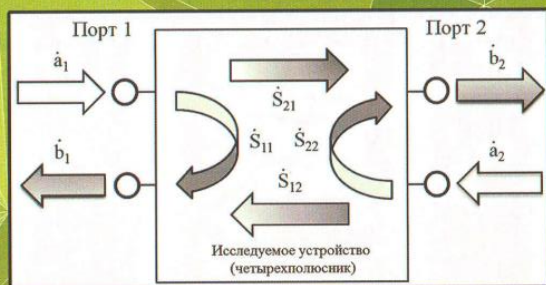




# Современные проблемы радиофизики и радиотехники

Сборник докладов  
Омского научного  
семинара



Выпуск 10

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

**СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ  
РАДИОФИЗИКИ И РАДИОТЕХНИКИ**

Сборник докладов Омского научного семинара

*Выпуск 10*

Омск  
2022

УДК 621.396+654.02+681.2  
ББК 32.95+32.97  
С56

Ответственный редактор *С. В. Кривальцевич*

**С56**     **Современные проблемы радиофизики и радиотехники** : сборник докладов Омского научного семинара / отв. ред. С. В. Кривальцевич. – Вып. 10. – Омск : ОНИИП, 2022. – 112 с.

**ISBN 978-5-6046517-4-2**

В сборник вошла часть докладов, сделанных участниками семинара на заседаниях в 2022 г.

В докладах освещены вопросы создания систем связи, моделирования АФУ, разработки радиоэлектронных устройств и программного обеспечения, устройств частотной селекции, а также результаты радиофизических исследований в области формирования и распространения радиоволн.

Для студентов, аспирантов и преподавателей естественнонаучных и технических специальностей высших учебных заведений, а также сотрудников учреждений РАН и предприятий радиоэлектронной отрасли.

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

ISBN 978-5-6046517-4-2

© АО «ОНИИП», 2022  
© Авторы, 2022

## Содержание

<i>Кривальцевич С. В.</i>	
Вступительное слово .....	5
<i>Бучельников А. В., Азарков Н. Е.</i>	
Сезонные изменения входного импеданса и эффективности приземных малогабаритных штыревых антенн КВ-диапазона, размещенных над искусственной подстилающей поверхностью .....	8
<i>Герцен Р. В.</i>	
Применение аддитивных технологий при проектировании и изготовлении радиоэлектронной аппаратуры .....	14
<i>Калита А. С., Болецкая Т. К.</i>	
Оптические фильтры.....	23
<i>Кривальцевич С. В., Косарев Б. А.</i>	
Зависимость параметров устройств функциональной электроники от температуры.....	36
<i>Куклев А. Ю.</i>	
Определение пьезомодуля пленок нитрида алюминия ..	51
<i>Никитин М. О.</i>	
Сравнение языков программирования Python и MatLab для решения задач электродинамики .....	56
<i>Попугаев Д. В.</i>	
Анализ временных рядов данных NDVI для некоторых видов сельскохозяйственных угодий .....	62
<i>Синкевич В. С.</i>	
Расчет погрешности привязки шкал времени, обусловленных особенностями распространения радиоволн КВ, ДВ и СДВ диапазонов.....	68

<i>Фадеев К. С., Зайцев В. В., Ламкова Н. С.</i>	
Требования к элементной базе при реализации ключевого режима усиления мощности .....	77
<i>Хазан В. Л.</i>	
Универсальный КВ-модем с OFDM .....	87
<i>Хазан В. Л., Сысолятин Е. А., Завьялов М. С.</i>	
Способ повышения помехоустойчивости модемов с амплитудной, частотной и относительно-фазовой манипуляцией .....	94
<i>Хазан В. Л., Федосов Д. В.</i>	
Средневолновая твейджинговая сеть связи для арктической зоны России.....	102

## Вступительное слово

Омский научный семинар «Современные проблемы радиопроизики и радиотехники» начал свою работу в январе 2010 года в Омском государственном университете им. Ф. М. Достоевского. Семинар проводится на базе кафедр ОмГУ им. Ф. М. Достоевского: кафедры моделирования радиоэлектронных систем, созданной на базе АО «ОНИИП», и кафедры общей и экспериментальной физики. Работа научного семинара поддерживается АО «ОНИИП», ведущим отраслевым НИИ в области систем радиосвязи, и Институтом радиопроизики и физической электроники ОНЦ СО РАН, занимающимся исследованиями в области повышения эффективности инфокоммуникационных систем в области создания электронной компонентной базы для таких систем.

Основными целями научного семинара являются:

- создание благоприятной среды для обмена опытом;
- обсуждение новых идей и подходов в радиопроизике и радиотехнике;
- привлечение студентов, выпускников и молодых специалистов к научной, научно-технической и преподавательской деятельности в направлении: радиопроизика и микроэлектроника.

В настоящее время работа семинара организована по следующим предметным секциям:

- «Радиопроизическое зондирование»;
- «Антенно-фидерные устройства»;
- «Моделирование процессов и устройств»;
- «Цифровая обработка сигналов»;
- «Разработка, конструирование и производство аппаратуры»;
- «Техника СВЧ»;
- «Инженерная археология»;
- «Перспективные технологии в производстве РЭА».

Плановые заседания семинара проводятся в последнюю субботу каждого месяца (за исключением июля) с 11:30. Место проведения: пр. Мира, 55а (1-й корпус ОмГУ, ауд. 301). Участниками и докладчиками научного семинара являются студенты, магистранты, аспиранты, преподаватели и научные сотрудники ОмГУ им. Ф. М. Достоевского, ОмГТУ, ОмГПУ,

ОмГУПС, СибАДИ, Омавиат им. Н. Е. Жуковского и других высших и среднеспециальных учебных заведений Омска; научные сотрудники ИРФЭ ОНЦ СО РАН, ОФ ИМ СО РАН, специалисты и научные сотрудники АО «ОНИИП», АО «ЦКБА» и других радиоэлектронных предприятий Омска и других городов РФ, а также учащиеся омских школ и ДЮТ им. Ю.А. Гагарина.

30 января 2010 года состоялось первое заседание семинара, на котором были представлены первые 2 доклада. Всего в 2010–2022 годах состоялось 151 заседание семинара, было заслушано 424 доклада.



*Заседания и доклады семинара в 2010-2022 гг.*

Продолжается работа семинара и в 2022 году: на десяти заседаниях семинара было заслушано 29 докладов. 31 декабря 2022 года планируется заслушать 8 докладов

В пандемийный период была проведена работа по организации трансляции докладов и подключения докладчиков в дистанционном режиме, и теперь каждое заседание транслируется в сети «Интернет». Это позволило расширить географию докладчиков и участников семинара.

Работа о сайте семинара ([www.радиосеминар.рф](http://www.радиосеминар.рф)) и транс-

ляции заседаний лежит целиком и полностью на Александре Леонидовиче Ворожцове. Его усилиями разработан и поддерживается сайт семинара, на котором всегда можно ознакомиться с программой предстоящего заседания, отчетами о предыдущих заседаниях, новостями об омских конференциях и семинарах. С электронными версиями сборников также можно ознакомиться на сайте семинара.

Благодарим за поддержку семинара декана физического факультета ОмГУ им. Ф. М. Достоевского Марию Геннадьевну Потуданскую, заместителя начальника отдела АО «ОНИИП», старшего научного сотрудника Института радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН Дмитрия Евгеньевича Зачатейского, старшего научного сотрудника Института радиофизики и физической электроники Александра Сергеевича Ященко, доцента ОмГУ им. Ф. М. Достоевского Анатолия Александровича Ляхова, ведущего инженера ОмГУ им. Ф. М. Достоевского Александра Геннадьевича Петрова и, конечно, огромное спасибо всем докладчикам и участникам семинара.

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

Приглашаем на наш семинар всех желающих поделиться результатами своих научных достижений и узнать про исследования и разработки омских ученых, преподавателей и инженеров.

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



**А. В. Бучельников, Н. Е. Агарков**

**СЕЗОННЫЕ ИЗМЕНЕНИЯ ВХОДНОГО ИМПЕДАНСА  
И ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИЗЕМНЫХ МАЛОГАБАРИТНЫХ  
ШТЫРЕВЫХ АНТЕНН КВ-ДИАПАЗОНА,  
РАЗМЕЩЕННЫХ НАД ИСКУССТВЕННОЙ  
ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ**

*В работе представлены результаты натурных измерений входного импеданса антенн КВ диапазона, размещенных над искусственной подстилающей поверхностью, в летний и зимний периоды. Проведена сравнительная оценка эффективности двух вариантов исполнения антенны КВ диапазона.*

Ключевые слова: входное сопротивление антенны, штыревая антенна, КВ-диапазон, импеданс, коротковолновая связь.

В составе носимых радиостанций коротковолнового (КВ) диапазона широкое применение находят приемопередающие малогабаритные вертикальные несимметричные вибраторы (штыревые антенны) с геометрической длиной излучателя от 1,5 до 2,5 м [1]. Такие электрически малые антенны развертываются с радиостанцией непосредственно на подстилающей поверхности, которая может представлять собой как почву различной степени влажности и структуры, так и любую другую искусственную подстилающую поверхность – асфальт, бетон, кирпич, разнообразные строительные материалы и их комбинации.

Для синтеза эффективной системы «приземная антенна – согласующее устройство» необходимы исходные данные в части импедансных характеристик подключаемых антенн и их изменения из-за влияния дестабилизирующих факторов, в частности таких как сезонные колебания [2]. Влияние сезонных колебаний на электрические характеристики подстилающей поверхности (а косвенно и на характеристики антенны) обусловлено главным образом изменением содержания влаги и температуры верхнего слоя данной поверхности.

Таким образом, на сегодняшний день существует актуальная научно-техническая проблема изучения влияния подстила-

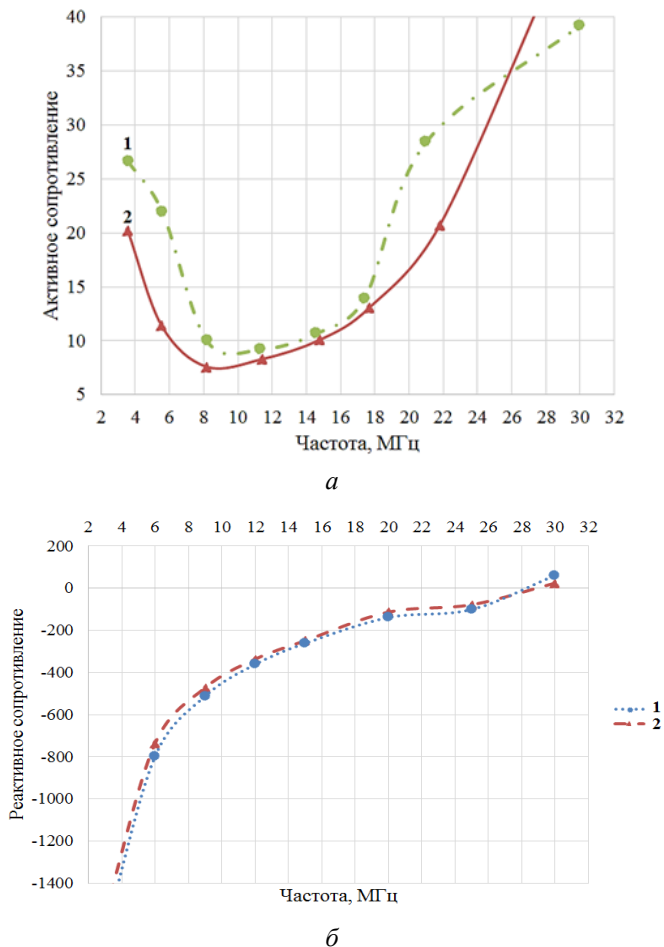
ющей поверхности (в частности искусственной подстилающей поверхности) на входной импеданс антенны.

Целью данной работы являлся анализ влияния искусственной подстилающей поверхности на изменения входного импеданса антенны в разных климатических условиях. В качестве объекта исследований рассматривалась работа двух вариантов исполнения малогабаритной штыревой антенны – с коническим излучателем и четырьмя противовесами и штыревая антенна «Куликова» высотой 2,4 м с четырьмя противовесами.

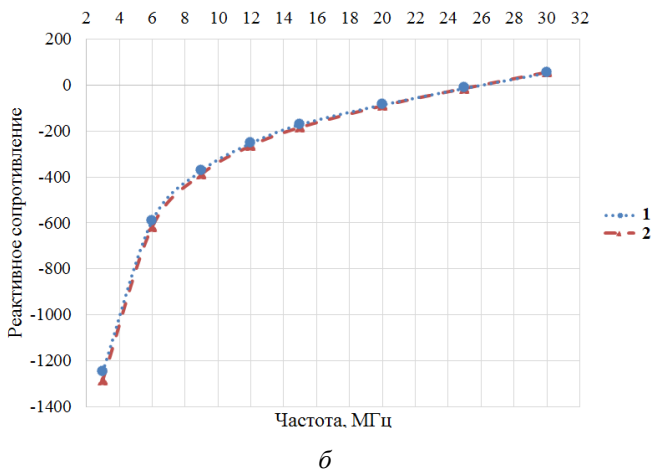
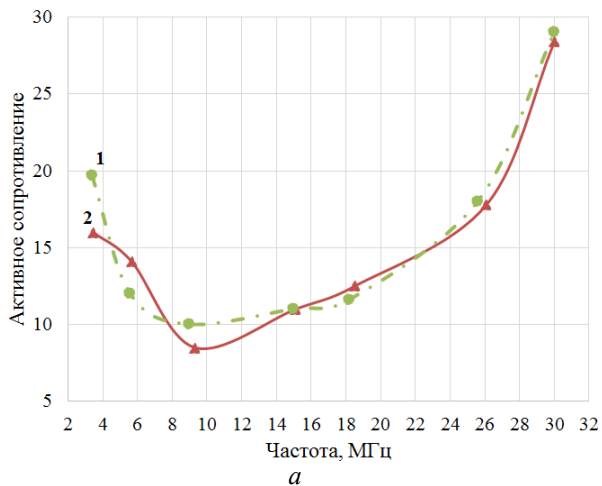
Для решения данной задачи были проведены измерения входных характеристик рассматриваемых антенн. В качестве подстилающей поверхности рассматривалась бетонированная площадка с размерами 5x5 м в летний и зимний периоды. Измеренный импеданс антенны Куликова представлен на рис.1, макета антенны с коническим излучателем на рис.2.

Также были проведены сравнительные трассовые испытания с целью получить количественные характеристики напряженности поля в точке приема и показать, что качество принимаемого сигнала зависит не только от места расположения пункта, но и от конструкции излучателя. В качестве подстилающей поверхности была выбрана бетонная площадка. Макет антенны, предназначенной для работы на передачу согласовывался с 50-омным выходом приемопередатчика посредством компенсации реактивности антенны катушкой индуктивности и при необходимости трансформации суммарного сопротивления с помощью широкополосного трансформатора [2]. Компенсирующая катушка подключалась в самом низу излучателя в его разрыв, а трансформатор – к входным зажимам антенны с одной стороны и к коаксиальному питающему кабелю с другой. Длина трассы составляла 1,25 км, что является дальней зоной электромагнитного поля для нижней используемой частоты – 3 МГц. В качестве приемника использовался анализатор спектра с непосредственно подключенной к его разъему 1,7 м телескопической антенной. Уровни сигнала, полученные в ходе трассовых испытаний, представлены на рис. 3.

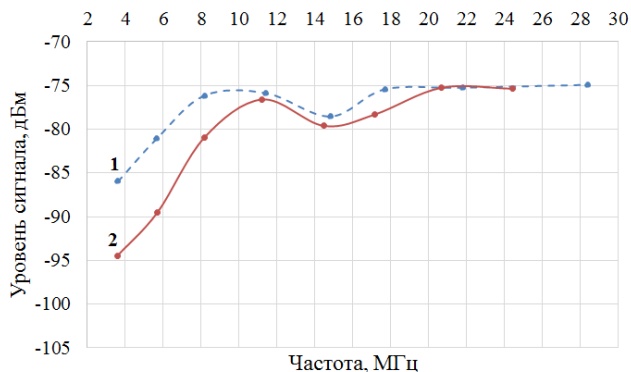
Анализ данных рис. 1–2 показывает, что рассматриваемая в эксперименте подстилающая поверхность (бетонированная площадка) в зимний период снижает активную составляющую входного импеданса антенны в независимости от конструктивного исполнения.



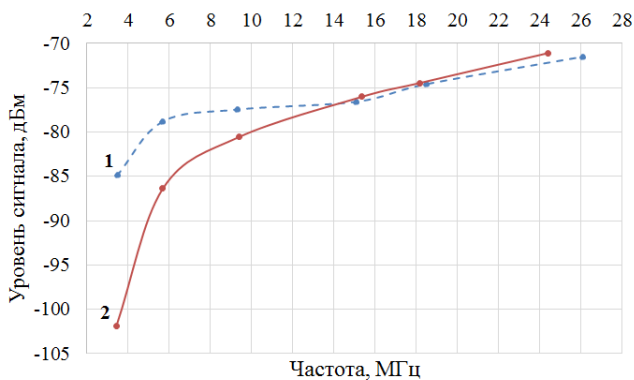
**Рис. 1.** Активная (а) и реактивная (б) часть импеданса антенны Куликова с четырьмя противовесами в летний (1) и зимний (2) периоды



**Рис. 2.** Активная (а) и реактивная (б) часть импеданса макета антенны с коническим излучателем и четырьмя противовесами в летний (1) и зимний (2) периоды



а



б

**Рис. 3.** Зависимость уровня сигнала от частоты для антенны Куликова с четырьмя противовесами (а) и макета антенны с коническим излучателем и четырьмя противовесами (б) в зимний (1) и летний (2) периоды

Сезонное изменение импеданса у антенны Куликова, обладающей большим волновым сопротивлением и концентрацией ближнего поля, выражено сильнее, чем у антенны с объемным излучателем, обладающей в 3–4 раза меньшим волновым сопротивлением.

Таким образом, при прочих неизменных условиях уровень принимаемого сигнала с антенны Куликова в нижней части КВ-

диапазона в зимний период должен был вырасти на 2–3 дБ по сравнению с результатами трассовых испытаний в летний период. Для антенны с объемным излучателем уровень принимаемого сигнала должен был вырасти незначительно. Однако по результатам трассовых испытаний антенн, представленных на рис. 3, разница в уровнях принимаемых сигналов в нижней части КВ-диапазона оказалась намного больше для обеих антенн.

В первую очередь это связано с изменением частотных характеристик почвы на протяжении радиотрассы (промерзание грунта). Во вторую очередь это связано с отсутствием растительного покрова вдоль радиотрассы (около 50% радиотрассы занимал лесной массив) в зимний период времени, что значительно повышает уровни принимаемых сигналов и уменьшает быстрые флуктуации уровня принимаемого сигнала. Искусственная подстилающая поверхность, в свою очередь, в силу ограниченности занимаемой площади оказывает влияние только на входные характеристики самой антенны.

*Работа выполнена в рамках государственного задания ОНЦ СО РАН (номер госрегистрации проекта 122011200349-3).*

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Гвоздев И. Н., Муравьев Ю. К., Серков В. П., Чернолес В. П.* Характеристики антенн радиосистем связи. Ленинград : Изд-во ВАС, 1978. 231 с.
- [2] *Бабков В. Ю., Муравьев Ю. К.* Основы построения устройств согласования антенн. Ленинград : Изд-во ВАС, 1980. 240 с.

---

*Агарков Никита Евгеньевич*, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, младший научный сотрудник Института радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН, аспирант Омского государственного университета им. Ф.М. Достоевского, agarkov.nikita@gmail.com.

*Бучельников Антон Викторович*, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, младший научный сотрудник Института радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН, аспирант Омского государственного университета им. Ф.М. Достоевского, tony-602@mail.ru

**Р. В. Герцен**

## **ПРИМЕНЕНИЕ АДДИТИВНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ И ИЗГОТОВЛЕНИИ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ**

*Рассмотрены возможности применения 3D-принтеров. Представлен обзор существующих технологий трехмерной печати. Произведен подробный анализ технологий, выявлены области их применения и используемые материалы. Рассмотрены возможности применения аддитивных технологий для обеспечения электромагнитной совместимости.*

Ключевые слова: *3D-печать, аддитивные технологии, электромагнитная совместимость.*

### **Введение**

Традиционные технологии изготовления деталей при помощи резания достигли своего предела, последним этапом развития которого стало числовое программное управление станков. Это позволило достичь большей точности и увеличить скорость изготовления деталей. Традиционные методы ремонта и восстановления способны вернуть полную работоспособность оборудования, но не надежность, следовательно, после каждого последующего ремонта наработка уменьшается, пока не наступит критический момент, ремонт становится нецелесообразен, следовательно, оборудование списывают в утиль.

За последние 10 лет технологии машиностроения шагнули далеко вперед. Появилось различное множество новых конструкционных материалов, а также методов их обработки и нанесения, превосходящих традиционные материалы по прочностным и массогабаритным характеристикам. [1]

Одним из передовых аддитивных методов изготовления деталей является 3D-печать. Вместо традиционного метода обработки резанием, где с заготовки удаляется излишний материал, 3D-печать позволяет создавать деталь послойно, без траты лишних ресурсов и без получения отходов. Также она позволяет в короткие сроки получить прототипы изделия радиоэлектрон-

ной аппаратуры (далее РЭА), для демонстрации заказчику, сверки собираемости конструкции и требованиям внешнего вида. [2]

На сегодняшний день 3D-печать включает в себя: технологию послойного наплавления материала (далее – FDM); технологию стереолитографии (далее – SLA); технологию выборочного лазерного спекания (далее – SLS).

За счёт использования данных технологий на производстве можно решать такие задачи как:

- 1) изготовление макетов, прототипов и готовых изделий;
- 2) изготовление оснастки;
- 3) изготовление мастер-моделей для литья;
- 4) проведение реинжиниринга.

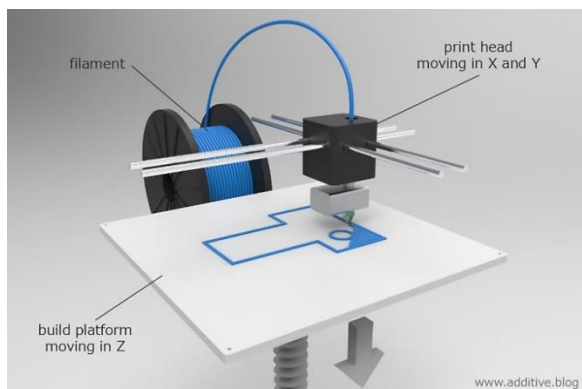
Рассмотрим подробнее каждую из технологий и выполняемые при их помощи задачи.

### **Послойное наплавление материала**

Процесс печати методом послойного наплавления подразумевает создание слоев за счет экструзии быстрозастывающего материала в виде микрокапель или тонких струй. Как правило, расходный материал (например, термопластик) поставляется в виде катушек, с которых материал скармливается в печатную головку, называемую «экструдером». Экструдер нагревает материал до температуры плавления с последующим выдавливанием расплавленной массы через сопло. Сам экструдер приводится в движение пошаговыми двигателями или сервомоторами, обеспечивающими позиционирование печатной головки в трех плоскостях. Перемещение экструдера контролируется производственным программным обеспечением (CAM), привязанным к микроконтроллеру [3].

Основным преимуществом данной технологии является широкий спектр используемых материалов, а именно любой гранулированный термопласт, что позволяет изготавливать изделия с необходимыми характеристиками при помощи дополнительных наполнителей, например теплопроводностью, электропроводимостью, устойчивостью к высоким температурам.





**Рис. 1.** Печать методом послойного наплавления

Из недостатков наиболее значимым является влияние на качество изготавливаемой детали коэффициента термоусадки. У каждого материала он свой, следовательно, необходимо учитывать данный фактор при разработке конструкторской документации (КД) на изделие и проводить дополнительный расчёт. Пользуясь данными, основанными на эксплуатации и внедрении аддитивных технологий в АО «ОНИИП», для проектирования и изготовления РЭА, наиболее подходящими материалами для FDM технологии будут:

1. HIPS – это ударопрочный полистирол, который имеет высокие электроизоляционные свойства. Благодаря этому, материал используют для создания корпусов и деталей приборов, которые находятся под напряжением свыше 1 кВ.

Таблица 1

### Характеристики HIPS

Температура эксплуатации	-40+70°C
Твердость (по Роквеллу)	L79
Относительное удлинение при разрыве	64%
Прочность на изгиб	37,6 МПа
Прочность на разрыв	16,4 МПа
Модуль упругости при растяжении	0,93 ГПа
Модуль упругости при изгибе	1,35 ГПа
Температура стеклования	55°C

Окончание таблицы 1

<i>Плотность</i>	1,05 г/см <sup>3</sup>
<i>Точность печати</i>	± 0,5%
<i>Усадка при изготовлении изделий</i>	0,4%
<i>Влагопоглощение</i>	1%

2. PETG – это износостойкий сополиэфир (комбинация). PET означает полиэтилентерефталат, а G говорит о том, что он модифицирован гликолем для большей долговечности. Прочный материал, исключительно крепкий и без запаха при печати.

Таблица 2

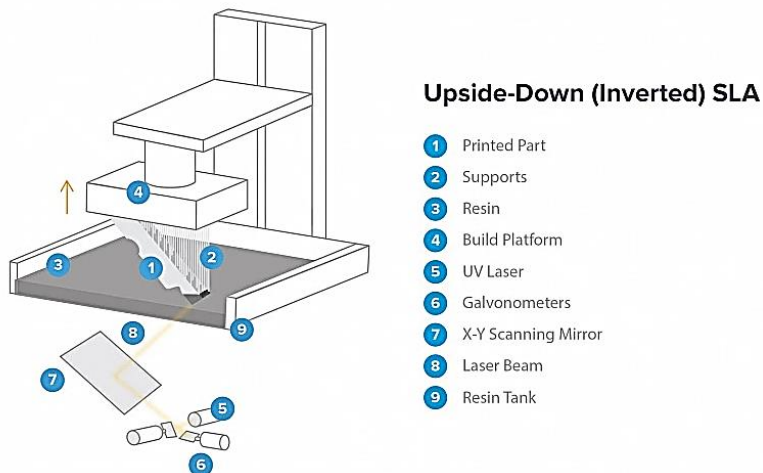
### Характеристики PETG

<i>Температура эксплуатации</i>	-40+60°C
<i>Твердость (по Роквеллу)</i>	R106
<i>Относительное удлинение при разрыве</i>	50%
<i>Прочность на изгиб</i>	76,1 МПа
<i>Прочность на разрыв</i>	36,5 МПа
<i>Модуль упругости при растяжении</i>	2,6 ГПа
<i>Модуль упругости при изгибе</i>	1,12 ГПа
<i>Температура стеклования</i>	80°C
<i>Плотность</i>	1,3 г/см <sup>3</sup>
<i>Точность печати</i>	± 0, 1%
<i>Усадка при изготовлении изделий</i>	нет
<i>Влагопоглощение</i>	0,12%

### Стереолитография

Стереолитография – технология аддитивного производства моделей, прототипов и готовых изделий из жидких фотополимерных смол. Отвердевание смолы происходит за счет облучения ультрафиолетовым лазером. Альтернативный метод использует цифровые светодиодные проекторы (DLP).

Метод основан на облучении жидкой фотополимерной смолы лазером для создания твердых физических моделей. Построение модели производится слой за слоем, каждый вычерчивается лазером согласно данным, заложенным в трехмерной цифровой модели. Облучение лазером приводит к полимеризации (т.е. затвердеванию) материала в точках соприкосновения с лучом [4].



**Рис. 2. Стереолитография**

Данная технология обеспечивает максимальную скорость изготовления деталей без потери качества. Обеспечивает высокоточное изготовление, подходящее для использования мастер моделей.

Из-за своего принципа работы, детали созданные по данной технологии на любом оборудовании, подвержены влиянию ультрафиолетовых лучей, тем самым сильно ограничивая область применения изготовленных моделей.

Также именно в данной технологии возможно реализовать смешивание материалов между собой, тем самым улучшая прочностные характеристики итоговой смеси.

Таблица 3

### Характеристики Industrial ABS

<i>Внешний вид</i>	Непрозрачная жидкость
<i>Доступные цвета</i>	Черный
<i>Удлинение при разрыве</i>	10,2 ± 2,5 %
<i>Твердость по Шору D</i>	84,0 ± 2,0
<i>Запах</i>	Слабовыраженный
<i>Усадка</i>	0,5%
<i>Прочность на растяжение</i>	96,0 ± 5,0 МПа
<i>Вязкость по Брукфилду</i>	375 ± 125 мПа·с

### Характеристики Industrial Flex

Внешний вид	Окрашенная прозрачная жидкость
Доступные цвета	Желтый (прозрачный)
Удлинение при разрыве	$115,0 \pm 15,5 \%$
Твердость по Шору D	$73,0 \pm 5,0$
Запах	Слабовыраженный
Усадка	0,5%
Прочность на растяжение	$12,4 \pm 4,5$ МПа
Вязкость по Брукфилду	$550 \pm 250$ мПа·с

### Выборочное лазерное спекание

Выборочное лазерное спекание (SLS) – метод аддитивного производства, используемый для создания функциональных прототипов и мелких партий готовых изделий. Технология основана на последовательном спекании слоев порошкового материала с помощью лазеров высокой мощности. [4]

Материалами выступают металлы и пластики в порошковой форме.

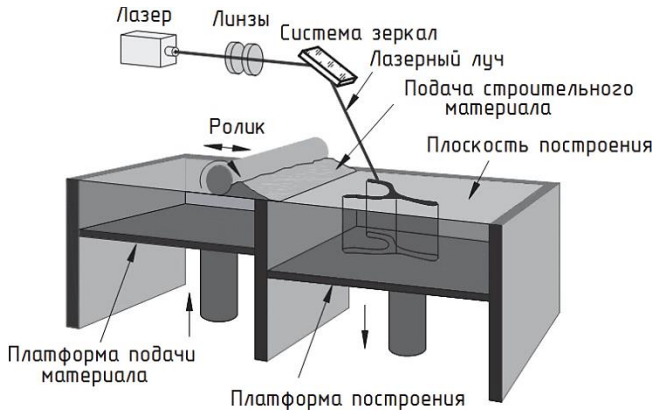


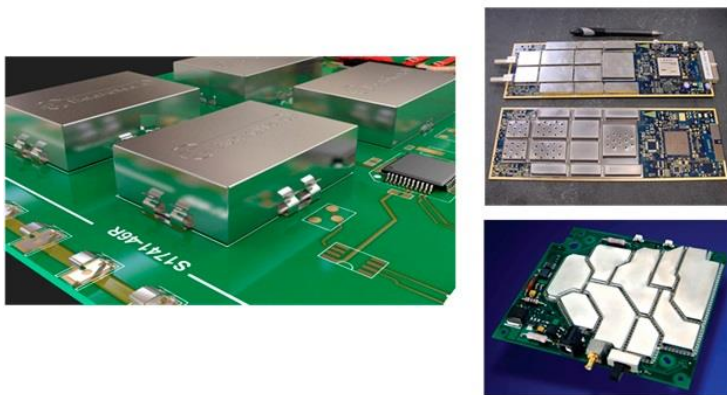
Рис. 3. Технология SLS

Основным преимуществом является возможность изготавливать модели из металлических порошков. Высокая плотность и точность полученных деталей позволяет использовать их в готовой продукции.

В совокупности данные методы позволят выйти промышленности на новый уровень, уменьшив расходы на проведение ОКР, изготовление оснастки и изделий в целом.

Также аддитивные технологии возможно применить для решения одной из первостепенных задач при изготовлении РЭА, а именно Электромагнитной совместимости (ЭМС). Основным методом обеспечения ЭМС в части устойчивости к воздействию электромагнитных полей, а так же соответствию требованиям к уровню излучаемых помех, является электромагнитное экранирование.

Установка экранов на помехоизлучающие элементы обеспечивает разделение сигналов, необходимое для функционирования РЭА, повышает избирательность приемников, помехозащищенность, чистоту сигнала генераторов. Правильный выбор метода экранирования, материала экрана и его конструкции очень важны именно на начальном этапе проектирования, поскольку он будет определять возможность успешного прохождения испытаний на ЭМС и качественного функционирования разрабатываемой аппаратуры. [5]



*Рис. 4. Примеры установленных экранов в РЭА*

За счёт применения технологии послойного наплавления возможно создавать корпуса из комбинированного, металлосодержащего пластика, тем самым создавая тонкий экран, например корпусированный печатный узел внутри блока.

При использовании технологии SLS возможно изготовление металлических экранов сложных геометрических форм, тем самым позволяя устанавливать их в труднодоступные места.

### **Выводы**

В работе рассмотрены основные методы изготовления РЭА с помощью использования аддитивных технологий. Подробно проанализированы достоинства и недостатки данных методов, и с учётом индивидуальных особенностей каждого способа подобрано наиболее рациональное применение на производстве.

### **ЛИТЕРАТУРА**

[1] *Фиговский О. Л.* Инновационный инжиниринг – путь к реализации оригинальных идей и прорывных технологий // Инженерный вестник Дона. 2014. №1. URL: [ivdon.ru/magazine/archive/n1y2014/2321](http://ivdon.ru/magazine/archive/n1y2014/2321)

[2] *Смирнов В. В., Барзали В. В., Ладнов П. В.* Перспективы развития аддитивного производства в российской промышленности // Опыт ФГБОУ УГАТУ. Новости материаловедения. Наука и техника. №2 (14). 2015. С. 23–27

[3] *Зорин В. А., Полухин Е. В.* Аддитивные технологии. Перспективы применения аддитивных технологий при производстве дорожно-строительных машин // Строительная техника и технологии. 2016. №3(119).С. 54–57

[4] *Шевченко Д. Ю.* Аддитивные технологии в машиностроении // Комплексные проблемы развития науки, образования и экономики региона : Научно-практический журнал Коломенского института (филиала) МГМУ (МАМИ). 2015. № 2 (7). С. 89–97.

[5] *Сироткин О. С.* Современное состояние и перспективы развития аддитивных технологий // Авиационная промышленность. 2015. № 2. С. 22–25.

[6] *Фиговский О. Л.* Нанотехнологии для новых материалов // Инженерный вестник Дона. 2012. № 3. URL: <http://ivdon.ru/magazine/archive/n3y2012/1048>.

[7] *Казмирчук К. Н.* Отсутствие нормативной базы – одна из основных преград на пути развития аддитивных технологий // *Главный механик*. 2015. № 9. С. 22–26.

[8] *Смуrow И. Ю., Конов С. Г., Котобан Д. В.* О внедрении аддитивных технологий и производства в отечественную промышленность // *Новости материаловедения. Наука и техника*. 2015. № 2. С. 11–22.

[9] *Григорьев С. Н., Смуrow И. Ю.* Перспективы развития инновационного аддитивного производства в России и за рубежом // *Инновации*. 2013. Т. 10. С. 2–8.

[10] *Doubenskaia M., Grigoriev S., Zhirnov I., Smurov I.*, Parametric analysis of SLM using comprehensive optical monitoring // *Rapid Prototyping Journal*. V. 22. № 1. pp. 144–156.

---

*Герцен Роман Викторович*, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, аспирант Омского государственного технического университета, v1007478@mail.ru

## ОПТИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

*Задержки оптического сигнала на звеньях оптического фильтра одинаковы. Поэтому после прохождения каждого звена фаза сигнала изменяется на одну и ту же величину, что позволяет записать передаточную функцию фильтра в виде дроби, в числителе и знаменателе которой стоят полиномы от  $z^{-1}$ . Таким образом, среди оптических фильтров можно выделить КИХ-фильтры или фильтры скользящего среднего, БИХ-фильтры или авторегрессионные фильтры и авторегрессионные фильтры скользящего среднего. В статье рассматриваются трансверсальные фильтры скользящего среднего и о авторегрессионные фильтры, содержащие кольцевые волноводы.*

Ключевые слова: *оптические фильтры, передаточная функция фильтра, КИХ-фильтры, БИХ-фильтры, свободная спектральная область.*

Одним из основных направлений научно-технического прогресса является всестороннее развитие волоконно-оптических систем связи. Волоконно-оптическая связь – способ передачи информации, использующий в качестве носителя информационного сигнала электромагнитное излучение оптического диапазона. Волоконно-оптическая связь обеспечивает возможность доставки на значительные расстояния чрезвычайно большого объема информации с наивысшей скоростью.

Для осуществления волоконно-оптической связи требуются устройства для обработки оптических сигналов, в частности фильтры.

Оптические фильтры состоят из нескольких звеньев. После прохождения каждого звена фаза оптического сигнала изменяется на одну и ту же величину. Поэтому передаточная функция фильтра записывается в виде дроби, в числителе и знаменателе которой стоят полиномы от

$$z^{-1} = e^{-j\omega'}$$



Подробнее о выводе формулы для передаточной функции фильтра будет сказано далее. Таким образом, передаточная функция имеет такой же вид, как для цифровых фильтров. Поэтому среди оптических фильтров можно выделить КИХ-фильтры или МА-фильтры скользящего среднего, БИХ-фильтры или AR авторегрессионные фильтры и ARMA авторегрессионные фильтры скользящего среднего.

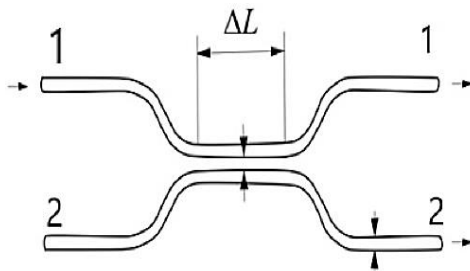


Рис. 1. Направленный ответвитель

На рис. 1 изображен направленный ответвитель.  $\Delta L$  – ширина участка, на котором волноводы 1 и 2 расположены настолько близко друг другу, что связь между ними велика (сильно перекрываются поля волн, распространяющихся по волноводу). Передаточная матрица направленного ответвителя определяется так [1]

$$H_{dc} = \begin{pmatrix} c & -js \\ -js & c \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где  $j$  – мнимая единица, коэффициенты  $c$  и  $s$  выражаются через коэффициент связи  $\kappa$ :

$$c = \sqrt{1 - \kappa}, \quad s = \sqrt{\kappa}.$$

Предполагается, что потерь энергии не происходит.

Направленные ответвители используются при устройстве трансверсального фильтра [2], схема которого изображена на рис. 2.

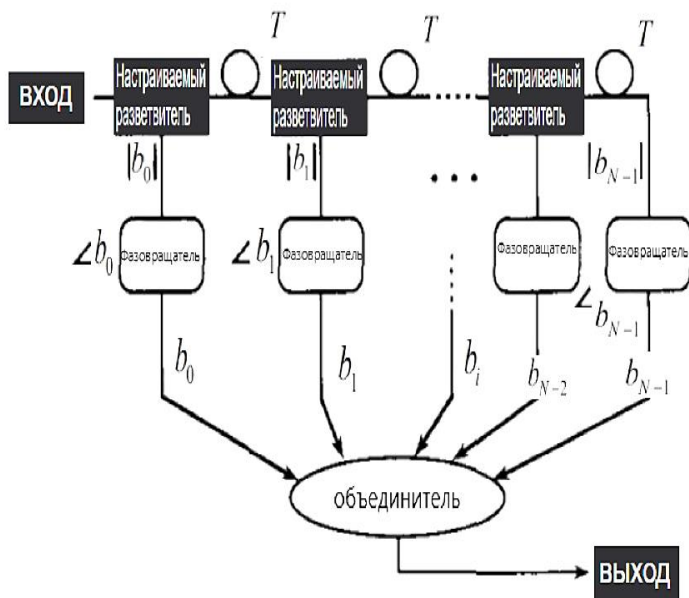


Рис. 2. Трансверсальный фильтр

Запишем в комплексном виде напряженность электрического поля световой волны, приходящей на вход фильтра:

$$E_0 = Ae^{j\omega t}, \quad (2)$$

$j$  – мнимая единица,  $A$  – амплитуда волны,  $\omega$  – частота.

Напряженность электрического поля в ветви с номером  $i$  равна

$$E_i = b_i e^{j(\omega t - \beta i \Delta L)}, \quad (3)$$

$\beta$  – постоянная распространения или волновое число,  $\Delta L$  – расстояние между ответвителями,  $b_i$ , если не учитывать потери, выражается через коэффициенты  $c$  и  $s$  ответвителей.

$$\beta = \frac{\omega}{v}, \quad (4)$$

$v$  – скорость распространения волны.

Используя (4), можно написать

$$\beta i \Delta L = i \omega \frac{\Delta L}{v} = i \omega T, \quad (5)$$

$T$  – задержка.

Тогда (3) запишется в виде (6)

$$E_i = b_i e^{j\omega(t-iT)}. \quad (6)$$

Таким образом, задержка соответствует умножению оптического сигнала на

$$z^{-1} = e^{-j\omega T}. \quad (7)$$

Или, введя безразмерную (нормированную) частоту

$$\omega' = \omega T, \quad (8)$$

запишем (7) в виде (9)

$$z^{-1} = e^{-j\omega'}. \quad (9)$$

Сигналы от всех ветвей складываются, поэтому передаточная функция трансверсального фильтра определяется так

$$H(z) = b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{N-1} z^{-(N-1)}, \quad (10)$$

где  $N$  – число ответвителей.

Передаточная функция (10) имеет только нули и не имеет полюсов, то есть у нее такой же вид, как у передаточной функции цифрового МА-фильтра (фильтра скользящего среднего).

Величина, обратная задержке, называется FSR (free spectral range) – свободной спектральной областью [2]

$$\text{FSR} = \frac{1}{T}. \quad (11)$$

Передаточная функция фильтра является периодической функцией частоты с периодом FSR. Задержка выбирается так, чтобы в пределах интервала частот шириной FSR вблизи несущей частоты можно было не учитывать дисперсию группового показателя преломления

$$n_g = n(f_0) + f_0 \left. \frac{dn}{df} \right|_{f=f_0}, \quad (12)$$

$f_0$  – несущая частота,  $n$  – обычный показатель преломления.

Требуется получить отклик фильтра на интервале частот шириной FSR, центром которого является несущая частота, много большая FSR. Фактически любой оптический фильтр является полосовым, но может быть реализован как цифровой фильтр нижних частот, верхних частот или полосовой фильтр.

Возвращаемся к трансверсальному фильтру. Коэффициенты передаточной функции выражаются через коэффициенты  $c$  и  $s$  ответвителей. Из сравнения формул (1) и (10) следует, что коэффициенты  $b$  определяются так:

$$b_0 = -js_0, \quad (13)$$

$$b_1 = -jc_0s_1, \quad (14)$$

$$b_2 = -jc_0c_1s_2, \quad (15)$$

$$b_{N-1} = -jc_0c_1 \dots c_{N-2}s_{N-1}. \quad (16)$$

Из этих формул следуют формулы для коэффициентов связи ответвителей:

$$\kappa_1 = \frac{\kappa_0 a_1}{a_0(1 - \kappa_0)}, \dots, \kappa_{N-1} = \frac{\kappa_0 a_{N-1}}{a_0 \prod_{n=0}^{N-2} (1 - \kappa_n)}, \quad (17)$$

где  $a_i = |b_i|^2 / B$ ,  $B$  – максимальное значение квадрата модуля коэффициентов  $b_i$ .

Из условия того, что коэффициенты связи меньше единицы, следует неравенство (18), которому должен удовлетворять коэффициент связи  $\kappa_0$ :

$$\kappa_0 < \frac{a_0}{\sum_{n=0}^{N-1} a_n}. \quad (18)$$

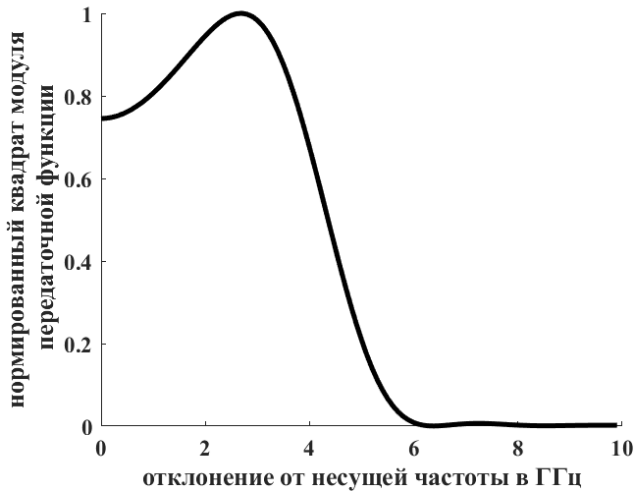
Если выбрать  $\kappa_0$  в соответствии с этим неравенством, по формулам (17) можно вычислить все остальные коэффициенты связи.

Коэффициенты  $b_i$  МА-фильтра равны отсчетам его импульсной характеристики. Для их вычисления можно использовать оконный метод [3].

Для создания фильтра нижних частот можно использовать фильтр, содержащий 9 ответвителей  $N = 9$ . Пусть задержка равна  $T = 50$  пс. FSR = 20 ГГц. Частота среза равна  $f_c = 0,25$  FSR. Для вычисления коэффициентов  $b_i$  используем прямоугольное окно. Получены коэффициенты, отношение которых друг к другу записано в формуле (19)

$$b_0 : b_1 : b_3 : b_4 : b_5 : b_6 : b_7 : b_8 = \frac{1}{9} : \left(-\frac{1}{7}\right) : \left(-\frac{1}{5}\right) : \frac{1}{3} : 1 : \frac{1}{3} : \left(-\frac{1}{5}\right) : \left(-\frac{1}{7}\right). \quad (19)$$

График нормированного квадрата модуля передаточной функции такого фильтра приведен на рис. 3. Величины коэффициентов связи ответвителей приведены в таблице 1.



*Рис. 3. Зависимость квадрата модуля передаточной функции МА-фильтра нижних частот от отклонения от частоты несущей.*

Таблица 1

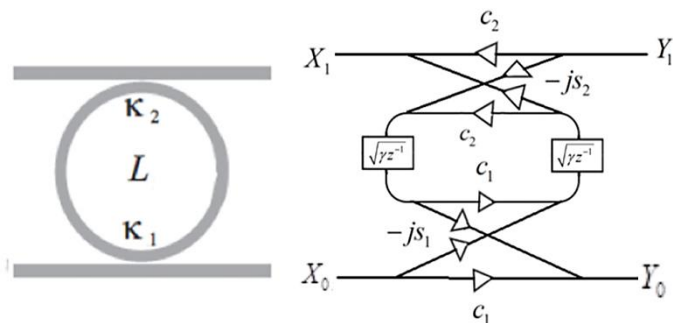
**Коэффициенты связи ответвителей  
трансверсального фильтра**

$\kappa_0$	$\kappa_1$	$\kappa_2$	$\kappa_3$	$\kappa_4$	$\kappa_5$	$\kappa_6$	$\kappa_7$	$\kappa_8$
0,005	0,008	0,015	0,044	0,411	0,698	0,256	0,124	0,072

Переходим к рассмотрению AR-фильтров – авторегрессионных фильтров.

Рассмотрим волновод, согнутый в кольцо, расположенный между двумя прямолинейными волноводами [2]. Эта конструкция изображена на рис. 4, она содержит два ответвителя. Их коэффициенты связи  $\kappa_1$  и  $\kappa_2$ . Коэффициенты  $c$  и  $s$  определяются так

$$\begin{aligned}
 c_1 &= \sqrt{1 - \kappa_1}, & s_1 &= \sqrt{\kappa_1}, \\
 c_2 &= \sqrt{1 - \kappa_2}, & s_2 &= \sqrt{\kappa_2}.
 \end{aligned}
 \tag{20}$$



**Рис. 4.** Кольцевой волновод между двумя прямолинейными волноводами

Сигнал на первом входе равен  $X_0$ . Вычисляем сигнал  $Y_0$  на первом выходе. Так как по кольцевому волноводу сигнал проходит много раз, амплитуда сигнала на выходе содержит много слагаемых. При каждом проходе задержка сигнала увеличивается на одну и ту же величину и, таким образом при каждом проходе сигнал умножается на величину

$$z^{-1} = e^{-j\omega'}. \quad (21)$$

$\gamma$  описывает потери

$$\gamma = e^{-\alpha L}, \quad (22)$$

$\alpha$  – коэффициент поглощения,  $L$  – длина кольцевого волновода.

Сигнал, проходящий половину кольцевого волновода, умножается на  $\sqrt{\gamma z^{-1}}$ . Это отражено на рис. 4.

При малых потерях можно считать, что число слагаемых бесконечно велико и сигнал  $Y_0$  на первом выходе записывается в виде

$$\begin{aligned}
Y_0 &= c_1 X_0 - js_1 c_2 \gamma z^{-1} (-js_1) X_0 - js_1 c_1 c_2^2 (\gamma z^{-1})^2 (-js_1) X_0 - \dots = \\
&= c_1 X_0 - s_1^2 c_2 \gamma z^{-1} \left[ 1 + c_1 c_2 \gamma z^{-1} + c_1^2 c_2^2 (\gamma z^{-1})^2 + \dots \right] X_0.
\end{aligned} \tag{23}$$

Вычисляя сумму бесконечно убывающей геометрической прогрессии, получаем

$$Y_0 = \frac{c_1 - c_2 \gamma z^{-1}}{1 - c_1 c_2 \gamma z^{-1}} X_0. \tag{24}$$

Вычисляем элемент передаточной матрицы

$$H_{00}(z) = \frac{Y_0}{X_0} = \frac{c_1 - c_2 \gamma z^{-1}}{1 - c_1 c_2 \gamma z^{-1}}, \tag{25}$$

сигнал  $Y_1$  на втором выходе определяется так:

$$\begin{aligned}
Y_1 &= -js_1 \sqrt{\gamma z^{-1}} (-js_2) X_0 - js_1 (\gamma z^{-1})^{3/2} c_1 c_2 (-js_2) X_0 - \\
&- js_1 (\gamma z^{-1})^{5/2} c_1^2 c_2^2 (-js_2) X_0 - \dots = \\
&= -s_1 s_2 \sqrt{\gamma z^{-1}} \left[ 1 + c_1 c_2 \gamma z^{-1} + c_1^2 c_2^2 (\gamma z^{-1})^2 + \dots \right] X_0.
\end{aligned} \tag{26}$$

Вычисляя сумму бесконечно убывающей геометрической прогрессии, получаем

$$Y_1 = \frac{-s_1 s_2 \sqrt{\gamma z^{-1}}}{1 - c_1 c_2 \gamma z^{-1}} X_0. \tag{27}$$

Вычисляем элемент передаточной матрицы

$$H_{10}(z) = \frac{Y_1}{X_0} = \frac{-s_1 s_2 \sqrt{\gamma z^{-1}}}{1 - c_1 c_2 \gamma z^{-1}}, \tag{28}$$

Оставшиеся два элемента передаточной матрицы определяются так:

$$H_{01}(z) = \frac{Y_0}{X_1} = H_{10}(z), \tag{29}$$



$$H_{11}(z) = \frac{Y_1}{X_1} = \frac{c_2 - c_1 \gamma z^{-1}}{1 - c_1 c_2 \gamma z^{-1}}. \quad (30)$$

Если при проходе сигнала по кольцевому волноводу происходит дополнительное изменение фазы на  $\phi$ , в записанных формулах  $\gamma z^{-1}$  нужно заменить на  $\gamma e^{-j\phi} z^{-1}$ .

Для получения AR-фильтров используется каскад кольцевых волноводов [2], расположенных между прямолинейными волноводами показанный на рис. 5. Световая волна входит в порт  $X_0$  и выходит через порт  $X_N$  для фильтра нечетного порядка, как показано на рисунке 5, и выходит через порт  $Y_N$  для фильтра четного порядка.

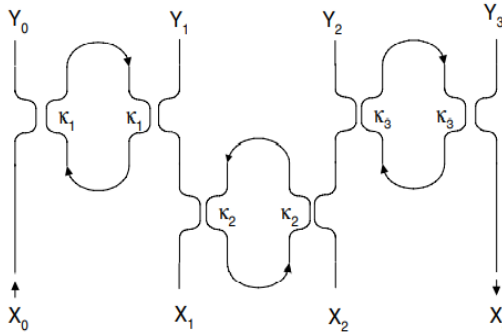
Передаточная функция равна произведению недиагональных матричных элементов передаточных матриц отдельных ступеней каскада. Если фильтр состоит из  $N$  ступеней (является фильтром  $N$ -го порядка), его передаточная функция определяется так:

$$H(z) = \prod_{n=1}^N \left\{ \frac{-s_n \sqrt{\gamma e^{-j\phi_n} z^{-1}}}{1 - c_n^2 \gamma e^{-j\phi_n} z^{-1}} \right\}. \quad (31)$$

Передаточная функция (31) имеет только полюсы в точках

$$p_n = c_n \gamma e^{-i\phi_n}, \quad (32)$$

то есть имеет такой же вид, как передаточная функция цифрового AR-фильтра. Для проектирования используем непрерывный фильтр нижних частот Чебышева 1-го рода 4-го порядка  $N = 4$  с пульсациями в полосе пропускания 0,043 дБ  $\varepsilon = 0,043$  дБ.



**Рис. 5.** Схема AR каскадного фильтра, использующего кольцевые волноводы

Частота среза цифрового фильтра равна  $f_c = 0,1 \text{ FSR}$ . Для преобразования непрерывного фильтра в цифровой используем дробно-линейное преобразование [3]. Квадрат модуля передаточной функции цифрового фильтра Чебышева 1-го рода приведен на рис. 6. На рис. 7 приведены нуль, кратности, равной порядку фильтра, и полюса этого фильтра. Через полюса находятся коэффициенты связи и фазовые сдвиги. Полученные результаты приведены в табл. 2 и 3. Фазовые сдвиги не зависят от коэффициента потерь.

Таблица 2

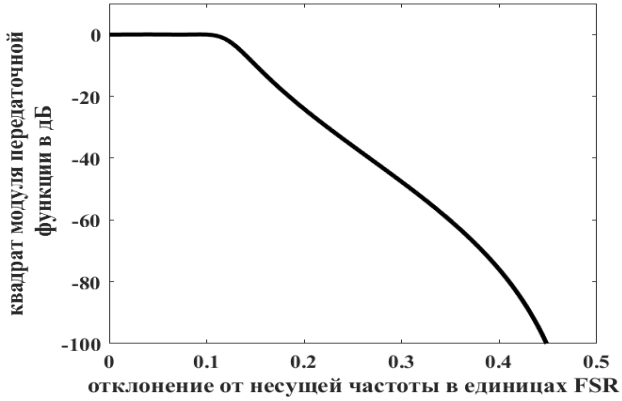
**Коэффициенты связи ответвителей и сдвиги фаз.**  
**Коэффициент потерь  $\gamma = 0 \text{ дБ}$  (потери отсутствуют)**

Коэффициенты связи	Сдвиги фаз в радианах
0,299	-0,748
0,299	0,748
0,625	-0,339
0,625	0,339

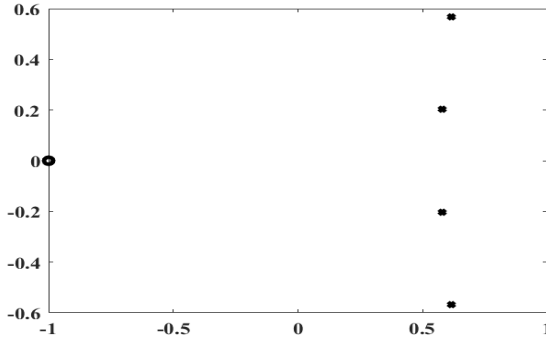
Таблица 3

**Коэффициенты связи ответвителей и сдвиги фаз.**  
**Коэффициент потерь  $\gamma = 0,5 \text{ дБ}$**

Коэффициенты связи	Сдвиги фаз в радианах
0,118	-0,748
0,118	0,748
0,528	-0,339
0,528	0,339



**Рис. 6.** Зависимость квадрата модуля передаточной функции цифрового фильтра Чебышева 1-го рода от отклонения несущей частоты.

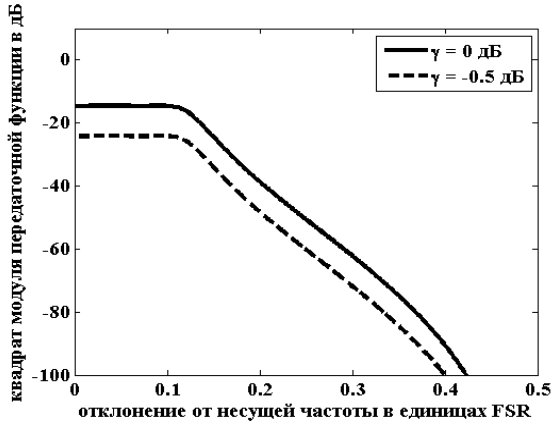


**Рис. 7.** Положения нуля (кружок) и полюсов (звездочки) передаточной функции цифрового фильтра Чебышева 1-го рода на комплексной плоскости.

Передаточная функция оптического фильтра получается из передаточной функции фильтра Чебышева умножением на множитель, стоящий в числителе формулы (31)

$$(-1)^N \prod_{n=1}^N \sqrt{\gamma \kappa_n e^{-j\phi_n} z^{-1}}. \quad (33)$$

Результаты расчетов приведены на рис. 8.



**Рис. 8.** Квадрат модуля передаточной функции оптического AR-фильтра при двух значениях коэффициента потерь

В полосе пропускания наблюдается ослабление даже при отсутствии потерь. Это недостаток данного фильтра.

Передаточные функции оптических фильтров имеют такой же вид, как передаточные функции цифровых фильтров, что позволяет при проектировании оптических фильтров использовать алгоритмы, развитые для цифровых фильтров. В статье это продемонстрировано на примере трансвесального фильтра и фильтра, содержащего кольцевые волноводы.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Chris G. H. Roeloffzen et al.* Silicon nitride microwave photonic circuits // OPTICS EXPRESS. 2013. V. 21. № 19. P. 22937–22961.
- [2] *Christi K. Madsen, Jianh. Zhao.* Optical Filter Design and Analysis. A Signal Processing Approach. N. Y.: John Wiley & Sons, Inc., 1999.
- [3] *Оппенгейм А., Шафер Р.* Цифровая обработка сигналов. М. : Техносфера, 2006. 856 с.

---

*Калита Александр Сергеевич*, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, магистрант Омского государственного университета им. Ф.М. Достоевского, kalita-1997@bk.ru.

*Болецкая Татьяна Константиновна*, доцент Омского государственного университета им. Ф.М. Достоевского, boletckaiatk@omsu.ru.

**С. В. Кривальцевич, Б. А. Косарев**

## **ЗАВИСИМОСТЬ ПАРАМЕТРОВ УСТРОЙСТВ ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ ОТ ТЕМПЕРАТУРЫ**

*Функциональная электроника является перспективным направлением развития устройств и систем обработки, хранения и передачи информации. Устройства функциональной электроники находят применение в различных областях и поэтому должны обеспечивать стабильность параметров в достаточно широком диапазоне температур. В связи с многообразием конструкций устройств функциональной электроники и физических явлений, лежащих в их основе, оценить влияние температуры на параметры таких устройств не представляется возможным без анализа научно-технической литературы. Целью работы является рассмотрение влияния изменения температуры на параметры устройств функциональной электроники. По результатам исследований рассмотрены причины отклонений параметров устройств функциональной электроники при колебаниях температуры.*

*Ключевые слова: устройство функциональной электроники, динамическая неоднородность, акустоэлектронное устройство, спектральная характеристика, магнитная пленка, полупроводниковая структура, солитон, криотрон, слоистая структура, электрохимический процесс.*

### **Введение**

Функциональная электроника – одно из современных направлений развития электроники, в котором используются происходящие в твердом теле физические процессы и явления для передачи, преобразования и хранения информации.

Функциональная электроника основана на физических принципах интеграции динамических неоднородностей. Динамическая неоднородность представляет собой локальный объем на поверхности или внутри среды с отличными от его окружения свойствами. Динамическая неоднородность может быть локализована или перемещаться по рабочему объему среды в результате взаимодействия с различными физическими полями или другими динамическими неоднородностями. В процессе пе-

ремещения неоднородностей происходят перенос и обработка информации.

К основным направлениям функциональной электроники относятся [1]:

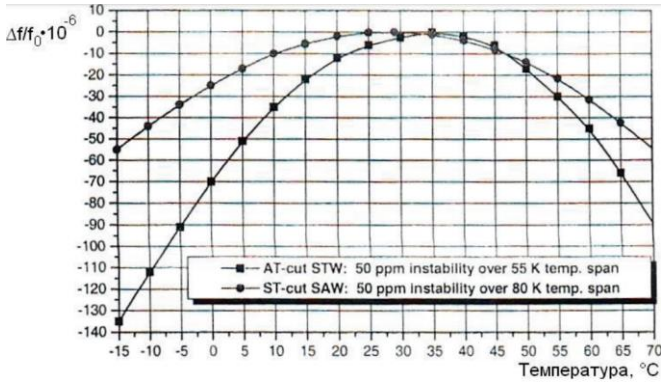
- акустоэлектроника;
- оптоэлектроника;
- магнитоэлектроника;
- полупроводниковая электроника;
- молекулярная электроника и биоэлектроника;
- криоэлектроника;
- диэлектрическая электроника;
- хемотроника.

Параметры любого устройства функциональной микроэлектроники как некоторой находящейся в равновесии термодинамической системы (твердое тело как гомогенная фаза) согласно принципу Ле Шателье зависят от внешних факторов, таких как внешнее электромагнитное поле, давление, температура, концентрации и состава смежных фаз. В зависимости от принципа работы конкретного устройства отмеченные факторы будут влиять на его параметры в большей или меньшей степени.

Целью работы является рассмотрение влияния изменения температуры на параметры устройств функциональной электроники.

### **Устройства акустоэлектроники**

К устройствам акустоэлектроники относят линии задержки, кварцевые резонаторы, полосовые фильтры, синтезаторы частоты и другие устройства, использующие для обработки, передачи и хранения информации объемные и поверхностные акустические волны (ОАВ и ПАВ). В таких устройствах в качестве твердого тела используется различные пьезоматериалы, например,  $\text{LiNbO}_3$ . Известно, что с изменением температуры смещается частота ОАВ и ПАВ устройств. Зависимость частоты от температуры характеризуется температурным коэффициентом частоты (ТКЧ) и может быть кубической, параболической или другого типа (рис. 1).



*Рис. 1. Температурно-частотные характеристики устройств на ST и YX/36° срезах кварца [2]*

На рис.1 приведены температурно-частотные характеристики ПАВ устройств с параболической формой, выполненных на кварцевых подложках разного среза.

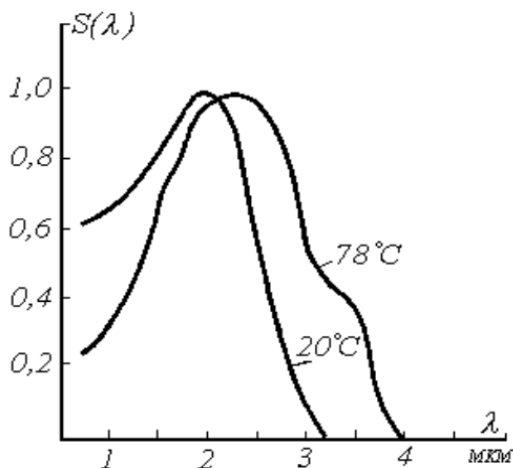
В зависимости от используемого в устройстве пьезоматериала ТКЧ могут значительно отличаться, например, в ПАВ устройствах для среза YX/42° LiTaO<sub>3</sub> ТКЧ =  $-40 \cdot 10^{-6} \text{ 1/}^\circ\text{C}$  [3], для кварца ST-среза ТКЧ=  $-0,03 \cdot 10^{-6} \text{ 1/}^\circ\text{C}^2$ [4], а в ОАВ устройствах на нитриде алюминия ТКЧ=  $-25 \cdot 10^{-6} \text{ 1/}^\circ\text{C}$  [5].

### **Устройства оптоэлектроники и полупроводниковой электроники**

Оптоэлектронные элементы и устройства (оптроны, фоторезисторы, спектроформирующие элементы и фотоприемники и др.), особенно полупроводниковые, характеризуются низкой температурной стабильностью [6]. Например, величина температурного коэффициента изменения мощности излучения полупроводникового инфракрасного излучающего диода составляет около 1,5 %/°C.

Определяющим фактором является зависимость параметров полупроводникового элемента от температуры. С увеличением температуры ширина запрещенной зоны полупроводника уменьшается и условия образования электронно-дырочных пар фотонами с меньшей энергией улучшаются, поэтому край собственного поглощения полупроводника смещается в длинновол-

новую область спектра. С понижением температуры ширина запрещенной зоны увеличивается, для ее преодоления и создания электронно-дырочных пар требуются фотоны с большей энергией, поэтому край собственного поглощения полупроводника смещается в коротковолновую область. Таким образом, спектральная характеристика фотодиода с понижением температуры смещается в сторону коротких длин волн, с повышением температуры – в длинноволновую область (рис.2).



**Рис. 2.** Сдвиг спектральной характеристики фотодиода при увеличении температуры [7]

В функциональной полупроводниковой электронике используется взаимодействие динамических неоднородностей в полупроводниковых континуальных средах с физическими полями. К динамическим неоднородностям в полупроводниковых устройствах относят: зарядовые пакеты (области высокой концентрации электронов или дырок), домены Ганна (эффект Ганна: генерация ВЧ-колебаний электрического тока в случае приложения к образцу постоянного напряжения, превышающего некоторое критическое значение), токовые шнуры (области с повышенной плотностью тока), геликоны (спиральные волны, возникающие в постоянном магнитном поле в полупроводнике с



разными концентрациями носителей тока) и др. К устройствам функциональной полупроводниковой электроники относят аналоговые процессоры, цифровые процессоры и запоминающие устройства на ПЗС-структурах (приборы с зарядовой связью), БИСПИН-приборы (би-смещенный переход и инжекционная неустойчивость), приборы на волнах пространственного заряда, ганновские приборы. Как и в случае оптоэлектронных элементов и устройств в таких устройствах температура влияет на процесс создания электронно-дырочных пар, на ширину запрещенной зоны.

### **Устройства магнитоэлектроники**

Магнитоэлектроника – направление твердотельной электроники, в основе которого лежит использование явлений в полупроводниковых структурах или магнитных пленках, связанных с воздействием магнитного поля [8].

В настоящее время в магнитоэлектронике используются следующие гальваномагнитные явления.

Эффект Холла – возникновение поперечной разности потенциалов при прохождении электрического тока в поперечном ему магнитном поле.

Эффект магнитосопротивления – возрастание сопротивления полупроводника в магнитном поле.

Эффект Суля – отклонение линий тока инжектированных носителей магнитным полем к одной из граней полупроводника.

Эффект гальваномагниторекомбинационный - изменение концентрации носителей при прохождении тока в поперечном магнитном поле в полупроводнике со смешанной проводимостью вследствие изменения роли поверхностей рекомбинации.

Эффект магнитодиодный – изменение в магнитном поле неравновесной проводимости полупроводниковых структур с большим по сравнению с длиной диффузионного смещения расстоянием от инжектирующего контакта до неактивного.

К магнитоэлектронным устройствам относятся преобразователи магнитного поля (элементы Холла, магниторезисторы, магнитодиоды, магнитотранзисторы, датчики Виганда, магнитотристоры и т.п.), магнитоуправляемые интегральные схемы

(измерительные, управляющие, потенциометрические), магнитные датчики и микросборки на их основе.

Также, как и в полупроводниковых оптоэлектронных приборах, температура влияет на значения параметров магнитоэлектронных устройств.

В случае использования полупроводника в качестве чувствительного элемента устройства изменение температуры вызывает изменение условий образования электронно-дырочных пар фотонами, уменьшение или увеличение ширины запрещенной зоны. При использовании в качестве чувствительного элемента устройства магнитной пленки действует иной механизм. Магнитные свойства вещества определяются его доменной структурой. Параллельная ориентация спиновых моментов атомов в доменах возможна только при прекращении их тепловых колебаний (абсолютный ноль). Поэтому повышение температуры приводит к ослаблению магнитных свойств веществ, а понижение – к усилению [9, 10].

Ниже представлены в виде таблицы температурный коэффициент чувствительности и диапазон рабочей температуры наиболее распространенных магнитоэлектронных устройств и их элементов.

#### **Допустимые диапазоны рабочих температур преобразователей магнитного поля [8]**

Тип преобразователя	ТКЧ, %/°С	$\Delta T$ , °С
Дискретный элемент Холла	0,01–1	-269/+185
Полевой элемент Холла	0,13–0,36	-269/+250
Тонкопленочный магниторезистор	0,2–0,4	-45/+150
Магнитодиод с р-п переходом	0,3–0,6	-60/+100
Магнитотранзистор	–	-60/+125
Магнитоиндуктивный преобразователь	-	-20/+70

#### **Устройства диэлектрической электроники**

Функциональная диэлектрическая электроника представляет собой направление в функциональной электронике, в котором изучаются явления и эффекты в активных диэлектриках, а также возможность создания приборов и устройств обработки и хранения информации.

В качестве активных диэлектриков используются пироэлектрики (возникновение электрического поля при изменении температуры), пьезоэлектрики (возникновение электрического поля при механической деформации и наоборот), магнетострикционные вещества (механическая деформация в магнитном поле), магнитокалорические вещества (изменение температуры в магнитном поле) и сегнетоэлектрики (доменная структура с поляризацией, изменяемой внешним электрическим полем или другими факторами). Наибольшее практическое применение получили устройства на основе сегнетоэлектриков [11].

Такие устройства можно классифицировать на слоистые структуры, устройства памяти и процессоры.

К слоистым структурам относятся различные конструкции с использованием сегнетоэлектриков: «сегнетоэлектрик – полупроводник» (поляризация сегнетоэлектрика управляет уровнем Ферми в полупроводнике), «металл – сегнетоэлектрик – полупроводник» (поляризация сегнетоэлектрика определяет величину поверхностного потенциала полупроводника), «сегнетоэлектрик – фотополупроводник» (изменение сопротивления засвеченных зон фотополупроводника вызывает переполяризацию соответствующих зон сегнетоэлектрика).

Слоистая структура «сегнетоэлектрик - фотополупроводник» является основой для создания оптических процессоров сигналов (устройства «Сегнот», «КЕРАМПИК» и проч.).

На основе сегнетоэлектриков, обладающих пьезоэлектрическими свойствами (керамика PZC: цирконат титанат свинца), реализуются устройства памяти, называемые пьезокерамическими матрицами.

Диапазон рабочих температур устройств диэлектрической электроники определяется составляющими элементами, в основном полупроводниками и сегнетоэлектриками. В сегнетоэлектриках, как наиболее распространенном активном диэлектрике, температурный диапазон зависит от температуры фазового перехода (точка Кюри). Например, для керамики PZT точка Кюри равна  $330^{\circ}\text{C}$ , поэтому рабочий диапазон температур не должен превышать  $320^{\circ}\text{C}$ .

## Устройства хемотроники

Устройства хемотроники реализуют большинство функций устройств электроники, но в качестве носителей заряда в них используются ионы. Поэтому хемотронику в некоторых источниках обозначают как ионика.

Любое устройство хемотроники – это электрохимический прибор, который содержит электролит и помещенные в него электроды (аноды, катоды, экраны). Под действием электрического поля в таком устройстве протекают электрохимические процессы, определяемые составом, температурой электролита, плотностью катодного и анодного токов, материалом электродов (часто используются платиновые электроды). Среди наиболее известных устройств следует отметить диод-выпрямитель (значительная разница площадей анода и катода обеспечивает полярность диода), электролитический усилительный элемент (транзистор), управляемое сопротивление (осаждение или растворение медного осадка с поверхности платинового электрода изменяет величину сопротивления), электрохимический элемент памяти (строится по принципу управляемого сопротивления), ионистор (электролитический конденсатор на основе твердого электролита, длительное сохранение заряда и значительная емкость позволяют использовать их как элементы памяти или источники питания) [12].

Лежащие в основе устройств хемотроники электрохимические процессы в значительной степени зависят от температуры. Согласно эмпирическому правилу Вант-Гоффа при повышении температуры на каждые десять градусов скорость химической реакции увеличивается в 2–4 раза.

Лежащие в основе устройств хемотроники электрохимические процессы в значительной степени зависят от температуры электролита. Химическая активность и подвижность ионов увеличивается при нагреве электролита и уменьшается при его охлаждении. Поэтому колебания температуры влияют на кинетику окислительно-восстановительных процессов на электродах, проводимость электролита.

Также в широком диапазоне изменения температуры следует учитывать переходы из жидкого состояния в твердое (за-

мерзание электролита) и кипение. Кипение вызывает обильное газовыделение, которое неизбежно приведет к разрушению корпуса устройства хемотроники. Известно, что наиболее широким диапазоном рабочей температуры ( $-60/+145$  °C) обладают ионисторы, так как в них используется твердый электролит.

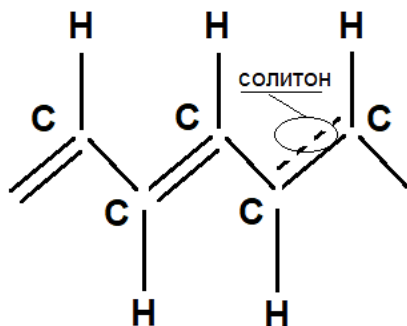
### **Устройства функциональной молекулярной электроники и биоэлектроники**

Функциональная молекулярная электроника и биоэлектроника – это раздел функциональной электроники, в котором изучается перенос, обработка и хранение информационных сигналов в молекулярных системах.

Методы молекулярной инженерии позволяют изготавливать материалы с заданными свойствами: структура ядра молекулы и электронные орбитали, тип связи между молекулами, структура решетки. На основе таких материалов изготавливают молекулярные электронные приборы: молекулярный переключатель, молекулярное устройство памяти, молекулярный компьютер и др.

В таких приборах изменение валентности молекул используется для записи и хранения информации. Туннелирование электрона сквозь периодическую молекулярную решетку позволяет изменить валентность молекулы, но для этого энергия электрона должна быть не меньше энергетических барьеров внутри решетки. Поэтому изменение при помощи внешнего воздействия на материал (например, лазерное излучение) энергетических барьеров решетки позволяет обрабатывать информационные сигналы. Для считывания информации используются изменения в спектре поглощения материала.

В молекулярных электронных приборах используются в качестве частиц электроны, солитоны [13]. Механизм распространения этих частиц различен. Для организации распространения электрона по молекулярной цепи выбираются такие молекулы, чтобы их энергия вакантного уровня для электрона убывала на  $0,1-0,2$  эВ. Солитон – квазичастица, которая является структурным возмущением и представляет собой последовательное смещение  $\pi$ -орбиталей электронов между атомами углерода (рис.3).



*Рис. 3. Распространение солитона в полиацетиленовой цепи*

Характер протекания процессов на молекулярном уровне во многом определяется температурой. С ростом температуры усиливается химическая активность молекул, которая может быть причиной аннигиляции молекулярной структуры материала, в том числе смены агрегатного состояния вещества. Если используется в качестве частицы электрон, то его однонаправленное распространение может быть изменено в результате перехода на ставшие доступными при повышении температуры уровни электронов молекул смежных цепочек. При понижении температуры однонаправленное распространение может быть прервано, если энергия электрона окажется недостаточной для перехода на вакантный уровень одной из молекул цепочки. Если используется в качестве частицы солитон, то как структурное возмущение он может быть нивелирован на фоне увеличения тепловых колебаний молекул при росте температуры. При понижении температуры может происходить изменение скорости распространения солитона. Также при понижении температуры возможна смена агрегатного состояния вещества с разрушением заданной молекулярной структуры. Следует отметить, что неотъемлемой составляющей устройств молекулярной электроники являются оптоэлектронные элементы и устройства, которые используются как оптические считыватели информации или источники излучения. Поэтому изменение температуры будет сказываться и на параметрах оптоэлектронного контура устройств молекулярной электроники.

## Устройства криоэлектроники

Устройства криоэлектроники основаны на эффекте сверхпроводимости, возникающей в металлах, сплавах металлов, полупроводниках и диэлектриках. Сверхпроводимость – физическое явление, наблюдаемое у некоторых веществ (сверхпроводников) при охлаждении их ниже определенной критической температуры ( $100 - 0 \text{ }^{\circ}\text{K}$ ) и состоящее в обращении в нуль электрического сопротивления постоянному току и выталкивании магнитного поля из объема образца. Самые распространенные криогены при нормальных условиях имеют следующие температуры кипения: He –  $4 \text{ }^{\circ}\text{K}$ ; H –  $20 \text{ }^{\circ}\text{K}$ ; N –  $77 \text{ }^{\circ}\text{K}$ .

Среди известных устройств криоэлектроники можно отметить пленочный криотрон (вентиль с малыми потерями и быстрым действием  $20\text{--}30 \text{ пс}$ , управляется магнитным полем – эффект Джозефсона), криоэлектронные резонаторы (высокая добротность повышает стабильность частоты СВЧ генераторов), криоэлектронные фильтры (высокая избирательность в полосе задерживания), криоэлектронные усилители (низкий уровень шумов позволяет принимать ослабленные СВЧ сигналы) [14].

Любое устройство криоэлектроники находится в корпусе-криостате. Поэтому влияние изменения температуры окружающей среды на устройство зависит от параметров корпуса-криостата (герметичность, газовое или электронное твердотельное охлаждение, материал корпуса). С точки зрения устойчивости к повышению температуры электронное твердотельное охлаждение менее предпочтительно, чем газовое. Это связано с перегревом применяемых полупроводниковых компонентов. Например, элементы Пельтье имеют две параллельные грани, одна из которых нагревается, а другая охлаждается. Но при повышении температуры окружающей среды или при намеренном увеличении подводимой к элементам Пельтье мощности тепло от горячей грани начинает сказываться на холодной грани, охлаждение прекращается. Недостатком газового охлаждения криостата является неизбежное повреждение замкнутой газовой системы, так как изохорический процесс повышения температуры ведет к увеличению давления.

Следует отметить, что температура перехода в сверхпроводящее состояние зависит от величины внешнего магнитного поля. Чем больше напряженность магнитного поля, тем меньше критическая температура. Поэтому устройство криоэлектроники в условиях слабых магнитных полей должно сохранять сверхпроводимость при более высокой температуре, чем при сильном магнитном поле.

### **Выводы**

Влияние температуры на параметры устройств функциональной электроники определяется принципом работы таких устройств, свойствами материалов входящих в их состав элементов. Устройства функциональной электроники разделяют на акустоэлектронные, оптоэлектронные, магнитоэлектронные, полупроводниковые, молекулярные и биоэлектронные, криоэлектронные, диэлектрические и хемотронные.

В акустоэлектронных устройствах на ОАВ и ПАВ температура оказывает влияние на частоту. Смещение частотных характеристик таких устройств вверх по частоте происходит при понижении температуры, а вниз по частоте – при повышении температуры. Зависимость частоты от температуры характеризуется ТКЧ и может значительно отличаться для разных пьезоматериалов и их срезов.

Параметры устройств функциональной электроники, в состав которых входят полупроводниковые элементы (оптоэлектроника и полупроводниковая электроника), имеют ярко выраженную зависимость от температуры. Нагрев или охлаждение полупроводникового элемента вызывает изменение условий образования электронно-дырочных пар фотонами и, соответственно, уменьшение или увеличение ширины запрещенной зоны, которая является определяющим базовым параметром.

Зависимость параметров устройств молекулярной электроники и биоэлектроники от температуры во многом определяется используемым типом частицы. В случае однонаправленного распространения электрона нагрев или охлаждение изменяют потенциальные барьеры в последовательности молекул, по которым должно осуществляться распространение сигнала. В ре-



зультате этого туннелирование электрона прерывается или изменяется направление распространения. Если используется в качестве частицы солитон, то как структурное возмущение он может быть нивелирован на фоне увеличения тепловых колебаний молекул при росте температуры. При понижении температуры может происходить изменение скорости распространения солитона. Также при изменении температуры возможна смена агрегатного состояния вещества с разрушением заданной молекулярной структуры.

Причины влияния температуры на значения параметров магнитоэлектронных устройств различны. Если в устройстве основным элементом является полупроводник, тогда колебания температуры будут влиять на ширину запрещенной зоны. Если используются магнитные пленки, тогда рост температуры из-за увеличения тепловых колебаний ухудшает параллельность спинов в доменах и ослабляет магнитные свойства вещества. И наоборот, магнитные свойства вещества усиливаются при понижении температуры.

Диапазон рабочих температур устройств диэлектрической электроники определяется составляющими элементами, в основном полупроводниками и сегнетоэлектриками. Сегнетоэлектрик имеет доменную структуру поляризации, поэтому его нагрев или охлаждение должны сказываться на параллельности спинов частиц доменов, а значит, и на результирующей напряженности поля. Также в сегнетоэлектриках рабочий температурный диапазон ограничен температурой фазового перехода.

Любое устройство криоэлектроники находится в корпусе-криостате. Поэтому влияние изменения температуры окружающей среды на устройство зависит от параметров корпуса-криостата. Также устройство криоэлектроники в условиях слабых магнитных полей должно сохранять сверхпроводимость при более высокой температуре, чем при сильном магнитном поле.

Лежащие в основе устройств хемотроники электрохимические процессы в значительной степени зависят от температуры электролита. Химическая активность и подвижность ионов увеличивается при нагреве электролита и уменьшается при его охлаждении. Поэтому колебания температуры влияют на кине-

тику окислительно-восстановительных процессов на электродах, проводимость электролита. Значительное понижение или повышение температуры устройства хемотроники может вызвать замерзание или закипание электролита и разрушение корпуса.

*Работа выполнена по государственному заданию Омского научно-го центра СО РАН (номер госрегистрации проекта 122011200349-3).*

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] *Игумнов В. Н.* Физические основы микроэлектроники : учебное пособие. Изд. 2-е, перераб. Йошкар-Ола : Марийский государственный технический университет, 2010. 296 с.

[2] *Nishikawa T., Tani A., Shirai K. [et al.].* SH-Type Surface Acoustic Waves on Rotated Y-cut Quartz // Proc. IEEE Freq. Control Symposium. 1980. P. 286–291.

[3] *Доберштейн С. А.* Балансные резонаторные СВЧ ПАВ-фильтры на продольных модах с малыми потерями // Техника радиосвязи. 2018. Вып. 4(39). С. 72–78.

[4] *Багдасарян А.С., Гуляев Ю. В., Доберштейн С. А., Синицына Т. В.* Использование высокоскоростных поверхностных поперечных волн для повышения рабочих частот устройств на ПАВ // Волновая электроника и инфокоммуникационные системы : материалы XXV Международной научной конференции (Санкт-Петербург, 30 мая – 03 июня 2022 года). Часть 1. Санкт-Петербург : Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, 2022. С. 12–23.

[5] *Торгаш Т. Н., Козлов А. Г., Чириков Н. А.* Исследование влияния температуры на частотные характеристики микроэлектронного ОАВ-резонатора с брегговским отражателем // Техника радиосвязи. 2022. Вып. 2 (53). С. 111–117.

[6] Автоматический контроль температурных характеристик оптоэлектронных элементов микроэлектроники в процессе изготовления. Самара.: Самарский государственный аэрокосмический университет имени С.П. Королева, 2003. 31с.

[7] *Расулов Д. Т.* Температурная зависимость спектральной характеристики пленочных фотоприемников. // Гелиотехника. 1979. Вып.3. С. 78–79.

[8] *Бараночкиков М. Л.* Микромагнитоэлектроника. Т. 1. М : ДМК Пресс, 2001. 544 с.

[9] *Семиров А. В., Букреев Д. А., Кудрявцев Д. О., Моисеев А. А., Гаврилюк А. А., Семенов А. Л., Захаров Г. В.* Влияние температуры на

магнитоимпеданс упругодеформированной фольги состава  $\text{Fe}_2\text{Co}_{67}\text{Mo}_{1.5}\text{Si}_{16.5}\text{V}_{11}$  // Журнал технической физики. 2009. Вып. 11 (79). С. 25–29.

[10] *Костин В. Н., Сажина Е. Ю.* Влияние температуры климатического диапазона на магнитные свойства сталей различного состава // Дефектоскопия. 2019. Вып. 10. С. 45–49.

[11] *Лайнс М., Гласс А.* Сегнетоэлектрики и родственные им материалы / пер. с англ.; под ред. В. В. Леманова, Г. А. Смоленского. М. : Мир, 1981. 736 с.

[12] *Юшина Л. Д.* Твердотельная хемотроника. Екатеринбург : УрО РАН, 2003. 204 с.

[13] *Будыка М. Ф.* Принципы дизайна и действия молекулярных логических вентелей // Известия академии наук. Серия Химическая. 2014. Вып. 8. С. 1656.

[14] *Игумнов В. Н.* Основы высокотемпературной криоэлектроники : учебное пособие. Йошкар-Ола : МарГТУ, 2006. 186 с.

---

*Кривальцевич Сергей Викторович*, канд. физ.-мат. наук, доцент, заведующий кафедрой Омского государственного университета им. Ф.М. Достоевского, и.о. директора Института радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, kriser2002@mail.ru.

*Косарев Борис Андреевич*, канд. техн. наук, доцент Омского государственного технического университета, и.о. заведующего лабораторией специальных радиофизических измерений Института радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН, BorisK\_88@mail.ru.

**А. Ю. Куклев**

## **ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПЬЕЗОМОДУЛЯ ПЛЕНОК НИТРИДА АЛЮМИНИЯ**

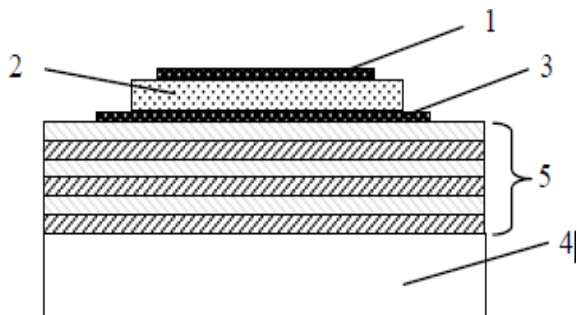
*В работе описаны структурные характеристики пленок AlN, сформированных методом магнетронного распыления мишени. Представлена топология исследуемого образца. Разработана конструкция для измерения пьезоэлектрических свойств пленок AlN. Описана методика измерения пьезоэлектрических свойств с использованием микротвердомера HV-1000, основанная на явлении прямого пьезоэлектрического эффекта.*

Ключевые слова: пленки нитрида алюминия, пьезоэлектрики, ОАВ-резонатор, магнетронное напыление.

Нитрид алюминия (AlN) – один из наиболее перспективных материалов в микроэлектронике. Нитрид алюминия является широкозонным полупроводником с шириной запрещенной зоны  $\sim 6,3$  eV. Даже тонкие слои AlN обладают высоким удельным сопротивлением ( $\sim 10^{11} - 10^{12} \Omega \text{ m}$ ). Кристаллическая структура AlN относится к вюрцитной группе и характеризуется полярной осью шестого порядка, которая является преимущественно и ростовой осью (или  $\langle 0002 \rangle$  ростовой текстурой), ориентированной нормально к плоскости подложки [1].

Особенно стоит обратить внимание на пьезоэлектрические свойства пленок AlN. Важнейшим элементом акустоэлектронных устройств являются резонаторы на объемных акустических волнах (ОАВ) и поверхностных акустических волнах (ПАВ).

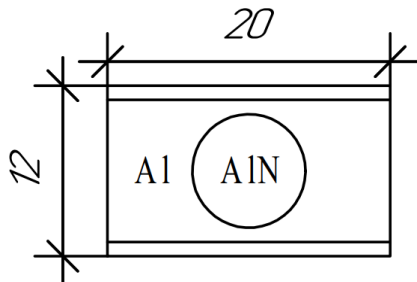
Для изготовления ОАВ-резонатора (рис. 1) на подложке из ситалла со сформированным слоем Брэгговского отражателя формируется тонкопленочный электроакустический преобразователь. Брэгговский отражатель обеспечивает акустическую изоляцию пьезоэлектрического преобразователя от подложки и определяет механическую прочность всей конструкции [2].



**Рис. 1.** Конструкция резонатора с акустическим Брэгговским отражателем:  
 1 – верхний электрод; 2 – пьезоэлектрическая пленка;  
 3 – нижний электрод; 4 – подложка;  
 5 – пленочные слои Брэгговского отражателя

Плѐнки нитрида алюминия проявляют пьезоэффект в направлении ориентации кристаллитов структуры, вдоль полярной оси С, поэтому интерес представляет формирование плѐнок AlN с ориентацией оси С перпендикулярно поверхности подложки [3].

В работе использовалась вакуумная установка нанесения многокомпонентных покрытий методом магнетронного распыления мишени. На ситалловую подложку 20x12 мм напылялся слой алюминия (в качестве нижнего электрода) толщиной 0,2мкм и размером 20x10 мм. Затем с использованием специальной технологической оснастки напылялся слой нитрида алюминия толщиной 1 мкм и диаметром 8 мм. Топология образца дана на рис. 2.



**Рис. 2.** Топология образца

Пленки нитрида алюминия формировались методом магнетронного распыления алюминиевой мишени на постоянном токе в атмосфере аргона и азота. Перед началом формирования пленки мишень подвергалась очистке от загрязнений и окислов магнетронным распылением на заслонку в течение 3 минут. Вакуумная камера предварительно откачивалась турбомолекулярным насосом до давления не более  $2 \cdot 10^{-4}$  Па. Подложка нагревалась ИК-излучением до заданной температуры 390 °С и поддерживалась с помощью ПИД регулятора. Расстояние от мишени до ситалловых подложек составляло 100 мм. Толщина и скорость напыления пленок AlN контролировалась резонансным методом с использованием датчика на основе кварцевого резонатора с чувствительностью 0,5 нм/с.

Существует четыре пьезоэлектрические постоянные [4].

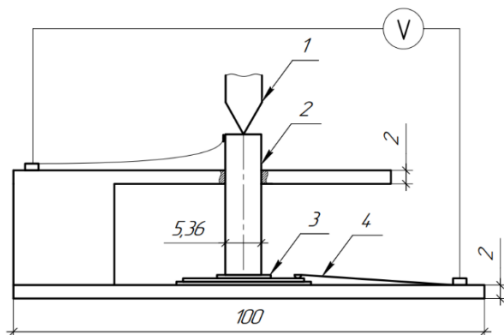
Пьезомодуль  $d_{ij}$  (пьезоэлектрический коэффициент заряда или относительной деформации) – отношение механической деформации к приложенному электрическому полю или индуцированный электрический заряд на механическое напряжение. Значение этого коэффициента для большинства пьезоэлектриков находится в диапазоне  $10^{-12} \dots 10^{-11}$  Кл/Н.

Пьезомодуль  $e_{ij}$  (пьезоэлектрический коэффициент механического напряжения) – отношение развиваемого механического напряжения к приложенному электрическому полю.

Пьезомодуль  $g_{ij}$  (пьезоэлектрическая постоянная давления) – отношение полученного электрического напряжения к приложенному давлению.

Пьезомодуль  $h_{ij}$  (пьезоэлектрическая постоянная деформации) – отношение полученного электрического напряжения к внешнему изменению толщины (создаваемой деформации).

Все константы связаны между собой через абсолютную диэлектрическую постоянную, характерную для каждого типа кристалла. Для проведения измерений пьезомодуля разработана конструкция из стеклотекстолита, которая представляет собой плату с установленной консольной балкой. Верхним электродом выступает медный цилиндр, через который на пленку нитрида алюминия передается усилие, заданное на твердомере. Нижний электрод выполнен как прижим. Схема представлена на рис. 3.



**Рис. 3.** Схема разработанной конструкции: 1 – индентор твердомера; 2 – верхний электрод (из медного цилиндра); 3 – образец; 4 – нижний электрод

Разрабатываемая методика измерения пьезоэлектрических свойств основывается на прямом пьезоэлектрическом эффекте. Суть методики заключается в том, что на образец (пленка AlN) с использованием микротвердомера модели HV-1000 подается заданная нагрузка. Вследствие прямого пьезоэлектрического эффекта на электродах образуется разность потенциалов, фиксирующаяся вольтметром. Для измерения разности потенциалов в работе использовался цифровой вольтметр АКИП-2101.

Расчет пьезомодуля  $g_{33}$  производился по формуле

$$g_{33} = \frac{U}{d \cdot P}$$

где  $U$  – полученное напряжение (В),  $d$  – толщина пленки (м),  $P$  – приложенное давление (Па).

Данные расчета сведены в таблицу.

#### Данные для расчета

Заданная нагрузка	Приложенное давление	Толщина пленки	Полученное напряжение	Пьезоэлектрическая постоянная давления
F, Н	P, Па	d, мкм	U, мВ	$g_{33}$ , (мВ·м)/Н
0,98	43555,55	1	1,1	25,255
1,96	87111,11		1,4	16,071
2,94	130666,66		2,3	17,602
4,9	217777,77		3,4	15,612

Описана методика измерений пьезоэлектрических свойств пленок AlN. Методика основывается на явлении прямого пьезоэлектрического эффекта, т.е. при подаче нагрузки на пленку AlN, на ее поверхности индуцируется электрический заряд.

Представлена схема измерения пьезоэлектрических свойств с использованием микротвердомера модели HV-1000. Показано, что с увеличением заданной нагрузки, показатель пьезомодуля уменьшается.

*Работа выполнена по государственному заданию Омского научно-го центра СО РАН (номер госрегистрации проекта 121121700062-3).*

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] Кукушкин С. А., Осипов А. В., Сергеева О. Н., Киселев Д. А., Солнышкин А. В. Пироэлектрический и пьезоэлектрический отклики тонких пленок AlN, эпитаксиально выращенных на подложке SiC/Si. М. : Физика твердого тела, 2016. Том 58, вып. 5. С. 937–940.

[2] Струнин В. И., Чириков Н. А. Механические напряжения в пленках нитрида алюминия, сформированных методом магнетронного распыления // IV International scientific conference "Mechanical Science and Technology Update" 17–19 March 2020. Omsk, Russia

[3] Струнин В. И., Баранова Л. В. Влияние технологических режимов плазмохимического осаждения на формирование структуры в пленках нитрида алюминия // V International scientific conference "Mechanical Science and Technology Update" 16–17 March 2021. Omsk, Russia.

[4]. Инженерные решения [Электронный ресурс] URL: <https://engineering-solutions.ru/ultrasound/piezomaterials>.

---

*Куклев Александр Юрьевич, магистрант Омского государственного университета им. Ф. М. Достоевского, инженер Института радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, alexanderkuklev@mail.ru.*



**М. О. Никитин**

## **СРАВНЕНИЕ ЯЗЫКОВ ПРОГРАММИРОВАНИЯ PYTHON И МАТЛАВ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ЭЛЕКТРОДИНАМИКИ**

*Приведены результаты использования метода конечных разностей во временной области (FDTD), реализованного в MatLab и Python, при оценке направленных характеристик элементарного излучателя. Произведён анализ функционала языков программирования на предмет возможности использования FDTD при решении прикладных задач электродинамики. Были выявлены недостатки и достоинства обоих языков. Определён перечень прикладных задач электродинамики, решение которых может быть реализовано средствами Python.*

Ключевые слова: *направленные характеристики, метод конечных разностей, Python, MatLab.*

Python является одним из популярнейших языков программирования в мире. У него открытый исходный код, который может быть использован как для приложений, использующих скрипты, так и для автономных программ в самых разных областях. Этот язык является, с одной стороны, бесплатным, но и очень функциональным языком, который относительно прост в изучении и использовании. Сравнивая Python с компилируемыми или строго типизированными языками, такими как C, C++ и Java, можно прийти к выводу, что он намного повышает производительность выводимого продукта разработчика.

В свою очередь, MatLab – это язык программирования высокого уровня. Он предлагает лучшие математические и графические пакеты, а также различные встроенные инструменты для решения задач. Также есть возможность разработать графические иллюстрации с помощью MatLab. Он является одним из старейших языков программирования в мире, разработан в конце 1970-х годов Кливом Молером.

Актуальность работы определяется широким применением данных языков программирования для решения электродинамических задач. Они подходят для решения не только элек-

троединамических, но и, как можно понять, любых задач. В настоящее время Python и Matlab вызывает серьезную озабоченность. Мир становится все более ориентированным на науку и статистику. Вот почему за последнее десятилетие эти среды для научных вычислений становятся все более популярными. Они обеспечивают большую гибкость для ученых и инженеров. Более того, оба языка программирования входят в число 15 лучших языков программирования в мире. Мы видим, что тренд Matlab уменьшился. Но все же Matlab способен удерживать позицию среди 15 лучших языков программирования.

Целью работы является обзор функционала Python и MatLab на предмет решения научных электродинамических задач, сравнение двух языков и выводы по их использованию.

### Программная реализация в Python

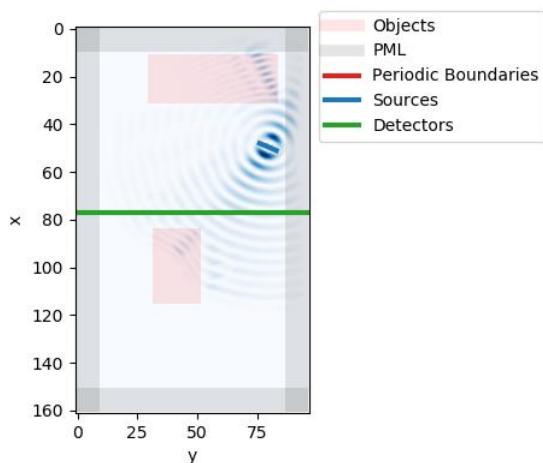
Разностные соотношения двухмерного случая имеют вид (волна TMz):

$$E_x^n(i, k) = \frac{2\varepsilon - \sigma \Delta t}{2\varepsilon + \sigma \Delta t} \cdot E_x^{n-1}(i, k) - \frac{2\Delta t}{(2\varepsilon + \sigma \Delta t)\Delta z} \left[ H_y^{n-\frac{1}{2}}(i, k) - H_y^{n-\frac{1}{2}}(i, k-1) \right];$$

$$E_z^n(i, k) = \frac{2\varepsilon - \sigma \Delta t}{2\varepsilon + \sigma \Delta t} \cdot E_z^{n-1}(i, k) + \frac{2\Delta t}{(2\varepsilon + \sigma \Delta t)\Delta x} \left[ H_y^{n-1/2}(i, k) - H_y^{n-1/2}(i-1, k) \right];$$

$$H_y^{n+\frac{1}{2}}(i, k) = H_y^{n-\frac{1}{2}}(i, k) + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta x} [E_z^n(i, k) - E_z^n(i-1, k)] - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z} [E_x^n(i, k) - E_x^n(i, k-1)];$$

где  $E$  и  $H$  – напряженности электрического и магнитного полей, ориентированные вдоль одной из трех осей координат:  $x$ ,  $y$  и  $z$ ;  $\varepsilon$  – абсолютная диэлектрическая проницаемость;  $\mu_0$  – магнитная постоянная;  $\Delta t$  – шаг по времени;  $\Delta x$  и  $\Delta z$  – пространственные шаги вдоль осей  $x$  и  $z$  соответственно;  $n$  – порядковый номер временной итерации;  $i, j$  – порядковые номера строки и столбца ячейки дискретизации пространства.



*Рис. 1. Визуализация метода FDTD с использованием языка Python*

### **Достоинства и недостатки Python**

Python имеет много преимуществ перед другими языками программирования, что и является причиной его популярности. Рассмотрим некоторые из преимуществ Python.

- Легко использовать и легко учиться.
- Высокая портативность. Он может работать на любой платформе – на высокопроизводительных серверах и рабочих станциях.
- Расширяемый язык с открытым исходным кодом.
- Большой выбор встроенных библиотек.
- Обеспечивает легкое взаимодействие с другими языками программирования.

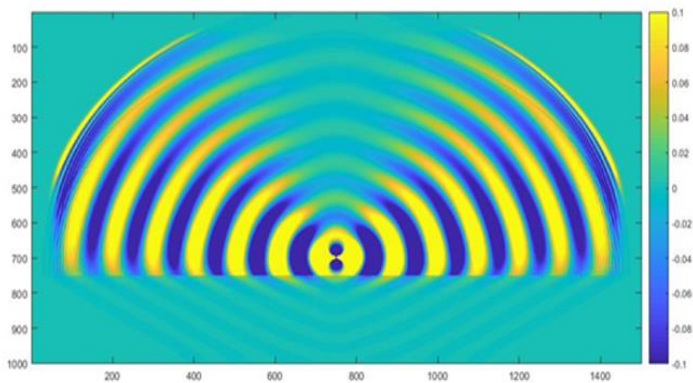
К недостаткам же данного языка можно отнести:

- Это интерпретируемый язык.
- Python не подходит для разработки мобильных приложений.
- Требует много памяти.
- Есть ограничение на доступ к базе данных.

- Он является языком с динамической типизацией, он показывает ошибку во время выполнения.
- Незрелые торговые пакеты.

### Программная реализация на MatLab

Задействуя те же разностные соотношения двумерного случая, при моделировании на MatLab мы получали:



*Рис. 2. Картина распределения напряженности электрического поля электромагнитной волны вблизи вертикального диполя в результате моделирования*

### Достоинства и недостатки MatLab

Рассмотрим некоторые из преимуществ данного языка программирования:

- MatLab состоит из множества полезных встроенных функций, пакетов и библиотек.
- Он является не просто языком, но ещё и интерфейсом программирования.
- Предоставляет полные функции для итеративного исследования и решения проблем.
- Предоставляет встроенную графику.
- MatLab это язык высокого уровня, он специально предназначен для инженерных и научных вычислений.

- Предоставляет интерфейс для работы с другими языками программирования, такими как C, C++, Java, .NET, Python, SQL, Hadoop и т. д.

- Обеспечивает большую производительность.

- MATLAB обеспечивает эффективную сборку ненужного мусора и многопоточную долговременную поддержку.

К недостаткам же можно отнести:

- Расширение функционала самолично является одной из основных проблем MatLab.

- Код, написанный в MatLab, может использоваться только тем, у кого есть лицензия.

- Индексация с использованием фигурных скобок, а не обычных, что затрудняет дифференциацию от вызова функции.

- В MatLab нет поддержки в реальном времени.

- Нет возможности создания автономных приложений.

- Интегрирование с другими языками представляет особую сложность.

Python является одним из популярнейших языков программирования в мире. У него открытый исходный код, который может быть использован как для приложений, использующих скрипты, так и для автономных программ в самых разных областях. Этот язык является с одной стороны бесплатным, но и очень функциональным языком, который относительно прост в изучении и в использовании. Сравнивая Python с компилируемыми или строго типизированными языками, такими как C, C++ и Java, можно прийти к выводу, что он намного повышает производительность выводимого продукта разработчика.

Были сделаны выводы исходя из разбора иностранной реализации программы на Python. Сейчас производится адаптивная реализация данного продукта, не используя код оригинальной сборки.

В работе представлены результаты использования метода конечных разностей во временной области (FDTD), реализованного в MatLab и на языке Python; произведен анализ функционала MatLab и Python; определен перечень прикладных задач электродинамики; достоинства и недостатки обеих реализаций.

Оба языка могут использоваться в инженерной и научной сфере. MatLab разработан для выполнения математических вычислений, Python же играет большую роль в области науки о данных.

Был сделан вывод о том, что Python для поставленных задач подходит больше, поскольку он является более гибким по сравнению с MatLab.

Результаты соответствуют необходимым требованиям, что говорит об успешной реализации программного модуля. Соответственно, данный программный модуль можно внедрить в состав технологического программного обеспечения, тем самым значительно сократить время выполнения работ, повысить точность, а также облегчить труд специалиста.

*Работа выполнена по государственному заданию Омского научно-го центра СО РАН (номер госрегистрации проекта 122011200349-3).*

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] *Гринёв А. Ю., Гиголо А. И.* Математические основы и методы решения задач электродинамики. М. : Радиотехника, 2015. 216 с.

[2] *Григорьев А. Д.* Методы вычислительной электродинамики. М. : Физмалит, 2012. 432 с.

[3] *Самарский А. А., Гулин А. В.* Численные методы. М. : Наука, Главная редакция физико-математической литературы, 1989. 430 с.

[4] *Бахвалов Н. С., Жидков Н. П., Кобельков Н. М.* Численные методы. БИНОМ : Лаборатория знаний, 2008. 646 с.

[5] *Калиткин Н. Н.* Численные методы / под ред. А. А. Самарского. М.: Наука, Главная редакция физико-математической литературы, 1978. 512 с.

[6] *Bérenger, J.-P.* A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves // Journal of Computational Physics. 1994. Vol. 114, pp. 185–200.

[7] *David Beazley, Guido Van Rossum.* Python: Essential Reference. New Riders Publishing, 1999.

[8] *Rashi Gupta.* Making use of Python. Wiley, 2002.

[9] *Mark Lutz.* Programming Python (2nd Edition). O'Reilly & Associates, 2001.

---

*Никитин Максим Олегович*, магистрант Омского государственного университета им. Ф. М. Достоевского, инженер Института радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН, [nikitinm1999@mail.ru](mailto:nikitinm1999@mail.ru).

**Д. В. Попугаев**

## **АНАЛИЗ ВРЕМЕННЫХ РЯДОВ ДАННЫХ NDVI ДЛЯ НЕКОТОРЫХ ВИДОВ СЕЛЬСКОХОЗЯЙСТВЕННЫХ УГОДИЙ**

*Исследована зависимость индекса NDVI от сезонных изменений в цикле произрастания основных типов растительности и культур, таких как травяные луга, леса, поля кукурузы, льна и рапса. Исходя из анализа полученных данных, были выделены основные этапы развития растений.*

Ключевые слова: *дистанционное зондирование Земли, спутниковая программа Sentinel, вегетационные индексы.*

Технологии дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) из космоса представляют собой незаменимый инструмент изучения и постоянного мониторинга нашей планеты, помогающий эффективно использовать и управлять ее ресурсами. Современное развитие технологий ДЗЗ расширяет сферу их применения, охватывая все стороны нашей жизни, работу, бизнес, дом и семью. Получение данных ДЗЗ диктует саму возможность существования, казалось бы, элементарных сервисов. Будь то спутниковое телевидение или достоверный прогноз погоды – это, равно как и многое другое, ставшее привычным, обеспечивается за счет использования данных дистанционного зондирования Земли.

Помимо этого, существует ряд задач как прикладного, так и научного характера, не имеющих возможности решения без использования космонавтики или авиации, в особенности космических технологий: наблюдение за уровнем мирового океана, отслеживание состояния полей, вырубki лесов, оценка масштабов природных бедствий. Полученные из космоса данные нужны для картирования городской застройки и планирования объектов инфраструктуры. Поэтому данные ДЗЗ – уникальный, порой единственно возможный, способ получения информации об актуальных процессах, протекающих на планете.

В связи с этим в современном мире возникает проблема своевременного и эффективного применения данных ДЗЗ, для чего с

каждым днем разрабатываются все новые методы получения результатов спутниковых наблюдений, ускорения передачи пакетов данных на Землю и упрощения обработки больших объемов снимков.

Целью данной работы является проверка эффективности спутниковых наблюдений на примере полей с разными культурными растениями с использованием данных дистанционного зондирования Земли, предоставляемых спутниками SENTINEL-2.

Индексы изображений – это изображения, вычисленные из многоканальных изображений. Изображения помогают выявить определенный существующий феномен, при этом смягчая другие факторы, которые ухудшают эти эффекты в изображении. Например, индекс растительности покажет здоровую растительность ярким цветом в индексном изображении, при этом большая растительность имеет значения ниже, и пустынные территории выглядят темными. Поскольку тени от форм рельефа местности (холмов и долин) влияют на интенсивность изображений, индексы создаются таким образом, чтобы сильнее выделялся цвет объекта, а не интенсивность или яркость объекта. Значение индекса растительности для здоровых сосновых деревьев, затененных в долине, будет почти совпадать с индексом для сосновых деревьев, находящихся на прямом солнечном свете. Эти индексы часто создаются путем комбинирования, добавления и удаления каналов, поэтому представляют собой различные пропорции каналов. Они привязаны к определенным каналам, которые находятся в определенных частях электромагнитного спектра. Как результат, они могут быть корректными для некоторых сенсоров или классов сенсоров, поэтому очень важно, чтобы в этих вычислениях использовались нужные каналы.

NDVI (англ. Normalized Difference Vegetation Index) - нормализованный относительный вегетационный индекс. Наиболее распространен в сельском хозяйстве, характеризует плотность растительности и позволяет аграриям оценить всхожесть, рост, наличие сорняков или болезней, а также спрогнозировать продуктивность полей. Показатели индекса формируются через спутниковые снимки зеленой массы, которая поглощает электромагнитные волны в видимом красном диапазоне и отражает их в ближнем инфракрасном.

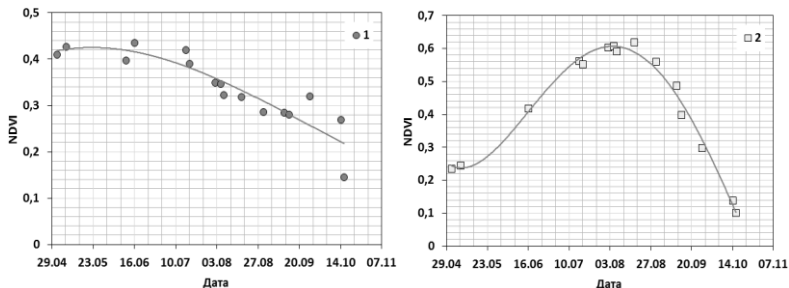


На красную зону спектра (0,62–0,75 мкм) приходится максимум поглощения солнечной радиации хлорофиллом, а на ближнюю инфракрасную зону (0,75–1,3 мкм) максимальное отражение энергии клеточной структурой листа. То есть высокая фотосинтетическая активность ведет к более низким значениям коэффициентов отражения в красной зоне спектра и большим значениям в ближней инфракрасной.

Отношение этих показателей друг к другу позволяет четко отделять растительность от прочих природных объектов. Индекс умеренно чувствителен к изменениям почвенного и атмосферного фона, кроме случаев с бедной растительностью, и может перенасыщаться в условиях густой растительности, когда уровень индекса листовой поверхности (LAI) становится высоким.

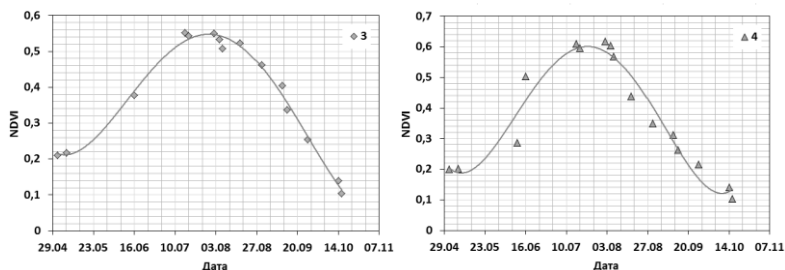
В данной работе проведено исследование зависимости индекса NDVI от сезонных изменений в цикле роста основных типов растительности и культур, таких как травяные луга, леса, поля кукурузы, льна и рапса. Была выбрана территория Омской области в районе озера Эбейты. В работе использовались снимки поверхности Земли, представленные на открытом портале Copernicus Open Access Hub, полученные с помощью спутников программы SENTINEL-2. Исследование проводилось с использованием данных дистанционного зондирования Земли за май-октябрь 2020 года. Обработка снимков производилась в программе Snap. Работа заключалась в получении численных значений индекса NDVI конкретных полей на выбранной территории в течение данного промежутка времени и построении графиков зависимости индексов NDVI от времени с последующим анализом полученных результатов.

С приходом первых теплых дней в апреле наблюдается стремительный рост травяного покрова, который не попал в выбранный период исследований, поэтому на графике (см. рис. 1, слева) не наблюдается выраженного пика зеленения травы. С мая по июнь индекс NDVI находится примерно в одной области около 0,4, и далее наблюдается его понижение, что можно связать постепенным увяданием и высыханием растительности, начиная с июля.



**Рис. 1.** График значений индекса NDVI для травяных лугов (слева) и полей кукурузы (справа)

По росту индекса NDVI в течение мая-июля можно сделать вывод о постепенном росте кукурузы, которое заканчивается максимумом зеленения в начале августа (см. рис. 1, справа). NDVI при этом достигает 0,6. После чего наблюдается понижение значения индекса, что связано с появлением урожая преимущественно желтого цвета и высыханием стеблей и листьев, дальнейшее снижение индекса сопровождается увяданием данной культуры.

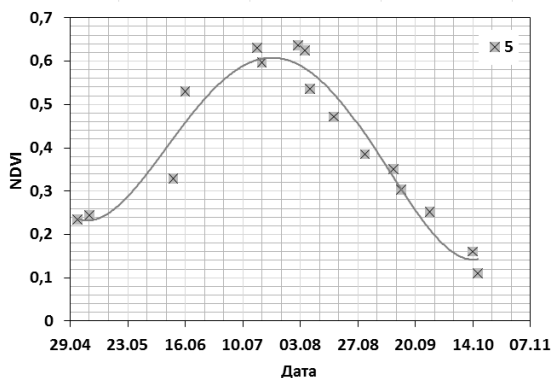


**Рис. 2.** График значений индекса NDVI для полей льна (слева) и полей рапса (справа)

Судя по графику (см. рис. 2, слева), стоит отметить рост посевов льна в течение мая-середины июля с последующим пиком зеленения в начале августа. Индекс NDVI при этом около 0,55. Последующее снижение индекса связано с цветением культуры, которое сопровождается появлением ярко голубых цветов, а также впоследствии увяданием растительности.

На следующем графике (см. рис. 2, справа) отображен индекс NDVI для посевов рапса. Рост данной культуры происходит в период мая-июня. В июле следует максимум зеленения, которому соответствует значение NDVI 0,6. После чего происходит цветение культуры с появлением ярко желтых цветков с последующим увяданием посевов. Этим и объясняется падение индекса NDVI.

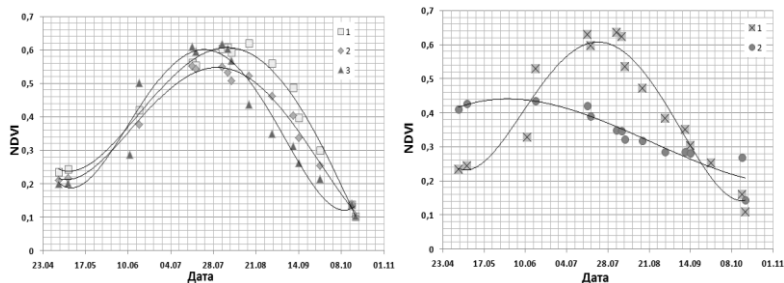
На последнем графике (см. Рис. 3) отображен индекс NDVI для лесных массивов. Судя по росту NDVI можно сделать вывод о развитии лесной растительности и обогащении листьями крон деревьев. Максимум зеленения наступает в начале июля, о чем говорит значение индекса NDVI 0,6. Дальнейшее снижение индекса в середине августа говорит о постепенном увядании и отмирании лесной растительности.



**Рис. 3.** График значений индекса NDVI для лесных массивов

Судя по сравнительным графикам для таких культур, как кукуруза, лен и рапс, индекса NDVI недостаточно для идентификации типа поверхности, необходимо использование других вспомогательных индексов (см. рис. 4, слева). Тогда как лесную и луговую растительность хорошо можно отделить друг от друга только по абсолютным значениям NDVI в период вегетации (см. рис. 4, справа).

Таким образом, опираясь на спутниковые наблюдения можно осуществлять мониторинг сельскохозяйственных культур для своевременного вмешательства в их стабильный рост и обеспечения высокой урожайности.



**Рис. 4.** Сравнительный график значений индекса NDVI для 1-кукурузы, 2- льна, 3-рапса (слева) и 1-лесной, 2-луговой растительности (справа)

Как результат, можно сделать вывод, что индекс NDVI является универсальным индексом для оценки качества растительности, с помощью которого можно отслеживать рост культур и при необходимости своевременно вмешиваться в него для получения максимального результата в сельскохозяйственной деятельности. Однако, данные абсолютных значений NDVI не позволяют надежно идентифицировать тип поверхности, значит индекс невозможно использовать для тематического картирования поверхности. Для более точного его определения необходимо использовать вспомогательные индексы.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Сутырина Е. Н.* Дистанционное зондирование земли. Иркутск : ИГУ, 2013. 165 с.
- [2] *Шовенгердт Р. А.* Дистанционное зондирование. Модели и методы обработки изображений. М. : Техносфера, 2010. 556 с.
- [3] *Рис У. Г.* Основы дистанционного зондирования. М., 2006. 336 с.
- [4] *Чандра А. М., Гош С. К.* Дистанционное зондирование и географические информационные системы. М. : Техносфера, 2008. 307 с.
- [5] Sentinel-2. URL: <https://sentinels.copernicus.eu/web/sentinel/missions/sentinel-2> (дата обращения: 06.06.2021).
- [6] Спутники ДЗЗ. URL: <https://innoter.com/sputniki/> (дата обращения: 07.06.2021).
- [7] Дистанционное зондирование Земли. URL: <http://russianspacesystems.ru/bussines/dzz/> (дата обращения: 08.06.2021).

Попугаев Дмитрий Вячеславович, магистрант ОмГУ им. Ф. М. Достоевского, ahtumojib@gmail.com.

**В. С. Синкевич**

## **РАСЧЕТ ПОГРЕШНОСТИ ПРИВЯЗКИ ШКАЛ ВРЕМЕНИ, ОБУСЛОВЛЕННЫХ ОСОБЕННОСТЯМИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН КВ, ДВ И СДВ ДИАПАЗОНОВ**

*Рассмотрены свойства распространения волн в КВ, ДВ и СДВ диапазонах. Разработан алгоритм расчета погрешности привязки шкал времени. Представлены результаты расчета разработанной программы на языке Си, реализующей алгоритм.*

Ключевые слова: *погрешность, распространение радиоволн, задержка радиосигнала, шкала времени.*

### **Введение**

Радиотехнические средства всегда являлись частью военно-морского флота. Радиосвязь в море необходима как для безопасности, так и для решений различных вопросов эксплуатации корабля. Тем важнее хорошо знать и уметь грамотно использовать различные виды оборудования радиосвязи.

В настоящее время развитие инфокоммуникационных систем происходит в направлении существенного повышения скорости передачи данных, происходит интенсивное развитие эффективных методов кодирования и итеративных методов обработки сигналов, однако при этом сам канал связи является пространственно неоднородным, отчего возникают различные погрешности. Целью данной работы является разработка алгоритма и расчет погрешности привязки шкал времени, обусловленной особенностями распространения радиоволн КВ, ДВ и СДВ диапазонов.

### **ДВ и СДВ диапазон**

Километровые (или длинные) волны (ДВ) распространяются в диапазоне от 30 до 300 кГц (длина от 10 до 1 км). Этот тип волн распространяется на расстояния до 1–2 тысяч км за счет дифракции на сферической поверхности Земли. Затем их распространение происходит за счет направляющего действия сферического волновода, не отражаясь.

Мириаметровыми (или сверхдлинными) волнами (СДВ) называются электромагнитные волны (ЭМВ) очень низкой частоты (3–30 кГц), длины которых в вакууме лежат в интервале 100–10 км. Мощным естественным источником радиоволн этого диапазона являются молниевые разряды.

Для СДВ длина волны сравнима с расстоянием от поверхности Земли до ионосферы, поэтому они могут распространяться по сферическому волноводу Земля – ионосфера на очень большие расстояния с незначительным ослаблением (атмосферный волновод). Характерной особенностью СДВ при их распространении вокруг Земли является слабое затухание поля с удалением от излучателя и высокая его фазовая и амплитудная стабильность (по сравнению с радиоволнами более высоких частот) при регулярных и случайных вариациях свойств трассы распространения (суточные и сезонные изменения атмосферы, сезонные изменения свойств земной поверхности, ионосферные возмущения и т.д.). Это и обуславливает применение СДВ в глобальных радиосистемах высокой точности и надежности, несмотря на необходимость использования излучающих антенных систем больших размеров и более низкую скорость передачи информации. Кроме того, радиоволны этого диапазона обладают большой глубиной проникновения в проводящие среды, что делает возможным их применение для связи с погруженными в морскую воду и в толщу земли объектами.

### **Особенности распространения СДВ**

В диапазонах радиоволн с частотой менее 30 кГц для всех видов земной поверхности токи проводимости существенно преобладают над токами смещения, благодаря чему при распространении поверхностной волны происходит лишь незначительное поглощение энергии. Длинные волны хорошо дифрагируют вокруг сферической поверхности Земли. Оба эти фактора обуславливают возможность распространения СДВ на расстояние порядка 3000 км. На расстоянии свыше 2000–3000 км земная и ионосферная волны не проявляются по отдельности. Распространение происходит подобно распространению в волноводе, стенками которого служат поверхность Земли и нижняя граница ионосферы.

Основное преимущество СДВ – большая устойчивость напряженности электрического поля: сила сигнала на линии связи мало меняется в течение суток и в течение года и не подвержена случайным изменениям.

Недостатком СДВ является невозможность передачи широкой полосы частот, необходимой для трансляции разговорной речи или музыки. В настоящее время СДВ применяется главным образом для телеграфной связи на дальние расстояния, а также для навигации [1].

### **КВ-диапазон**

Короткие волны (КВ) – радиоволны длиной от 100 до 10 м (частоты 3–30 МГц). Преимуществом КВ является обеспечение связи на большие расстояния (от нескольких десятков километров до нескольких тысяч километров). Это свойство достигается за счет многократных отражений от ионосферы, поверхности земли, которые называют скачковыми.

Существует ряд неблагоприятных особенностей распространения, снижающий качество КВ радиосвязи. К ним относятся: замирание сигналов, многолучевое распространение, существование зон молчания.

Радиоволны КВ диапазона, излучаемые передающей антенной, могут достигать точек приема различными путями: распространяясь вдоль земной поверхности (земные или поверхностные), и волны, достигающие отдельных слоев ионосферы и отражающиеся от них (ионосферные или пространственные) [2]. Для осуществления связи в КВ диапазоне необходимо выполнение двух условий: первое – отражение волн от ионосферы, второе – напряженность электромагнитного поля (ЭМП) должна быть достаточной для приема, т.е. поглощение волны в слоях ионосферы не должно быть слишком большим.

Замиранием сигнала называют изменение во времени уровня принимаемого сигнала, носящего случайный характер. Различают быстрые и медленные замирания сигнала. Основная причина быстрых замираний сигнала – многолучевое распространение – возникает это из-за прихода в точку приема двух лучей, распространявшихся путем одного-двух отражений от ионосферы. Ос-

новная причина медленных замираний – изменение поглощения радиоволн в ионосфере. Наблюдаются с периодом в 40–60 минут в низкочастотной части КВ диапазона. Устранить это явление невозможно [3]. Несмотря на сильную зависимость качества связи от состояния ионосферы КВ радиосвязь является наиболее устойчивой к преднамеренным мешающим воздействиям.

Преимущество КВ заключается в оперативности установления прямой связи на большие расстояния, возможность обеспечения связи через большие труднодоступные пространства (зоны повышенного заражения, труднопроходимые водные и горные районы, лесные завалы). Особое значение приобретает КВ радиосвязь в условиях ЧС – при организации и проведении аварийно-спасательных работ, координации действий.

К недостаткам КВ-радиосвязи следует отнести резкое затухание сигнала на трассе радиосвязи, различный характер замирания сигнала. Качество связи существенно зависит также от времени суток, года и состояния ионосферы.

### **Расчёт погрешности привязки шкал времени, обусловленных особенностями распространения радиоволн КВ, ДВ и СДВ диапазонов**

Конечная скорость распространения радиоволн обуславливает задержку сигналов, которую необходимо учитывать при синхронизации часов. Флуктуации скорости и изменения траектории распространения сигналов приводят к погрешности передачи размеров единиц времени и частоты.

Методы определения задержки сигналов в тракте распространения радиоволн и оценка погрешности сличения частот определяются особенностями распространения радиоволн в различных диапазонах.

1. Радиоволны КВ диапазона (3–30 МГц) распространяются в основном при помощи отражения от ионизированных слоев F1 и F2, которые расположены на высотах 1690–400 км. Сезонные, суточные и случайные изменения концентрации электронов приводят к значительным флуктуациям высоты отражения радиосигналов. Такой механизм распространения радиоволн ограничи-



вает точность синхронизации мер времени погрешностью до 0,3–2 мс и сравнения частот погрешностью  $(1 - 10) \cdot 10^8$ .

Задержка радиосигналов КВ диапазона может быть определена (в мс) с помощью эмпирической формулы:

$$t_p = 0,9 + 3,25 L/1000,$$

где  $L$  – расстояние между передатчиком и приемником, вычисленное по дуге большого круга Земли (км);

$L = Z \cdot 1,852$ , здесь  $Z$  – центральный угол в угловых минутах, соответствующий дуге большого круга между пунктами:

$$\cos Z = \sin \varphi_1 \sin \varphi_2 + \cos \varphi_1 \cos \varphi_2 \cos \Delta\lambda;$$

где  $\varphi_1, \varphi_2$  – широты пунктов передачи и приема (с точностью до угловой минуты);  $\Delta\lambda$  – разность долгот (с точностью до угловой минуты).

Для расстояний 500–5000 км погрешность определения не превышает 1–2 мс. При использовании месячных прогнозов распространения эта погрешность может быть уменьшена до 0,3–0,5 мс [4].

2. Радиоволны ДВ диапазона (30–300 кГц) могут распространяться как вдоль поверхности Земли (земная волна), так и отражаясь от слоев D и E ионосферы (пространственная волна). Нижние слои ионосферы D и E (70–100 км) характеризуются большой стабильностью, что определяет постоянство времени распространения волны и высокую точность сличения мер времени (с погрешностью до единиц микросекунд) и сравнения частот (с погрешностью до  $5 \cdot 10^{-12}$  за сутки).

Задержка радиосигналов при распространении поверхностной волной может быть определена из соотношения:

$$\tau_p = L'/v,$$

где  $v = 299\,693$  км/с – скорость распространения сигналов с учетом атмосферной рефракции;  $L$  – расстояние между передающим и приемным пунктами.

Погрешность определения времени распространения  $\tau_p$  в этом случае не превышает единиц микросекунд. При определении  $L$  по дуге большого круга погрешность увеличивается на 4–

5 мкс. Задержка радиосигналов при распространении пространственной волной может быть определена методами геометрической оптики при выборе высота отражения 70 км днем и 90 км ночью. Скорость распространения принимают равной скорости света в свободном пространстве  $c = 299792,5$  км/с. Погрешность определения  $\tau_p$  в этом случае составляет 10–30 мкс.

3. Радиоволны СДВ диапазона (3–30 кГц) распространяются в волноводе, образованном поверхностью Земли и нижней границей ионосферы. Они характеризуются высокой стабильностью скорости распространения, особенно в период равноосвещённости трассы и могут быть использованы для сравнения частоты с погрешностью  $(2-3) \cdot 10^{-11}$  за сутки.

Сигналы времени в СДВ диапазоне имеют большую длительность фронта, что ограничивает точность привязки шкал времени с погрешностью 100–200 мкс. При использовании метода разнесенных частот возможно осуществлять последовательный переход от импульсных сигналов к фазе несущих колебаний без потери однозначности. При этом погрешность привязки шкал времени уменьшается до нескольких микросекунд [5].

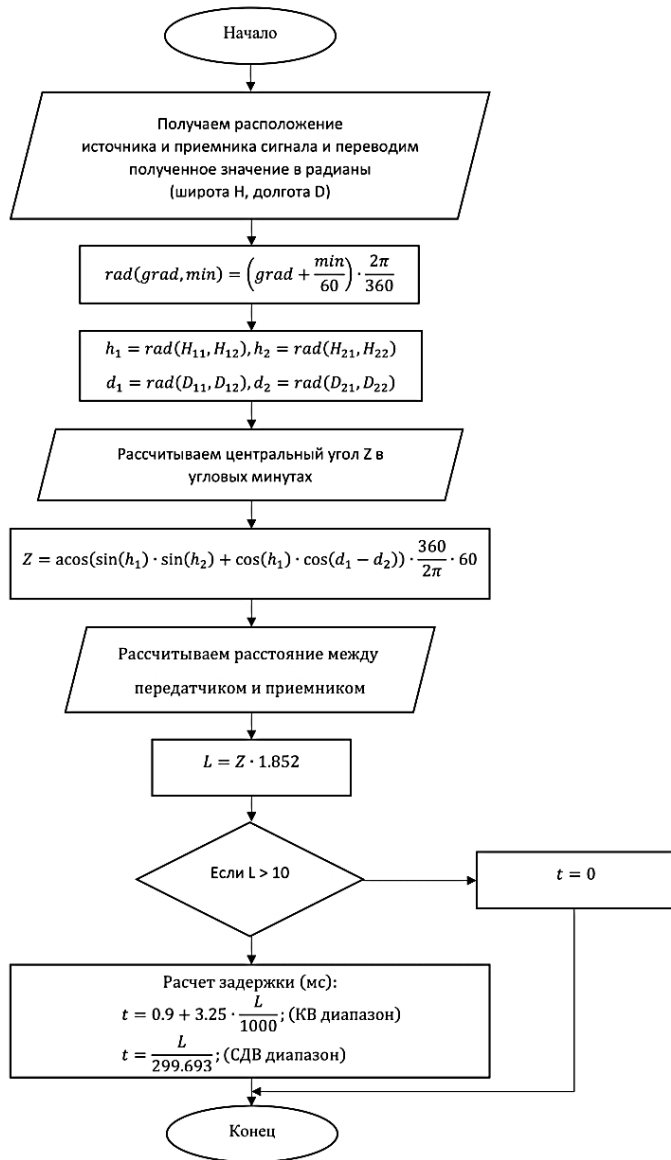
На рисунке представлен алгоритм расчета погрешности привязки шкал времени.

Разработаны функции конвертации для выполнения расчета задержки радиосигнала в КВ и СДВ диапазонах:

1. Функция целочисленного формата преобразования географических координат из строкового формата в формат типа с плавающей точкой.

Название функции GeoToMath, функции передается на вход указатель на структуру данных «Geo\_t». Преобразованные данные также сохраняются в структуре.

Пример входных данных функции: «54.97N, 73.38W», «54.97N 73.38W», «54,97N 73,38W». В качестве разделителя между символами широты и долготы может быть пробел или несколько пробелов, запятая. В качестве признака стороны света может использоваться как заглавная буква, так и строчная. Разделитель целой и дробной части может быть, как запятой, так и точкой. При вводе значения вне диапазона, значение притягивается к границе диапазона.



Алгоритм расчета погрешности привязки шкал времени

2. Функция целочисленного формата преобразования географических координат из формата с плавающей точкой в строковый.

Название функции – «MathToGeo», функции передается на вход указатель на структуру данных «Geo\_t», преобразованные данные также сохраняются в структуре.

3. Функция целочисленного формата вычисления задержки распространения радиосигнала между двумя географическими координатами в зависимости от используемого диапазона «band». Название функции – «DelayCalc». Результат задержки выражается в мс и сохраняется в структуре «Delay\_t» в переменную «delay».

Функции имеют коды ошибок. В случае удачного выполнения функций возвращают код 0. Если данные пришли в неверном формате – код ошибки 1. Если на вход не поступили данные – возвращает 2, что означает отсутствие данных.

Структуры имеют следующий вид.

Структура данных геокоординат «Geo\_t»:

```
typedef struct{
    char * GeoPosStr; // координаты
    float latitudeFloat; // широта
    float longitudeFloat; // долгота
} Geo_t;
```

Структура данных геокоординат и задержки:

```
typedef struct{
    float latitudeFloatA; // широта точки А
    float longitudeFloatA; // долгота точки А
    float latitudeFloatB; // широта точки В
    float longitudeFloatB; // долгота точки В
    int band; // 0 – КВ диапазон, 1 – СДВ диапазон
    float delay; // задержка в мс
} Delay_t;
```

Координаты северной широты и восточной долготы вводятся положительными. Координаты южной широты и западной долготы вводятся отрицательными

В результате расчета при введенных значениях мы получаем задержку 8,093 мс в КВ диапазоне и 7,385 мс в СДВ диапазоне.

## Заключение

В работе рассмотрены свойства распространения радиоволн в КВ, ДВ и СДВ диапазонах. Представлен алгоритм расчета погрешности привязки шкал времени в данных диапазонах и представлены результаты расчета разработанной программы на языке программирования Си.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Грудинская Г. П.* Распространение радиоволн. Изд. 2-е, перераб. и доп. М. : Высшая школа, 1975. 280 с.
- [2] Подготовка специалиста радиосвязи. Специальная техническая и тактико-специальная подготовка : учеб. пособие выпускнику РВВКУС / Н. В. Тютвин, А. И. Гутенко, В. П. Ковляшкин, А. В. Корнеев, С.А. Мостовщиков, В. Г. Некрытых, Ю. Ю. Юров; под ред. Н. В. Тютвина. Рязань : Рязанское высшее командное училище связи, 2007. 546 с.
- [3] *Белоцерковский Г. Б.* Основы радиотехники и антенны. М. : Советское радио, 1969. Ч. I. 432 с.
- [4] *Каган С. Н., Пестерев С. В.* Эталонные сигналы частоты и времени. Бюллетень В 16 / 2018. М.: ВНИИФТРИ, 2018. 32 с.

---

*Синкевич Владислав Сергеевич*, магистрант ОмГУ им. Ф. М. Достоевского, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, [sinkevichvs@vk.com](mailto:sinkevichvs@vk.com).

**К. С. Фадеев, В. В. Зайцев, Н. С. Ламкова**

## **ТРЕБОВАНИЯ К ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЕ ПРИ РЕАЛИЗАЦИИ КЛЮЧЕВОГО РЕЖИМА УСИЛЕНИЯ МОЩНОСТИ**

*Ключевые режимы усилителей мощности высокой частоты (КУМ ВЧ) нашли применения в радиосистемах средней и большой мощности в связи с их повышенной энергетической эффективностью. Известны примеры реализации эффективных КУМ ВЧ на отдельных частотах или в узких полосах диапазона ДКМВ. Попытки использовать ключевые режимы на традиционной элементной базе в полном диапазоне ДКМВ требуют применения целого каскада переключаемых полосовых фильтров. В работе определены ключевые параметры выходных транзисторов, влияющие на верхнюю границу диапазона и подобрана элементная база, обеспечивающая минимальное количество переключений поддиапазонов.*

Ключевые слова: *ключевой режим, усилитель мощности, высокочастотный диапазон, класс DE, элементная база, транзисторы.*

### **Введение**

В работе мы рассматриваем необходимые условия для реализации ключевого усилителя мощности в диапазоне от 3 до 30 МГц (с коэффициентом перекрытия по частоте  $K_f = 10$ ) при минимальном количестве переключений поддиапазонов. Затем определяем влияние этих параметров на энергетическую эффективность устройства.

Целью работы является определение существенных условий и параметров, влияющих на предельно возможную энергетическую эффективность (электронный КПД и КПД по первой гармонике) выходного каскада усилителя мощности радиочастоты.

Актуальность работы обусловлена увеличением количества систем радиодоступа с требуемой энерговооруженностью мобильного терминала 100 Вт и более. При этом мобильный терминал работает от собственного автономного источника электропитания, запас энергии которого прямо влияет на время непрерывной работы терминала.

Проведённые исследования показали, что важнейшими условиями предельной эффективности являются режим работы выходного каскада усилителя мощности передатчика и некоторые параметры элементной базы этого каскада. По нашему мнению, наиболее эффективным режимом при сравнительно простой схемотехнической реализации является режим класса DE.

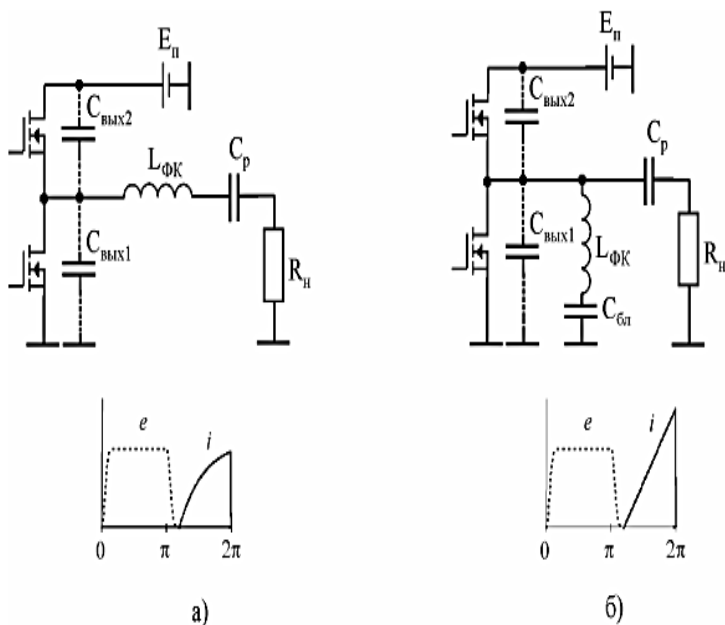
### **Класс DE**

Класс DE совмещает свойства двух классов D и E. В режиме D форма тока выходных транзисторов принимает вид прямоугольных импульсов, поскольку транзистор либо заперт, либо полностью открыт. Одним из главных преимуществ усилителей класса D достаточно высокий КПД 90–95 % при этом он мало зависит от выходной мощности. Но есть и один недостаток – это снижение КПД из-за влияния выходной емкости транзистора и паразитных емкостей печатной платы. В классе E как раз устраняется данное явление.

Схема и режим выходной цепи УМ класса E выбираются так, чтобы в момент включения транзистора напряжение на выходной емкости и производная напряжения (или, что то же самое, ток емкости) были равны нулю. Первое условие означает, что равняется нулю энергия в выходной емкости, и КП отсутствуют. Переключение при нулевом напряжении способствует также снижению потерь из-за работы транзистора в активной области.

Усилители ПНФ класса DE представляют собой реализацию режима ПННТ в УМ ПНФ класса D. Предлагается реализовать режим ПННТ также и в усилителях ПН класса D, то есть с резистивной нагрузкой. Для этого, как и при фильтровой нагрузке, транзисторы работают с недокрытиями, а в выходную цепь добавляется дополнительная индуктивность, последовательно (рис. 1,а) или параллельно (рис. 1,б) нагрузке. В режиме УМ класса E на рабочей частоте, стремящейся к нулю (при равенстве выходных емкостей транзисторов), при  $\tau_{отк} = \pi$  и отсутствии индуктивности ФК они эквивалентны усилителям ПН класса D, и их КПД по первой гармонике равен 81 %. По мере увеличения рабочей частоты для исключения КП вводятся недокрытия и ин-

дуктивность ФК. При этом режим работы выходной цепи оказывается таким, что относительная мощность высших гармоник в нагрузке падает, а  $\eta_1$  – растет. Правоммерно предположить, что при практических величинах недокрытия уровень высших гармоник в нагрузке УМ класса DE окажется существенно ниже, чем в аналогичных УМ класса D и, таким образом, основной недостаток ключевых усилителей с резистивной нагрузкой окажется в значительной степени устраненным. Благодаря исключению КП электронный КПД усилителей также будет высок. При этом можно ожидать сохранения преимуществ над УМ ПНФ класса D и над УМ класса. E, а именно более высокого использования транзисторов по мощности и лучших характеристик работы при рассогласовании нагрузки.



**Рис. 1.** Схемы УМ класса DE с резистивной нагрузкой: с Г-образным (а) и с параллельным (б) ФК. Эпюры тока ключа и напряжения на ключе [1]



## Оценочный расчет

Для оценочных расчётов выбрана двухтактная схема с последовательным питанием, резистивной нагрузкой и Г-образным ФК, представленная на рис. 2.

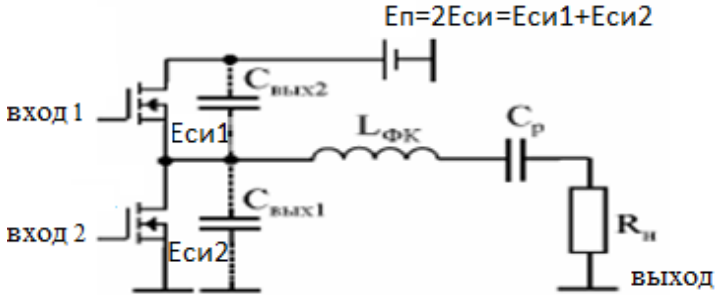


Рис. 2. Схемы УМ класса DE с резистивной нагрузкой: с Г-образным ФК

При проектировании ключевого усилителя мощности ВЧ возникает ряд проблем, таких как:

- практически невозможно найти транзисторы, подходящие для реализации ключевого режима в частотном диапазоне от 3 до 30 МГц;
- ключевой режим получилось осуществить только за одно переключение поддиапазонов.

Исходными данными для расчёта являются следующие параметры транзисторов:

- выходная мощность;
- максимально допустимое постоянное напряжение сток-исток;
- напряжение затвор-исток;
- максимально допустимый постоянный ток стока;
- выходная емкость;
- собственное сопротивление открытого транзистора в ключевом режиме;
- длительность фронтов переключения относительно периода колебания, которые зависят от внутреннего сопротивления источника и сопротивления нагрузки.

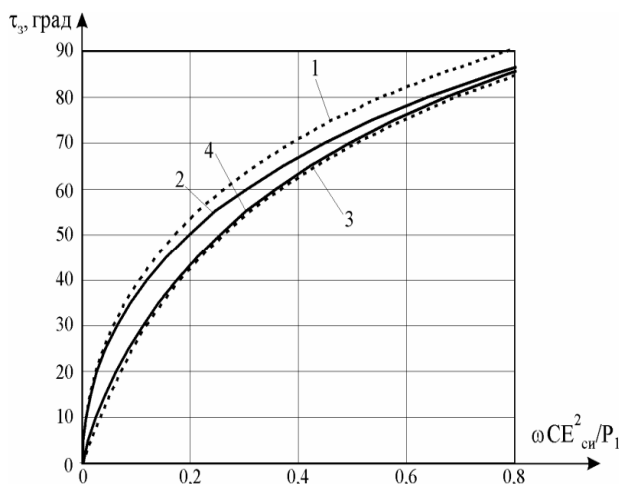
Критическое влияние на частотные характеристики каскада имеют входная и выходная емкости транзистора, определяющие крутизну фронтов входного и выходного сигналов.

Для расчёта принимаем значение:

$$C = C_{\text{вых эфф}} + \frac{C_M}{2}, \quad (1)$$

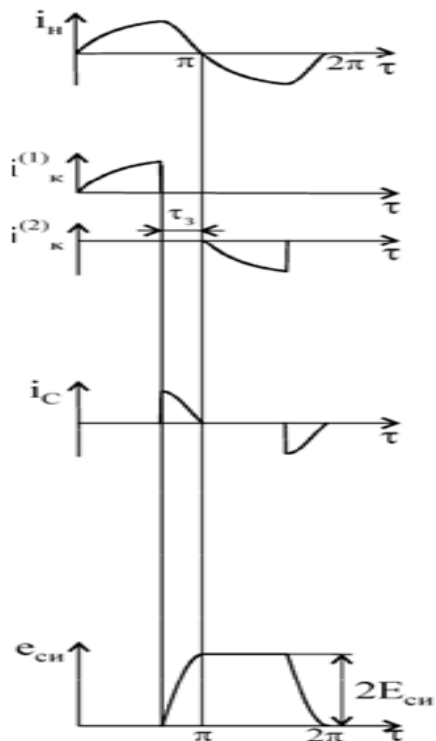
где  $C_{\text{вых эфф}}$  – выходная емкость транзистора,  $C_M$  – монтажная емкость.

Исходя из общей емкости транзистора по рис. 2, на котором представлена зависимость  $\tau_3$  от  $\omega C E^2 \text{си} / P_1$  и класса усиления мощности, выбираем интервал недокрытия.



**Рис. 3.** Зависимости  $\tau_3$  от  $\omega C E^2 \text{си} / P_1$  в УМ класса FE с Г-образным (1) и параллельным (2) ФК, класса DE с Г-образным (3) и параллельным (4) ФК

Теперь подробнее поясним термин интервал недокрытия, который мы использовали ранее. На рис. 4 представлены эюры токов транзисторов. Параметр  $\tau_3$  (интервал недокрытия) определяют промежуток времени на периоде, когда оба транзистора закрыты. Наличие интервала исключает большие коммутативные потери, характерные для режима класса D.



**Рис. 4.** Временная зависимость токов и напряжений УМ класса DE с Г-образным ФК

Дальше для расчета коэффициента полезного действия по первой гармонике  $\eta_1$  нам нужно взять параметры из таблицы 1, которые зависят от выбранного по рисунку 2 интервала недокрытия. Ниже представлены формулы 2-7, которые были использованы в математической модели ключевого усилителя мощности режима DE с Г-образным ФК.

Индуктивность катушки ФК:

$$L_{\text{ФК}} = \frac{lc}{(2\omega^2 c_{\text{выхэфф}})}, \quad (2)$$

где  $l = \frac{\omega L_{\text{ФК}}}{R_{\text{H}}}$  – нормирующая индуктивность ФК,  $c = \omega C_{\Sigma} R_{\text{H}}$  – нормирующая ёмкость ФК.

Сопротивление ФК:

$$r_L = \frac{\omega L_{\text{фк}}}{Q_L}, \quad (3)$$

где  $Q_L$  – добротность катушки ФК,  $L_{\text{фк}}$  – индуктивность катушки ФК,  $\omega = 2\pi f$  – угловая частота,  $f$  – рабочая частота.

Коэффициент Берга:

$$\alpha_0 = \frac{1}{2\pi} \left( \frac{\pi - \tau_3}{1 - e^{-\frac{\tau_3 - \pi}{l}}} - l \right), \quad (4)$$

где  $\tau_3$  – длительность интервала недокрытия,  $l = \frac{\omega L_{\text{фк}}}{R_{\text{н}}}$  – нормирующая индуктивность ФК,  $L_{\text{фк}}$  – индуктивность катушки ФК.

Коэффициент первой гармоники:

$$k_1 = \frac{\alpha_{1\text{сф}} \cdot v_1}{\alpha_0}, \quad (5)$$

где  $\alpha_{1\text{сф}}$  – коэффициент тока стока первой гармоники синфазной,  $v_1$  – коэффициент пропорциональности между максимальным и средним значением напряжения сток-исток,  $\alpha_0$  – коэффициент Берга.

Электронный КПД выходной цепи:

$$\eta_{\text{э}} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{1 - \frac{P_1}{k_1 \cdot \alpha_0^2 \cdot E_{\text{си}}^2} [\sigma_{\text{отк}} \cdot r_{\text{отк}} + \sigma_{\text{зак}} \cdot r_{\text{зак}} + \sigma_L \cdot r_L]}, \quad (6)$$

где  $r_{\text{отк}}$ ,  $r_{\text{зак}}$  – сопротивление транзистора в открытом и закрытом состоянии,  $E_{\text{си}}$  – среднее значение напряжение сток-исток,  $\sigma_{\text{отк}}$ ,  $\sigma_{\text{зак}}$  – коэффициент пропорциональности в зависимости от длины фронта транзистора в открытом и закрытом состоянии,  $k_1$  – коэффициент первой гармоники,  $\alpha_0$  – коэффициент Берга,  $P_1$  – мощность первой гармоники,  $\sigma_L$  – коэффициент пропорциональности в зависимости от длины фронта ФК.

КПД по первой гармонике:

$$\eta_1 = \eta_{\text{э}} \cdot k_1, \quad (7)$$

где  $k_1$  – коэффициент первой гармоники,  $\eta_{\text{э}}$  – электронный КПД выходной цепи.

Таблица 1

**Параметры режима работы УМ класса DE с Г-образным ФК**

$\tau_3, \text{град}$	0	5	15	30	45	60	75	90
$c(\tau_3)$	0	0,0258	0,0772	0,154	0,226	0,280	0,310	0,310
$l(\tau_3)$	0	0,0784	0,235	0,471	0,717	0,997	1,34	1,811
$\nu_l(\tau_3)$	$2/\pi$	0,637	0,635	0,632	0,626	0,618	0,607	0,594
$\alpha_0(\tau_3)$	1/2	0,474	0,421	0,343	0,275	0,221	0,178	0,143
$\alpha_{\text{сф}}(\tau_3)$	$2/\pi$	0,633	0,602	0,519	0,429	0,353	0,291	0,239
$k_l(\tau_3)$	$8/\pi^2$	0,850	0,909	0,956	0,976	0,986	0,992	0,995
$\sigma_{\text{омк}}(\tau_3)$	1	0,935	0,804	0,614	0,458	0,345	0,265	0,204
$\sigma_{\text{зак}}(\tau_3)$	0	0,00623	0,0187	0,0375	0,0571	0,0793	0,107	0,144
$\sigma_L(\tau_3)$	1	0,947	0,842	0,689	0,572	0,504	0,478	0,493

**Подробное описание выявленных проблем**

Теперь обосновав, почему все-таки нужно больше внимания уделять параметрам транзистора, перейдем к описанию данных проблем.

В качестве активных элементов рассматривались транзисторы с соответствующими электрическими параметрами и минимальными входной и выходной ёмкостями. Для расчёта выbran нитрид галлиевый транзистор EPC8003 с параметрами:

- максимально допустимое постоянное напряжение сток-исток  $U_{\text{си макс}} = 100 \text{ В}$ ,
- максимально допустимый постоянный ток стока  $I_{\text{с макс}} = 5 \text{ А}$ ,
- напряжение затвор-исток  $U_{\text{зи}} = \text{от } -5 \text{ до } +6 \text{ В}$ ,
- входная ёмкость  $C_{11} = 38 \text{ пФ}$  при  $U_{\text{си}} = 50 \text{ В}$ ,
- выходная ёмкость  $C_{22} = 18 \text{ пФ}$  при  $U_{\text{си}} = 50 \text{ В}$ .

В табл. 2 приведены результаты расчета режима для одного переключения ФК с частоты 7 МГц на частоту 17 МГц. При этом КПД первой гармоники находится в пределах 89,9–96,4%

Только на транзисторе с предельными параметрами удалось сохранить для всего рабочего диапазона эффективный ключевой режим с одним переключением поддиапазонов.

Таблица 2

**Изменение КПД по первой гармонике КУМ ВЧ класса DE  
с Г-образным ФК при добротности 5 и 50  
и фиксированной Lфк для центральных частот 7 и 17 МГц**

F, МГц	$\eta_1, \%$			
	3	7	17	30
DE с Г-образным ФК при добротности $Q\dot{\epsilon}=5$ и фиксированной Lфк для центральной частоты 7 МГц	88,11	89,01	83,39	
DE с Г-образным ФК при добротности $Q\dot{\epsilon}=5$ и фиксированной Lфк для центральной частоты 17 МГц		90,55	88,12	75,66
DE с Г-образным ФК при добротности $Q\dot{\epsilon}=50$ и фиксированной Lфк для центральной частоты 7 МГц	89,96	93,42	96,09	
DE с Г-образным ФК при добротности $Q\dot{\epsilon}=50$ и фиксированной Lфк для центральной частоты 17 МГц		93,56	96,45	95,9

Оптимальные значения Lфк на краях диапазона ДКМВ меняются кратно. Единственное непереключаемое значение на любой частоте не обеспечивает энергетическую эффективность во всём диапазоне. Необходимое количество переключений Lфк зависит от схемы, режима и параметров транзисторов. Необходимое подавление высших гармоник может быть выполнено дополнительным фильтром, интегрированным с ФК.

### **Выводы**

Основными условиями, обеспечивающими высокую энергетическую эффективность каскада ( $KПД \geq 80\%$ ) являются режим работы и физические параметры транзистора:

- входная и выходная ёмкости;
- собственное сопротивление открытого транзистора в ключевом режиме;

- длительность фронтов переключения относительно периода колебания, которые зависят от внутреннего сопротивления источника и сопротивления нагрузки.

Номенклатура транзисторов, отвечающих необходимым условиям, крайне ограничена. При увеличении физических размеров транзисторов в соответствии с ростом требуемой единичной мощности при неизменной технологии будут увеличиваться соответствующие входная и выходная ёмкости. При этом схемотехника, обеспечивающая необходимую эффективность будет усложняться.

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] *Алипов А. С.* Исследование работы ключевых генераторов класса DE // Труды МТУСИ : сб. статей. М. : МТУСИ, 2005. С. 33–43.

[2] *De Vries I. D.* High power and high frequency class-DE inverters. Ph. D. thesis. University of Cape Town, 1999. 110

[3] *Алипов А. С.* Исследование работы ключевых генераторов класса DE в диапазоне частот // Научная конференция профессорско-преподавательского, научного и инженерно-технического состава : тезисы докладов. М. : МТУСИ, 2005.

[4] *Switchmode RF Power Amplifiers.* Andrei Grebennikov, Nathan O. Sokal. Newnes is an imprint of Elsevier 30 Corporate Drive, Suite 400, Burlington, MA 01803, USA, Linacre House, Jordan Hill, Oxford OX2 8DP, UK. Copyright 2007 by Elsevier Inc.

---

*Фадеев Константин Сергеевич*, канд. техн. наук, заведующий кафедрой Омского государственного университета путей сообщения, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, fadeev\_spi@mail.ru.

*Зайцев Владимир Васильевич*, канд. техн. наук, доцент кафедры Омского государственного университета путей сообщения, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения.

*Ламкова Наталья Сергеевна*, студентка Омского государственного университета путей сообщения, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, nata.lamkova@bk.ru.

**В. Л. Хазан**

## **УНИВЕРСАЛЬНЫЙ КВ МОДЕМ С OFDM**

*Описывается модем с OFDM, отличающийся тем, что за счет предельно допустимого малого расстояния между поднесущими в нем осуществляется относительная фазовая манипуляция этих поднесущих не вдоль оси времени, а вдоль оси частот, что позволяет отказаться от преамбул перед началом передачи сообщения и дает возможность использовать этот модем в каналах связи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Кроме того, такая структура OFDM сигнала и наличие пилот-сигналов, которые содержат в себе специальную кодовую комбинацию, позволяют на приемной стороне канала связи производить оперативную подстройку частоты в широких пределах и обеспечивать высокоскоростную связь с реактивными самолетами. Проведенные эксперименты на реальной радиолинии Омск-Москва подтверждают способность описываемого модема с OFDM работать в условиях наличия большого значения доплеровского сдвига частоты сигнала. Выбранная структура OFDM сигнала также позволяет использовать его при передаче по всем каналам одной и той же информации как вариант скрытной передачи сообщения, допускающий относительно большую рассинхронизацию приемника и передатчика.*

Ключевые слова: *высокоскоростная связь, псевдослучайная перестройка рабочей частоты, пилот-сигналы, эффект Доплера, КАМ сигналы, скрытная связь.*

Сигналы с OFDM (Orthogonal frequencydivision multiplexing — ортогональное частотное разделение каналов с мультиплексированием) предназначены для высокоскоростной передачи дискретных сообщений и нашли широкое применение как в спутниковых системах связи, так и в системах связи, работающих в декаметровом диапазоне радиоволн [1; 2].

Высокая скорость передачи сообщения достигается, во-первых, за счет использования большого числа частотно-разнесенных поднесущих сигнала (рис. 1), каждая из которых доставляет в пункт назначения свою долю доверенного ей сообщения, во-вторых, за счет использования в поднесущих сигнала



модуляции КАМ (квадратурой амплитудной модуляции) (со-звездия на рис. 2), которая позволяет одним радиоимпульсом одновременно передавать большое количество бит сообщения.

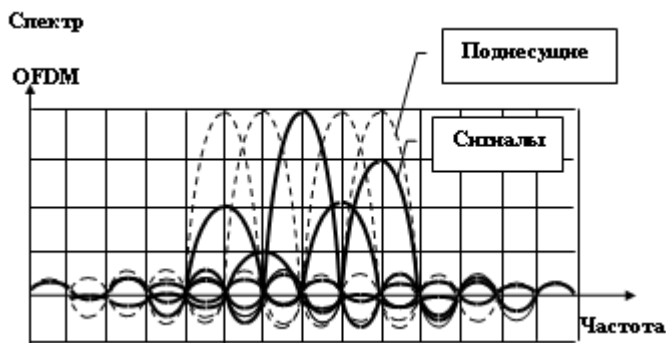


Рис. 1. Структура OFDM сигнала

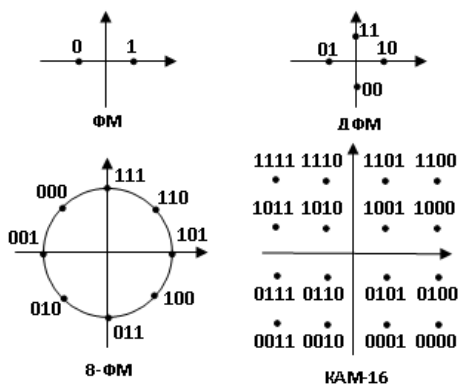


Рис. 2. Созвездия сигналов с однократной (ФМ), двукратной (ДФМ), 3-кратной (8-ФМ) фазовой модуляцией и КАМ-16

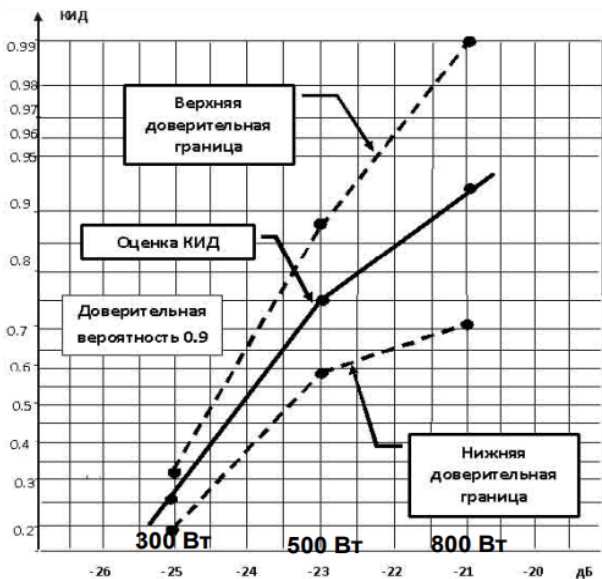
В ОмГТУ разработан OFDM модем, который отличается от известных тем, что имеет вдоль оси частот малое расстояние между поднесущими, не требует преамбул перед началом передачи сообщения и может быть использован для передачи сообщений с высокой скоростью как в режиме псевдослучайной пе-

рестройки рабочей частоты (ППРЧ), так и при связи с реактивными самолетами при наличии больших расстройек рабочих частот передатчика и приемника из-за наличия эффекта Доплера.

Проведенные исследования показали, что в декаметровом канале связи, который имеет хорошее качество (доплеровское рассеяние десятые доли Герца), расстояние вдоль оси частот между поднесущими OFDM сигнала должно быть равным 4 Гц, в канале среднего качества (доплеровское рассеяние единицы Герца), соответственно, 8 Гц, а в канале плохого качества (доплеровское рассеяние порядка десятка Гц) 16–32 Гц. Необходимо отметить, что OFDM сигналы с близко расположенными друг к другу поднесущими имеют более шумоподобный характер и равномерный спектр с относительно низкой спектральной плотностью по сравнению с большими разносами поднесущих по частоте. Эти свойства описываемого OFDM радиосигнала повышают его скрытность.

Разработанный в ОмГТУ в рамках диссертационной работы Землянова И.С. [2] OFDM модем в 2014 и в 2015 годах был испытан на реальной трассе Омск – Ногинск (Москва). Условия испытаний OFDM модема следующие. На передающей стороне использовался передатчик (трансивер BARRETT 2050) мощностью 125 Вт, который располагался в г. Омске. Антенна типа «ШТЫРЬ» длиной 1,5 м (BARRET 2019) располагалась на крыше 8-го корпуса ОмГТУ. На приемной стороне использовался приемник (трансивер BARRETT 2050) и антенна Icom AN-710, которые находились на территории 6 НИУ НИЦ ЦНИИ ВВС МО РФ в г. Ногинске. Модем был реализован в виде программы на ноутбуках LenovoG780, которые сопрягались с трансиверами через аудиокарты E-MU-0204.

На рис. 3 представлены результаты трассовых испытаний OFDM модема в виде зависимости коэффициента исправного действия канала связи с OFDM модемом от мощности передатчика.



**Рис. 3.** Коэффициент исправного действия канала связи Омск – Москва при использовании OFDM модема, разработанного на кафедре «Средства связи и информационная безопасность» ОмГТУ

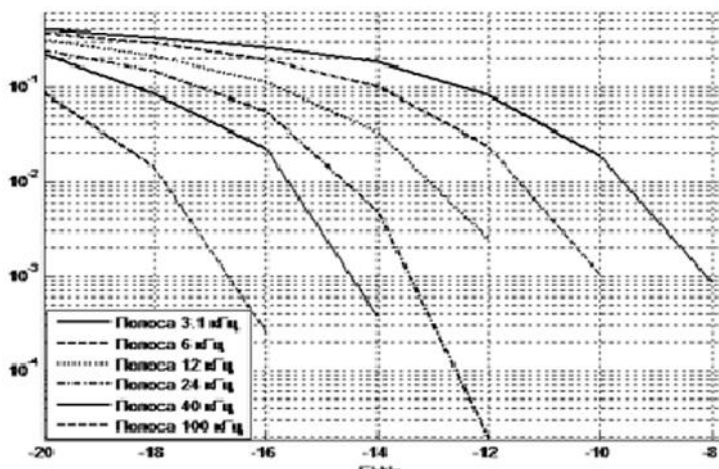
Во время испытаний OFDM модема производилась отстройка рабочей частоты приемного устройства от рабочей частоты передающего устройства с целью выяснения возможности работы модема в условиях наличия эффекта Доплера. Если при отсутствии расстройки частот передатчика и приемника средняя вероятность ошибок была равна  $1,81 \cdot 10^{-3}$ , то при расстройке  $-40$  Гц вероятность ошибки оказалась даже меньше и равнялась значению  $1,23 \cdot 10^{-3}$ . При расстройке  $+40$  Гц вероятность средней ошибки была несколько больше по сравнению со случаем отсутствия расстройки и равнялась  $1,85 \cdot 10^{-3}$ . Такие результаты получены благодаря малому расстоянию между поднесущими OFDM модема и благодаря наличию пилот-сигналов, которые содержат в себе определенную кодовую комбинацию, являющуюся признаком точного соответствия частоты настройки приемника частоте настройки передатчика. Полученные на реальной трассе результаты говорят о том, что описываемый модем с OFDM совершенно индифферен-

тен к наличию эффекта Доплера. Реализованный алгоритм автоподстройки по частоте позволяет практически нивелировать любую отстройку по частоте, которая может быть при связи с быстро перемещающимися объектами.

По полученным результатам испытаний можно сделать вывод, что для передачи сообщения в полосе двухполосного телефонного канала связи с информационной скоростью 9600 бит/с при работе с антенной полутораметровой «ШТЫРЬ» на однокачковой трассе с КИД равным 0.75 требуется передатчик мощностью порядка 500 Вт, а на трассе с КИД равным 0,9, соответственно, порядка 800 Вт.

Если по всем частотным подканалам OFDM модема передавать одну и ту же информацию низкой скоростью (4 бит/с), то база сигнала будет равна количеству подканалов и система связи с OFDM сигналами становится скрытной [3], способной работать под шумами на уровне – 20 дБ и менее того. В скрытном режиме работы на передающей стороне радиолинии манипуляция по фазе поднесущих OFDM сигнала для одного значения элемента производится бинарной последовательностью по одному закону, а для другого значения элемента – манипуляция фазы производится бинарной последовательностью по другому закону. Эти бинарные последовательности должны быть взаимно ортогональными. Прием каждой поднесущей производится индивидуально с оценкой ее фазы на соответствующем каждому циклу сообщения интервале времени, с последующим определением разности фаз между всеми соседними поднесущими и суммированием заданных значений векторов в каждом из двух накопителей с коррекцией разности начальных фаз для каждой поднесущей в каждом фронте для каждого символа по закону, который возвращает всем инвертированным на передающей стороне радиолинии при формировании многочастотного сигнала поднесущим значение фазы, равное нулю как для одного, так и для другого значения элемента. При этом вектора сигналов, которые соответствуют передаваемому символу суммируются когерентно, а вектора помех суммируются случайно. Поэтому при достаточно большом числе суммируемых векторов сигнала отношение сигнал/помеха рано или поздно превышает необхо-

димое для правильного приема символа значение. Данный метод приема сигнала является некогерентным методом, который хотя и проигрывает по помехоустойчивости классическому взаимно корреляционному (когерентному) методу приема сигнала, но не требует трудно реализуемой высокой точности взаимной синхронизации передающего и приемного устройств по времени.



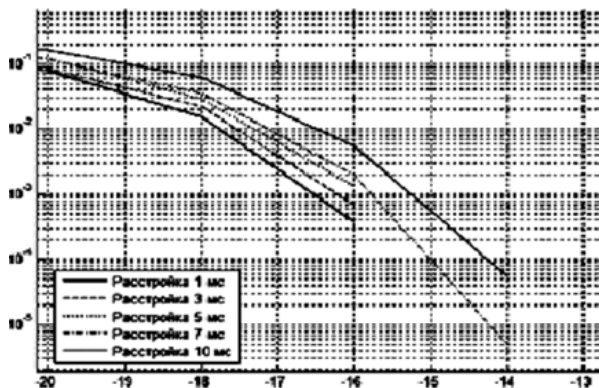
*Рис. 4. Помехоустойчивость некогерентного метода приема широкополосных сигналов в зависимости от полосы, занимаемой спектром сигнала*

Из рис. 4 следует, что при полосе спектра 3100 Гц (база сигнала 387) вероятность ошибки имеет значение  $10^{-2}$ , когда отношение сигнал/шум равно менее, чем - 9 дБ. Увеличение базы сигнала до значения 12500 (полоса спектра сигнала 100 кГц) обеспечивает при некогерентном приеме сигнала вероятность ошибки  $10^{-2}$ , когда отношение сигнал/шум равно порядка -18 дБ.

На рис. 5 демонстрируется зависимость надежности связи скрытого модема OFDM от степени рассинхронизации приемника с передатчиком. Из приведенного рисунка видно, что рассинхронизация приемника с передатчиком на 7 мс приводит к энергетическим потерям порядка 1 дБ.

Из всего вышесказанного можно сделать вывод о том, что описанный модем отличается от известных тем, что не требует

преамбул перед началом передачи сообщения, что, в свою очередь, позволяет использовать его в режиме работы с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты. Он способен обеспечивать высокоскоростную связь с быстро летящими реактивными самолетами. Если передавать по подканалам модема одну и ту же информацию, то OFDM модем обеспечивает высокую скрытность передачи сообщений.



*Рис. 5. Зависимость надежности скрытного OFDM модема от степени рассинхронизации приемника с передатчиком*

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Хазан В. Л.* Системы связи специального назначения : учебное пособие : в 2 ч. Омск : Изд-во ОмГТУ, 2021.
- [2] *Землянов И. С.* Модемы с ортогональными поднесущими мобильных систем коротковолновой связи с адаптацией к условиям распространения радиоволн : дис. ... канд. техн. наук. Омск : ОмГТУ, 2016.
- [3] *Хазан В. Л.* Способ энергетически скрытной передачи дискретных сообщений по каналам радиосвязи. Патент № 2608178 РФ. Опубликовано 17.01.2017.

---

*Хазан Виталий Львович*, д-р техн. наук, профессор Омского государственного технического университета, vlhazan@yandex.ru.

**В. Л. Хазан, Е. А. Сысолятин, М. С. Завьялов**

## **СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ МОДЕМОВ С АМПЛИТУДНОЙ, ЧАСТОТНОЙ И ОТНОСИТЕЛЬНО-ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ**

*Повышение помехоустойчивости модемов с амплитудной, частотной и относительно-фазовой манипуляцией осуществляется за счет модернизации несущего колебания на передающей стороне радиолинии, которая заключается в дополнительной манипуляции одной из квадратур несущего колебания бинарной последовательностью типа «меандр» с частотой в два раза более высокой по сравнению с частотой манипуляции несущего колебания информационной бинарной последовательностью таким образом, чтобы нечетные фронты бинарной последовательности типа «меандр» совпадали с началами и концами передаваемых элементов сообщения, а четные фронты бинарной последовательности типа «меандр» совпадали бы с центрами элементов передаваемого сообщения. При этом, на приемной стороне радиолинии производится деманипуляция манипулированной по фазе квадратуры сигнала, синфазирование обеих его квадратур и их суммирование, после чего сформированное таким образом колебание подается на вход соответствующего демодулятора.*

*Ключевые слова: модернизация, демодернизация, несущее колебание, фазовая манипуляция, деманипуляция, квадратура, синфазирование.*

Помехоустойчивость передачи дискретных сообщений по каналам связи обусловлена рациональным выбором вида модуляции сигналов. Предлагается способ повышения помехоустойчивости модемов с амплитудной (АМ), частотной (ЧМ) и относительной фазовой (ОФМ) модуляцией за счёт модернизации на приемном конце радиолинии несущего колебания, которая заключается в дополнительной манипуляции одной из квадратур несущего колебания бинарной последовательностью типа «меандр» с частотой в два раза более высокой по сравнению с частотой манипуляции несущего колебания информационной бинарной последовательностью таким образом, чтобы нечетные фронты бинарной последовательности типа «меандр» совпадали

с началами и концами передаваемых элементов сообщения, а четные фронты бинарной последовательности типа «меандр» совпадали бы с центрами элементов передаваемого сообщения. На приемном конце радиолинии производится демодернизация принимаемого несущего колебания, заключающаяся в деманипуляции манипулированной по фазе квадратуры с последующим ее синфазированием с квадратурой, которая не подвергалась дополнительной манипуляции по фазе, и их когерентном сложении, после чего несущее колебание приобретает обычный вид и принимаемый сигнал может быть демодулирован с помощью обычных демодуляторов, соответствующих использованному при передаче сигнала методу модуляции (АМ, ЧМ или ОФМ). Описываемый способ модернизации несущего колебания, позволяющий повысить помехоустойчивость модемов с АМ, ЧМ и ОФМ, дает возможность получить энергетический выигрыш 3 дБ по сравнению с передачей дискретных сообщений обычными общепринятыми методами без модернизации несущего колебания.

Гармоническое колебание  $u(t)=A\cos(2\pi ft+\phi)$ , которое используется в качестве несущей (или поднесущей в ЧМ модеме) при передаче дискретных сообщений может быть представлено в виде двух компонент (квадратур): синфазного  $u_c(t)$  и квадратурного  $u_s(t)$ :

$$u(t)=u_c(t)+u_s(t);$$

$$u_c(t)=0,707A\cos(2\pi ft+\phi_0);$$

$$u_s(t)=0,707A\sin(2\pi ft+\phi_0).$$

Производится манипуляция одной из квадратур, например синфазной квадратурой меандром  $U_m(t)$ , имеющим период  $T$ , где  $T$  – длительность элемента сообщения, таким образом, чтобы нечётные фронты меандра совпадали с фронтами манипулирующей несущее колебание последовательности, а чётные фронты меандра находились бы в центре передаваемых элементов сообщения. В этом случае несущее (поднесущее в ЧМ модеме) колебание, будет иметь вид

$$U_n(t)=0,707A(U_m(t)\cos(2\pi ft+\phi_0)+\sin(2\pi ft+\phi_0)).$$



Передаваемый в эфир сигнал при амплитудной модуляции описывается выражением:

$$U_{\text{перАМ}}(t) = S(t)0,707A(U_m(t)\cos(2\pi ft + \phi_0) + \sin(2\pi ft + \phi_0)).$$

Здесь  $S(t)$  – передаваемый элемент сообщения:  $S(t)=1$  или  $S(t)=0$ .

Передаваемый в эфир сигнал при частотной модуляции описывается выражением:

$$U_{\text{перЧМ}}(t) = 0,707A(U_m(t)\cos(2\pi(f_1 + \Delta F S(t))t + \phi_0) + \sin(2\pi(f_1 + \Delta F S(t))t + \phi_0)).$$

Здесь  $f_1$  – частота левой (на оси частот) поднесущей;  $f_1 + \Delta F$  – частота правой (на оси частот) поднесущей.

Передаваемый в эфир сигнал при относительной фазовой модуляции описывается выражением:

$$U_{\text{перОФМ}}(t) = \text{sgn}(0,5 - S(t))0,707A(U_m(t)\cos(2\pi ft + \phi_0) + \sin(2\pi ft + \phi_0)).$$

Синфазный компонент (одна квадратура) передаваемого сигнала в этом случае имеет вид:

$$u_{\text{см}}(t) = 0,707A U_m(t)\cos(2\pi ft + \phi_0).$$

А квадратурный компонент (вторая квадратура) передаваемого сигнала имеет, соответственно, вид:

$$u_{\text{см}}(t) = 0,707A \sin(2\pi ft + \phi_0).$$

В точку приёма сигнал приходит с некоторым затуханием  $K$  и с некоторым запаздыванием  $\Delta t$ , обусловленным временем распространения сигнала от передатчика до приёмника, и в присутствии аддитивных помех  $n(t)$ , которые имеют место в канале связи:

$$u_{\text{пр}}(t) = 0,707AK(U_m(t - \Delta t)\cos(2\pi f(t - \Delta t) + \phi_0) + \sin(2\pi f(t - \Delta t) + \phi_0)) + n(t).$$

На входе демодулятора сигнал разветвляется. В одной линии разветвления стоит узкополосный фильтр, согласованный с гармоническим колебанием, имеющим длительность  $T$ . На его выход проходит только та квадратура принятого сигнала, кото-

рая не манипулирована по фазе бинарной последовательностью типа «меандр»:

$$u_{\text{ппс}}(t)=0,707AK \sin(2\pi f(t-\Delta t)+\phi_0)+n_s(t),$$

где  $n_s(t)$  – квадратурный компонент шума.

В другой линии разветвления сначала стоит деманипулятор синфазной квадратуры, манипулированной по фазе бинарной последовательностью типа «меандр». После него имеет место сигнал:

$$u_{\text{пр}}^*(t)=0,707AK (\cos(2\pi f(t-\Delta t)+\phi_0) + U_m(t-\Delta t)\sin(2\pi f(t-\Delta t)+\phi_0)) + U_m(t-\Delta t) n(t).$$

После деманипулятора сигнала по фазе стоит узкополосный фильтр, согласованный с гармоническим колебанием, имеющим длительность  $T$ . На его выход проходит только синфазная квадратура принятого сигнала, которая была деманипулирована по фазе:

$$u_{\text{прс}}(t)=0,707AK \cos(2\pi f(t-\Delta t)+\phi_0)+n_c(t),$$

где  $n_c(t)$  – синфазный компонент шума.

Изменяем фазу синфазной квадратуры на  $90^\circ$ , в результате чего синфазуем обе квадратуры принятого сигнала. Суммируем обе синфазированные квадратуры после узкополосных фильтров. Результат суммирования  $U_+(t)$  можно записать в виде

$$\begin{aligned} U_+(t) &= u_{\text{ппс}}(t) + u_{\text{прс}}(t) = 0,707AK \sin(2\pi f(t-\Delta t) + \phi_0) + n_s(t) + 0,707AK \sin(2\pi f(t-\Delta t) + \phi_0) + n_c(t) = \\ &= 1,4AK \sin(2\pi f(t-\Delta t) + \phi_0) + n(t). \end{aligned}$$

На входе приёмного устройства имеет место отношение сигнал/помеха  $h^2 = A^2/2\sigma^2$ , где  $\sigma$  – СКО шума  $n(t)$ . Поскольку шумы квадратур независимы, то на выходе сумматора имеет место мощность шума  $\sigma^2$ . Амплитуда же сигнала на выходе сумматора увеличивается и равна двум амплитудам квадратур ( $0,7A + 0,7A = 1,4A$ ). Поэтому на выходе демодернизатора несущего колебания отношение сигнал/шум будет равно  $h^2 = A^2/\sigma^2$ , т. е. увеличивается в 2 раза (на 3 дБ).

Вероятности ошибок обычных АМ, ЧМ и ОФМ демодуляторов в условиях воздействия аддитивного гауссовского шума рассчитывается по формулам:

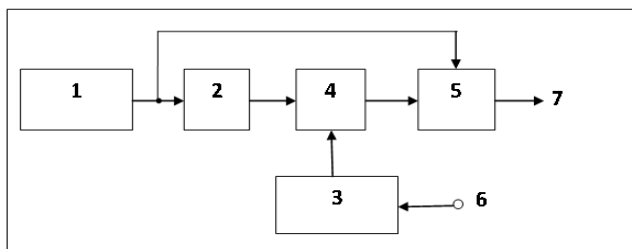
$$P_{\text{ошАМ}} = \frac{1}{2} e^{-\frac{h^2}{4}}; \quad P_{\text{ошЧМ}} = \frac{1}{2} e^{-\frac{h^2}{2}}; \quad P_{\text{ошОФМ}} = \frac{1}{2} e^{-h^2}. \quad (1)$$

Здесь  $h^2$  – отношение энергии активного элемента сообщения к спектральной плотности мощности шума (отношение мощностей сигнал/шум на выходе фильтра основной избирательности).

Для описываемого варианта работы модемов с модифицированными несущими вероятности ошибок для модемов с АМ, ЧМ, ОФМ нужно рассчитывать в соответствии с приведёнными выше доказательствами по формулам:

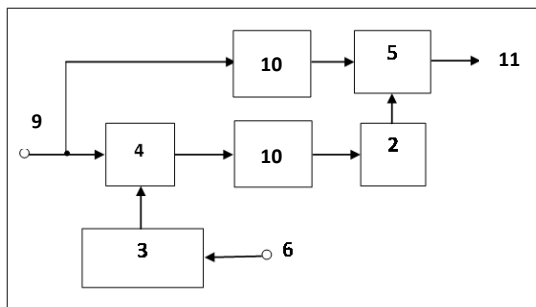
$$P_{\text{ошАМ(3)}} = \frac{1}{2} e^{-\frac{h^2}{2}}; \quad P_{\text{ошЧМ(3)}} = \frac{1}{2} e^{-h^2}; \quad P_{\text{ошОФМ(3)}} = \frac{1}{2} e^{-2h^2}. \quad (2)$$

Из вышеприведённых формул следует, что энергетический выигрыш описываемого варианта передачи дискретных сообщений по сравнению с обычными вариантами АМ, ЧМ и ОФМ модемами составляет 2 раза, то есть 3 дБ.



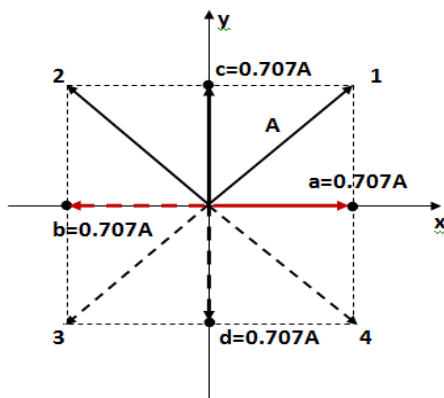
**Рис. 1.** Блок-схема модернизатора несущего колебания на передающем конце радиолинии

На рис. 1 обозначено: 1 – гетеродин передающего устройства; 2 – фазовращатель на  $90^0$ ; 3 – генератор бинарной последовательности типа «меандр»; 4 – фазовый манипулятор; 5 – сумматор; 6 – вход для сигнала синхронизации; 7 – выход модернизатора несущего колебания (вход манипулятора).



*Рис. 2. Блок-схема демодернизатора несущего колебания на приёмном конце радиолнии*

На рис. 2 обозначено: 9 – вход демодернизатора несущего колебания в приемном устройстве; 10 – узкополосные фильтры; 11 – выход демодернизатора несущего колебания в приемном устройстве. Остальные обозначения аналогичны обозначениям на рис. 1.

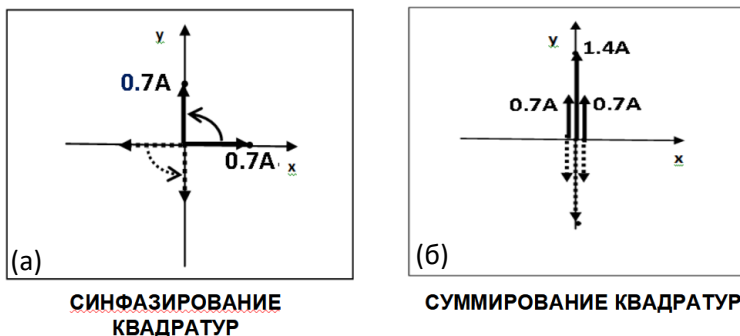


*Рис. 3. Векторная диаграмма квадратур несущего колебания на выходе модернизатора*

На рис. 3 изображена векторная диаграмма несущего колебания, представленного в виде двух квадратур, которые по направлению совпадают с осями абсцисс и ординат. Пунктиром показаны положения векторов при изменении их начальных фаз на  $180^0$ . Во время передачи одного элемента сообщения конец вектора несущего колебания совершает переход из точки 1 в

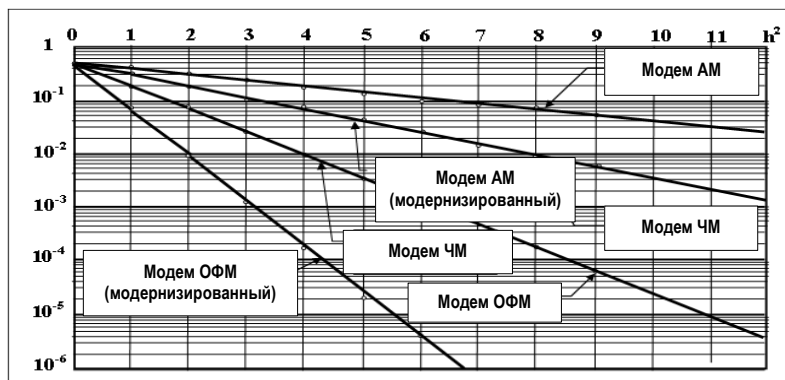
точку 2 или наоборот. В случае фазовой манипуляции он может совершать также переход из точки 3 в точку 4, или наоборот.

На рис. 4 (а) показано синфазирование квадратур после деманипулятора на приемной стороне радиолинии, а на рис. 4 (б) суммирование синфазированных квадратур.



*Рис. 4. Преобразование квадратур сигнала на приёмной стороне радиолинии*

На рис. 5 приведены кривые помехоустойчивости, рассчитанные по формулам (1) и (2).



*Рис. 5. Зависимости вероятности ошибок в обычных модемах с АМ, ЧМ и ОФМ и в модемах с модифицированной несущей*

Из приведенных кривых видно, что в модемах с модифицированными несущими вероятность ошибки на один-два порядка меньше, чем в модемах без модифицированного несущего колебания.

---

*Хазан Виталий Львович*, д-р техн. наук, профессор Омского государственного технического университета, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, vlhazan@yandex.ru.

*Сысолятин Евгений Александрович*, аспирант Омского государственного технического университета, n710nv@mail.ru.

*Завьялов Максим Сергеевич*, аспирант Омского государственного технического университета, gmz10@mail.ru.

**В. Л. Хазан, Д. В. Федосов**

## **СРЕДНЕВОЛОВАЯ ТВЕЙДЖИНГОВАЯ СЕТЬ СВЯЗИ ДЛЯ АРКТИЧЕСКОЙ ЗОНЫ РОССИИ**

*Описывается средневолновая (СВ) сотовая твейджинговая сеть связи, покрывающая как сухопутную часть арктической зоны России, так и прибрежную ее зону, по которой проходит Северный морской путь. Одна сота СВ твейджинговой сети связи обслуживает зону радиусом до 200 км. Мощность твейджингового передатчика не превышает 5 Вт. В корреспондентских радиостанциях используются малогабаритные ферритовые антенны (антенна представляет собой цилиндр диаметром 4 см и длиной 40 см). Вид манипуляции ОФМ. Скорость манипуляции 2 Бода. Используемая полоса частот 4000 Гц, с частотным уплотнением каналов корреспондентов. В каждой соте одновременно и независимо друг от друга могут работать до 2000 корреспондентов. Общее количество сот арктической твейджиновой сети равняется 60. Базовые радиостанции сопряжены со спутниковыми и коротковолновыми сетями связи. Абоненты СВ твейджиновой сети связи могут вести двусторонний обмен телеграфными сообщениями с абонентами соседних СВ твейджинговых сот и с абонентами сотовых и спутниковых сетей связи.*

Ключевые слова: *средние волны, твейджинг, арктическая зона, частотное уплотнение, телеграфное сообщение.*

Твейджинговые сети в отличие от односторонних пейджинговых сетей связи предназначены для двусторонней связи абонентов в телеграфном режиме работы (в режиме SMS – Short Messaging Service «служба коротких сообщений»).

Рассматривается вариант средневолновой твейджинговой сотовой сети связи, которая обслуживает всю российскую территорию Арктики (как ее сухопутную часть, так и прибрежную зону, по которой проходит Северный морской путь). Для 100 % покрытия этой территории требуется порядка 60 СВ сот.

Северный морской альтернатива морскому пути через Суэцкий канал (рис. 1).



*Рис. 1. Северный морской путь – альтернатива морскому пути через Суэцкий канал*

Кораблям и судам, следующим по Северному морскому пути, необходима постоянная радиосвязь с берегом.

Все категории людей, проживающих и работающих в Арктике, нуждаются в беспроводных каналах связи. Но в Заполярье даже во многих поселках отсутствует радиосвязь с внешним миром за исключением спутниковой связи, которая является очень дорогостоящей и не для всех по этой причине доступной. Условия жизни людей, проживающих и работающих в арктической зоне России, могли бы быть менее тяжелыми, если бы они имели возможность оперативно поддерживать двустороннюю радиосвязь как между собой, находясь на очень больших расстояниях друг от друга, так и с людьми, проживающими в других регионах России и в других государствах.

На сегодняшний день имеются достаточно большие проблемы со связью в арктической зоне. Сотовой связью покрыто менее 85% всей территории России. Севернее же полярного круга сотовая связь вообще практически отсутствует.

В арктической зоне России могут функционировать УКВ транкинговые сети связи, спутниковые системы связи, тропосферная связь, коротковолновые и средневолновые системы связи.

Многие производственные и административные ведомства за полярным кругом используют УКВ транкинговые сети связи. Но транкинговые сети связи способны покрывать очень ограни-



ченные площади. Например, базовая транкинговая радиостанция с антенной, поднятой на высоту 100 м, обеспечивает мобильной связью зону с радиусом всего 40 км. Обслуживаемая одной такой базовой транкинговой радиостанцией площадь в 25 раз меньше площади, обслуживаемой средневолновой базовой твейджинговой радиостанцией, которая к тому же не требует высоко поднятых антенн.

В период с 1966 по 1970 гг. в СССР за полярным кругом была создана система из 46 тропосферных и радиорелейных станций (ТРРС). Система состояла из семи линий и имела два основных узла с подчинёнными центрами и станциями – Западный (20 станций) и Восточный (26 станций). Общая протяжённость ТРРЛ, проходившая у побережий Северного Ледовитого и Тихого океанов, составляла 13 200 км. В 2003 г. сеть тропосферой радиорелейной линии связи прекратила свое функционирование и в настоящее время физически полностью уничтожена.

Непосредственная КВ связь между корреспондентами за полярным кругом проблематична по причине нестационарного состояния ионосферы. Однако она может быть организована с помощью базовых КВ ретрансляторов, расположенных вдоль южной границы России, что обеспечивает наилучшие условия распространения радиоволн от корреспондентов, находящихся за полярным кругом, до базовых ретрансляторов и обратно [1–3]. Однако стоимость КВ ретрансляторов достаточно высока и до настоящего времени данный проект пока не получил право на практическую реализацию.

Существует общедоступная сеть спутниковой связи, которая, с учетом низкоорбитальных спутников, практически полностью покрывает всю территорию России, включая заполярную ее зону. Но у этой сети связи очень дорогой трафик. Стоимость корреспондентских радиостанций спутниковой связи тоже относительно высокая. Зависимость от зарубежных компаний, владеющих спутниковыми системами связи, ограничивает возможности многих ведомств в использовании этого вида связи.

Существуют УКВ твейджинговые сети связи, которые сопрягаются со спутниковыми системами связи, позволяющими с помощью портативных УКВ твейджеров общаться пользовате-

лям этих твейджеров в телеграфом режиме с обладателями различных мобильных устройств связи, которые находятся в любой точке Земли. Телеграфный режим общения очень широко используется в сотовых сетях связи и в сети WHATSAPP для передачи коротких сообщений в режиме SMS. Максимальная длина одного такого короткого сообщения (одна телеграмма) порядка 70 знаков (приблизительно 10 слов). Двусторонний обмен короткими телеграфными сообщениями оказался очень востребованным видом связи. Этот режим общения зачастую позволяет заменить телефонный разговор, и его трафик является очень дешевым. Кроме того, обмен телеграфными сообщениями протоколируется. Однако УКВ твейджинговых сети связи требуют высокоподнятых над землей антенн (на 100 и более м), при этом они способны покрывать зоны с малым радиусом (не более 40 км) и поэтому не могут решить проблему предоставления каналов радиосвязи таким категориям населения Арктики, как, например, оленеводы, рыболовы и охотники.

Для обеспечения минимально необходимой связью жителей арктической зоны России возможно воспользоваться разрабатываемой НПООО «КВ-СВЯЗЬ» средневолновой мобильной твейджинговой сетью связи, которая обслуживает зону с радиусом до 200 и более км без использования мощных передающих устройств и крупногабаритных высоко поднятых антенн. Необходимая для передачи сообщений на дальние расстояния с требуемой помехоустойчивостью энергия сигнала при малой мощности передатчиков корреспондентских радиостанций обеспечивается за счет использования низких скоростей манипуляции, которые, в свою очередь, позволяют одновременно работать большому количеству корреспондентов в твейджинговой сети в ограниченной полосе частот. Высокую эффективность работы средневолновых радиостанций обеспечивают изобретенные в НПООО «КВ-СВЯЗЬ» малогабаритные приемопередающие резонансные антенны (патент № 2413344), не требующие, в отличие от УКВ антенн, подъема на большую высоту для загоризонтной радиосвязи.

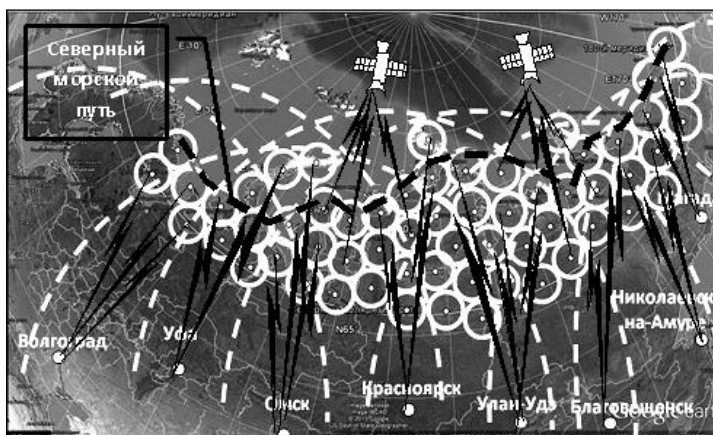
Предлагаемая СВ сотовая твейджинговая сеть связи может быть спроектирована на базе средневолновой радиостанции

«FERRA», которая разработана НПО «КВ-СВЯЗЬ». Мощность передатчика радиостанции «FERRA» равна 1 и 5 Вт. Скорость манипуляции 32 Бода (ОФМ). К радиостанции прилагается малогабаритная резонансная ферритовая антенна, представляющая собой цилиндр диаметра 4 см и длиной 40 см, которая позволяет обеспечить голосовую связь при мощности передатчика 5 Вт на расстоянии до 50 км. Дальность телеграфной связи у радиостанции «FERRA» до 100 км. Если ограничиться скоростью манипуляции 2 Бода, то число корреспондентов, работающих одновременно в одной ячейке сотовой твейджинговой сети, может быть равно 2000, а расстояние, на котором возможен обмен телеграфными сообщениями, увеличивается до 200 км. Особенностью радиостанции «FERRA» является возможность передачи в телеграфном режиме условных сообщений (команд), которые не только отображаются на дисплее, но и искусственно воспроизводятся голосом. Радиостанция «FERRA» способна работать в режиме ретрансляции сообщений, которые адресованы корреспондентам, находящимся на таком удалении от источника сообщения, при котором непосредственный прием этого сообщения невозможен.

На базе радиостанции «FERRA» может быть разработана СВ сотовая твейджинговая сеть, которая обслуживает всю арктическую зону России и зону акватории Северного Ледовитого океана, по которой проходит Северный морской путь (рис. 2). Для этого достаточно 60 СВ твейджинговых сот. Чтобы покрыть полностью всю территорию России, достаточно 140 СВ твейджинговых сот. Каждая СВ сота имеет свой собственный базовый ретранслятор, который сопряжен как со спутниковыми и сотовыми, так и с коротковолновыми внешними линиями связи, по которым информация передается между отдельными СВ сотами и между СВ сотами и УКВ сотовыми и спутниковыми сетями связи.

В каждой СВ соте индивидуальный пользователь имеет свою собственную рабочую частоту, которая находится в пределах общей боковой полосы телефонного канала связи и на которой пользователь передает свои сообщения. Таких индивидуальных каналов при скорости манипуляции 2 Бода в одной

боковой полосе телефонного канала связи за счет частотного уплотнения, как показано на рис. 3, может быть 2000. Каждый пользователь постоянно принимает все 1999 частотно-разнесенных сигналов, но реагирует на них только в том случае, когда принимаемый сигнал адресован лично ему. Принятое сообщение как выводится в буквенно-цифровом виде на дисплей радиостанции, так и озвучивается синтезатором речи через динамик радиостанции.

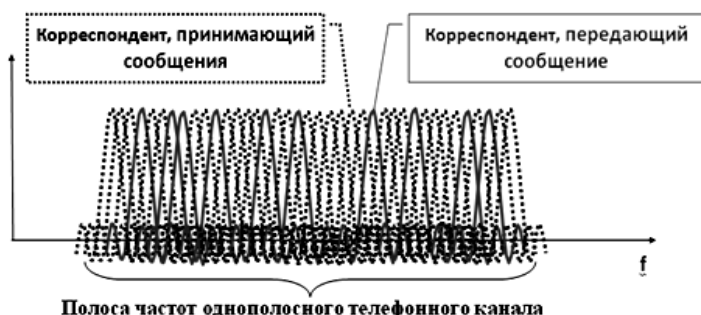


*Рис. 2. Средневолновая твейджинговая сеть связи для арктической зоны России из 60 сот*

Таким образом, внутри каждой СВ сотовой твейджинговой сети пользователи используют метод связи «каждый» с «каждым», который не требует вмешательства центрального базового ретранслятора соты. Если же сообщение передается в какую-либо другую соту, то в этом случае, как показано на рис. 4, оно транслируется через сотовую базовую радиостанцию во внешнюю сеть связи (спутниковую, сотовую или коротковолновую) и передается по этим сетям на базовую радиостанцию, которая обслуживает пользователя соответствующей СВ сотовой сети связи, которому адресовано сообщение. Точно также через базовые СВ ретрансляторы, спутниковые и коротковолновые каналы связи передаются SMS сообщения, которые адресованы пользователям сотовых и спутниковых сетей связи. СВ сотовая твейджи-

говаяя сеть связи обеспечивает своим пользователям получение буквенно-цифровых сообщений от любых пользователей сотовых и спутниковых систем связи с отображением их на дисплее радиостанции и с воспроизведением их синтезатором голоса с помощью динамика в случае передачи условных сообщений и команд.

**Распределение частот между пользователями твейджинговой сети связи**



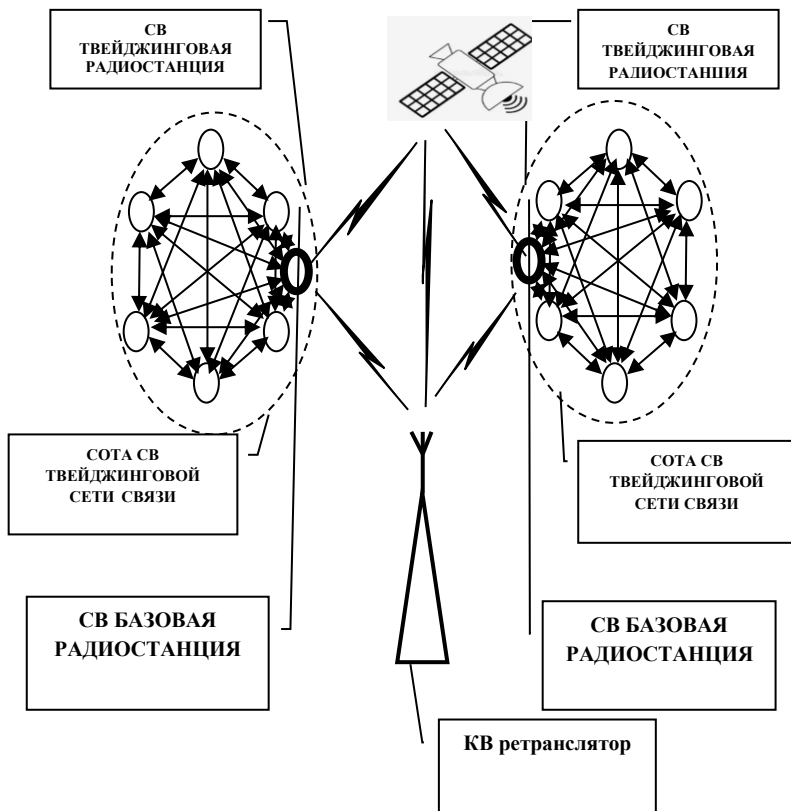
*Рис. 3. Частотное уплотнение сигналов корреспондентов в средневолновой твейджинговой сотовой сети связи*

Предлагается разработать и предоставить в распоряжение людей, проживающих и работающих в арктической зоне России простую, надежную и дешевую сотовую сеть средневолновой твейджинговой связи, которая:

- использует абонентские носимые радиостанции мощностью 1-5 Вт, имеющие вес не более 1,5 кг;
- позволяет обеспечить двусторонней телеграфной связью пользователей сети;
- занимает полосу частот однополосного телефонного канала (4000 Гц);
- рассчитана на количество пользователей сети в пределах 2000 при скорости манипуляции 2 Бода;
- позволяет непосредственно и беспрепятственно любому пользователю сети в любое время в телеграфном режиме работы (аналогично режиму SMS) передать сообщение любому другому пользователю СВ сотовой сети, находящемуся в обслуживаемой сетью зоне;

- позволяет передавать условные сообщения с их буквенно-цифровым отображением на дисплее принимающей радиостанции и с голосовым воспроизведением через динамик;
- позволяет передавать короткие сообщения через шлюз со спутниковой системой связи любому пользователю сотовой или спутниковой сети связи, а также по сетям Интернет и WHATSAPP в любую точку Земли;
- позволяет принимать короткие сообщения через шлюз со спутниковой системой связи от любого пользователя сотовой или спутниковой сети связи, а также по сетям Интернет и WHATSAPP из любой точки Земли.
- обеспечивает передачу команд и коротких сообщений аналогичных передаче сообщений в режиме SMS в сотовых сетях связи. Возможно организовать связь «точка»-«точка», приобретя всего две радиостанции и не организовывая всей сети связи.
- обеспечивает охранную и пожарную сигнализацию различного рода хозяйственных и промышленных объектов. Например, хозяин дома может держать под постоянным контролем факт его целостности и неприкосновенности. Можно, например, частным охранным предприятиям использовать систему СВ связи для охраны большого количества объектов.
- обеспечивает контроль технического состояния нефтепровода и газопровода (давление, температура, факт утечек горючего и др.) и обнаружение попыток хищения горючего.
- обеспечивает мониторинг транспорта, контроль местонахождения, передвижения, запаса топлива масла и др. технических характеристик.
- может использоваться для экологического мониторинга, сбора данных о загрязнении природной среды на больших территориях. В одной СВ соте можно непрерывно и одновременно контролировать до 2000 различных точек, разнесенных в радиусе до 200 км. При этом малогабаритные ферритовые резонансные антенны легко камуфлируются, имитируя, например, ветки деревьев или камни и поэтому защищены от вандализма.
- обеспечивает подачу сигналов для службы МЧС о чрезвычайных ситуациях (сигналы типа «SOS»).

- обеспечивает подачу сигналов для полицейской службы (нападение, разбой).
- обеспечивает подачу сигналов для медицинской службы (вызов скорой помощи).



*Рис. 4. Взаимодействие СВ сот в твейджинговой сети связи через спутниковые и КВ ретрансляторы*

В принципе, такого рода сотовые твейджинговые сети связи могут быть востребованы как гражданскими, так и военными структурами. Например, СВ твейджинговые сети связи могут быть использованы пограничными войсками для мониторинга охраняемых границ России, в том числе и за полярным кругом.

СВ сотовые твейджинговые сети обеспечивают связь на расстояния в 5–10 раз большем по сравнению с УКВ системами связи и не требуют высоко поднятых громоздких антенн для связи между корреспондентами, которые находятся за пределами прямой видимости.

СВ твейджинговыми сетями связи могут пользоваться капитаны судов речного и морского флота. При этом на судне не обязательно должен быть радист, который знает азбуку Морзе, так как сообщение поступает на дисплей СВ радиостанции в буквенном виде и его способен прочитать любой член команды судна.

Альпинисты и туристы, имеющие при себе твейджинговые СВ радиостанции всегда будут иметь связь с туристической базой. СВ сигналы в отличие от УКВ сигналов хорошо распространяются в гористой местности благодаря явлению дифракции – способности радиоволн с большой длиной огибать встречающиеся на пути препятствия.

Реализация СВ сотовой твейджинговой сети связи на Крайнем Севере существенно облегчит тяжелые условия проживания и трудовой деятельности людей в этом суровом регионе России.

#### ЛИТЕРАТУРА

[1] *Хазан В. Л.* Система декаметровый мобильной автоматической радиосвязи “МАРС” // *Техника радиосвязи.* 1998. Вып. 4. С. 59–66.

[2] *Хазан В. Л.* Сеть декаметровый радиосвязи со свободным доступом пользователей для автоматической передачи дискретных сообщений // *Матер. науч.-техн. конф. на II Международном технологическом конгрессе "Развитие оборонно-промышленного комплекса на современном этапе".* Омск, 2003. С. 137–138.

[3] *Хазан В. Л.* Сеть мобильной автоматической КВ радиосвязи со свободным доступом пользователей для всех регионов России и прилегающих к ней акваторий. URL: <https://радиосеминар.рф/doklad/2019/#1113>.

---

*Хазан Виталий Львович*, д-р техн. наук, профессор Омского государственного технического университета, vlhazan@yandex.ru.

*Федосов Дмитрий Витальевич*, канд. техн. наук, генеральный директор НПООО «КВ-СВЯЗЬ».



Научное издание

**Современные проблемы радиофизики и радиотехники**

*Сборник докладов  
Омского научного семинара*

Выпуск 10

Ответственный редактор *С. В. Кривальцевич*

*Доклады печатаются в соответствии с авторской редакцией.*

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

Подписано в печать 22.12.2022  
Формат 60x84 1/16. Бумага типографская.  
Усл. печ. л. 5,5. Уч.-изд. л. 5,9. Тираж 70 экз.

Отпечатано на полиграфической базе АО «ОНИИП»  
644009, Омск, ул. Масленникова, 23