при рабочем диапазоне МИС 1-4 ГГц (длина волны 7,5-30 см), минимальная высота экрана должна быть равна 91 мкм.

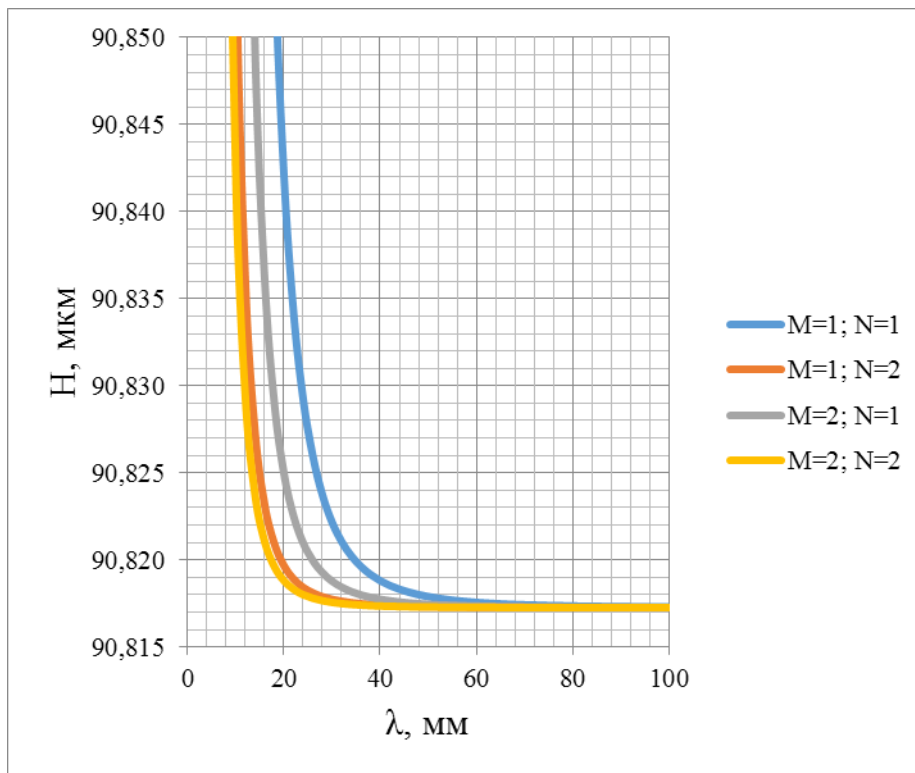


Рис. 3. Графики зависимости критической высоты экрана  $H$  от длины волны  $\lambda_0$  при различных номерах резонансов  $M$  и  $N$

В качестве конструктивного исполнения был выбран корпус 5 типа, 51 под-типа, типоразмер 5119 [4]. Также, на дно корпуса была добавлена дополнительная металлизация для дополнительного отвода тепла. Соединения микросхемы с корпусом осуществляется с помощью золотой проволоки, толщиной 30 микрон. Технические характеристики корпуса приведены в таблице 2. На рисунках 4-5 представлен внешний вид корпуса.

Таблица 2. Технические характеристики

Количество выводных площадок	16
Шаг выводных площадок	1,27 мм
Габаритные размеры корпуса	7,62 x 7,62 x 1,56 мм
Размер монтажной площадки	3 x 3 мм
Глубина монтажного колодца	0,14 мм
Металлизация	29НК (Ковар)
Покрытие металлизации	Золото
Керамика	ВК-96
Материал крышки	Медь

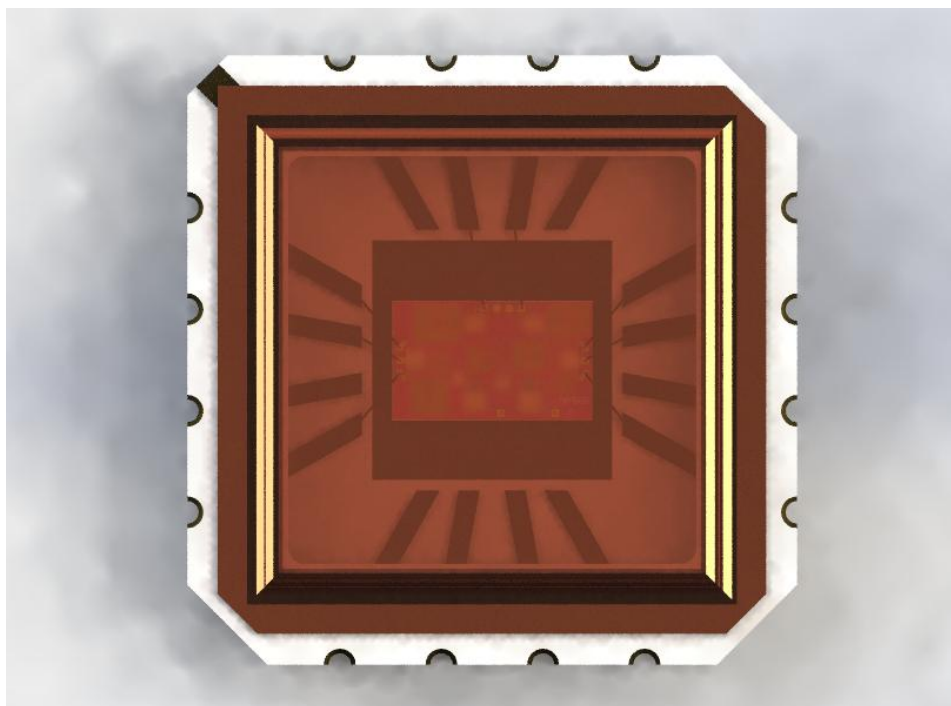


Рис. 4. Корпус МИС Micran MP502 (вид сверху)

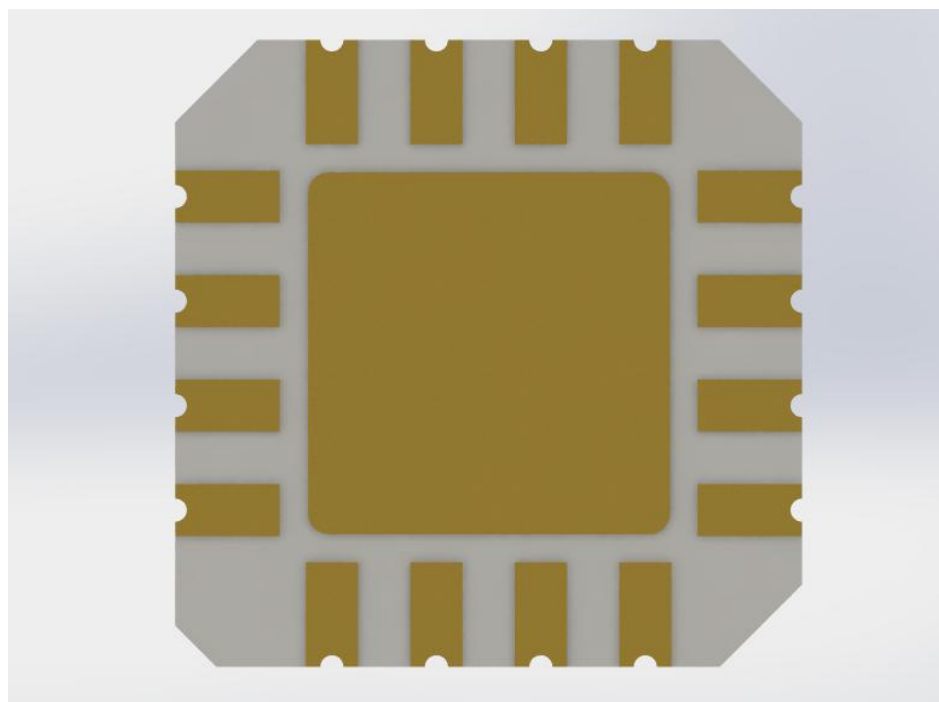


Рис. 5. Корпус МИС Micran MP502 (вид снизу)

Для получения оценки влияния корпуса на электрические характеристики усилителя была усилитель был промоделирован в специализированном программном обеспечении и были получены характеристики с учетом корпуса, которые представлены на рисунках 6 и 7.

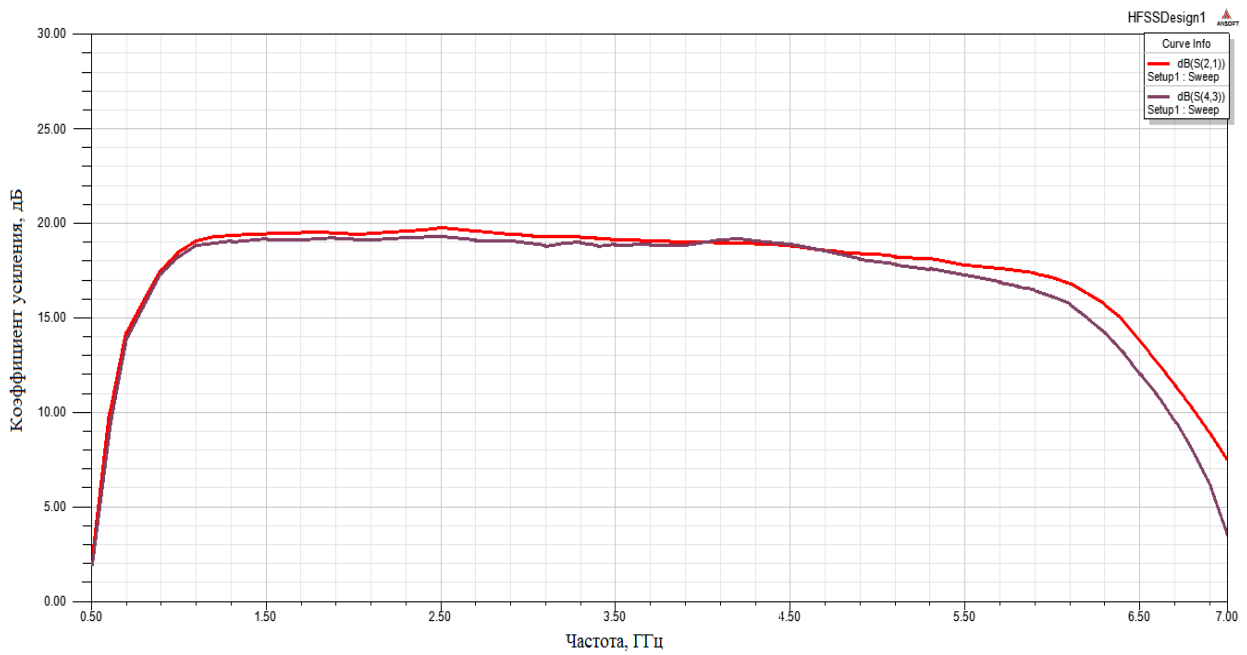


Рис. 6. Зависимость коэффициента усиления от частоты

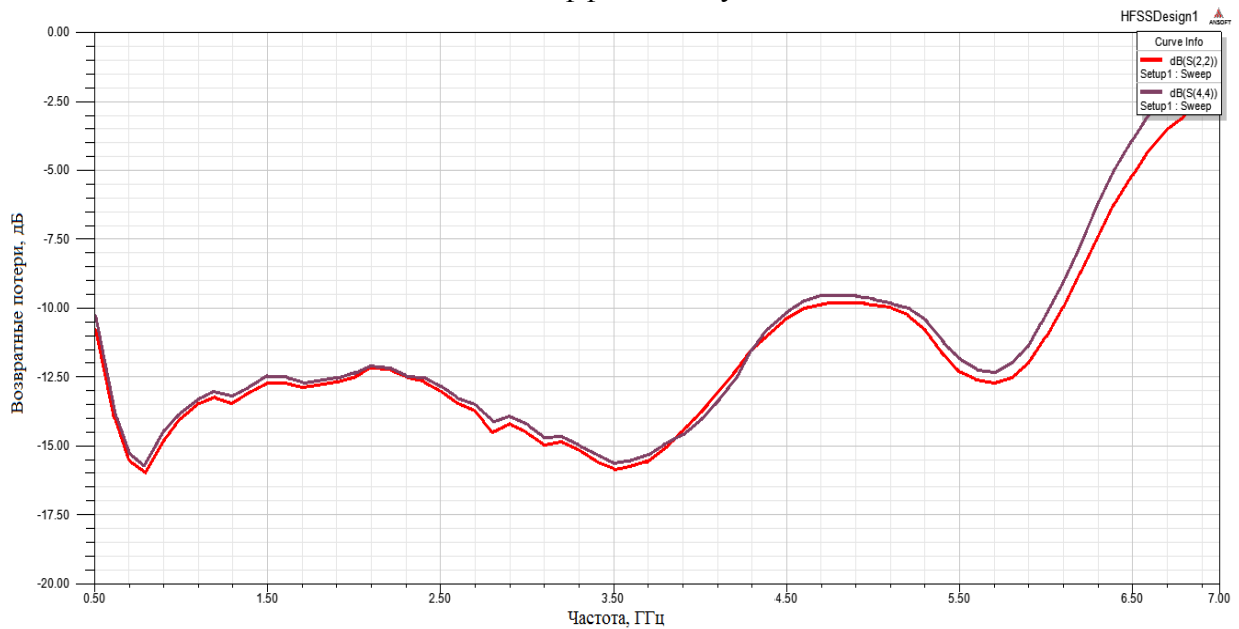


Рис. 7. Зависимость возвратных потерь по выходу от частоты

Как можно видеть из графиков, характеристики немного разнятся, но в рабочем диапазоне усилителя (1-4 ГГц) характеристики не выходят за пределы граничных значений, заданных производителем.

Так как СВЧ устройства подвергаются достаточно сильному нагреву из-за высоких рабочих частот, то была построена модель корпуса для оценки температурных характеристик. Моделирование проводилось при нормальной температуре внешней среды (25°C). Результаты моделирования представлены на рисунке 8.

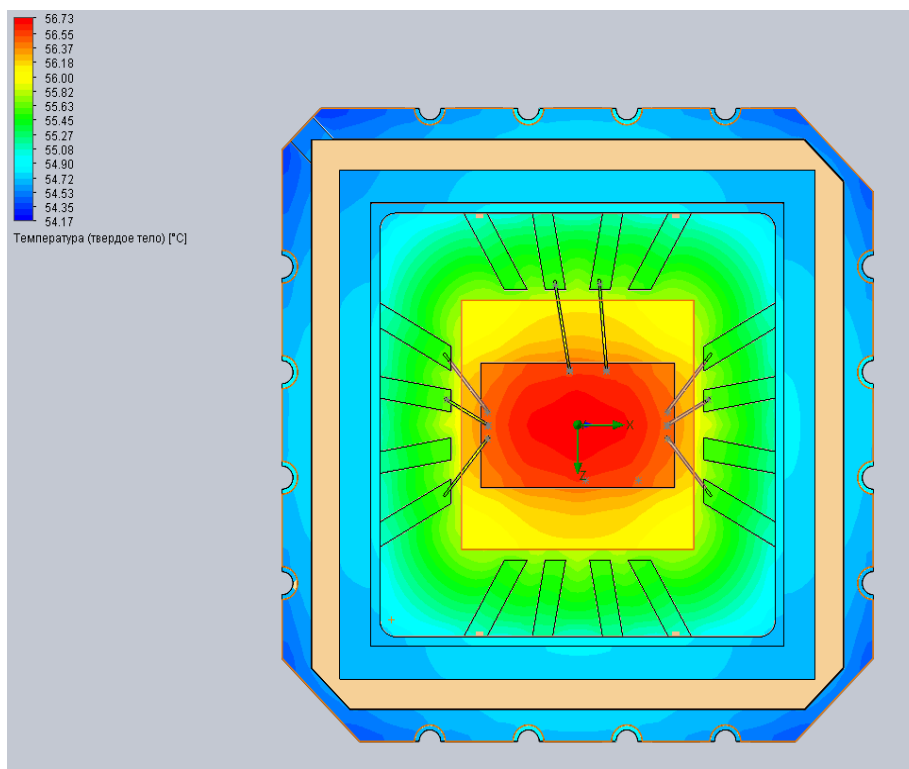


Рис. 8. Распределение теплового поля корпуса МИС при температуре внешней среды 25°C

Также было проведено моделирование при повышенной температуре окружающей среды (50°C). Результаты представлены на рисунке 9.

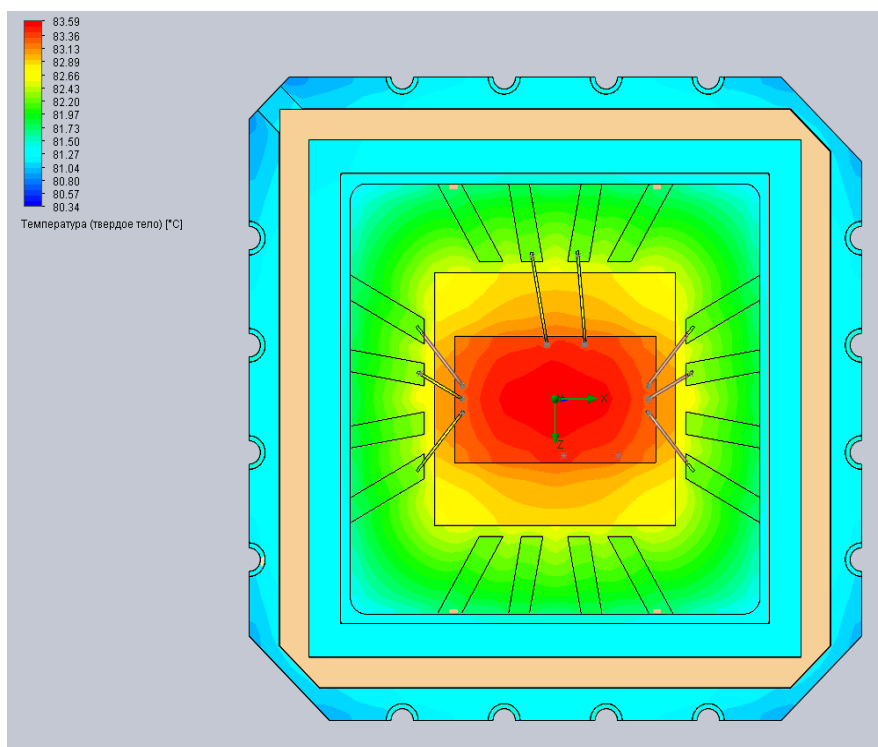


Рис. 9. Распределение теплового поля корпуса МИС при температуре внешней среды 50°C

Из результатов теплового моделирования видно, что максимальная температура не превышает 84 °С (при температуре внешней среды 50 °С), что не противоречит диапазону рабочих температур микросхемы.

В итоге данной работы был разработан оптимальный корпус для МИС усилителя диапазона СВЧ Micran MP502 с учетом электромагнитного влияния корпуса на характеристики микросхемы и с учетом тепловых характеристик. Также результат данной работы показывает, что в отечественной промышленности есть возможность перехода от достаточно габаритных СВЧ устройств к более миниатюрным компонентам поверхностного монтажа.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Исаченко В.П. Теплопередача / В.П. Исаченко, В.А. Осипова, А.С. Сукомел. – М.: Энергия, 1981
- [2] Малорацкий Л.Г. Микроминиатюризация элементов и узлов СВЧ.-М.:1976
- [3] Каталог монолитных интегральных схем на основе GaAs. – Томск: «Микран», 2015.
- [4] ГОСТ 54844 – 2011 Р Микросхемы интегральные. – 2014

---

Игорь Вячеславович Неверов,  
Омский государственный университет им. Ф.М. Достоевского, Омский НИИ  
приборостроения,  
644077, г. Омск, пр. Мира 55-А, (3812) 644238, never-off-92@mail.ru



# Высокоскоростная передача данных по КВ каналу от истоков до наших дней

## Часть 1. История зарождения высокоскоростной передачи данных по КВ каналу

Ю. В. Романов, начальник отдела

Сам термин «беспроводная связь» со всей очевидностью указывает на своего предка – проводную связь, с нее и начнем наше путешествие в прошлое.

### Цифровая проводная связь

Слава Самюэля Морзе могла бы достаться барону Паулю Шиллингу, известному в России как Павел Львович Шиллинг.

Еще в 1825 году им была разработана система электромагнитного телеграфа с одной парой проводов, но развивая свои мысли, он усложнил систему и по ряду причин смог продемонстрировать ее макет, использующий для передачи сообщений 8 проводов, только в 1832 году. Большое количество проводов и отсутствие автоматической графической индикации на приеме не позволили первооткрывателю занять доминирующую позицию на рынке, устранить недостатки автору не позволила смерть в 1837 году.



Пауль Шиллинг

Идеи Шиллинга развил физик-изобретатель Мориц Герман Яко́би, с 1835 года живший и работавший в России под именем Борис Семёнович Яко́би.



Мориц Герман Якоби

В 1839 году была запущена в эксплуатацию разработанная под его руководством система телеграфной связи, соединяющая кабинет императора Николая I в Царском Селе со зданием министерства путей сообщения. Условные знаки в этом приборе записывались на движущейся фарфоровой доске карандашом, прикрепленным к якорю электромагнита.

Тем временем, проживающий в США Сэмюэл Финли Бриз Морзе, будучи уже признанным живописцем, в 1832 году путешествовал по морю на паруснике, где зрителей, в числе прочего, развлекали опытами с компасом и модным в то время электричеством.



Сэмюэл Финли Бриз Морзе

Наблюдения за этими «фокусами» в совокупности с подслушанным разговором натолкнули Морзе на мысль о создании системы передачи сигналов

по проводам. Второй жест судьбы последовал только в 1836 году, когда все еще будучи живописцем, Морзе познакомился с идеями Вильгельма Эдуарда Вебера и Карла Фридриха Гаусса, построившими тремя годами ранее первый в Германии телеграфный аппарат. В результате уже в 1837 году был продемонстрирован макет системы Морзе. Это позволило привлечь инвестора, выделившего не только свои деньги, но и своего сына – Альфреда Вейла, в результате в 1844 году была завершена разработка коммерчески-пригодной технологии и продемонстрирована ее работа.

В процессе работы над системой был изобретен код Морзе, но он был достаточно сложным и непрактичным. Громоздкий код Морзе был существенно переработан его партнером Альфредом Вейлом в компактную азбуку, которая после усовершенствования в 1848 году немцем Фридрихом Герке превратилась в дошедшую до нас форму, несправедливо именуемую Азбукой Морзе, до сих пор активно используемую в КВ диапазоне.

Следует отметить, что сам термин «телеграф» образован от греческих «далеко» и «пишу».

К 1850 году проводной телеграф силами 22 частных компаний связал все штаты США.

В 1858 году завершились работы по созданию подводной телеграфной линии связи между Европой с Америкой.

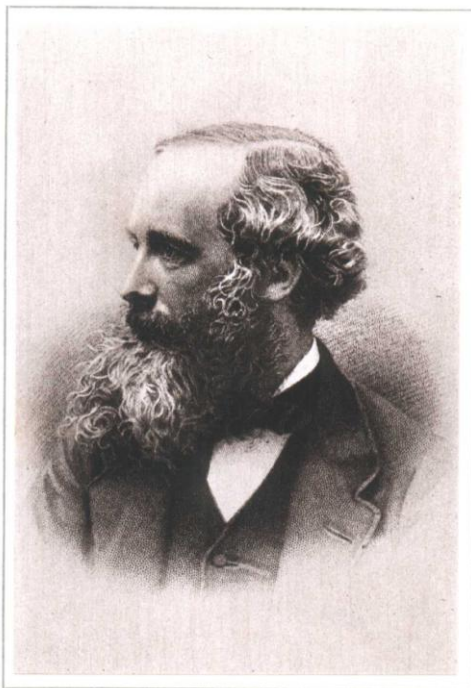
#### Цифровая беспроводная связь

Первые упоминания относятся к 1866 году, когда американский дантист Малон Лумис (Mahlon Loomis) заявил о системе беспроводной связи на основе двух поднятых на воздушных змеях проводах-антеннах, передатчике с размыкателем и гальванометром в роли приемника.



Малон Лумис

К тому моменту шотландским физиком Джеймсом Клерком Максвеллом (James Clerk Maxwell) уже была разработана теория электромагнитного поля (1865 год).



James Clerk Maxwell

Поводом для начала исследований стал интерес Лумиса к возможности использования атмосферного электричества для заряда аккумуляторных батарей. В ходе проведения таких экспериментов им было обнаружено, что коммутация одного из таких «зарядных устройств», в качестве которых использовались воздушные змеи с проводящим канатом, вызывает изменение тока в других «зарядных устройствах», расположенных от коммутируемого на значительных расстояниях. Это явление и привело Лумиса к выводу о возможности его использования для беспроводной телеграфии.



В 1868 году Лумис продемонстрировал группе конгрессменов систему беспроводной связи между двумя возвышенностями, расстояние между которыми составляло 14 миль.

В экспериментах поверхность змея покрывалась сеткой из тонкой медной проволоки. Эта сетка соединялась через проводящий канат с заземлением: на передающей стороне — через ключ, на приемной стороне — через гальванометр.



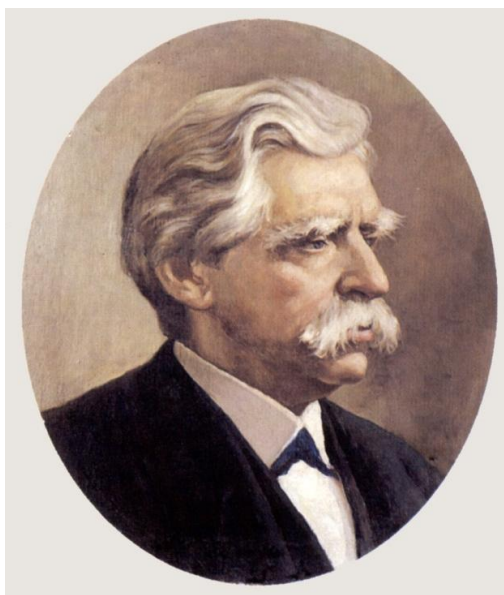
13 января 1869 г. сенатор Чарльз Самнер (Charles Sumner), воодушевленный предыдущим положительным опытом получения поддержки правительства США для Сэмюэля Морзе, внес на рассмотрение в сенат законопроект о поддержке в размере \$50 000 проекта беспроводной телеграфии, представленного компанией Лумиса («*Loomis Aerial Telegraph*»). Если ориентироваться на стоимость унции золота, то эта сумма эквивалентна примерно 1,5 млн. современных долларов США.

Законопроект поддержали только несколько конгрессменов, остальные же посчитали это мошенничеством. Тем не менее, в 1872 г. Лумисом был получен патент на соответствующую систему беспроводной связи, а в 1873 г. Конгресс и Президент США своими решениями разрешили деятельность компании Лумиса, но только в пределах штата Вашингтон и без финансовой поддержки со стороны правительства. Оставшиеся 13 лет жизни Лумис продолжал исследования на собственные средства и умер в нищете и забвении.

Соответственно, в 2016 году у американских дантистов есть повод отпраздновать 150-тые радиотелеграфии.

Произошедшее дальше можно считать бумом, родившим целую армию открывателей радиотелеграфии. В зависимости от страны икона меняется.

Ввиду ограниченности времени и наиболее острых споров вокруг двух личностей – Попова и Маркони, опыты остальных претендентов опишем лишь кратко.



Дэвид Эдвард Хьюз

Рожденный в Великобритании и переехавший в США изобретатель Дэвид Эдвард Хьюз (David Edward Hughes) в период с 1878 по 1880 годы при работе с индукционной катушкой обеспечил дальность передачи телеграфных сигналов на несколько сот метров.

Стоит отметить, что созданный им ранее для проводных линий телеграфный аппарат получил широкое распространение в Европе, он также является автором угольного палочного микрофона. В 1879-1880 годах им также проводились опыты по передаче сигналов ЭМ волной на расстояния в пределах сотен метров, но их результаты не были осознаны и развиты, коллеги убедили, что и в этом случае речь идет об электромагнитной индукции.

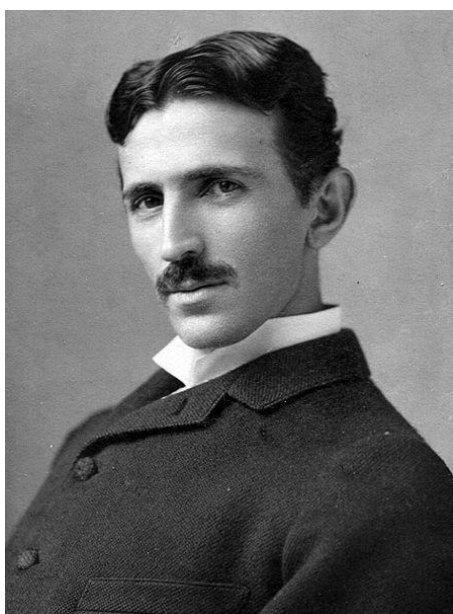
В 1885 году американский изобретатель Томас Алва Эдисон (Thomas Alva Edison) подал заявку на патент («*Means for transmittihg signals electrically*»), где была описана система беспроводной телеграфии, использующая радиоволны звуковой частоты и слуховой прием азбуки Морзе.



Томас Алва Эдисон

Заявка утверждена в 1891 году, а в 1888 году предложенные решения использовались во время Большой снежной бури для передачи сигналов бедствия с застрявших поездов. Права на данный патент впоследствии были выкуплены фирмой Маркони для выхода на американский рынок со своей аппаратурой беспроводной телеграфии. В общей сложности Эдисон получил более 1000 патентов в США и около 3000 в других странах, наиболее известные – усовершенствование проводного телефона, усовершенствование лампы накаливания, изобретение фонографа.

Эксцентричный серб Никола Тесла (Nikola Tesla) экспериментировал с беспроводной передачей энергии и радиосигналов, начиная с 1891 года, когда был создан популярный и сейчас трансформатор Теслы, в качестве задающего генератора в котором использовалась катушка Румкорфа.



Никола Тесла

В 1893 году им был запатентован радиопередатчик и мачтовая антенна, в 1895 году – радиоприемник. В феврале и марте 1893 году Тесла выступал с лекциями о токах высокой частоты, отмечая возможность использования их не только для освещения, но и для передачи сигналов или даже энергии на любое расстояние сквозь землю или окружающую среду. Основным отличием идей Теслы от популярных в то время искровых передатчиков было использование непрерывной несущей и резонанса. В 1893 году им также была продемонстрирована передача сигнала на расстояние более 30 миль.

Будущей покровитель Маркони Вильям Генри Прис (William Henry Preece) в период с 1891 по 1892 годы успешно экспериментировал с индукционной передачей сигналов азбукой Морзе на расстояние до 5 километров.

Если верить легенде, то в период между 1893 и 1894 годом бразильский священник и по совместительству изобретатель отец Роберто Ланделл де Мора

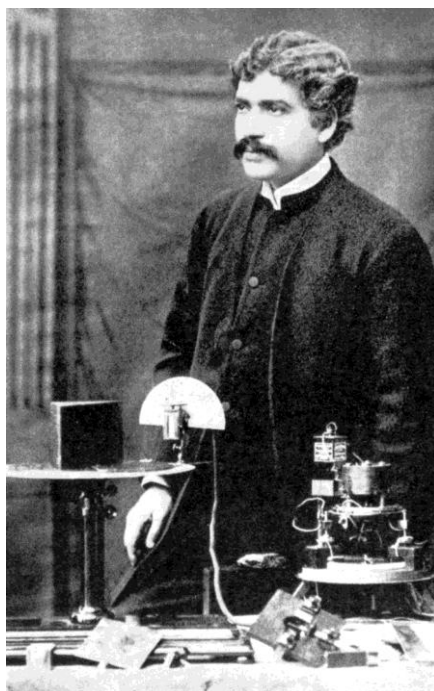
(Roberto Landell de Moura) осуществил передачу радиосигнала на расстояние более 8 км.



Роберто Ланделл де Мора

Результаты держались в тайне, соответствующий бразильский патент был получен им только в 1901 году. Позже он получил 3 патента по теме беспроводной передачи в США.

В 1895 году индийский ученый Джагадиш Чандра Боше (Jôgodish Chôndro Boshu) на публичной демонстрации в Калькутте дистанционно зажег порох и запустил звонок, используя излучение в миллиметровом диапазоне для телеуправления. При этом большая часть последователей Герца в те годы использовала искровые передатчики в сантиметровом диапазоне длин волн.



Джагадиш Чандра Боше



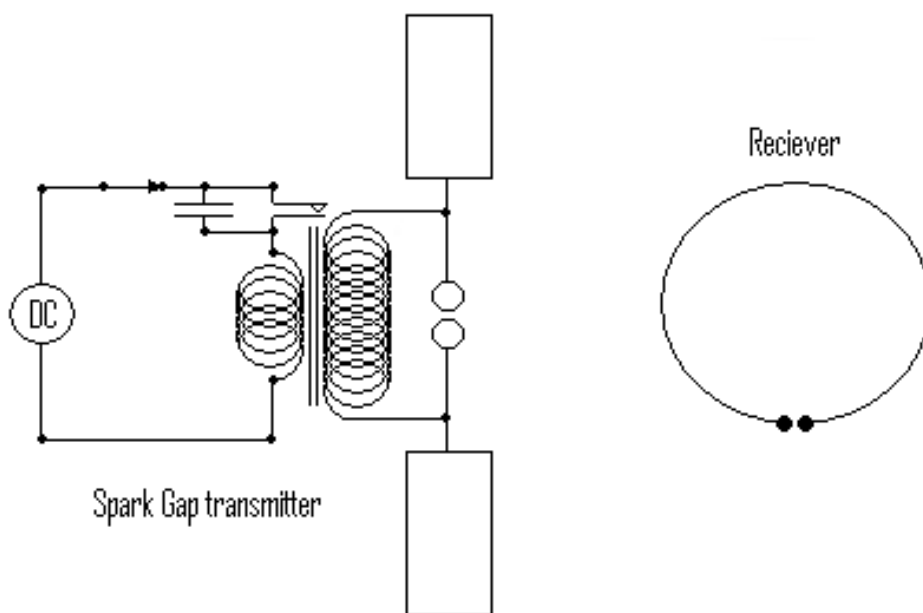
Боше первым использовал волноводы, рупорные антенны, диэлектрические линзы, поляризаторы, а также эффект полупроводимости кристаллов галенита для детектирования ЭМ излучений.

Признанный многими как первооткрыватель радиотелеграфии Генрих Рудольф Герц (Heinrich Rudolf Hertz) родился в 1857 году в Германии. Получив техническое образование, в том числе, будучи учеником таких величин как Кирхгоф и Гельмгольц, к 1885 году он защитил диссертацию и стал профессором.



Генрих Рудольф Герц

В период с 1886 по 1888 годы Герц опытным путем доказал существование электромагнитных волн, предсказанных Максвеллом.



Постоянный ток от батареи, проходя через катушку, намагничивает её железный сердечник, он притягивает подвижной контакт и цепь разрывается,

когда магнитное поле исчезает, контакт замыкается снова. Данный преобразователь постоянного тока в переменный был известен как катушка Румкорфа.

Для излучения электромагнитных волн Герц использовал два медных прутка с насаженными на концах латунными шариками и по одной большой цинковой сфере или квадратной пластине, играющей роль конденсатора.

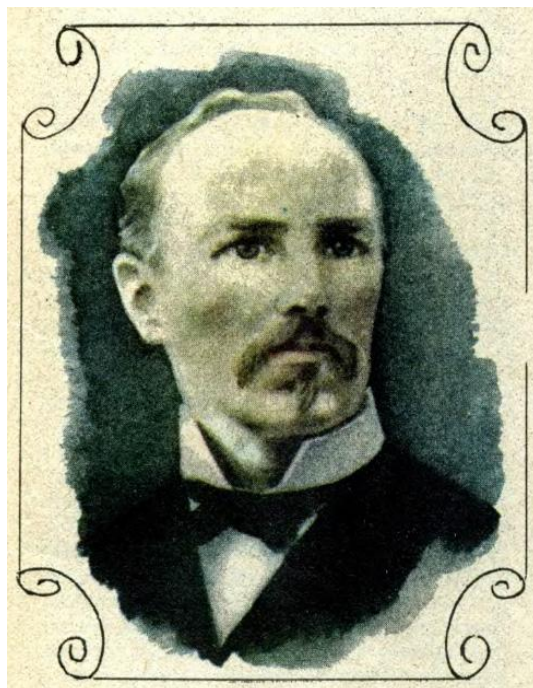
При импульсах переменного тока между шариками проскакивали искры и в окружающее пространство излучались электромагнитные волны. Перемещением сфер или пластин вдоль стержней регулировались индуктивность и ёмкость цепи, определяющие длину волны.

В качестве детектора (приемника) Герц использовал кольцо с разрывом - искровым промежутком.

Приемное кольцо было названо Герцем "резонатором", т.к. при удачно выбранном размере в ответ на искру в вибраторе в приемнике также возникала искра, только намного более слабая.

Герц провел большое количество экспериментов, в результате чего было доказано наличие у ЭМ отражения, преломления, дифракции, интерференции и поляризации. Стала очевидной общность света и называемых в то время многими «лучей Герца».

Наименее известным изобретателем радио является уроженец Белоруссии Сармат-Яков-Сигизмунд Оттонович Наркевич-Йодку.



Сармат-Яков-Сигизмунд Оттонович Наркевич-Йодку

Помимо всего прочего, он является автором электрографии. Источник высокого напряжения подключался к снимаемому предмету, в непосредственной близости от него располагалась фотопластинка, в результате

чего электрические разряды вызывали засвечивание фотоэмульсии, получая тем самым зависящий от проводимости предмета снимок.



Автор метода считал, что по снимку можно диагностировать состояние объектов живой природы.

В четвертом номере «Метеорологического вестника» за 1891 год Наркевич-Йодко сообщал о приеме 28 июня 1890 года «устроенной по его системе атмосферической станции» с помощью телефонов сильных сигналов, предсказывающих грозу.

В протоколе заседания физического отделения физико-химического общества при Петербургском университете от 12 февраля 1891 года сообщается об опытах Наркевича-Йодко по передаче сигналов без проводов с использованием катушки румкорфа и головных телефонов.

В 1896 году он создает в Над-Немане сельскохозяйственную метеорологическую станцию первого разряда, одну из самых крупных в западной части России, вошедшую в сеть станций Главной физической обсерватории. Им также был предложен способ измерения скорости движения облаков, разработан прибор для определения влажности почв (лизиметр). За заслуги в области метеорологии Русское географическое общество наградило его серебряной медалью, а в 1900 году по представлению президента Академии наук он получил орден Святой Анны второй степени.

Но для того, чтобы приблизиться к наиболее известному в России противостоянию Попов против Маркони, мы должны вернуться в 1884 год.

Будущий ключевой элемент приемников Попова и Маркони – трубку с металлическими опилками – создал итальянец Темистокле Кальцекки-Онести (*Temistode Calzecchi Onesti*). На момент изобретения он имел высшее

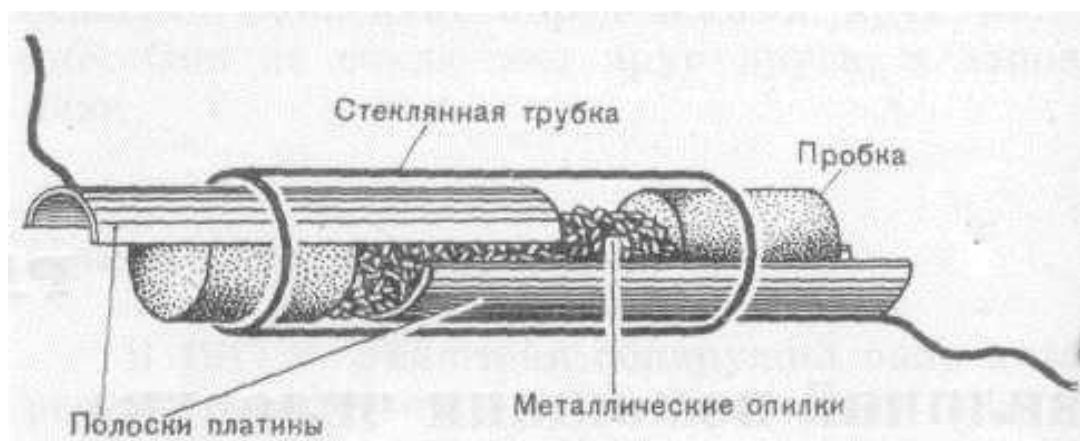
образование, преподавательский опыт, должность профессора физики в Техническом институте в Аквиле и опыт научно-исследовательской работы. К изобретению его привели исследования в области электропроводимости металлических опилок. Таким образом, радиосвязь не входила в его интересы, но он заметил влияние электромагнитных волн на проводимость металлических опилок, внося тем самым свой вклад в дело радио.

Французский изобретатель, физик и инженер Эдуард Бранли (Édouard Eugène Désiré Branly) продолжил исследования итальянца и в 1890 году создал свою вариацию, названную радиокондуктором, и состоящую из стеклянной трубки, наполненной металлическим порошком.

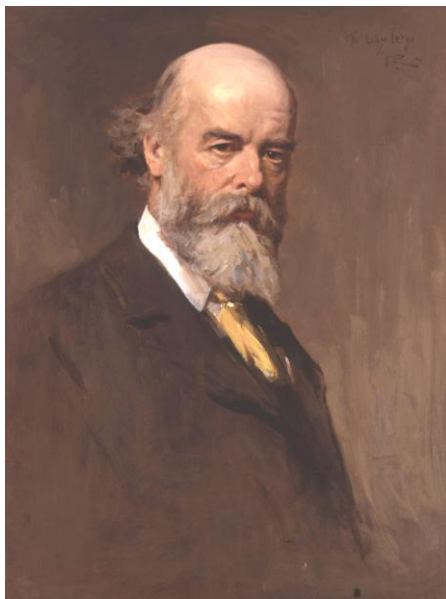


Эдуард Бранли

Под действием мощных электромагнитных волн металлический порошок дискретно изменял свое сопротивление, что делало устройство пригодным для регистрации приема телеграфных сигналов.



В 1894 г. это устройство было усовершенствовано британским физиком, а впоследствии и президентом Лондонского общества физиков - Оливером Джозефом Лоджем (Oliver Joseph Lodge), который и дал ему название «когерер». Лодж приставил к «трубке Бранли» «прерыватель» в виде ударника с часовым механизмом, который через равные промежутки времени ударял по когереру, восстанавливая его проводимость. И как следствие, 14 августа 1894 состоялась публичная демонстрация опытов по беспроводной передаче сигналов азбуки Морзе Лоджем и Александром Мирхедом на расстояние 40 метров в театре Музея естественной истории Оксфордского университета.



Оливер Джозеф Лодж

Патентовать данное решение в области радиотелеграфии Лодж не стал, но зато впоследствии им были запатентованы актуальные до сих пор динамический громкоговоритель и автомобильная свеча зажигания.

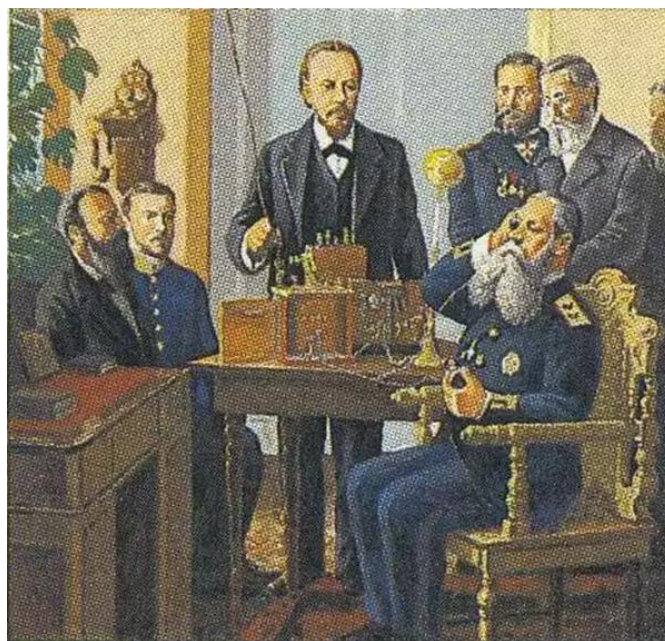
Также следует отметить, что в 1894 году, читая посвященную памяти недавно скончавшегося Генриха Герца лекцию "Творение Герца" с экспериментальной демонстрацией результатов его исследований в Британском Королевском обществе, Лодж произнес: "Его имя не достигло чрезмерной популярности и сделанное им во всех отношениях неизмеримо превосходит все то, чего достигли некоторые люди, наделавшие гораздо больше шума".

Александр Степанович Попов окончил обучение на физико-математическом факультете Санкт-Петербургского университета в 1882 году в возрасте 23 лет. В этом же году он защитил диссертацию на тему «О принципах магнито- и динамоэлектрических машин постоянного тока» и начал работу преподавателем физики, математики и электротехники в Минном офицерском классе в Кронштадте, где имелся хорошо оборудованный физический кабинет.



Александр Степанович Попов

В 1945 году в СССР решили считать Днем Радио 7 мая 1895 года, когда на заседании Русского физико-химического общества в Санкт-Петербурге Попов прочел лекцию «Об отношении металлических порошков к электрическим колебаниям» и продемонстрировал свою усовершенствованную версию когерера Лоджа. При этом следует отметить, что Попов в рамках учебного процесса занимался повторением и совершенствованием опытов Герца как минимум с 1889 года.



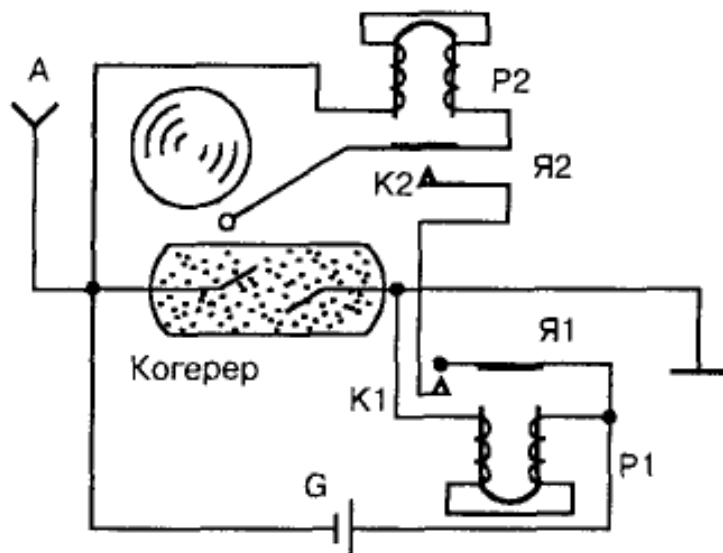
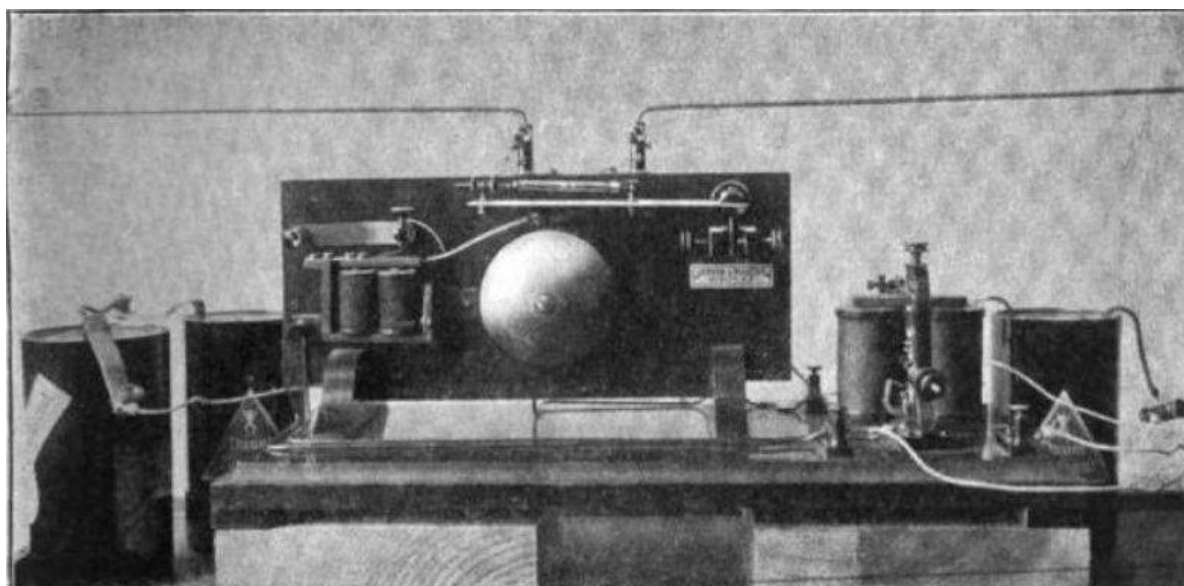


Схема «грозоотметчика» А.С. Попова



Усовершенствование Попова заключалось во введении автоматической обратной связи: принятый сигнал запускал звонок, который служил не только для регистрации, но и для автоматического встряхивания когерера с целью возвращения его в исходное состояние с высокой проводимостью.

Но передача данных на тот момент была только перспективой: «В заключение могу выразить надежду, что мой прибор, при дальнейшем усовершенствовании его может быть применен к передаче сигналов на расстояния при помощи быстрых электрических колебаний, как только будет найден источник таких колебаний, обладающий достаточной энергией».

«Прибор для обнаружения и регистрирования электрических колебаний» Попова был описан в январском номере журнала Русского физико-химического общества за 1896 год, рассылка которого осуществлялась и в библиотеку университета итальянского города Болонья, где с ним должен был ознакомиться и профессор Аугусто Риги, который нам понадобится дальше.

Если опираться на документы (*Изобретение радио А.С. Поповым. Документы и материалы. М. "Наука", 1966*), то передача радиogramмы из слова «Герц» была осуществлена Поповым 18 декабря 1897 года, а не 24 марта 1896 года, как отмечают в ряде источников с целью установления приоритета над Маркони.

*"Петербургский листок" от 19 декабря (по старому стилю) 1897 г. №348: "А.С.Попов, как известно, одновременно, с итальянцем Маркони нашел средство передавать сигнал на значительное расстояние при помощи открытых знаменитым Герцем электрических лучей и применить их к телеграфированию без проводов... ассистент Попова П.Н. Рыбкин отправился на "станцию отправления" (в соседнее здание - авт.) ... ровно через 10 минут ... на ленте обычной телеграфной азбукой обозначилось слово "Герц".*

Попов не знал, что ему предстоит стать открывателем радио в СССР, что позволило ему в 1899 году на объединенном заседании русского технического общества и Первого Всероссийского электротехнического съезда прочитать доклад "Телеграфия без проводов", содержащий следующую фразу: *"В первый раз телеграфный аппарат при помощи трубки Бранли был приведен в действие Лоджем. Трубка была включена последовательно с электромагнитом телеграфа и батареей. Волна, произведенная разрядом, происшедшим по соседству, замыкала ток и якорь притягивался, но ненадолго, потому что трубка постоянно встряхивалась особой зацепкой, на одной из быстро вращающихся осей телеграфного аппарата, выходящей наружу".*

Доклад был опубликован в "Физико-математическом ежегоднике" в 1900 году.

Второй по популярности «открыватель» радио - Гульельмо Маркони, он же правнук короля виски Джона Джеймсона (Jameson) по материнской линии.



Известно, что в 1887 году Маркони поступил в техническое училище в Ливорно, но нигде не отмечается, что он смог успешно завершить обучение. Тем не менее, благодаря связям матери, в 1894 году он поступил в обучение к профессору физики Болонского университета Аугусто Риги (Augusto Righi),



известному в т.ч. и благодаря усовершенствованию генератора ЭМ колебаний Герца. Но как такового систематического технического образования у Маркони не было, о чем он без стеснения упомянул в Нобелевской речи 1909 года:

*In sketching the history of my association with radiotelegraphy, I might mention that I never studied physics or electrotechnics in the regular manner, although as a boy I was deeply interested in those subjects.*

*I did, however, attend one course of lectures on physics under the late Professor Rosa at Livorno, and I was, I think I might say, fairly well acquainted with the publications of that time dealing with scientific subjects including the works of Hertz, Branly, and Righi.*

Смекалку Маркони о возможности использования модных волн Герца для создания системы беспроводного телеграфирования не оценили в Италии, в результате чего в феврале 1896, не встретив даже свой 22 день рождения, он отправился на родину матери – в Англию, где ему была обеспечена протекция со стороны известного инженера и изобретателя Вильяма Генри Приса, являющегося на тот момент директором британской почты и телеграфа. Приса заинтересовала демонстрация возможностей беспроводной телеграфии на расстояние 1,5 километров, проведенная Маркони. К Маркони подключается команда инженеров британского ВМФ, физик-математик и патентовед, член Лондонского Королевского общества Джон Флетчер Моултон (John Fletcher Moulton), патентный эксперт Джон Кэмерон Грэхем (John Cameron Graham). В результате Маркони становится брэндом и говорящей головой эффективной команды, работающей в его тени.

Плодом команды стала заявка на патент «Усовершенствования в передаче электрических импульсов и сигналов, а также в аппаратуре для этого» («Improvements in Transmitting Electrical Impulses and Signals, and in Apparatus therefor»), поданная 2 июня 1896 года и существенно дополненная 2 марта 1897 года. Текст патента был опубликован 2 июля 1897 года.

Весной 1897 года дальность связи в системе Маркони была увеличена до 16 километров. В этом же году он организовал акционерное общество «Маркони и Ко» и к ноябрю построил первую стационарную радиостанцию на острове Уайт, обеспечившую связь острова с материком на расстоянии 23 км.



Когерер Маркони

Команда Маркони использовала наработки всех своих предшественников, включая Риги, Лоджа и Попова, а также свой научный потенциал и капитал

родственников Маркони, что позволило увеличить стабильность работы и чувствительность приемника.

Но не все благодушно относились к не столь образованному сколь предприимчивому юноше, например, Оливер Лодж писал: *«Один из студентов профессора Риги в Болонье услышал на лекции о передаче на расстояние волн Герца и об их обнаружении сцеплением металлических опилок. Обладая чувством юмора и большой энергией, располагая свободным временем, приступил он к изготовлению подходящего когерера, упаковал его в запечатанную коробку и привез в Англию как секретное изобретение для сигнализации без проводов. Влиятельными лицами он был представлен главному инженеру Правительственного телеграфа, по-видимому, слишком занятому, чтобы помнить о последних достижениях в области волн Герца».*

Тем не менее, в 1898 году Маркони открывает первый в Великобритании «завод беспроводного телеграфа», на котором работают 50 человек.

Таким образом, строго говоря, ни Попов, ни Маркони не могут претендовать на первенство, т.к. каждый из них был лишь одним из звеньев в длинной цепи изобретателей, каждый из которых внес свой вклад в развитие радио.

Чисто формально на первенство может претендовать Малон Лумис, опередивший Попова и Маркони на 30 лет.

Вернемся от идеологических споров в практическую плоскость.

3 марта 1899 - радиосвязь впервые в мире была успешно использована в морской спасательной операции (*с помощью радиотелеграфа спасены команда и пассажиры потерпевшего кораблекрушение парохода «Масенс» - Mathens*).

В 1900 году радиосвязь впервые в России была успешно использована в морской спасательной операции (*броненосец береговой обороны Генерал-Адмирал Апраксин сел на мель, радиосвязь на дальность 25 миль; ледокол Ермак также спас финских рыбаков с льдины*).

В 1906 году канадец Реджинальд Фессенден осуществил первую радиопередачу звукового сигнала на несущей частоте около 50 кГц в режиме с амплитудной модуляцией, используя машинный генератор разработки выдающегося шведского инженера Эрнста Александерсона – будущего главы General Electric Company (*корабли в море услышали трансляцию игры Фессендена на скрипке «О Святая ночь» и чтение отрывка из Библии*).

В 1907 году фирма Маркони запустила в эксплуатацию первую коммерческую беспроводную телеграфную линию связи между Европой и Америкой.

В 1909 году благодаря американцу Чарльзу Геррольду началась эпоха коммерческих радиовещательных станций с амплитудной модуляцией (его станция из Сан-Хосе - «San Jose Calling»).

Крушение Титаника в 1912 году ускорило работы по созданию сети береговых радиостанций и оснащению судов радиостанциями в целях

обеспечения безопасности мореплавания. К 1913 году в мире насчитывалось 450 наземных и 3305 судовых радиостанций.

В 1912 году в России под руководством российского физика Николая Дмитриевича Папалекси разработана первая приемно-передающая радиостанция для связи самолетов с землей.

В 1915 году американцем Джоном Реншоу Карсоном была изобретена однополосная амплитудная модуляция (SSB).

Во времена Первой мировой войны в мире работали искровые передатчики с выходной мощностью до 350 кВт, в России – до 300 кВт, несущая частота не превышала 60 кГц.

По мере роста мощностей вопрос электромагнитной совместимости искровых передатчиков становился все более актуальным. Ученым было ясно, что для сокращения занимаемой полосы частот необходимо переходить к незатухающим колебаниям. Первые образцы таких передатчиков появились в 1902 году, в качестве источника незатухающих колебаний использовалась электрическая дуга Петрова.

В 1906 году американский инженер Ли де Форест ввёл в электронную лампу третий электрод - управляющую сетку, создав тем самым триод. В 1913 году немецкий физик Александр Мейснер создал на базе лампового триода автогенератор и радиопередатчик.

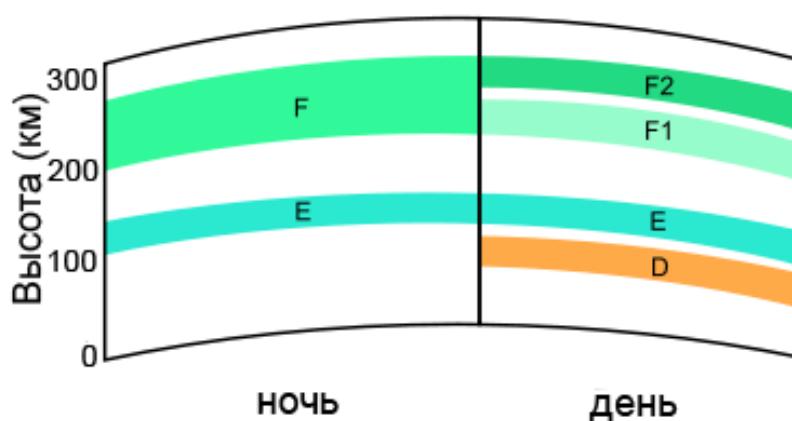
Строительство мощных искровых передатчиков прекратилось в 1915 году, на смену им приходили дуговые и машинные передатчики. Лучшие дуговые передатчики работали на несущих частотах не выше 300 кГц. Мощность дуговых передатчиков достигала 1,5 МВт, машинных – 600 кВт.

Приблизительно к 1925 году в производстве будут доминировать ламповые радиопередатчики.

Таким образом, рабочие частоты линий связи постепенно повышались, а вместе с этим повышалась и дальность связей, но механизм ионосферного распространения еще не был известен, соответственно, возможным казалась только работа земной волной в диапазоне длинных или средних волн. Тем не менее, Маркони верил в возможность дальней связи и уже в 1901 году заявил, что в дневное время передал азбукой Морзе букву «S» из Великобритании в Канаду, т.е. на расстояние порядка 3500 км (*через Атлантический океан, из Корнуолла - Великобритания в Ньюфаундленд – Канада*). Длина волны не раскрывалась Маркони, но судя по размерам антенн, он предполагал работать на частоте около 1 МГц (350 метров).

Отсутствие свидетелей у данного события в совокупности с отсутствием представлений о возможности работать с отражением от ионосферы не вызывали доверия у слушателей Маркони, что заставило его повторить эксперимент при более строгой организации. В 1902 году Маркони отправился в плавание из Великобритании через Атлантику в сторону Канады, фиксируя по пути следования радиопередачи от своих коллег из Великобритании. В ночное

время была получена дальность связи порядка 3400 км, в дневное время – до 1100 км. Таким образом, факт работы днем на большое расстояние не был подтвержден, но возможность работы на большие расстояния хотя бы ночью дала мощный толчок развитию радио. После получения человечеством достаточных сведений об ионосфере подобное поведение средних волн объяснили исчезновением ночью слоя D, поглощающего средние волны, не давая им достичь лежащего на несколько десятков километров выше слоя E (он же слой Хевисайда-Кеннелли), обеспечивающего скачковый механизм распространения средних волн.



К 1920 году рекорд дальности телеграфной связи составил 12 тыс. км (связь между Гельтовым (Англия) и Малабаром (остров Ява, Индонезия), дальность гарантированной устойчивой связи составляла несколько тысяч километров.

Дальняя беспроводная связь осуществлялась на частотах ниже 1,2 МГц. Короткие волны (частоты выше 1,5 МГц) считались бесперспективными и были отданы легализованным в США в 1912 году радиолюбителям, т.к. ионосферный механизм распространения не был известен, а для работы земной волной короткие волны действительно малопригодны. Слово «коротковолновик» было синонимом слова «радиолюбитель» именно по этой причине. Уже в 1916 году американские радиолюбители провели между собой первую по-настоящему дальнюю радиосвязь – порядка 1200 км. В 1921 году командированный ассоциацией радиолюбителей в Шотландию американец Пол Годли (Paul Godley) смог принять сигналы более 30 радиолюбителей из США. В 1923 году состоялись первые двухсторонние трансатлантические связи на КВ, а в СССР в этом году радиолюбители были только узаконены.

В 1924 году фирма Маркони начала построение сети КВ радиостанций в интересах военных, результат был получен в 1927 году.

Потенциал КВ был оценен и в СССР, где в 1924 году под руководством Александра Львовича Минца и Михаила Васильевича Шулейкина были проведены исследования по распространению радиоволн в коротковолновом диапазоне, созданы образцы КВ приемопередатчиков.



Александр Львовича Минц



Михаил Васильевич Шулейкин

Из цифровых видов связи в эфире господствовала азбука Вейла-Герке, более известная под именем Морзе.

На этом следует закончить первую часть доклада. В дальнейшем планируется рассмотреть эволюцию методов цифровой модуляции, а также исследования Найквиста и Шеннона применительно к пропускной способности канала связи.

---

Юрий Владимирович Романов, АО «ОНИИП»

## Реализация алгоритмов сверточного кодера и декодера Витерби

А. В. Суставов, инженер-программист, магистрант

В работе изучены основные вопросы сверточного кодирования и декодирования, предложены некоторые алгоритмы, реализующие сверточный кодер и декодер Витерби, рассмотрены возможные способы их оптимизации. В завершение приводятся описания разработанных программных модулей для ПК и микропроцессора, результаты их тестирования.

*Ключевые слова:* сверточное кодирование, декодирование Витерби, алгоритм.

**Введение.** Кодирование используется практически во всех случаях, когда нужно осуществить передачу цифрового сигнала на расстояние, превышающее единицы метров. Один из самых распространённых методов канального кодирования это сверточное кодирование. В свою очередь для обратного преобразования самым востребованным является метод декодирования Витерби [1-3], хотя к сверточному коду применимы и другие методы.

При практическом применении кодера и декодера возникают проблемы следующего технического характера. Во-первых, в большинстве случаев кодирование-декодирование производится не персональными компьютерами, производительность которых достигла впечатляющих значений, а специализированными компактными устройствами, с программной или аппаратной реализацией. Стоимость этих устройств напрямую зависит от эффективности применяемых алгоритмов. Во-вторых, вычисления должны производиться с достаточно большой скоростью или же непосредственно в реальном времени. В качестве примера можно привести локальную сеть, такую, как WiFi, или спутниковый терминал, который и будет рассматриваться в рамках данной работы.

Целью работы является написание программных модулей для DSP процессора, выполняющих сверточное кодирования и декодирования Витерби, которые будут использоваться в программном обеспечении разрабатываемого терминала к спутниковой системе «Гонец». Для этого ставятся задачи изучить теорию, предварительно реализовать нужные алгоритмы в варианте для персонального компьютера, изучить их работу и произвести оптимизацию.

**Кодирование.** Сверточное кодирование – один из самых распространённых методов кодирования канального уровня. В большинстве случаев используется скорость кодирования  $\frac{1}{2}$  на один бит входного сигнала приходится двухбитное кодовое слово. На рисунке 1 представлен пример схемы [2,3] сверточного кодера.

Кодер включает в себя следующие компоненты

- Сдвиговый регистр. Состоит из ячеек под  $K$  бит.
- Генераторы кода, определяющие, какие из битов регистра используются для вычисления соответствующего бита кодового слова.
- Два сумматора по модулю 2 (операция xor).
- Переключатель, по очереди выводящий каждый из двух битов.

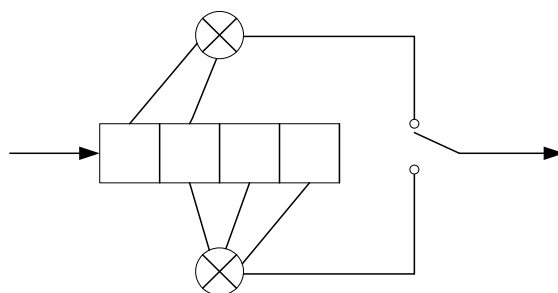


Рис. 1. Схема сверточного кодера со скоростью кодирования  $\frac{1}{2}$

Для получения скорости кодирования более, чем  $\frac{1}{2}$  без усложнения структуры кодера используют перфорирование – из кодовой последовательности удаляются некоторые биты в с бинарной последовательностью, называемой матрицей перфорации.

Для представления кодера используются диаграммы, полученные следующим образом. Рассматриваются разряды регистра, исключая один младший. Каждый из возможных вариантов последовательности в регистре называется состоянием кодера. Каждому такому состоянию приводится в соответствие вершина графа. Рёбра графа соответствуют возможным переходам между состояниями, если получен следующий бит 0 или 1, так что из каждой вершины выходят по два ребра и заходят так же по 2. С рёбрами однозначно соотносятся кодовые слова, получаемые при этих переходах. Решетчатая диаграмма – самое рациональное и наглядное представление кодера. Представляет собой граф, в котором вершины расположены в виде матрицы, так что строки соответствуют номеру состояния, а столбцы соответствуют номеру итерации. Эта диаграмма полностью описывается номерами следующих состояний, в которые осуществляются переходы из каждого текущего состояния только для одной итерации, и соответствующими этим переходам кодовыми словами.

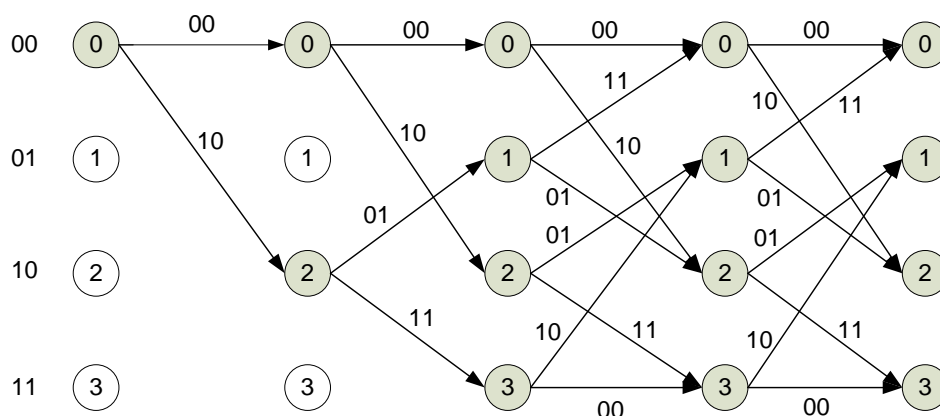


Рис. 2. Решетчатая диаграмма кодера

На рисунке 3 представлены блок-схемы двух возможных алгоритмов кодера. В первом варианте регистр реализуется в явном виде с помощью массива reg. Во втором случае, в роли регистра выступает часть массива исходных данных, ограниченный индексом  $i$  и длиной регистра  $K$ .

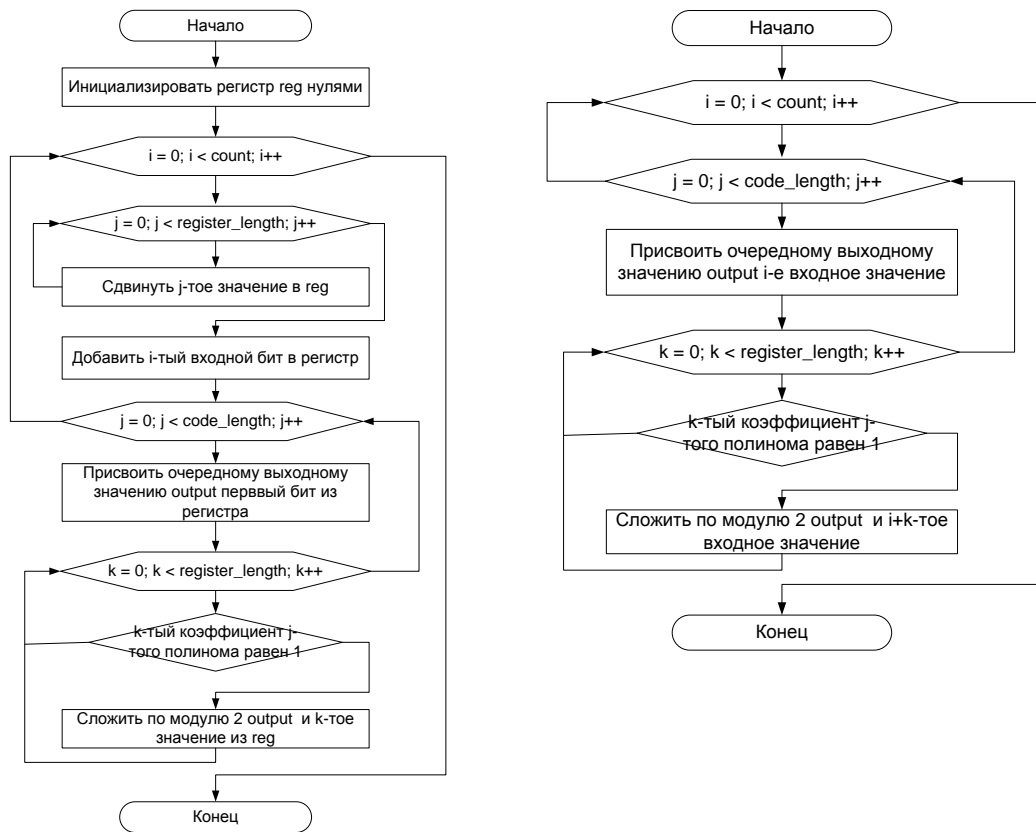


Рис. 3. Алгоритмы кодера

Алгоритм номер два позволяет исключить операции, связанные со сдвигом значений в регистре и тем самым получить выигрыш в быстродействии. Но его применения возможно не во всех случаях. Для этого должны выполняться два условия: во-первых входные данные должны находиться в массиве, а не передаваться побитово в реальном времени,

**Декодирование.** Метод декодирования Витерби учитывает тот факт, что начиная с  $K$ -той итерации по два пути всегда сходятся в одном состоянии. При этом один путь, которые являются менее вероятными, можно отбросить [1,2,3]. Исходя из этого, в каждый момент времени нужно запоминать количество путей не большее, чем количество состояний. Этим достигается значительная экономия памяти, объём которой при некоторых вариантах реализации может вообще не зависеть от длины декодируемого сообщения. В качестве меры правдоподобия того или иного пути используется так называемая метрика Хемминга (хеммингово расстояние). Метрика Хемминга для двух последовательностей  $A$  и  $B$  длины  $n$  вычисляется как

$$M = \sum_{i=1}^n |A_i - B_i|$$

Существует два варианта декодирования, в зависимости от количества уровней квантования входного сигнала. Если демодулятор выдает бинарные значения отсчетов (принимает жёсткое решение), то декодер работает в режиме жёсткого декодирования. Если выходные отсчеты декодера расквантованы на более, чем два уровня (мягкое принятие решения), то декодер работает в режиме мягкого декодирования. Мягкое декодирование имеет значительное пре-



имущество перед жестким: оно позволяет получить ту же вероятность ошибочного декодирования бита при меньшем отношении сигнал/шум.

Для создания основного алгоритма декодера можно использовать классический алгоритм, который предполагает запоминание на каждой итерации номера предыдущего состояния, из которого произошёл переход в текущее состояние.

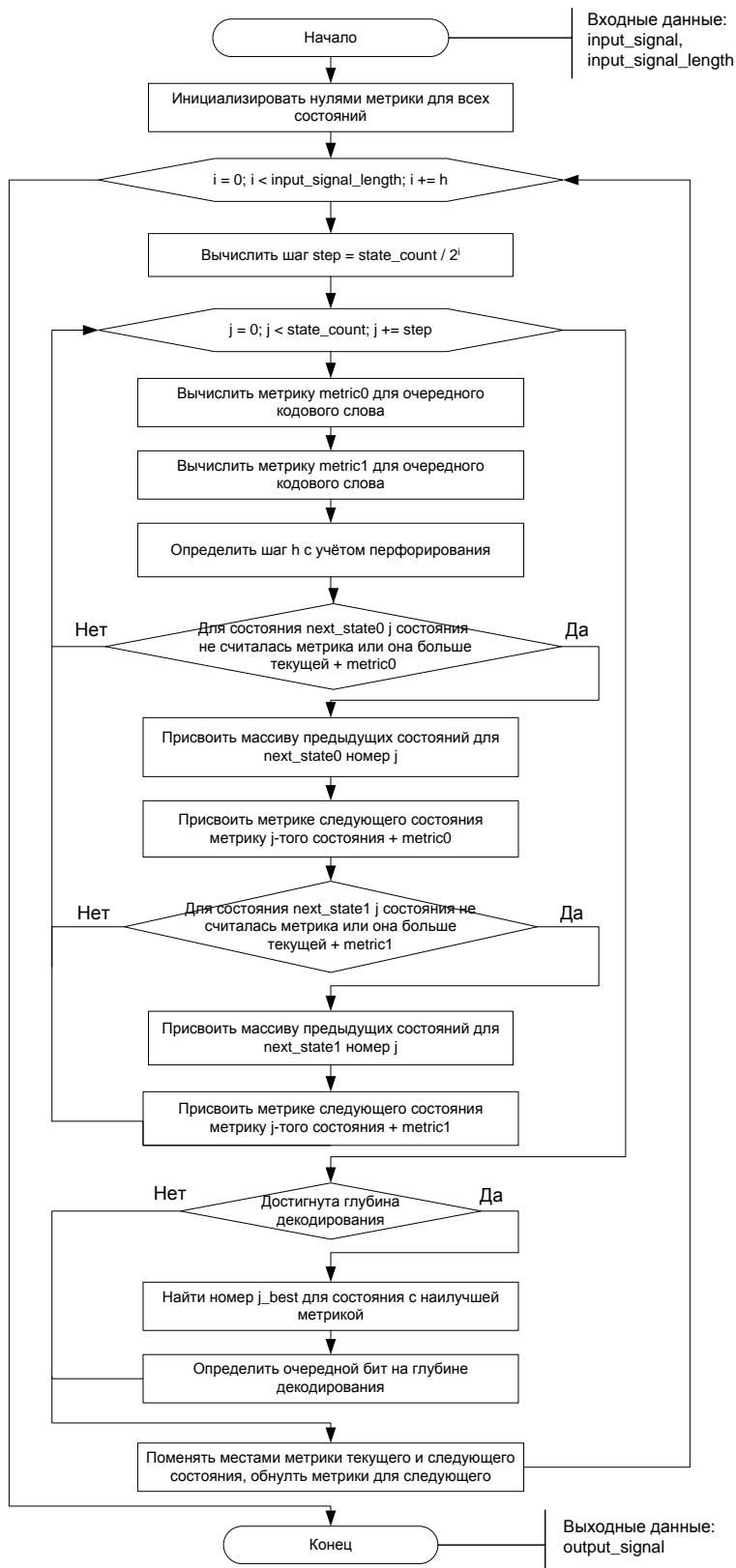


Рис. 4. Общий алгоритм декодера

Для этого каждому номеру состояния ставится в соответствие массив для хранения номеров предыдущих состояний и две метрики, для предыдущего и текущего состояний. Общая блок схема для этого алгоритма показана на рисунке 4.

Для очередного кодового слова для каждого возможного в данный момент состояния вычисляются по две метрики для двух выходящих ребер. Если два пути входят в одно состояние, то сравниваются метрики предыдущих состояний с учётом метрик последних ребер. Путь с большей метрикой отбрасываются.

Вопрос вычисления метрик следует рассмотреть более подробно. С учетом различного числа уровней кодированного сигнала и использовании перфорации, метрику для одного перехода между состояниями можно вычислить по следующему алгоритму, представленному на рисунке 5

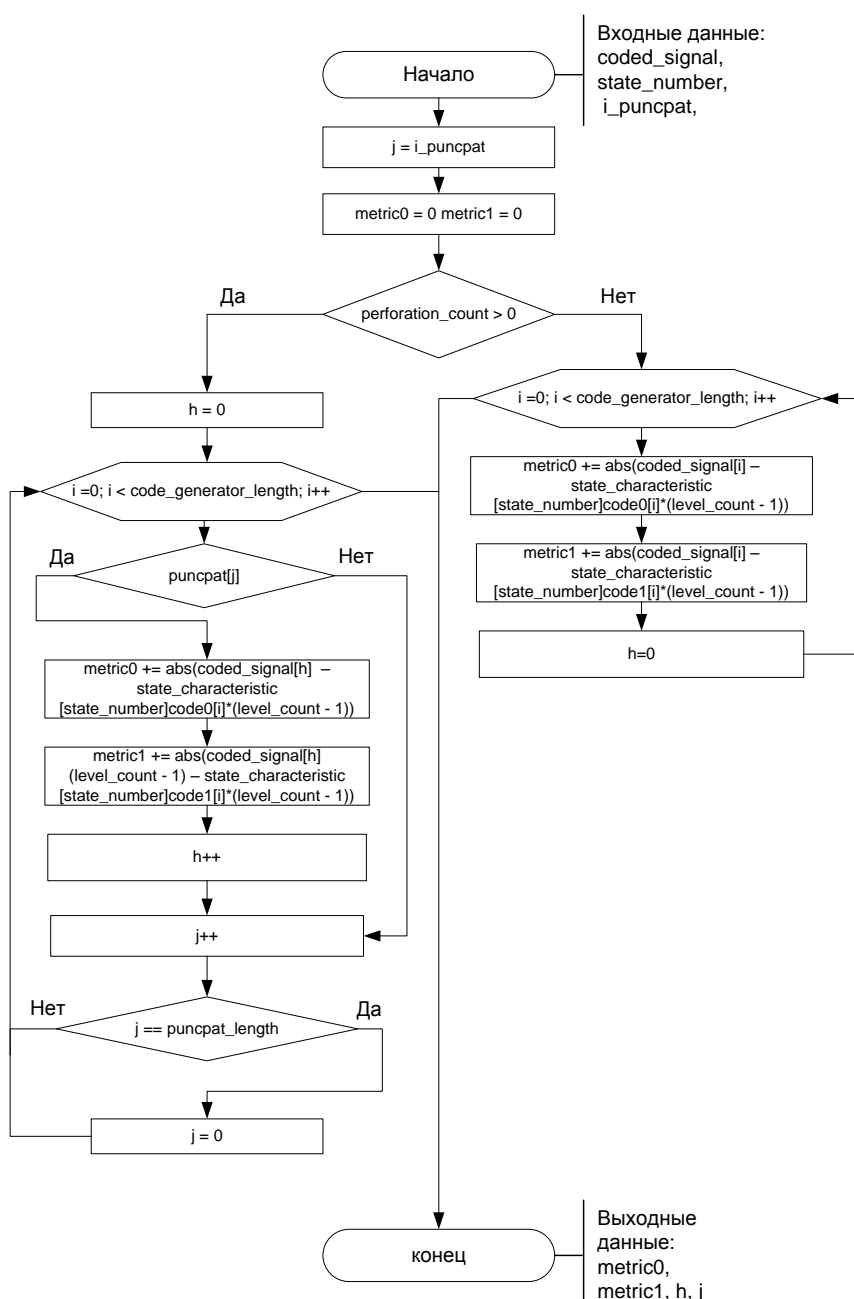


Рис. 5. Алгоритм вычисления метрик

Данный алгоритм вычисляет по две метрики  $metric0$  и  $metric1$  для состояния с номером  $state\_number$ .  $Puncpat$  – матрица перфорации,  $coded\_signal$  – принятое кодовое слово,  $state\_characteristics$  – массива структур, хранящих возможные кодовые слова для каждого состояния,  $level\_count$  – количество уровней квантования.

Эффективность исправления ошибок не зависит от способа реализации декодера Витерби. Зависимость количества неисправленных декодером ошибок представлена на рисунке 6 при жёстком и мягком режиме декодирования с числом уровней, равном 8. Скорость кодера  $\frac{3}{4}$ , длина регистра 7. График наглядно демонстрирует целесообразность использования мягкого режима декодирования, особенно с учетом незначительного повышения вычислительных ресурсов при данной реализации.

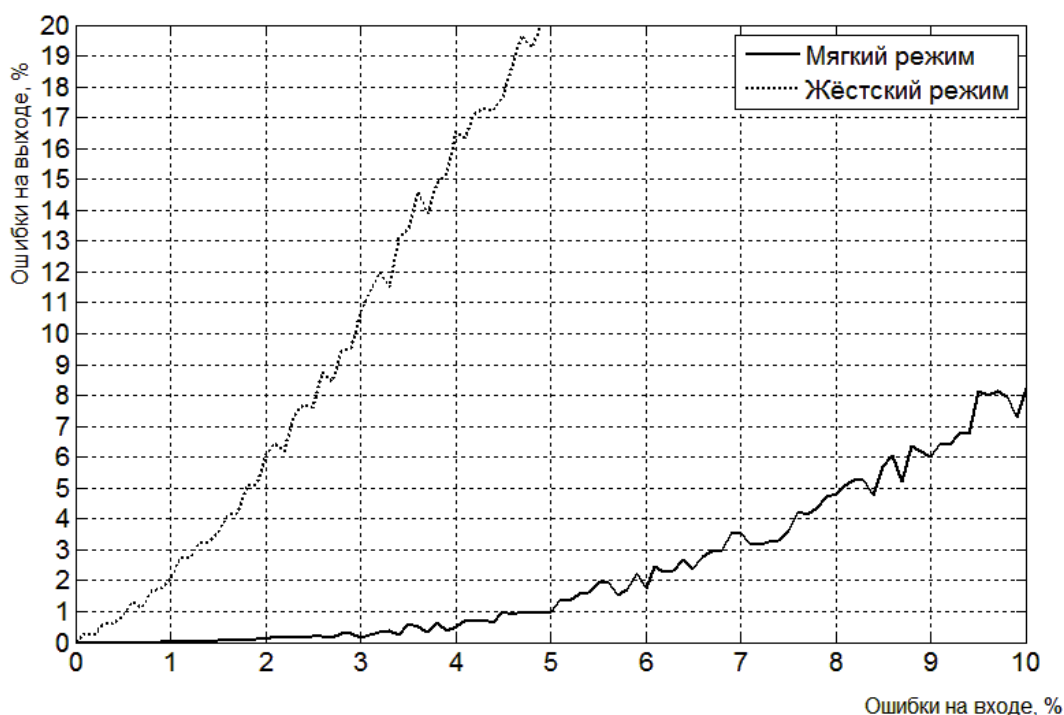


Рис. 6. График зависимости количества ошибок на выходе декодера от количества ошибок в кодированном сигнале

Затрачиваемые вычислительные ресурсы зависят в наибольшей степени от длины регистра, так как от него находится квадратичной зависимости число состояний, в меньшей степени – от глубины декодирования, длины кодового слова, наличия или отсутствия перфорации.

При длине регистра 7, длине кодового слова 2, и глубине декодирования 15 расчётный требуемый объём памяти 4 килобайта. Для программы, созданной в среде Qt, на модуль декодирования выделялось около 150 килобайт. Время расчёта для  $1,6 \cdot 10^6$  байт кодированного сигнала на процессоре с тактовой частотой 2,66 ГГц составляет 7,5 с. Отсюда можно приблизительно вычислить время расчёта для DSP-процессора Texas Instruments TMS320C5504, имеющего тактовую частоту 100 МГц, на котором работает конечная версия программы.

Для сообщений длиной 1600 отсчётов декодирование производится за 0,199 с, что является достаточным для решаемых задач.

**Выводы.** В ходе данной работы были созданы программные модули, выполняющие сверточное кодирование и декодирование Витерби, как для персонального компьютера, так и для DSP-процессора. И кодер и декодер успешно прошли тестирование и показали нужные результаты. Проблема быстродействия декодера для DSP-процессора, возникающая из-за его относительной сложности, была успешно решена путём оптимизации алгоритма.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Скляр Б. Цифровая связь: теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. - Изд. 2-е, испр. – М.: Вильямс, 2003. – 1104 с.
- [2] Зигангиров К.Ш., Кабатянский Г. А. Современная теория кодирования: курс лекций. – Москва, 2015. – 172 с.
- [3] Горбачёв В.В. Крылова В.А. Гибкий алгоритм Витерби для декодирования свёрточных кодов с переменными параметрами. – Вестник НТУ «ХПИ». – 2010. – С. 45-50.

---

Алексей Викторович Суставов, АО «ОНИИП», ОмГУ им. Ф.М. Достоевского

# Разработка миниатюрной гибридной интегральной схемы широкополосного фильтра верхних частот диапазона СВЧ

Е. И. Табуев, магистрант

Данный фильтр верхних частот может быть использована в частотно-избирательных цепях трактов широкополосных систем радиосвязи, телекоммуникации, радиолокации и измерительных системах. В докладе будет рассказано о технологиях используемых для разработки ФВЧ и его работе.

*Ключевые слова:* микрополосковая линия, ФВЧ, интегральный фильтр, СВЧ, LTCC.

Существует несколько типов передающих линий. Одним из типов являются микрополосковые линии. Как правило микрополосковая линия помещается в корпус. У нее есть ряд достоинств: малые габариты и малая масса, низкая стоимость, высокая надежность и простота конструкции. Но не смотря на очевидную простоту структуры, точный анализ характеристик микрополосковой линии затруднителен.[1]

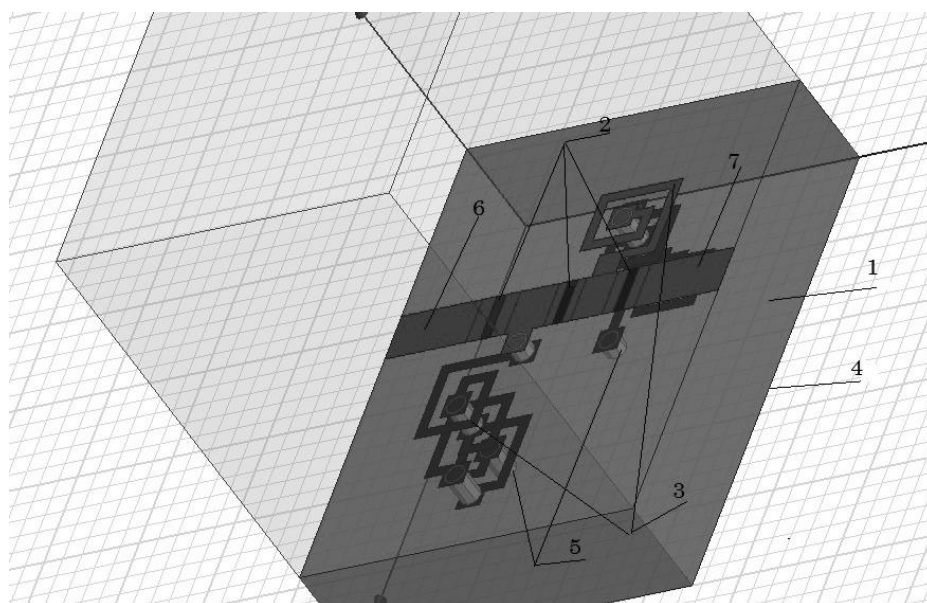
При выборе материала диэлектрика в технике СВЧ, используемого в качестве подложки для полосно-пропускающего фильтра руководствуются параметрами при которых будет использоваться микроэлектронное устройство, т.к. от качества обработки поверхности платы используемой как база для электрической схемы и распространения СВЧ-колебаний в системе напрямую зависят фильтрующие свойства. Диэлектрические материалы в СВЧ технике обычно делают из тонких листов или пластин. Микрополосковые подложки делятся на органические и неорганические диэлектрики. К органическим диэлектрикам относятся: фторопласт, полиэтилен, полипропилен (неполярные полимеры), полистирол (полярный полимер); к неорганическим - корундовая керамика (поликор). Одной из важнейших характеристик материала подложки является величина и температурная стабильность ее диэлектрической проницаемости, определяющей центральную частоту настройки фильтра.

Как известно, потери (или реализуемая добротность) в микрополосковой линии определяются тремя составляющими: потерями на излучение, в токоведущих дорожках, а также в диэлектрическом материале. Учитывая высокое значение диэлектрической проницаемости, потери на излучение при отсутствии высших типов волн вносят пренебрежимо малый вклад в добротность микрополосковых резонаторов и в дальнейшем рассматриваться не будут.[2]

Интерес к разработке СВЧ устройств с применением многослойной керамической технологии основан на возможности использовании керамики с низкой температурой обжига (Low Temperature Co-fired Ceramics – LTCC) – модификации толсто пленочной технологии. Основным свойством материала LTCC является возможность выполнять обжиг при температуре не выше 900° С, используя проводящие пасты, содержащие серебро, что обеспечивает малые потери устройств.

1. Компактные размеры и прочность конструкции:  
-Возможность интеграции пассивных компонентов

- Объемный дизайн цепей (многослойные ВЧ/СВЧ модули и коммутационные трехмерные платы)
  - Непосредственная установка чип-компонентов на плату
2. Высокие технические характеристики и надежность:
    - Высокая добротность и малые потери
    - Контролируемый импеданс цепей
    - Стабильность к внешним воздействиям
  3. Высокая повторяемость параметров
  4. Расширенный (по отношению к многослойным печатным платам) диапазон рабочих температур и механических нагрузок
  5. Быстрая разработка прототипа
  6. Возможность организации массового производства с последующим изменением параметров.
  7. Низкая цена



Фильтр верхних частот

Фильтры СВЧ применяются для частотной селекции сигналов, согласования комплексных нагрузок, в цепях задержки и в качестве замедляющих систем. Фильтры верхних частот (ФВЧ), пропускающие сигналы на частотах выше заданной и подавляющие сигналы других частот.[3]

Предлагаемый полосковый широкополосный ФВЧ диапазона СВЧ реализован в трех слоях многослойной керамической подложки (1). Емкостные элементы (2) на верхнем слое реализованы в виде монолитных тонкопленочных конденсаторов, изготовленных после обжига многослойной керамической платы методами фотолитографии и осаждения моноалюмината неодима из газовой фазы. Индуктивные элементы (3) выполнены в виде прямоугольных стековых спиралей, расположенных в двух слоях многослойной керамической платы и соединенных с экраным проводником (4) на нижнем слое платы через переходные отверстия (5).

Полосковый широкополосный ФВЧ диапазона СВЧ работает следующим образом.

При подаче сигнала сложного спектра на вход (6) ФВЧ сигналы с частотами выше некоторой частоты среза проходят к выходной линии (7) через емкостные элементы (2) и индуктивные элементы (3), реализованные в виде прямоугольных стековых спиралей. Сигналы с частотами ниже частоты среза предлагаемым устройством подавляются. Предлагаемый полосковый широкополосный ФВЧ диапазона СВЧ не требует дополнительной настройки.

При выполнении работы была смоделирована схема широкополосного интегрального фильтра верхних частот.

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] Вольман В.И. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств – М.: Радио и связь, 1982

[2] Малорацкий М.Г., Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ. М., «Сов. радио», 1976

[3] Веселов Г.И. (ред.) и др. Микроэлектронные устройства СВЧ: Учеб. пособие для радиотехнических специальностей вузов. - М.: Высшая школа, 1988

---

Евгений Игоревич Табуев,

ФГБОУ ВПО «ОмГУ им. Ф. М. Достоевского», физический факультет,  
644077, г. Омск, пр. Мира, 55-А, loststranger93@gmail.com

**Для заметок**



Научное издание

# Современные проблемы радиофизики и радиотехники

*Сборник докладов  
Омского научного семинара*

Выпуск 4

Ответственный редактор *С. В. Кривальцевич*

В авторской редакции

Дизайн обложки *А. Л. Ворожцов*

---

Подписано в печать 10.03.2016  
Формат 60x84 1/16 Бумага типографская.  
Усл. печ. л. 5,6 Уч.-изд. л. 5,4 Тираж 50 экз.

Отпечатано в типографии АО «ОНИИП»