

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 7

Омск – 2019

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. 7. – Омск : ОНИИП, 2019. – 148 с.

ISBN 978-5-6041917-1-2

В сборник вошла часть докладов, сделанных участниками семинара на заседаниях в 2017 – январе 2019 гг.

В докладах освещаются вопросы моделирования и создания антенн, разработки радиоэлектронных устройств и программного обеспечения, устройств частотной селекции и др.

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

УДК 621.396+654.02+681.2
ББК 32.95+32.97

ISBN 978-5-6041917-1-2
2019

© АО «ОНИИП»,

© Авторы, 2019

Содержание

<i>Кривальцевич С. В.</i>	
Вступительное слово.....	5
<i>Баландин В. В.</i>	
Радист Э. Т. Кренкель	8
<i>Варнаков С. А., Болдырева М. Н.</i>	
Моделирование логопериодической антенны для системы пассивной радиочастотной идентификации	24
<i>Варнаков С. А.</i>	
Расчет дальности действия радиоканала системы радиочастотной идентификации	36
<i>Гирько К. Г.</i>	
Конструкция интегральных LTCC-индуктивностей дециметрового диапазона	42
<i>Гирько К. Г.</i>	
Моделирование LTCC-индуктивностей ВЧ-диапазона	49
<i>Жандецкая Н. В.</i>	
Обзор методов расчета интегральных индуктивностей	56
<i>Зайцев К. В.</i>	
Разработка высокоизбирательных LC-фильтров с постоянным групповым временем задержки.....	63
<i>Зимбович В. А., Иутин Д. О.</i>	
Алгоритмы декодирования LDPC-кодов в кабельных системах связи	68
<i>Коваленко Д. А., Калижников Ю. В.</i>	
Беспроводное управление регистрационными модулями для гоночных состязаний по автоспорту	77

<i>Костычев Ю. А.</i>	
Метод повышения эффективности аperiodических антенн введением в их конструкцию линий с коррекцией фазового набега	83
<i>Кукузей Д. А.</i>	
Низкочастотный DDS-генератор на базе микроконтроллера АТmega8535 с управлением по USB-интерфейсу	94
<i>Майненгер К. А.</i>	
Исследование электромагнитной совместимости двух близкорасположенных логопериодических антенн	108
<i>Отмахов К. А.</i>	
Применение метода распространения луча для расчета полей направляемых мод в оптическом модуляторе	115
<i>Сеньков П. И., Калижников Ю. В.</i>	
Умная подсветка с датчиком движения	122
<i>Сидоренко А. С.</i>	
Совершенствование систем дистанционного управления СПО ПЭВМ комплексов радиосвязи.....	128
<i>Шлома Д. Н.</i>	
Особенности разработки СПО для ПЭВМ комплексов дальней радиосвязи	140

Вступительное слово

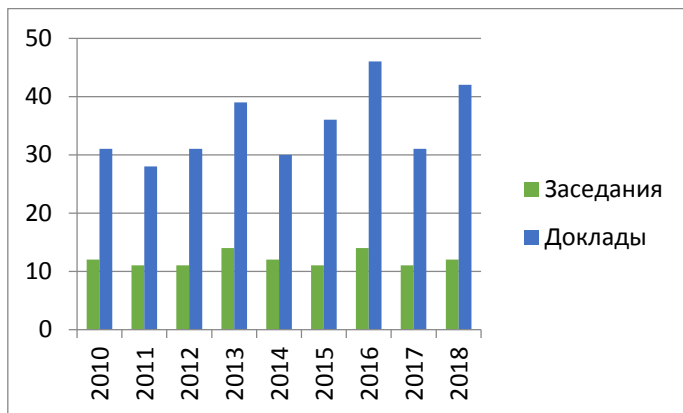
Омский научный семинар «Современные проблемы радиофизики и радиотехники» впервые начал свою работу в январе 2010 года по инициативе сотрудников кафедры экспериментальной физики и радиофизики ОмГУ им. Ф. М. Достоевского, немного позже их активно поддержали коллеги кафедры моделирования радиоэлектронных систем (базовая кафедра университета в АО «ОНИИП»). Вообще, Омский научно-исследовательский институт, являющийся ведущим отраслевым НИИ в области систем радиосвязи, активно поддерживает семинар с первого года его работы. А в 2018 году в число организаторов мероприятия вошёл созданный в Омске Институт радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН, занимающийся фундаментальными исследованиями в области создания инфокоммуникационных систем (включающих связь, навигацию и мониторинг), а также электронной компонентной базы для них.

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

За время своего существования семинар доказал не только свою актуальность, но и подтвердил статус площадки, ориентированной на обмен опытом в сфере исследований перспективных научных направлений и повышение качества подготовки будущих и уже дипломированных молодых специалистов в области радиофизики и радиотехники, расширение их профессионального круго-

зора. Поэтому вполне закономерно, что с 2016 года в работе семинара стали активно участвовать учащиеся школ, домов и станций юных техников, многие из которых серьезно увлекаются радиофизикой и готовятся связать свою жизнь с этой профессией. Например, воспитанники ДЮТ им. Ю.А. Гагарина уже сегодня его постоянные участники.

Плановые заседания семинара проводятся в последнюю субботу каждого месяца (за исключением июля) в ОмГУ им. Ф. М. Достоевского. В настоящее время работа семинара организована по таким предметным секциям, как «Радиофизическое зондирование», «Антенно-фидерные устройства», «Моделирование процессов и устройств», «Цифровая обработка сигналов», «Разработка, конструирование и производство аппаратуры», «Техника СВЧ», «Инженерная археология», «Перспективные технологии в производстве РЭА». На начало марта 2019 года состоялось уже 110 заседаний семинара, на его секциях было заслушано 319 докладов.



Количественные показатели заседаний и докладов семинара за 2010–2018 гг.

Удобный и понятный сайт семинара (www.радиосеминар.рф) – заслуга сотрудника АО «ЦКБА» Александра Леонидовича Ворощова, который его разработал и поддерживает. На сайте раз-

мещаются презентации докладов и иные материалы, представленные их авторами, а также фотоотчеты о проведенных заседаниях. Здесь же можно ознакомиться с информацией о планируемых заседаниях, их программой и регламентом проведения, новостями о конференциях и семинарах, проводимых в Омске.

Результаты исследований, представленных на семинаре, публикуются в сборнике его докладов, регулярно издаваемом благодаря поддержке генерального директора АО «ОНИИП» Владимира Александровича Березовского.

Особая благодарность за поддержку семинара декану физического факультета ОмГУ им. Ф. М. Достоевского Марии Геннадьевне Потуданской, заместителю начальника отдела АО «ОНИИП» Дмитрию Евгеньевичу Зачатейскому, директору ДЮТ им. Ю. А. Гагарина Борису Анатольевичу Черноголовину.

В заключение следует отметить, что участником семинара может стать любой желающий, интересующийся данной тематикой и готовый поделиться результатами своих научных достижений. По всем вопросам участия в семинаре и тематики его проведения можно обратиться непосредственно к руководителю семинара.

Омский научный семинар «Современные проблемы радиоп физики и радиотехники» – это площадка, где можно обменяться мнениями, опытом, идеями, а также услышать полезную критику, научиться вести диалог с оппонентами и приобрести навыки публичных выступлений.

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

В. В. Баландин

РАДИСТ Э. Т. КРЕНКЕЛЬ

В докладе освещены интересные и малоизвестные биографические факты знаменитого полярника, радиста Э. Т. Кренкеля, а также размещены его фотографии (некоторые из них публикуются впервые).

Ключевые слова: *Эрнст Кренкель, РАЕМ.*

Эрнст Теодорович Кренкель родился в 1903 г. В юности он состоял в скаутском отряде, командиром которого позже был первый телеведущий «Клуба кинопутешественников» Владимир Шнейдеров. В 1921 г. окончил годичные курсы радиотелеграфистов, где был первым по скорости приёма, и начал работать на Люберецкой приёмной радиостанции.



Рис. 1. Эрнст Теодорович Кренкель
(24.12.1903–08.12.1971)

В 1924 г. Эрнст захотел стать морским радистом, бросил работу и учёбу на радиотехника и приехал в Ленинград. Но работы на судах не было, и он отправился на свою первую зимовку на Новую Землю. В 1925 г. был призван в Красную армию, служил в

одном радиотелеграфном батальоне с известным впоследствии советским разведчиком Рудольфом Абелем и даже обучил его работе с телеграфом [8, 12].

После демобилизации из армии в 1926 г. Кренкель увлёкся радиолобительством. Уже в следующем году он получил свой первый позывной. Авантюристически приехал в Нижегородскую радиолaborаторию к Бонч-Бруевичу и заявил, что если радиолaborатория даст коротковолновую аппаратуру, то морское ведомство поставит опыты с короткими волнами в Арктике, и уже с хорошей КВ-аппаратурой уехал на ту же самую зимовку на радиостанцию Маточкин Шар. Когда зимовщики разгружались, по недосмотру единственную шлюпку со всей аппаратурой стало уносить в море. Эрнст не задумываясь бросился в ледяную воду и спас аппаратуру вместе со шлюпкой.

Э. Кренкель стал первым, кто начал работать на коротких волнах из Арктики. После зимовки он несколько месяцев трудился радистом на судне «Таймыр». После этого поступил радистом в научно-испытательный институт связи в Москве, но все время мечтал об Арктике.

В 1929 г. из опасения, что другие страны могут заявить свои права на острова Земли Франца-Иосифа, советское правительство организовало туда экспедицию, в состав которой включили Эрнста Кренкеля. Когда подъезжали к Архангельску, у него случился приступ аппендицита, поэтому прямо с поезда он был отправлен в больницу, где пролежал сутки. Выслушав успокоительные заверения товарищей, что они подыщут другого радиста, он, тем не менее, почувствовав себя лучше, сбежал из больницы и доложил Шмидту, что полностью выздоровел. Со Шмидтом у них сложились самые уважительные взаимоотношения. На острове Гукера, в бухте Тихой, осталось на зимовку 7 человек. 12 января 1930 г. Эрнсту удалось связаться с радиостанцией американской экспедиции адмирала Берда в Антарктиде.

В 1936 г. вышел фильм «Семеро смелых» Сергея Герасимова. Съёмки фильма проходили в той самой бухте Тихой. В этот фильм вошла песня «Лейся, песня, на просторе» [22]. В Москве, в Центральном музее радиолобительства им. Кренкеля, есть пластинка с этой песней в исполнении Л. Утёсова, на этикетке которой напечатано, что

песня «посвящается Папанину, Кренкелю, Ширшову и Фёдорову».

В 1931 г. при поддержке Шмидта Кренкель был включён в состав экипажа дирижабля «Граф Цеппелин». Полёт был организован Международным обществом «Аэроарктика» и прошёл над территорией Советской Арктики. Во время полёта немцы много фотографировали территорию СССР для своих карт, и затем всё использовали в военных действиях во Второй мировой войне, а советским участникам полета обещанные снимки так и не отдали [19].



Рис. 2. Радисты Кренкель, Иойлев, Гиршевич, Ходов, Ворожцов на борту парохода «А. Сибиряков», 1932 г. [18]

В 1932 г. Эрнст Теодорович был взят Отто Юльевичем Шмидтом в качестве второго радиста на ледокольный пароход «А. Сибиряков», впервые прошедший по Северному морскому пути из Архангельска в Тихий океан за одну навигацию. Со сломанными винтами, под самодельными парусами «А. Сибиряков» с большим трудом вышел в Тихий океан. Благодаря этой экспедиции в стране было создано Главное управление Северного морского пути (ГУСМП). О. Ю. Шмидт стал руководителем самого большого министерства и огромной территории.

Зимой после похода «А. Сибирякова» Кренкель поступил бортрадистом на самый большой тогда дирижабль СССР В-3

«Красная звезда».

Для закрепления успеха и проверки возможности курсирования транспортных судов в Ледовитом океане в 1933 г. по маршруту «А. Сибирякова» была организована следующая экспедиция. Шмидту удалось получить судно «Лена», построенное для торгового флота, которое переименовали в «Челюскин». Владимир Иванович Воронин, осмотрев судно, лишь после долгих уговоров Отто Юльевича согласился стать его капитаном. Кренкель был назначен старшим радистом.



Рис. 3. Э. Кренкель на хроникальном кадре из документального фильма «Челюскин»

13 февраля 1934 г. пароход был раздавлен льдами. Возник палаточный «лагерь Шмидта» (автор фразы Кренкель), просуществовавший 2 месяца. Вся связь держалась на радистах Э. Кренкеле, В. Иванюке и С. Иванове. Для связи использовался сверхрегенеративный приёмник КУБ-4 и искровой передатчик с питанием от аккумуляторной батареи. Наибольший вклад в установлении радиосвязи с лагерем Шмидта оказала радистка Уэлена Людмила Шрадер, бывшая радиолобительница Ленинградской секции коротких волн. Э. Кренкель всю жизнь гордился, что ни разу не дал сигнала «SOS».



Рис. 4. «Челюскин» во льдах



Рис. 5. Радисты Серафим Иванов и Эрнст Кренкель у лагерьного передатчика [15]

На льдине большим уважением пользовался О. Ю. Шмидт, который поддерживал дисциплину и читал множество лекций. Советские лётчики смогли вывезти на материк всех участников экспедиции. В 1934 г. летчики, спасавшие членов экспедиции Шмидта, стали первыми Героями Советского Союза. Присвоение этого зва-

ние являлось высшей степенью отличия. (Друг Кренкеля и любимец Сталина, Герой Советского Союза №2 за спасение челюскинцев, Леваневский не спас ни одного челюскинца.) Позывной «Челюскина» РАЕМ был присвоен Кренкелю как личный радиолобительский позывной.

В наши дни появилась версия о якобы существовавшем двойнике «Челюскина» – однотипном с ним пароходе «Пижма» с тысячами эков в трюмах, сопровождавшем «Челюскина» и затем затопленном с людьми. Подтверждения этой версии нет [4, 11].

В 1935 г. Эрнст Теодорович был назначен начальником полярной станции на мысе Оловянном Северной земли. В ходе зимовки Кренкель предложил расконсервировать полярную станцию на о. Домашнем, что в 200 километрах севернее, и вместе с механиком Мехреньгиным он был туда доставлен. Там они оба заболели цингой, и после посадки В. Чкалова на о. Удд (станция на Домашнем передавала сводку погоды по трассе перелёта) на имя Шмидта ушла шутивная радиограмма: «У обоих моторов подставки подвержены коррозии. Ведём переговоры с Зандером». Юмор был трагическим. В переводе на обычный язык радиограмма сообщала, что ноги зимовщиков, болеющих цингой, сдают окончательно, а фраза «переговоры с Зандером» напоминала о судьбе механика Зандера, умершего от цинги в экспедиции Седова. 1 сентября 1936 г. пришёл «А. Сибиряков» с новой сменой полярников [8].

Осенью 1936 г., еще не оправившись после цинги, Кренкель включился в подготовку научной экспедиции на Северный полюс. Сигизмунд Леваневский тщетно пытался уговорить его пойти в его экипаж радистом для перелёта через Северный полюс в Америку: «Сутки, максимум двое – и сверли дырку в пиджаке (для награды)» [8].

Во время подготовки экспедиции на Северный полюс из-за перевеса пришлось отказаться не только от моториста, но и от моторной лебёдки. Уже на месте люди вынуждены были крутить лебёдку вручную, опуская приборы на глубину порой в 3–4 километра и поднимая их оттуда!

Режиссёр Марк Трояновский, входивший в состав экспедиции, за дни, пока на льдине возводился базовый лагерь, снял фильм. Лента была продана за валюту во многие страны мира, где вызвала

небывалый ажиотаж, принеся советской казне большую прибыль. В эфире появился позывной UPOI, работа которого велась на радиостанции «Дрейф», изготовленной Ленинградской радиолaborаторией Управления НКВД и доставленной Николаем Стромилловым сначала на о. Рудольфа, а затем и на станции «СП» [8, 13, 20]. По воспоминаниям Стромилова, Кренкель прекрасно ориентировался в эфире, принимал радиogramмы с хорошей скоростью. На ключе работал небыстро, но очень чётко, даже изящно [13]. К экспедиции было приковано внимание всей страны. Полярники были избраны депутатами Верховного Совета СССР. Известный в те годы писатель Лев Кассиль написал про Кренкеля фельетон под названием «Его позывные» [10].



Рис. 6. Подготовка к экспедиции (Подмосковье): Кренкель вместе со Шмидтом (слева); с радиостанцией «Дрейф» (справа)

По радио Эрнст Теодорович обслуживал дальние перелёты через Северный полюс из СССР в Америку Чкалова, Громова, Леваневского. После пропажи самолёта Леваневского он не спал двое суток, следя за эфиром. Радист экспедиции 4 раза в сутки передавал метеосводки и обрабатывал огромное количество газетных радиogramм. На льдине полярники были корреспондентами множества изданий, и Кренкель часто негодовал, когда в газетах и на радио до-

бавляли всякой «отсебятины». Вся связь зависела от ветра, так как аккумуляторы заряжались от ветрогенератора. Когда позволяли время и зарядка аккумулятора, Эрнст Теодорович с большим удовольствием работал с радиолюбителями. В конце экспедиции льдину с лагерем вынесло в Атлантику. С обломка льдины 30×50 м полярников сняли суда «Таймыр» и «Мурман». Суда пробивались к ним тяжело, со взрывчаткой, ломая об лёд винты, в результате было решено снимать полярников со льдины на дирижабле «СССР В-6» (Осоавиахим), но тот разбился, врезавшись из-за низкой облачности в гору [8, 10].

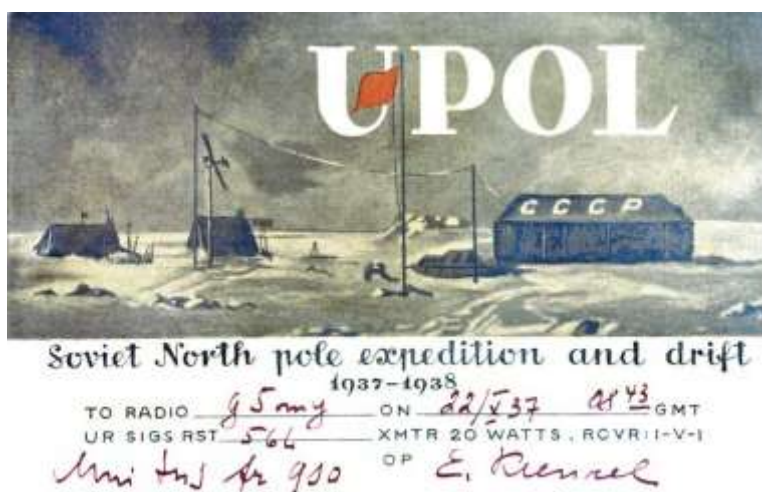


Рис. 7. Полюсная карточка Э. Т. Кренкеля

(изображение предоставлено автору Mike Hewitt, G4AYO – английским радиолюбителем, большим почитателем Э. Т. Кренкеля, коллекционером советской полярной тематики)

Папанинцам было присвоено звание Героя Советского Союза с вручением ордена Ленина. После учреждения знака особого отличия Кренкелю была вручена медаль «Золотая Звезда» №73 [17].

С 2013 г. установлен новый праздник – День полярника, который отмечается 21 мая. Выбор даты связан с датой открытия первой дрейфующей станции «СП-1».

Эрнст Теодорович ценил юмор, шутку, сам бывал инициатором розыгрышей, собирал анекдоты [6]. В известном рассказе «Маузер Папанина» М. Веллер описывает, как на станции «СП-1» во время проведения закрытых партсобраний якобы выставляли беспартийного радиста из палатки на мороз, а потом тот передавал текст резолюции на материк. Но на льдине Кренкель был кандидатом в члены партии, и в действительности выставляли не его, а Ширшова [16]. Существует история, как Кренкель подбросил якобы лодырю Папанину, от скуки собиравшему-разбиравшему маузер, когда все работали, лишнюю детальку в кучку разобранного маузера. И бедный Иван Дмитриевич долго мучился, все никак не мог собрать свой маузер. На самом деле маузера на льдине не было, но был наган [21], и со слов полярника Виктора Фёдоровича Карасёва, лично знавшего Эрнста Теодоровича [9, 23], сам Кренкель не отрицал, что он действительно подбросил лишнюю детальку в кучку разобранного пистолета.



Рис. 8. Е. Фёдоров, Э. Кренкель, И. Папанин, П. Ширшов, 1937 г. [10]

После возвращения с полюсной экспедиции Эрнст Теодорович был назначен начальником управления полярных станций Главсевморпути и проработал в этой должности до 1948 г. В годы Великой Отечественной войны он в Красноярске продолжал работать в качестве заместителя начальника главка, руководил ра-

ботой всех советских полярных станций, в его ведении было и налаживание надёжной радиосвязи вдоль маршрута «Алсиб», по которому перегоняли с Аляски американские самолёты [3].



Рис. 9. Э. Т. Кренкель с сыном Теодором в «радиорубке» на даче, лето 1946 г. [8]

В 1948 г. все папанинцы были сняты со своих постов. Кренкелю запрещали работать в Арктике и в эфире по 1956 г. С 1951 г. и до последнего дня он работал в НИИ гидрометеорологического приборостроения.

В 1964 г. выпускник Ленинградского арктического училища Виктор Карасёв начал активно работать в любительском эфире с полярной станции о. Хейса (Земля Франца-Иосифа). Несколько раз он работал с Эрнстом Теодоровичем. Кренкель сам вызвался напечатать карточки и быть его QSL-менеджером [9], добросовестно отсылал за Карасёва все карточки. Как страстный филателист, он частенько срывал марки с почты, приходящей Виктору. Воочию они встретились в первом рейсе (1968–1969 гг.) «Профессора Зубова» в Антарктиду, который, благодаря Е. Фёдорову, возглавлял Э. Кренкель. Эрнст Теодорович тогда активно работал с судна позывным RAEM/mm [9], и иногда по его инициативе Виктор тоже работал этим же позывным, копируя почерк мэтра [1, 2, 23]. Друг Кренкеля, Алексей Германович Рекач, в 1992 г. рассказывал автору, что в 1947 г. на «Седове» в Арктике

они тоже вместе работали одним позывным RAEM/mm.

Виктор Фёдорович жалеет, что тогда по молодости он не догадался сфотографироваться вдвоём с Кренкелем в радиорубке. Но на одной из общих фотографий он есть: когда все фотографировались, Эрнст Теодорович в спешке усадил проходящего мимо Виктора к себе на колени.



Борт НИС "Пр. Zubov", 14 САЭ. Сидят слева: Борис Сергеевич Чернов - радист станции Восток, участник дрейфа СП-8, дальше не известно, потом Карасёв, Кренкель, дальше неизвестно, самая крайняя девушка - Ранса Рахманова - фотооператор в радиоаппаратной "НИС Зубова". Над Борисом Черновым стоит Борис Жомов, радист Мирного. Самый крайний слева от Жомова - начальник судовой радиостанции Александр Лосев. Стоит в самом верхнем ряду лысоватый Юрий Бочин - радиооператор НИС "Зубова".

Рис. 10. На борту научно-исследовательского судна «Профессор Зубов»

Следующие четыре, ранее не публиковавшиеся фотографии автору любезно предоставлены В. Ф. Карасёвым.



Рис. 11. 13-я САЭ на борту судна «Профессор Зубов»



Рис. 12. Радиоотряд с Э. Т. Кренкелем на «Профессоре Зубове»



Рис. 13. Президент Чили Эдуардо Фрей Монталва, Э. Кренкель и капитан П.И. Таиров на борту судна «Профессор Зубов»

Когда «Профессор Зубов» был у берегов Антарктиды, на острове Кинг-Джордж открывалась чилийская полярная станция, и присутствовал на этом мероприятии президент Чили Эдуардо Фрей Монтальва. На борту «Профессора Зубова» Эрнст Теодорович начал писать книгу «РАЕМ – мои позывные».

8 декабря 1971 г. у Кренкеля произошел инфаркт. Работа вручную на лебёдке станции «СП» дала о себе знать. Последними его словами, обращёнными к водителю «скорой помощи», были: «Привет пилоту!».

Именем Э. Т. Кренкеля названы полярная гидрометеорологическая станция на острове Хейса, залив у острова Комсомолец в архипелаге Северная Земля.

В 1972 г. в память об Э. Т. Кренкеле был учреждён радиолобительский диплом «РАЕМ», с 1972 г. проводятся ежегодные открытые международные соревнования по радиосвязи на коротких волнах телеграфом «Мемориал Э. Т. Кренкеля – РАЕМ». Широко отмечались 100-летие и 110-летие великого радиста.

У Эрнста Теодоровича две дочери и сын. Сын Теодор Эрне-

стович Кренкель родился в 1940 г., он доцент кафедры Московского технического университета связи и информатики, общественный деятель, свято чтит память об отце. В преддверии столетия отца, в 2003 г., он принёс пачку чистых папиных QSL-карточек в редакцию журнала «Радио». Этими карточками, доштамповав на них факсимиле подписи Эрнста Теодоровича, потом награждали победителей соревнования «Память».

В Москве существует Центральный музей радиолобительства им. Т. Э. Кренкеля, его основатель и заведующий – почётный радист СССР и России Евгений Васильевич Суховерхов UA3AJT. Колледж связи № 54 выделил пять залов для экспонатов, один из них посвящен кренкелевской тематике. Теодор Эрнстович там бывает в гостях, он подарил музею старый стол, лампу и будильник отца. Стоят там и принадлежавшие Э. Т. Кренкелю приёмники «Крот», «AR-88», передатчик «BC-610» и его последний телеграфный ключ. В музее действует любительская радиостанция RK3F.

У Эрнста Теодоровича Кренкеля есть взрослый внук, Кренкель Эрнст Теодорович.



Рис. 14. Теодор Эрнестович Кренкель с первым приемником отца, отреставрированным командой В. Б. Громова РАЗСС, в Радиомузее РКК, 2009 г. (<http://www.radionic.ru>)



Рис. 15. Московская карточка Кренкеля (такую он отправлял и за работу с судов «Г. Седов», «Пр. Зубов» как RAEM/mt)



Рис. 16. В. Баландин и Е. Суhoverхов

на фоне QSL-карточек и аппаратуры Кренкеля
(Центральный музей радиолюбительства им. Э. Т. Кренкеля, Москва 2017 г.)

ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Виталий Карюков*. Полярные будни // Свободная Пресса. 2016. 10 июня. URL: <http://svpressa.ru/society/article/98633>.
- [2] *Владимир Стругатский*. Жизнь во льдах // Смена : интернет-журнал. URL: <http://www.smena.ru/news/2006/12/11/9559/>.
- [3] Эрнст Кренкель. URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Кренкель,_Эрнст_Теодорович.
- [4] Жертва ледяных челюстей. URL: <https://arctic-blog.livejournal.com/56627.html>.
- [5] История открытия и освоения северного морского пути. Т. 4. Л. : Гидрометеоролог. изд-во, 1969.
- [6] *Кренкель Т. Э.* Мой отец // Радио. 1993. №12.
- [7] *Кренкель Т. Э.* Полярная политика Сталина // Московский комсомолец. 2012. 6 июня. №25957. URL: <http://www.mk.ru/social/2012/06/05/711586-polyarnaya-politika-stalina.htm>.
- [8] *Кренкель Э. Т.* РАЕМ – мои позывные. М. : Бумажник, 2016.
- [9] *Кренкель Э. Т.* Мой позывной – РАЕМ/mm.
- [10] *Кренкель Э. Т.* Четыре товарища. М. ; Л. : Главсевморпуть, 1940.
- [11] *Лазарь Фрейдгейм*. «Челюскин» и «Пижма»: все точки над «i». URL: <https://www.proza.ru/2009/03/03/148>.
- [12] Наш Кренкель. Л. : Гидрометеоздат, 1977.
- [13] Опыт организации и работы дрейфующей станции «Северный полюс». URL: http://geolmarshrut.ru/biblioteka/catalog.php?ELEMENT_ID=189.
- [14] Папанинцы // Коммерсантъ : 100 лет с «Огоньком». URL: <https://www.kommersant.ru/doc/2285072>.
- [15] Поход «Челюскина» : в 2 т. М. : Правда, 1934.
- [16] Форум «Полярная почта». URL: <http://www.polarpost.ru/forum/viewtopic.php?f=19&t=267>.
- [17] Герои страны. URL: <http://www.warheroes.ru/>.
- [18] *Ходов В. В., Григорьева Н. А.* Дороги за горизонт. М., 1981.
- [19] «Цепелин» над Арктикой. URL: <https://hanzzz-muller.livejournal.com/84110.html>.
- [20] *Члиянц Г.* Его позывной – РАЕМ (краткая хроника). Львов, 2003.
- [21] URL: <http://www.risk.ru/blog/198011>.
- [22] URL: <https://www.kinopoisk.ru/film/semero-smelykh-1936-46921/>.
- [23] Из личной переписки и общения по эфиру, телефону и скай-

пу автора с полярником В. Ф. Карасёвым RD1AL, ex: UA1KAG, UA1KED, UB5KST, UPOL-22, 4KØA, 4KØB, 4KØD, RØPA, RD1AL/Ø, F/RD1AL/mm, RØUPOL, UA1KAE, UA1KAE/mm, 4K1A, R1ANT, R1ANF, R1AND, VU/R1AND, JW/RD1AL.

Вадим Валентинович Баландин, педагог дополнительного образования UA9MCM, Омская областная станция юных техников (филиал ДДТ «Нефтяник», RK9MZZ), radioseminar@радиосеминар.рф.

С. А. Варнаков, М. Н. Болдырева

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ ДЛЯ СИСТЕМЫ ПАССИВНОЙ РАДИОЧАСТОТНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ

Рассмотрены вопросы моделирования логопериодической антенны СВЧ-диапазона, позволяющей использовать её в системе пассивной радиочастотной идентификации и работающей в диапазоне 860–2450 МГц.

Ключевые слова: СВЧ, логопериодическая антенна, диаграмма направленности, системы радиочастотной идентификации.

Введение

Интерес к системам радиочастотной идентификации (РЧИ) растет с каждым годом. При этом, если с точки зрения построения устройств считывания всё понятно и особых требований к ним нет, то при построении радиочастотных меток есть ряд условий, выполнение которых критически важно для коммерческой успешности. Особенно это касается пассивных радиочастотных меток, для которых требования к применяемой антенной системе очень жесткие как по габаритным размерам, так и по диаграмме направленности и коэффициенту усиления.

Несмотря на то что характерной особенностью современных антенн является их многообразие, они имеют принципиально различные характеристики и отличаются конструкцией, технологией изготовления и т. д. [1]. Набор типов, используемых в радиочастотных метках антенн, крайне мал, и задачей данной работы стоял анализ, расчет, построение и моделирование возможных к применению в пассивных радиочастотных метках антенн. При этом приветствовалось наличие возможности расширения диапазона работы на несколько действующих стандартов от 860 до 2450 МГц, а также соблюдение габаритных размеров антенной системы на уровне мировых образцов, предлагаемых в настоящий момент на открытом рынке.

Анализ антенн, применяемых в пассивных радиочастотных метках

Радиочастотная метка выполняет роль миниатюрного запоминающего устройства. Она принимает и выпрямляет входной сигнал, выделяет информацию и энергию, обеспечивает энергопитание. При помощи цифровых схем метка обрабатывает информацию и модулирует ответный сигнал. В её состав входят микрочип для сбора, хранения и обработки информации, антенны для приема и передачи информации.

Метки подразделяются на две группы: для работы в дальней и ближней зоне. В ближней зоне радиочастотная метка и считыватель связаны либо емкостным (с помощью электрического поля), либо индуктивным (с помощью магнитного поля) способом. Предпочтительным выбором для индуктивно связанных систем является рамочная антенна, так как излучение магнитного поля у нее преобладает над электрическим [2], для емкостных систем – дипольные или электродные антенны.

В дальней зоне взаимодействие происходит при помощи электромагнитных волн. В этом случае высокая эффективность антенны достигается, если хотя бы один из ее размеров имеет длину порядка длины волны. При таком размере антенна имеет реальный входной импеданс. Это обеспечивает высокую эффективность излучения и простоту согласования и передачи мощности от электронной схемы, подключённой к антенне.

В основном используются два типа резонансных антенн: микрополосковые и полуволновые диполи.

Полуволновые диполи стоят относительно дорого, поэтому применяются не в массовом производстве, а в тех случаях, когда важны омические потери. Обладают сравнительно малой полосой пропускания.

Микрополосковые антенны являются планарными антеннами, которые, как правило, наносятся печатным образом на диэлектрическую подложку [3]. Выбором формы реализуются определенные параметры антенны: входной импеданс, эффективность излучения, поляризация. Также на эти параметры имеют влияние особенные способы питания, например с помощью линий передачи, апертурным способом или через электромаг-

нитную связь. Ширина полосы пропускания в микрополосковых антеннах обычно равна единицам процентов.

Важен выбор диэлектрика с точки зрения как ширины полосы пропускания антенны, так и прочих эксплуатационных характеристик. Диэлектрики должны иметь минимальные неоднородности, малые потери, быть устойчивыми к температурам и иметь стабильные геометрические размеры.

Характеристики дипольной антенны менее зависимы от свойств диэлектрика и основания антенны, чем печатные антенны, что сказывается на их стоимости.

В чиповых схемах RFID-меток, как правило, используется один чип, чтобы стоимость метки не сказывалась на цене продукции. Основные характеристики чипа – выходная мощность, размеры, стоимость. Энергетический ресурс метки ограничен (в пассивных метках) и определяется лишь запасенной в ее конденсаторах энергией, которая извлекается из электромагнитного поля. Существует противоречие, поскольку при стремлении уменьшить потребляемую мощность так, чтобы это не приводило к ухудшению параметров системы, нужно следить за размерами компонентов чипа. Ведь сложность и размер чипа сильно сказываются на стоимости метки. Но наиболее рациональное использование элементов чипа ведёт к повышению числа переключений этих элементов, что приводит к повышению потребляемой мощности [4].

В чипе при помощи цифровых и аналоговых компонентов реализуются цепи источника питания, выделения сигнала, смещения, обработки данных и память метки [5].

Таким образом, можно сделать вывод, что антенны, применяемые сегодня в пассивных радиочастотных метках, имеют крайне малую полосу пропускания, что ограничивает их использование только одним диапазоном: либо 860–870 МГц, либо 950–960, либо 2400–2500 МГц. В крайнем случае, метки строятся для двух первых диапазонов [6].

С целью построения универсальной радиочастотной метки на диапазон 860–2450 МГц было принято решение применить частотно-независимую логопериодическую антенну. Это позволяет решить сразу две задачи: охват более широкого диапазона частот

по сравнению с традиционно применяемыми антеннами, а также обеспечение постоянства входного сопротивления антенны, что дает возможность обойтись без дополнительных мер по согласованию.

Расчёт антенн, применяемых в пассивных радиочастотных метках

Частотно-независимые антенны конструируются на принципе электродинамического подобия, в соответствии с которым две антенны имеют одинаковые электрические характеристики, если все их геометрические размеры пропорциональны отношению длины волн. Данному принципу удовлетворяют антенны бесконечных размеров, форма которых полностью определяется углами. Таким образом, частотно-независимой является такая антенна конечных размеров, которая в определенном диапазоне волн обладает всеми свойствами бесконечных антенн. Максимальная волна ее рабочего диапазона определяется максимальными размерами антенны, а минимальная волна – точностью выполнения структуры вблизи точек питания.

Логопериодическая антенна представляет собой совокупность элементов, размеры которых образуют геометрическую прогрессию со знаменателем τ :

$$R_i / R_{i+1} = l_i / l_{i+1} = \tau,$$

где R_i – расстояние от точки питания антенны (центра) до излучателя, l_i – длина излучателя [7].

Плоские логопериодическое структуры не рассматривались ввиду двукратного увеличения геометрических размеров по сравнению с дипольными. Было принято решение построение антенны осуществлять по принципу дипольной логопериодической антенны на основе технологии изготовления печатных плат. Ширина проводника была выбрана 1 мм, материал – фольгированная медь, основание – стеклотекстолит марки FR4 толщиной 1,5 мм.

Для антенны №1 было принято практически максимально низкое значение периода $\tau = 0,8$, при котором характеристики антенны укладываются в традиционно приемлемые параметры

для классических дипольных логопериодических структур [8]. Внешний вид антенны №1 показан на рис. 1.

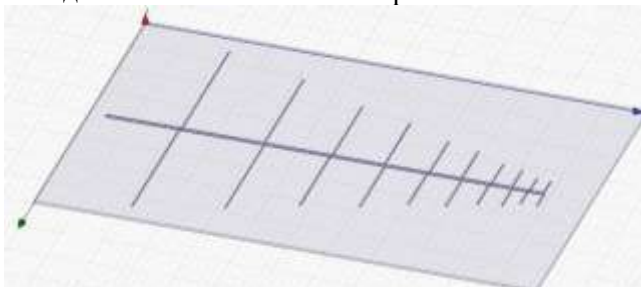


Рис. 1. Внешний вид антенны №1

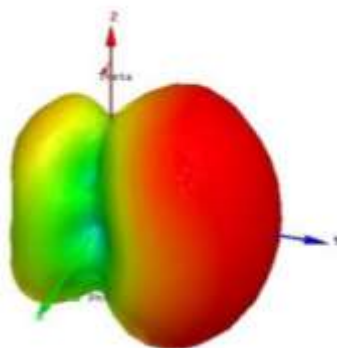
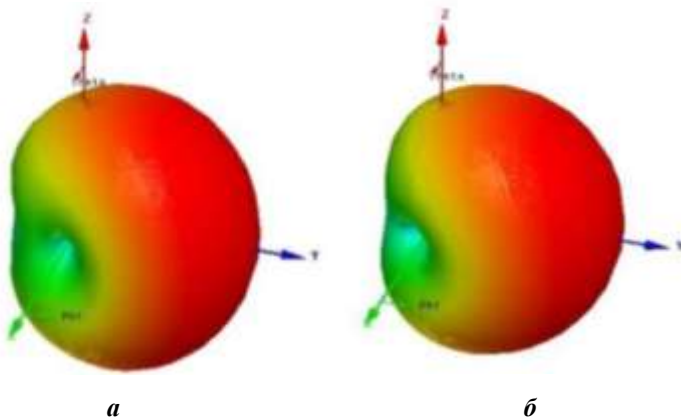


Рис. 2. Диаграмма направленности антенны №1 для частот 860 МГц (а), 1655 МГц (б) и 2450 МГц (в)

Построение и моделирование антенны показало, что коэффициент усиления в направлении главного лепестка составил практически 6 дБ. Диаграмма направленности для значений частоты 860 и 1655 МГц имеет классическую для дипольных логопериодических структур форму, а для частоты 2450 МГц – более сложную структуру (рис. 2).

Коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) находится в диапазоне от 1,06 до 1,95 в рабочем диапазоне частот, что показывает высокий уровень согласования и отсутствие необходимости проведения дополнительных мероприятий. График зависимости коэффициента стоячей волны по напряжению от частоты представлен на рис. 3.

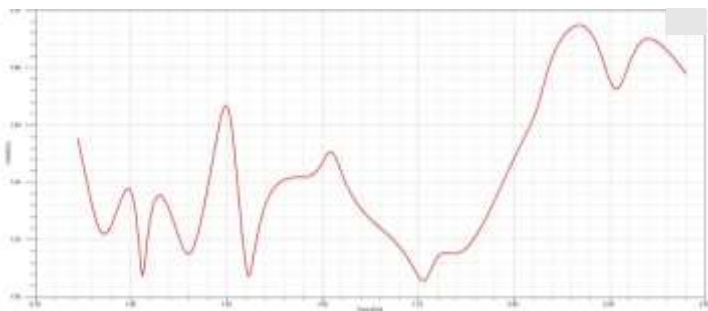


Рис. 3. График КСВН антенны №1

Оптимальная форма излучателей обеспечивает крайне широкий диапазон рабочих частот антенны при малых габаритных размерах. Тем не менее габаритные размеры данной антенны 260×180 мм не позволяют её успешно применять в наших целях.

Для антенны №2 было принято максимально низкое значение периода $T = 0,76$, при котором еще возможно построение антенны с приемлемыми параметрами коэффициента усиления. Внешний вид антенны №2 показан на рис. 4.

Построение и моделирование антенны показало, что коэффициент усиления в направлении главного лепестка составил

2,45 дБ. Диаграмма направленности для частоты 860 МГц имеет шаровидную форму, а для частот 1655 и 2450 МГц – сдвинутую в сторону боковых и заднего лепестков форму (см. рис. 5).

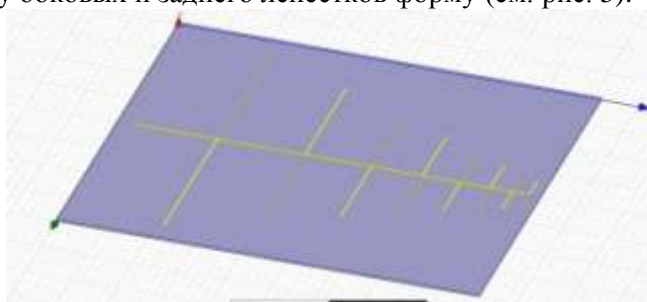
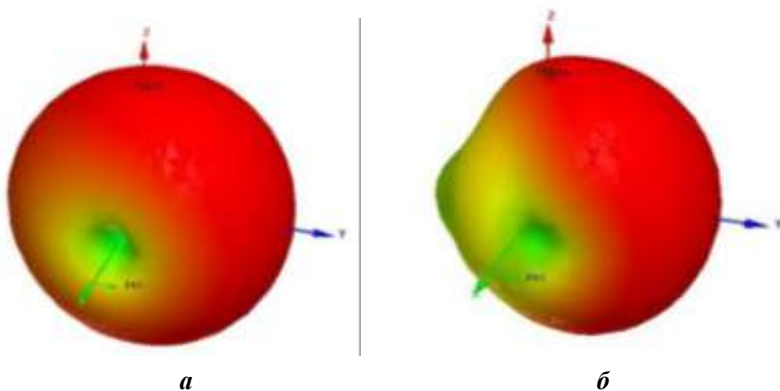
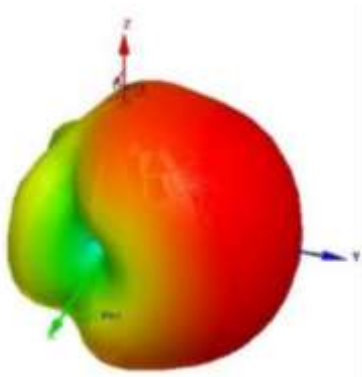


Рис. 4. Внешний вид антенны №2





б

Рис. 5. Диаграмма направленности антенны №2 для частоты 860 МГц (а), 1655 МГц (б) и 2450 МГц (в)

Коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) в рабочем диапазоне частот от 1,02 до 2,88, что показывает достаточно высокий уровень согласования и отсутствие необходимости проведения дополнительных мероприятий. График зависимости коэффициента стоячей волны по напряжению от частоты представлен на рис. 6.

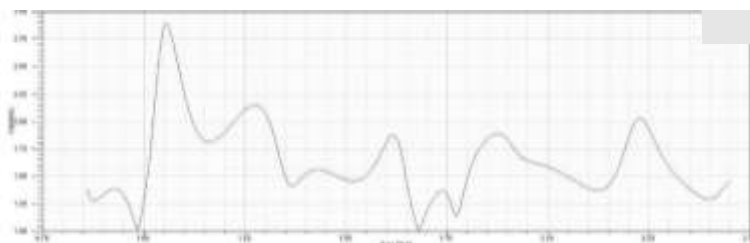


Рис. 6. График КСВН антенны №2

Форма излучателей обеспечивает крайне широкий диапазон рабочих частот антенны при малых габаритных размерах. Тем не менее габаритные размеры данной антенны 200×180 мм всё ещё не позволяют успешно применять её в наших целях.

Так как классические методы расчёта и построения дипольных логопериодических антенн себя исчерпали, а необходимость

уменьшения габаритных размеров всё еще оставалась актуальной, было принято решение рассмотреть возможность уменьшения длины излучателей путем замены их формы с диполя на фрактальную структуру. Наиболее полно изучено и описано применение в антеннах фракталов Коха, поэтому за основу были взяты именно они.

При построении линии Коха исходный отрезок длиной 1, именуемый инициатором фрактала, делится на 3 равных части. Центральный участок заменяют равносторонним треугольником со стороной $1/3$. В результате образуется ломаная, состоящая из 4 звеньев длиной $1/3$ каждый. Этот процесс повторяется для каждого отдельного сегмента ломаной линии: во второй итерации на отрезках $1/3$ строятся треугольники со сторонами $1/9$ и т. д. Каждый шаг синтеза увеличивает длину результирующей кривой в соответствии с выражением

$$L = l(4/3)^n,$$

где n – число итераций, l – длина исходного отрезка (излучателя).

В ходе расчетов было установлено, что предел итераций для принятых нами исходных значений характеристик печатной платы составляет 2, так как геометрические размеры конечных излучателей приближаются к критическим и составляют $1 \times 1,08$ мм, что не позволяет уже строить их в виде фракталов Коха.

По результатам исследования, проведенного К. Дж. Виной (Массачусетский университет), для реализуемых на практике параметров диполя Коха резонансную частоту можно снизить до 30 % от значения резонансной частоты прямолинейного диполя.

Снижение резонансной частоты антенны не является задачей этой работы, поэтому было проведено пропорциональное, на 25 %, уменьшение длины звеньев излучателей. Результаты этой работы приведены ниже.

Внешний вид антенны №3 показан на рис. 7.

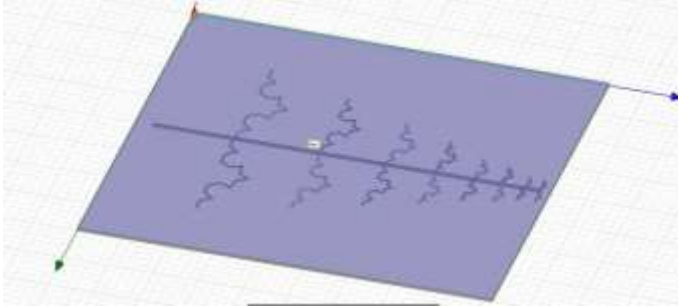
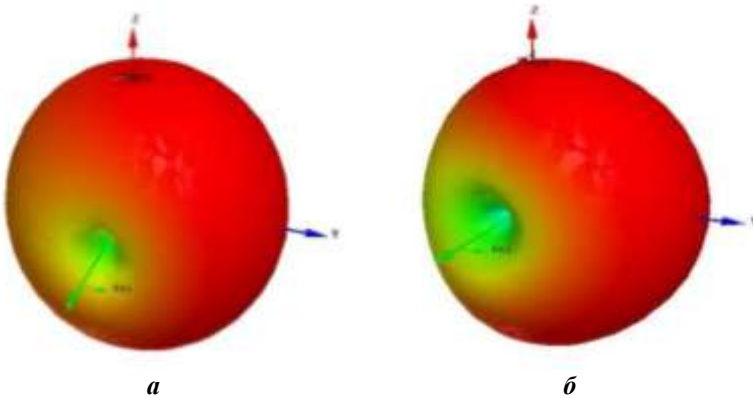
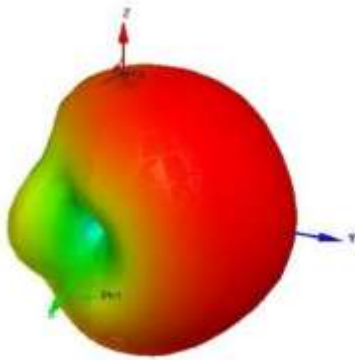


Рис. 7. Внешний вид антенны №3

Построение и моделирование антенны показало, что коэффициент усиления в направлении главного лепестка составил 2,78 дБ. Диаграмма направленности для частоты 860 МГц имеет шаровидную форму, для частоты 1655 МГц – сдвинутую в сторону боковых и заднего лепестков форму, более схожую с тороидальной, для частоты 2450 МГц – сдвинутую в сторону боковых и заднего лепестков, слегка деформированную форму (см. рис. 8).





6

Рис. 8. Диаграмма направленности антенны №3 для частоты 860 МГц (а), 1655 МГц (б) и 2450 МГц (в)

КСВН находится в рабочем диапазоне частот от 1,06 до 3,4, что показывает достаточно высокий уровень согласования и отсутствие необходимости проведения дополнительных мероприятий. График зависимости КСВН от частоты представлен на рис. 9.

Тем не менее габаритные размеры данной антенны 200×130 мм всё ещё не позволяют успешно конкурировать с импортными радиочастотными метками.

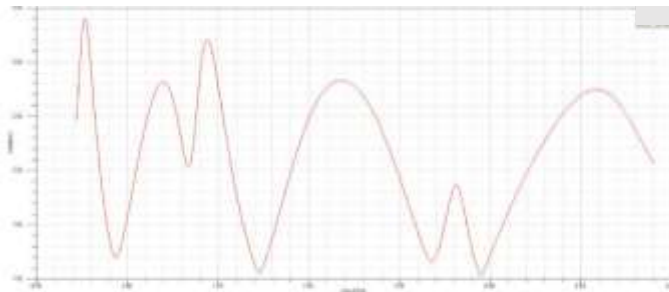


Рис. 9. График КСВН антенны №3

Подводя итоги, обобщим полученные результаты в таблице.

**Сравнение рассчитанных антенн
в диапазонах предполагаемого использования**

№	Частота, МГц	τ	Усиление, дБ	КСВН
1	860	0,8	4,00	1,56
2		0,76	8,72	1,40
3		–	2,86	2,43
1	2450	0,8	6,22	1,78
2		0,76	5,51	1,45
3		–	3,82	2,08

Выводы

В результате выполнения данной работы было проведено моделирование трех логопериодических антенн для систем радиочастотной идентификации, построены диаграммы направленности для соответствующих частот, рассчитаны их направленные свойства и КСВН в диапазоне предполагаемого использования. Полученные результаты обобщены в виде таблицы. Данные расчеты позволяют говорить о том, что построенные таким образом антенны обладают достаточно хорошим уровнем согласования, могут применяться как на частоте 860, так и 2450 МГц. Единственное, что требует более детальных исследований, так это вопрос конкурентоспособности на рынке данных антенн с зарубежными аналогами.

По этой причине в дальнейшем планируется провести уменьшение габаритных размеров полученной антенны за счет сокращения расстояния между излучателями; максимально допустимое из-за энергетических параметров уменьшение ширины проводника и, соответственно, более точное построение фрактальной структуры излучателей, а также просчет возможности увеличения количества итераций данных фракталов. Комплекс этих мер может позволить при сохранении характеристик КУ и КСВН и диапазона частот уменьшить габаритные размеры антенны пассивной радиочастотной метки до уровня зарубежных образцов.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Устройства СВЧ и антенны : учебник / под ред. Д. И. Воскресенского. 4-е изд., испр. и доп. М. : Радиотехника, 2016. 560 с.
- [2] *Минаков Е. И., Полюнкин А. В., Мацуур И. Ю.* Математическая модель излучателя электронной системы радиочастотной идентификации // Изв. высш. учеб. завед. Электроника. 2015. Т. 20, № 3. С. 296–303.
- [3] *Буй Као Нинь.* Электродинамическое моделирование трёхдиапазонных микрополосковых антенн сотовых телефонов // Актуальные вопросы науки, технологии и производства : матер. IX Междунар. науч.-практ. конф. СПб., 2015.
- [4] *Бхуптани М., Морадпур Ш.* RFID-технологии на службе вашего бизнеса : пер. с англ. М. : Альпина Бизнес Букс, 2007. 281 с.
- [5] ГОСТ Р ИСО/МЭК 18000-6-2013. Информационные технологии. Идентификация радиочастотная для управления предметами. М., 2013.
- [6] *Бульба А. В.* Требования и условия применения системы RFID при работе с различными типами грузов // Автомобили. Дороги. Инфраструктура. 2014. № 2 (2). С. 36.
- [7] Коротковолновые антенны / Г. З. Айзенберг [и др.]. 2-е изд., перераб. и доп. М. : Радио и связь, 1985. 536 с.
- [8] *Ротхаммель К.* Антенны : справ. изд. : пер. с нем. / репринтное воспроизведение издания 1998 г. М. : Эколит, 2011. 656 с.

Сергей Александрович Варнаков, магистрант ОмГУ им. Ф. М. Достоевского, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, radioseminar@радиосеминар.рф.

Мария Николаевна Болдырева, магистрант ОмГУ им. Ф. М. Достоевского, radioseminar@радиосеминар.рф.

С. А. Варнаков

РАСЧЕТ ДАЛЬНОСТИ ДЕЙСТВИЯ РАДИОКАНАЛА СИСТЕМЫ РАДИОЧАСТОТНОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ

Рассмотрены вопросы расчета дальности радиоканала системы радиочастотной идентификации, в которых радиочастотная метка построена с применением логопериодической антенны СВЧ-диапазона, работающей в диапазоне 860–2450 МГц.

Ключевые слова: *СВЧ, логопериодическая антенна, системы радиочастотной идентификации.*

Введение

Устойчивый приём и передача радиосигнала являются наиболее важной задачей при построении любой радиосистемы. При этом энергетический баланс радиоканала – один из наиболее важнейших параметров для обеспечения максимально возможной дальности связи. В общем случае заданное расстояние никогда не может быть определено или гарантировано, но провести предварительный расчёт необходимо. Максимальное расстояние между передатчиком и приемником является одним из самых важных параметров, который будет в максимальной степени влиять на процесс проектирования системы. В процессе разработки оптимизируются все остальные параметры для того, чтобы добиться максимальной дальности связи. Если дальность связи получается слишком большой, можно уменьшить выходную мощность и, как следствие, потребление тока либо упростить конструктивные решения с целью удешевления всей системы в целом [1].

Теория и метод расчета дальности действия радиоканала системы радиочастотной идентификации

Есть три основные модели распространения радиосигналов: волны, которые параллельны Земле и огибают ее поверхность; пространственные волны, отражающиеся от верхних слоев атмосферы и земной поверхности, и волны, распространяющиеся в пределах прямой видимости.

Радиочастотная идентификация (RFID) – метод беспровод-

ной передачи информации с помощью электромагнитных полей СВЧ-диапазона. Он позволяет идентифицировать и отслеживать объекты с прикрепленными RFID-метками в пределах прямой видимости.

Системы RFID, у которых расстояние между считывателем и радиочастотной меткой больше 1 м, называют системами дальнего действия. Они работают на СВЧ-частотах 868 МГц (Европа) и 915 МГц (США), а также микроволновых частотах 2,5 и 5,8 ГГц. Для оценки мощности, нужной для работы пассивной радиочастотной метки в СВЧ- и микроволновом диапазоне, используют понятие «потери энергии в свободном пространстве». Потери в свободном пространстве определяют соотношение между ВЧ-энергией, излучаемой считывателем в свободное пространство, и ВЧ-энергией, принимаемой меткой. Эти потери зависят от расстояния между меткой и антенной считывателя, частоты передачи считывателя, коэффициентов усиления антенны метки и антенны считывателя. При использовании полупроводниковой технологии малых мощностей можно изготовить чипы для RFID-метки с расходом энергии не более 5 мкВт.

При частоте передачи 868 МГц может быть реализована дальность немногим более 3 м, а при частоте 2,45 ГГц – немногим более 1 м.

Считывает информацию с метки специальный приемопередатчик – ридер, испускающий электромагнитный сигнал и регистрирующий ответ метки. Чем шире и масштабнее используются метки, тем важнее снижение их энергопотребления и размеров с сохранением или увеличением дальности считывания – расстояния, на котором метку можно распознать.

RFID-метки состоят главным образом из антенны и интегральной схемы с комплексными входными сопротивлениями. Интегральные схемы обычно расположены у разъемов антенны и работают под напряжением, получаемым антенной от внешнего поля, возбуждаемого ридером. Чтобы максимизировать дальность считывания метки, требуется согласовать комплексные сопротивления антенны метки и интегральной схемы и убедиться, что минимальная мощность P_{th} , требуемая для срабатывания схемы, достигается на данном расстоянии от выбранного ридера в

требуемом диапазоне частот.

Пользуясь формулой передачи Фрииса для свободного пространства, можно получить уравнение для дальности считывания:

$$r = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_r G_r G_a \tau}{P_{th}}}$$

Здесь λ – длина волны, P_r – передаваемая ридером мощность, G_r – коэффициент усиления антенны ридера, G_a – коэффициент усиления антенны метки, P_{th} – минимальная пороговая мощность для работы схемы. Оптимальная дальность считывания в некотором диапазоне частот r обычно называется резонансом метки и совпадает с максимумом коэффициента передачи мощности τ [2].

Расчёт дальности действия радиоканала системы радиочастотной идентификации

В типичном радиоканале волны от передатчика отражаются и перекрываются всеми объектами, облучаемыми антенной передатчика. Вычисление расстояния в такой среде является достаточно сложной задачей. Часто среда включает несколько подвижных объектов, которые еще более усложняют расчет. Большинство измерений расстояния выполняется на больших открытых пространствах без каких-либо преград, движущихся объектов или мешающих радиисточников. Это делается для того, чтобы добиться единообразных повторяемых измерений. Уравнение для дальности считывания требует прямой видимости между антеннами приемника и передатчика. Система работает у поверхности Земли, это подразумевает, что для вычисления расстояния, которое бы было ближе к реальности, нужно учитывать также влияние Земли [3].

Для предварительного расчёта дальности действия нашей системы возьмём модель идеальных условий (отсутствуют препятствия, отражения, несколько возможных траекторий передачи и т. д.). Предполагается, что антенны метки и ридера сонаправлены по поляризации. Кроме того, принимается, что обе антенны имеют максимум коэффициента передачи мощности τ , равный 1 [4].

С целью построения универсальной радиочастотной метки

на диапазон 860–2450 МГц было принято решение применить частотно-независимую логопериодическую антенну. Это позволяет решить сразу две задачи: охват более широкого диапазона частот по сравнению с традиционно применяемыми антеннами, а также обеспечение постоянства входного сопротивления антенны, что позволяет обойтись без дополнительных мер по согласованию.

Плоские логопериодическое структуры не рассматривались ввиду двукратного увеличения геометрических размеров по сравнению с дипольными. Было принято решение: построение антенны осуществлять по принципу дипольной логопериодической антенны на основе технологии изготовления печатных плат. Ширина проводника была выбрана 1 мм, материал – фольгированная медь, основание – стеклотекстолит марки FR4 толщиной 1,5 мм.

Был проведен расчёт трёх итераций данных антенн. Обобщенные полученные результаты приведены в виде табл. 1.

Таблица 1

**Сравнение рассчитанных антенн
в диапазонах предполагаемого использования**

№	Частота, МГц	τ	Усиление, дБ	КСВН
1	860	0,8	4,00	1,56
2		0,76	8,72	1,40
3		–	2,86	2,43
1	2450	0,8	6,22	1,78
2		0,76	5,51	1,45
3		–	3,82	2,08

С целью расчёта дальности действия системы «ридер – пассивная метка» (рассчитанная логопериодическая антенна и чип) при помощи уравнения, выведенного из формулы Фрииса для свободного пространства, необходимы исходные данные. В результате анализа предлагаемых на открытом рынке решений для пассивных RFID-меток был сделан выбор в пользу чипа фирмы Impinj, модели Monza R6.

В качестве источника сигнала была взята антенна фирмы

Feig Electronic, модель U600/270 UHF. Расчёт производился на минимальной частоте, равной 860 МГц, для всех трех типов антенн. Исходные данные следующие: λ – длина волны, 860 МГц (0,35 м); P_r – передаваемая ридером мощность, 2 Вт; G_r – коэффициент усиления антенны ридера, 11 дБ; G_a – коэффициент усиления антенны метки, 4,0, 8,72 и 2,86 дБ соответственно; P_{th} – минимальная пороговая мощность для работы схемы на чтение, –20 дБм (0,0000062 Вт).

Оптимальная дальность считывания в некотором диапазоне частот r обычно называется резонансом метки и совпадает с максимумом коэффициента передачи мощности τ [5].

Был проведен расчёт максимально возможной дальности считывания для трёх итераций антенн для длины волны, равной 860 МГц. Обобщенные полученные результаты приведены в виде табл. 2.

Таблица 2

Сравнение дальности считывания рассчитанных антенн для диапазона 860 МГц

№ итерации антенны	λ , м	P_r , дБ	G_r , дБ	G_a , дБ	P_{th} , Вт	r , м
1	0,35	2	11	4	0,0000062	105
2	0,35	2	11	8,72	0,0000062	155
3	0,35	2	11	2,86	0,0000062	89

Выводы

В ходе выполнения работы были проведены расчёты дальности действия систем радиочастотной идентификации, построенных на основе логопериодических антенн.

Полученные результаты позволяют сделать вывод, что при целевой дальности действия системы «ридер – пассивная метка» в 20 м рассчитанная антенная система имеет большой запас по дальнейшей оптимизации. Комплекс мер может позволить уменьшить габаритные размеры антенны пассивной радиочастотной метки до уровня зарубежных образцов, но при этом обеспечить перекрытие как минимум трех диапазонов использования:

российский (европейский) 868 МГц, американский 915 МГц, а также перспективный диапазон на 2,4 ГГц.

ЛИТЕРАТУРА

[1] *Уоллес Р.* Максимальная дальность связи по радиоканалу в системе: как этого добиться? // *Новости электроники.* 2015. № 11. С. 3–14.

[2] *Йемен М.* Дальность считывания RFID-меток и оптимизация антенны [Электронный ресурс]. URL: <https://www.comsol.ru/blogs/rfid-tag-read-range-antenna-optimization/> (дата обращения: 09.01.2019).

[3] *Устройства СВЧ и антенны : учебник / под ред. Д. И. Воскресенского.* 4-е изд., испр. и доп. М. : Радиотехника, 2016. 560 с.

[4] *Коротковолновые антенны / Г. З. Айзенберг [и др.].* 2-е изд., перераб. и доп. М. : Радио и связь, 1985. 536 с. : ил.

[5] *ГОСТ Р ИСО/МЭК 18000-6-2013. Информационные технологии. Идентификация радиочастотная для управления предметами.* М. : Стандартинформ, 2013.

Сергей Александрович Варнаков, магистрант ОмГУ им. Ф. М. Достоевского, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, radioseminar@radioseminar.rf.

К. Г. Гирько

КОНСТРУКЦИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ LTCC-ИНДУКТИВНОСТЕЙ ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

Приведен обзор различных конструкций катушек индуктивности, обоснован выбор и способ их реализации. Проведено электромагнитное моделирование планарных LTCC-индуктивностей с воспроизводимыми технологическими параметрами. На основании полученных результатов произведена оценка степени влияния конструкторских решений на индуктивность и добротность.

Ключевые слова: многослойные структуры, индуктивность в форме меандра, квадратная «стековая» спираль, моделирование в среде AWR DE.

Основными преимуществами технологии на основе низкотемпературной керамики перед материалами, применяемыми в технологиях изготовления печатных плат, являются:

- стабильность к агрессивным средам;
- высокая механическая прочность в широком интервале рабочих температур;
- высокая теплопроводность керамики;
- высокая твердость керамики;
- высокая радиационная стойкость;
- обеспечение защиты внутренних компонентов (монолитность конструкции).



Рис. 1. Симметричная полосковая линия передачи

Как и в планарных (однослойных) ИС СВЧ, в многослойных структурах могут использоваться отрезки полосковых, микрополосковых и копланарных линий передачи. На практике наиболее часто применяется симметричная полосковая линия передачи (см. рис. 1)

Наличие экранов сверху и снизу структуры исключает потребность в дополнительном корпусировании устройства. Индуктивность в простейшем случае представляет собой прямой отрезок линии передачи (рис. 2).



Рис. 2. Прямой отрезок линии передачи

Такие элементы используются для реализации высокодобротных индуктивностей небольших номиналов (до 2 нГн). С целью эффективного использования площади подложки отрезкам линии придают форму петли или меандра (рис. 3) [1, 2].



а)

б)

Рис. 3. Индуктивность в форме петли (а) и в форме меандра (б)

Конструкции интегральных катушек также могут быть выполнены в виде круглой, квадратной спирали, 3D Г-образной спирали и 3D Г-образной сужающейся спирали (рис. 4).

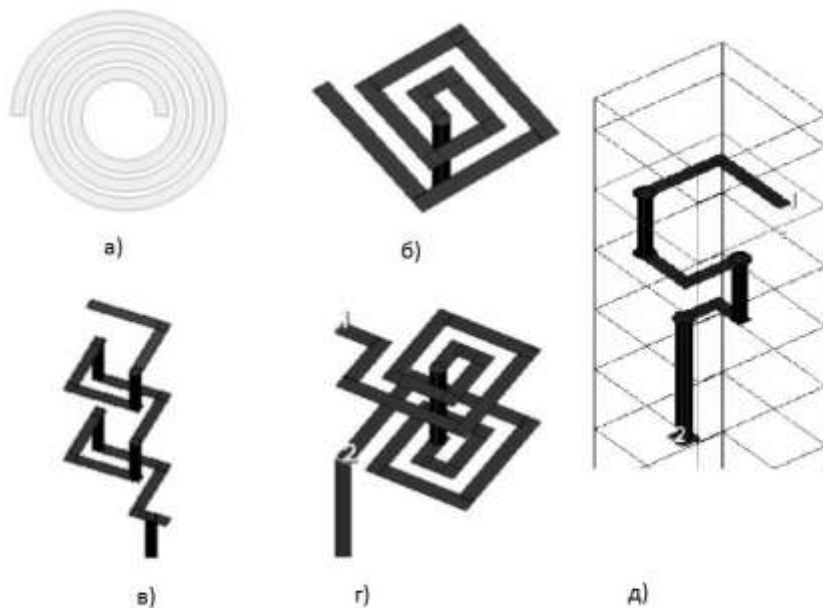


Рис. 4. Конструкции интегральных катушек в виде круглой спирали (а), квадратной плоской спирали (б), 3D Г-образной спирали (в), квадратной «стековой» спирали (г), 3D Г-образной сужающейся спирали (д)

Спиральная индуктивность позволяет получить большие, по сравнению с петлевой и меандровой реализациями, номиналы за счет положительной взаимной индуктивности между витками.

Это связано с тем, что в спиральной индуктивности направление тока одинаково для всех витков, в то время как в соседних проводниках меандровой или петлевой индуктивности ток течет в противоположных направлениях, вследствие чего взаимная индуктивность отрицательна. Номинал спиральных индуктивностей

может достигать 50 нГн в зависимости от геометрии структуры: количества витков, ширины полосковых проводников и расстояний между ними. На основе ЛТСС также возможна реализация трехмерных индуктивных элементов, расположенных в нескольких слоях так называемых «стековых» индуктивностей (рис. 4, з).

В данной работе использовались квадратные индуктивности, 3D Г-образная и 3D Г-образная сужающаяся спирали. Для уменьшения габаритов целесообразно применять катушки индуктивности в виде «стековой» спирали. «Стековая» индуктивность представляет собой комбинацию из нескольких спиральных индуктивностей, расположенных друг над другом в разных слоях и соединенных при помощи межслойных соединений.

Моделирование в среде AWR DE

Для объективности моделирования всех конструкций были заданы одинаковые условия:

– материал основания – керамика DuPont Green Tape 951 толщиной 96 мкм,

– диэлектрическая проницаемость материала $\varepsilon = 7,8$;

– тангенс угла диэлектрических потерь $\tan\delta = 0,0015$;

– ширина проводника 200 мкм;

– зазор между проводниками 200 мкм;

– диаметр переходного отверстия 200 мкм;

– диаметр юбки возле отверстия 300 мкм.

Так как и индуктивность, и добротность зависят от расстояния до земли, то для корректности исследований расстояния от первого и последнего витка до заземляющей поверхности с обеих сторон были приняты одинаковыми (4*96 мкм). Результаты моделирования L-элементов для «стековой» квадратной спирали, 3D Г-образной и 3D Г-образной сужающейся спиралей приведены в табл. 1–3.

Из табл. 1 видно, что при увеличении витков катушки и слоёв увеличивается также ее индуктивность, добротность же при этом условии уменьшается.

Таблица 1

Результаты моделирования «стековой» квадратной спирали

Частота		500 МГц		1000 МГц		1500 МГц		2000 МГц	
		L, нГн	Q	L, нГн	Q	L, нГн	Q	L, нГн	Q
1 слой	1 виток	1.25	273.2	1.26	322.7	1.26	365.2	1.27	308.8
	2 витка	4.762	145.8	4.97	146.1	5.37	116.2	6.08	87.71
	3 витка	13.13	143.6	17.10	99.01	37.17	34.24	–	19.35
	4 витка	30.95	93.21	771	1	–	59.57	–	49.9
2 слой	1 виток	2.70	128.4	2.75	122.1	2.83	96.80	2.96	77.42
	2 витка	16.07	91.35	24.34	38.28	265.2	1.94	–	29.13
	3 витка	90	26.29	–	41.39	–	21.58	–	7.68
	4 витка	–	33.56	6.39	7.57	–	24.51	–	10.50
3 слой	1 виток	4.42	113.14	4.57	92.11	4.87	72.31	5.35	59.45
	2 витка	35.80	37.50	173	5.28	–	–	–	–
	3 витка	–	6.33	–	104.8	–	41	–	17.07
	4 витка	–	58.01	–	37.65	–	0.97	–	26.96

Таблица 2

Результаты моделирования 3D Г-образной спирали

Частота	500 МГц		1000 МГц		1500 МГц		2000 МГц	
	L, нГн	Q	L, нГн	Q	L, нГн	Q	L, нГн	Q
1 слой	1,52	206,30	1,53	304,40	1,54	301,90	1,55	262,10
2 слой	2,31	167	2,34	236,70	2,40	225,70	2,49	187,70
3 слой	4,64	140,7	4,79	233,10	5,07	150,90	5,54	96,98

Результаты моделирования 3D Г-образной спирали показа-

ли, что увеличение слоёв катушки приводит к увеличению индуктивности и уменьшению добротности.

Таблица 3

Результаты моделирования 3D Г-образной сужающейся спирали

Частота	500 МГц		1000 МГц		1500 МГц		2000 МГц	
	L, нГн	Q	L, нГн	Q	L, нГн	Q	L, нГн	Q
1 слой	1,52	206,10	1,53	303,70	1,54	300,90	1,55	261,30
2 слой	1,92	159,20	1,94	210,90	1,96	201,30	2	176,40
3 слой	2,53	149,50	2,57	170,30	2,62	148,60	2,70	124,90

Моделирование 3D Г-образной сужающейся спирали также показало увеличение индуктивности и уменьшение добротности при увеличении слоёв.

Таблица 4

Максимальные значения индуктивности и добротности трех конструкций спиралей

Частота	500 МГц		1000 МГц		1500 МГц		2000 МГц	
	L, нГн	Q	L, нГн	Q	L, нГн	Q	L, нГн	Q
«Стековая» квадратная спираль	90	273,2	771	322,7	265,2	365,2	6,08	308,8
3D Г-образная спираль	4,64	206,30	4,79	304,40	5,07	301,90	5,54	262,10
3D Г-образная сужающаяся спираль	2,53	206,10	2,57	303,70	2,62	300,90	2,70	261,30

Сравнивая между собой значения трех различных конструк-

ций катушек на определенных частотах, можно определить влияние конструкторских решений на индуктивность и добротность. Наиболее добротной и обладающей большей индуктивностью конструкцией являются катушки в виде «стековой» квадратной спирали.

Заключение

В данной работе оценена степень влияния конструкторских решений на индуктивность и добротность, а именно определено, что наиболее добротной и обладающей большей индуктивностью конструкцией является «стековая» квадратная катушка индуктивности.

ЛИТЕРАТУРА

[1] *Вендик И. Б., Холодняк Д. В., Симин А. В.* Многослойные интегральные схемы сверхвысоких частот на основе керамики с низкой температурой обжига. Ч. 2. Средства проектирования и реализация пассивных устройств // Компоненты и технологии. 2005. Вып. 6. С. 210–216.

[2] *Егоров Г. Н.* Многослойные керамические микросхемы. Низкотемпературная совместно обжигаемая керамика // Электроника. 2006. Вып. 3. С. 60–65.

Кристина Геннадьевна Гирько, магистрант ОмГУ им. Ф. М. Достоевского, radioseminar@радиосеминар.рф.

К. Г. Гирько

МОДЕЛИРОВАНИЕ LTCC-ИНДУКТИВНОСТЕЙ ВЧ-ДИАПАЗОНА

Приведен обзор различных конструкций катушек индуктивности, обоснован выбор и способ их реализации. Проведено электромагнитное моделирование планарных LTCC-индуктивностей с воспроизводимыми технологическими параметрами для определения диапазона достижимых номиналов L-элементов. На основании полученных результатов определено влияние геометрии полосковых элементов на индуктивность от частоты в дециметровом диапазоне.

Ключевые слова: катушка индуктивности, моделирование интегральных LTCC-индуктивностей, собственная индуктивность (L), добротность (Q), частота собственного резонанса (f_{res}), паразитная емкость ($C_{п}$), сопротивление потерь ($R_{п}$).

Современная аппаратура содержит множество электронных и механических элементов. В связи с этим основными требованиями являются снижение габаритов и массы устройства, повышение надежности. Один из путей решения – повышение интеграции пассивной части схем (объединения нескольких дискретных элементов или устройств в одно) с помощью новых технологий. Решению этих задач совершенствования конструкций и технологических процессов изготовления устройства способствует комплексная микроминиатюризация их элементов, важнейшей частью которой является разработка и совершенствование интегральных схем.

В настоящее время быстро развивается и успешно применяется технология низкотемпературной керамики (LTCC, Low Temperature Co-fired Ceramics) для различных приложений, например для производства ВЧ- и СВЧ-микросхем низкой и средней степени интеграции.

Данная технология обеспечивает недорогое решение в массовом производстве электронных устройств для коммерческой и военной областей электронной промышленности. В ближайшее время актуальность использования LTCC как для спецтехники, так

и для широкого гражданского применения будет только возрастать.

Аналитический расчет характеристик планарных индуктивностей

Одним из ключевых элементов интегральных схем, определяющих размер радиоэлектронных устройств, является катушка индуктивности, основные характеристики которой собственная индуктивность (L), добротность (Q), частота собственного резонанса (f_{res}), паразитная емкость (C_{Π}), сопротивление потерь (R_{Π}).

Оценить параметры интегрированных элементов можно с помощью приближенных формул. В качестве эквивалентной схемы индуктивности взята схема, которая наиболее полно описывает поведение интегральной катушки индуктивности (рис. 1) [1, 2].

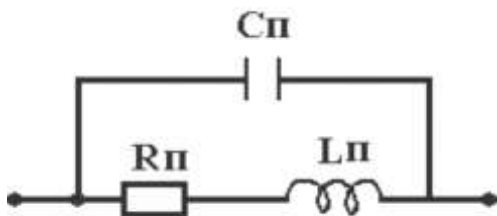


Рис. 1. Эквивалентная схема индуктивности

Собственная индуктивность определяется по формуле

$$L = \frac{39,39n^2 a^2}{8a+11c} \text{ нГн}, \quad (1)$$

где

$$a = \frac{(d_{in}+d_{out})}{4}, \quad c = \frac{d_{out}-d_{in}}{2};$$

n – количество витков;

d_{in} – внутренний диаметр катушки индуктивности, мм;

d_{out} – внешний диаметр катушки индуктивности, мм.

Сопротивление потерь определяется по формуле

$$R = 1,5 \cdot \frac{\pi \cdot a \cdot R_{sh} \cdot n}{w} \text{ Ом} \quad (2)$$

где

R_{sh} – сопротивление на квадрат, Ом/□;

w – ширина линии, мм;

t – толщина линии, мм.

Паразитная емкость определяется по формуле

$$C_{\pi} = 3,5 \cdot 10^{-5} \cdot d_{out} + 0.06 \text{ пФ} . \quad (3)$$

Резонансная частота

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\pi} C_{\pi}}} \quad (4)$$

Добротность индуктивных элементов Q может быть рассчитана с помощью выражения

$$Q = \frac{\omega \cdot L}{R} \quad (5)$$

Для реализации больших значений индуктивностей на единицу площади используется многослойная или многоуровневая конфигурация. В случае, когда два слоя индуктивности располагаются друг над другом и соединены последовательно, как показано на рис. 2 [1], [2], суммарная индуктивность будет определяться как

$$L_t = L_1 + L_2 + 2 \cdot M, \quad (6)$$

где L_1 и L_2 – самоиндукции спиралей 1 и 2, а M – взаимная индуктивность между ними. Если k – связь между спиральями, M можно записать

$$M = k \sqrt{L_1 L_2}. \quad (7)$$

Если обе спирали идентичны (т. е. $L_1 = L_2 = L$), то суммарная индуктивность записывается так

$$L_t \cong 4L \cong 2^2 L. \quad (8)$$

Таким образом, максимальное значение индуктивности в двух

слоях может быть увеличено в 4 раза.

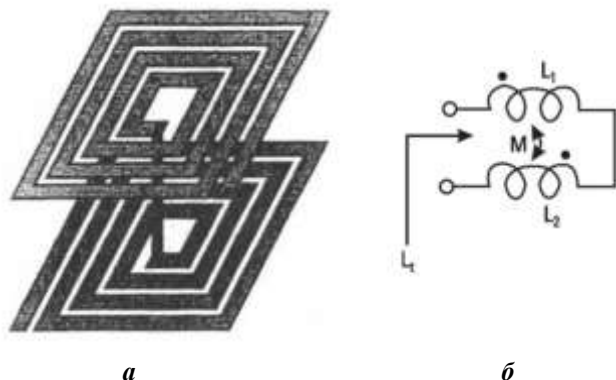


Рис. 2. Двухуровневая конфигурация индуктивности (а) и упрощенная двухпортовая схема (б)

Аналогично для n сложенных спиралей суммарная индуктивность структуры в n^2 раза больше, чем у одной спирали; то есть индуктивность может быть увеличена квадратично с количеством слоев, следовательно, может быть реализована очень компактными катушками.

$$L_t \cong n^2 L, \quad (9)$$

где n — количество слоев в стеке.

Результаты аналитического расчета первой характеристики катушки приведены в табл. 1. На примере расчета индуктивности (первой характеристики катушки) видно, как сложны расчеты интегральных структур, и простыми формулами результатов не добиться, поскольку расчеты не соответствуют действительности.

В связи с этим наиболее перспективными методами оценки параметров интегрированных элементов, в зависимости от их конструкции являются численные методы, основанные на использовании различных систем автоматизированного проектирования (САПР) и моделирования поведения как отдельных элементов, так и целых контуров.

Таблица 1

Ширина полоска/зазора, мкм		Индуктивность, L		
		150/150	250/250	350/350
1 слой	1 виток	0,391	0,652	0,912
	2 витка	2,321	3,847	5,385
	3 витка	6,930	11,550	16,257
2 слоя	1 виток	1,564	2,608	3,648
	2 витка	9,284	15,388	21,540
	3 витка	27,720	46,200	65,028
3 слоя	1 виток	3,519	5,868	8,208
	2 витка	20,889	34,623	48,465
	3 витка	62,370	103,950	146,313

На сегодняшний день существует множество пакетов прикладных программ, позволяющих осуществить компьютерное моделирование большинства параметров элементов, в том числе с учетом электродинамических характеристик используемых материалов. Для исследования параметров интегральных элементов была использована САПР, работающая на основе метода моментов AWR Design Environment, которая позволяет уменьшить цикл разработки и отказаться от нескольких этапов макетирования, что значительно сокращает время разработки и его стоимость, обеспечивая при этом лучшее качество изделий.

Моделирование индуктивностей в среде AWR DE

Произведя ЭМ-моделирование катушек индуктивности, были получены графики зависимости индуктивности и добротности от частоты (рис. 3). Результаты моделирования L -элементов приведены в табл. 2.

Таблица 2

		Индуктивность, L , при $f=500$ МГц			Добротность, Q , при $f=500$ МГц			Частота собствен- ного резонанса, $f_{рез}$		
		150/ 150	250/ 250	350/ 350	150/ 150	250/ 250	350/ 350	150/1 50	250/ 250	350/ 350
Ширина полос- ка/зазора, мкм	1 виток	1,41	2,15	2,72	149,88	179,20	187,10	12700	7100	4900
	2 витка	4,32	6,53	8,63	107,20	157,40	185,00	4500	2600	1800
	3 витка	10,44	16,36	24,31	106,40	146,00	150,54	2200	1300	900
1 слой	1 виток	2,56	4,15	5,66	123,40	166,00	186,50	7500	4100	2700
	2 витка	11,62	19,83	34,06	51,56	94,42	144,26	2100	1100	700
	3 витка	36,34	–	–	54,75	55,49	139,53	900	500	300
2 слоя	1 виток	3,84	6,90	8,94	101,70	154,30	164,60	5800	3000	2000
	2 витка	22,05	51,02	149,20	60,87	41,12	155,49	1500	800	500
3 слоя	1 виток									
	2 витка									

3 витка	130,00	–	–	27,75	48,97	86,39	600	300	200
---------	--------	---	---	-------	-------	-------	-----	-----	-----

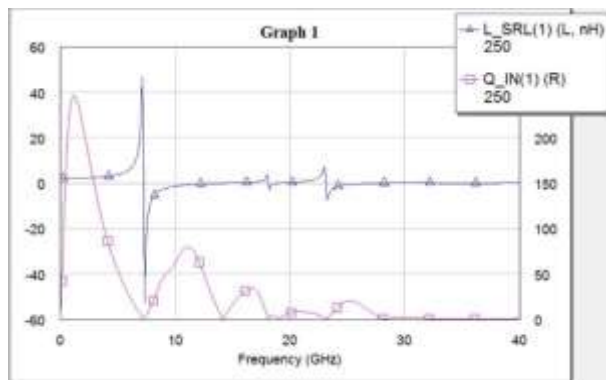


Рис. 3. Графики зависимости индуктивности и добротности от частоты

Заключение

Были определены численные зависимости LTCC-индуктивностей дециметрового диапазона с учетом добротности и частоты собственного резонанса, произведена оценка степени влияния соотношения ширины полоска к ширине зазора на индуктивность, добротность и частоту собственного резонанса. Были сделаны выводы, что изменение: 1) ширины полоска/зазора на 40% приводит к увеличению индуктивности на 50%, добротности на 30%; 2) количества витков приводит к увеличению индуктивности на 60% и уменьшению добротности на 15%; 3) количества слоев приводит к увеличению индуктивности на 50% и уменьшению добротности на 15%; 4) ширины полоска на 40% или увеличение количества слоев и витков приводило к смещению резонанса.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Bahl Inder*. Lumped Elements for RF and Microwave Circuits. Artech House, 2003. 488 p.
- [2] *Вендик И. Б., Холодняк Д. В., Симин А. В.* Многослойные инте-

гральные схемы СВЧ на основе керамики с низкой температурой обжига. Ч. 3. Активные устройства, антенны и многофункциональные СВЧ-модули // Компоненты и технологии. 2005. Вып. 7. С. 208–213.

Кристина Геннадьевна Гирько, магистрант ОмГУ им. Ф. М. Достоевского, radioseminar@радиосеминар.рф.

Н. В. Жандецкая

ОБЗОР МЕТОДОВ РАСЧЕТА ИНТЕГРАЛЬНЫХ ИНДУКТИВНОСТЕЙ

Проведен обзор методов расчета интегральных индуктивностей. Рассмотрены электротехнический и электродинамический подходы. Определено, какой из них лучше подходит для различных пассивных элементов.

Ключевые слова: пассивные элементы, сосредоточенные параметры, квазисосредоточенные параметры, индуктивность, частота.

Введение

При проектировании современных беспроводных устройств связи ставятся две прямо противоположные цели: мобильность и многофункциональность. Мобильность требует уменьшения массогабаритных размеров и снижения энергопотребления, а многофункциональность – работу в нескольких диапазонах частот (сотовая связь, локальные беспроводные сети, GPS и т.д.). Это обуславливает новые требования к созданию элементной базы.

В настоящее время пассивные элементы (катушки индуктивности, конденсаторы, резисторы) могут быть выполнены как элементы с распределенными, сосредоточенными и квазисосредоточенными параметрами, в зависимости от соотношения их геометрических размеров и длины волны. Стремление повысить многофункциональность устройства неизбежно привело к большой плотности элементов на плате, что, в свою очередь, обусловило проблемы электромагнитной совместимости. Такие элементы нельзя рассчитывать как элементы с сосредоточенными параметрами, так как они влияют друг на друга. В современных подходах к проектированию радиоэлементов, в том числе и интегральных, рас-

сматриваются как неотъемлемая часть устройства, то есть считаются элементами с квазисосредоточенными или распределенными параметрами.

Электротехнический подход

Первые формулы для расчета индуктивностей были предложены Максвеллом и Лоренцем. Данные формулы были недостаточно точны, и в 1909 году японский физик Нагаока преобразовал формулу Лоренца, в результате стало понятно, что индуктивность зависит от размеров катушки и ее формы [1].

Расчет индуктивностей можно вести несколькими способами, например, по упрощённым эмпирическим формулам.

Катушка представляется в виде модели из RLC-элементов, где L – индуктивность, R – активное сопротивление, а C – паразитная емкость катушки. Такая модель имеет одну резонансную частоту, называющуюся частотой собственного резонанса. Если частоты выше частоты собственного резонанса, то катушка не применяется.

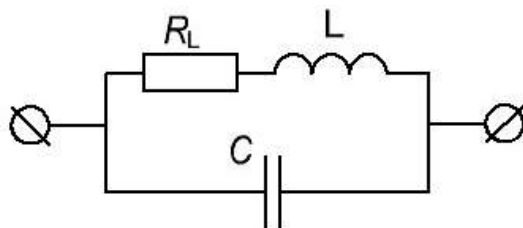


Рис. 1. RLC-контур катушки индуктивности

Расчет номиналов планарных многovitковых индуктивностей производится по следующим эмпирическим формулам [2]:

$$L_n = 0.0397 \frac{n^2 a^2}{8a + 11c} \cdot K_g, \quad (1)$$

$$K_g = 0.57 - 0.145 \ln \left(\frac{W}{h} \right), \quad (2)$$

$$a = \frac{d_{in} + d_{out}}{4}, \quad c = \frac{d_{out} + d_{in}}{2}, \quad (3)$$

где K_g – корректирующий коэффициент, учитывающий присутствие корпуса или заземленной пластины, а также заполнение током углов ленточного проводника, W – ширина линии, h – толщина подложки, n – количество витков; d_{in} – внутренний диаметр катушки индуктивности, мм; d_{out} – внешний диаметр катушки индуктивности.

Паразитная емкость определяется по формуле

$$C_n = 3.5 \cdot 10^{-5} d_{out} + 0.06. \quad (4)$$

Резонансная частота рассчитывается по формуле

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_n C_n}} \quad (5)$$

Но такой подход имеет ряд ограничений в точности.

Также номиналы катушек индуктивностей можно рассчитать с помощью численных методов, основанных на формулах Максвелла, которые сводятся к численным методам решения эллиптических интегралов. Такие методы используются в автоматических программных средствах, таких как, например, Coil32. Они позволяют рассчитать индуктивности более точно, чем по эмпирическим формулам, но не требуют больших вычислительных ресурсов.

В данной программе имеется интуитивно понятный интерфейс, позволяющий рассчитать различные типы катушек.

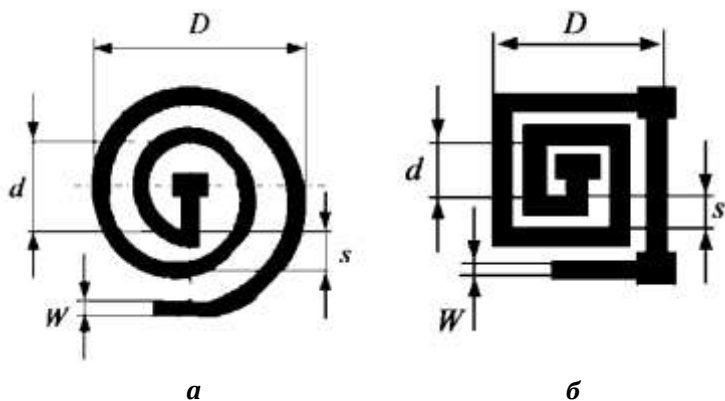


Рис. 2. Круглая (а) и квадратная (б) планарные катушки индуктивности

Расчеты для планарных катушек на печатной плате (рис. 2) в Coil32 ведутся по следующей эмпирической формуле [3]:

$$L = 0.001N^2 D_{avg} c_1 \left(\ln \left(\frac{c_2}{\varphi} \right) + c_3 \varphi + c_4 \varphi^2 \right), \quad (6)$$

$$D_{avg} = \frac{D+d}{2}, \quad \varphi = \frac{D-d}{D+d}, \quad (7)$$

где L – индуктивность (мкГн), D – наружный диаметр спирали (мм), d – внутренний диаметр спирали (мм), N – число витков, D_{avg} – средний диаметр катушки (мм), φ – коэффициент заполнения, c – табличные коэффициенты.

Однако если диапазон рабочих частот катушки находится вблизи частот собственного резонанса, начинает проявляться зависимость индуктивности от частоты, и RLC-модель дает неверные результаты. Поэтому индуктивность катушки можно рассчитать корректно только на частотах, не превышающих 60–70% от частоты ее собственного резонанса. При расчете катушек в программе Coil32 индуктивность в диапазоне до 1 нГн не рассчитывается.

Сравнительные результаты расчета катушек

<i>Конструкция</i>	<i>Способ расчета</i>	<i>Индуктивность L, нГн</i>	<i>Конструкция</i>	<i>Способ расчета</i>	<i>Индуктивность L, нГн</i>
<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>
30/30 мкм, 1,5 витка	Расчет	0,467	30/60 мкм, 1,5 витка	Расчет	0,72
	Coil32	0		Coil32	1
	Модел. Analyst 2,5D	1,386		Модел. Analyst 2,5D	1,671
	Модел. АХИЕМ 3D	1,252		Модел. АХИЕМ 3D	1,542

Окончание табл.

<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>
30/30 мкм, 4,5 витка	Расчет	6,082	30/60 мкм, 3,5 витка	Расчет	4,821
	Coil32	7		Coil32	6
	Модел. Analyst 2,5D	8,514		Модел. Analyst	6,496
	Модел. АХИЕМ 3D	8,182		Модел. АХИЕМ	6,745
60/60 мкм, 1,5 витка	Расчет	0,779	60/120 мкм, 1,5 витка	Расчет	1,22
	Coil32	1		Coil32	2
	Модел. Analyst 2,5D	1,854		Модел. Analyst 2,5D	2,414
	Модел. АХИЕМ 3D	1,614		Модел. АХИЕМ 3D	2,28
60/60 мкм, 4,5 витка	Расчет	10,427	60/120 мкм, 3,5 витка	Расчет	8,335
	Coil32	14		Coil32	19
	Модел.	14,15		Модел.	11,53

	Analyst 2,5D			Analyst 2,5D	
	Модел. AXIEM 3D	13,92		Модел. AXIEM 3D	11,62

Для сравнения были произведены расчёты катушек с размерами, используемыми в современной СВЧ-электронике. Были рассмотрены катушки с шириной линии и зазора 30 мкм и с шириной линии и зазора 60 мкм, а также с удвоенной шириной зазора. Результаты приведены в таблице.

Электродинамический подход

Индуктивность можно рассчитать с помощью специальных программ, так называемых электромагнитных симуляторов. При расчете катушек, работающих на высоких частотах, нужно переходить от решения электротехнической задачи (RLC-модели) к решению задачи электродинамической, т.е. полноценному решению уравнений Максвелла. Для этого используют специальные численные методы, такие как метод моментов или метод конечных элементов, используемые в этих электромагнитных симуляторах. С их помощью можно моделировать поведение любых высокочастотных устройств с высокой степенью точности. Расчет в электромагнитных симуляторах позволяет учесть множество нюансов, рассчитать катушку произвольной формы, однако требует больших вычислительных возможностей.

Одной из таких программ, созданных на основе электромагнитных симуляторов, является AWR Design Environment. В AWR DE используется 2.5D симулятор AXIEM, использующий метод моментов, или 3D Analyst, использующий метод конечных элементов [4].

2.5D подразумевает, что радиочастотные токи допускаются только в двух направлениях (X и Y), а поля рассчитываются во всех трех измерениях (X, Y и Z). 3D планарные электромагнитные симуляторы похожи на 2.5D, но токи и поля допустимы во всех трех направлениях, они также могут рассчитывать влияние толщины проводника и удельного сопротивления.

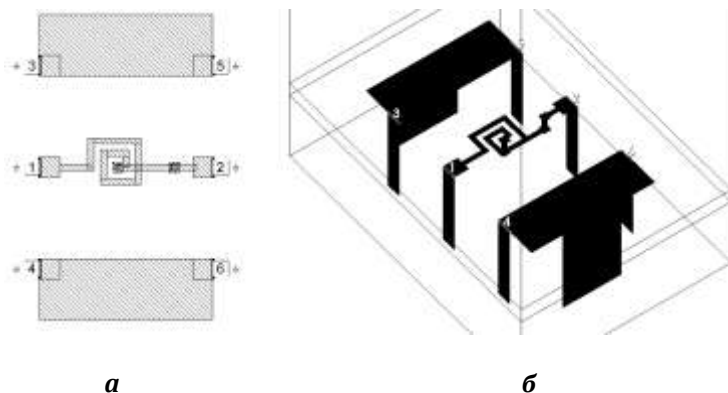


Рис. 3. 2D (а) и 3D (б) вид катушки с шириной линии и зазора 30 мкм

Заключение

В настоящее время у радиоразработчиков есть много различных способов проектирования элементов и устройств в целом. При расчете устройств на элементах с сосредоточенными параметрами вполне оправдан выбор расчета с использованием эмпирических формул и программных средств, подобных Coil.32, т. е. электротехнический подход. Но в случае устройств с квазисосредоточенными и распределенными параметрами необходимо применять электродинамический подход, т. е. электромагнитные симуляторы, чтобы получить наиболее точные результаты расчета. Это легко продемонстрировать исходя из рассчитанных параметров катушек, показанных в таблице. Видно, что параметры, рассчитанные разными способами, различаются в несколько раз.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А.* Расчет индуктивностей. Л. : Энергоатомиздат, 1986.
- [2] *Inder Bahl.* Lumped Elements for RF and Microwave Circuits. Artech House Inc, 2003.
- [3] *Кустарев В.* Расчет катушек на печатной плате [Электронный ресурс]. URL: <http://coil32.ru/man/pcb.html>.
- [4] NI AWR Design Environment v14.02 Edition, Simulation and Analysis Guide [Электронный ресурс]. URL:

https://awrcorp.com/download/faq/english/docs/simulation/Simulation_Analysis.htm.

Жандецкая Наталья Владимировна, магистрант ОмГУ им. Ф. М. Достоевского, zhandetskayanatalia@yandex.ru.

К. В. Зайцев

РАЗРАБОТКА ВЫСОКОИЗБИРАТЕЛЬНЫХ LC-ФИЛЬТРОВ С ПОСТОЯННЫМ ГРУППОВЫМ ВРЕМЕНЕМ ЗАДЕРЖКИ

Проведены расчеты элементов LC-фильтра и фазового корректора в соответствии с заданными техническими требованиями к частоте, избирательности, потерям в полосе пропускания и групповому времени задержки. Выполнено схемотехническое моделирование и экспериментальная проверка макета полосового LC-фильтра. Проведен сравнительный анализ полученных результатов.

Ключевые слова: полосовой фильтр, полоса пропускания, групповое время задержки, ГВЗ, фазовый корректор.

Несмотря на развитие цифровой обработки сигналов, аналоговые фильтры не потеряли своей актуальности и будут востребованы в обозримой перспективе. Подобные фильтры находят широкое применение в радиотехнической аппаратуре широкого назначения: в качестве преселекторов РПУ (во входных цепях) и в постселекторах РПДУ (на выходе возбуждителя), а также фильтров промежуточной частоты (ПЧ). Среди аналоговых фильтров наиболее широкое применение получили LC-фильтры, так как позволяют обеспечить широкий диапазон рабочих частот (от 1 кГц до единиц гигагерц) и реализуемых относительных полос пропускания (от 2 до 200%). Они достаточно просты в изготовлении, работают с сигналом высокой мощности (до 100 Вт и более).

В системах кодирования и декодирования информации, наряду с высокими требованиями к их избирательности и потерям в полосе пропускания, предъявляются жесткие требования к групповому времени задержки (ГВЗ). При проектировании фильтра важно правильно выбрать его схему, чтобы полученные значения параметров с учетом потерь и допусков удовлетворяли заданным требованиям. Совокупность этих требований представляет собой противоречивую и достаточно сложную задачу.

Наиболее подходящим, по совокупности вышеперечисленных требований, из существующих фильтров является фильтр ин-

версный Чебышева. В сравнении с известными типами фильтров он обеспечивает высокую избирательность при небольшой неравномерности ГВЗ. Однако ГВЗ такого фильтра в полосе пропускания не является постоянным, что неприемлемо в системах кодирования и декодирования. Одним из наиболее эффективных путей решения этой проблемы является использование фазового корректора, схема которого позволяет сформировать характеристику ГВЗ, обратную фильтру, тем самым на выходе обеспечив постоянство ГВЗ устройства в целом (рис. 1).

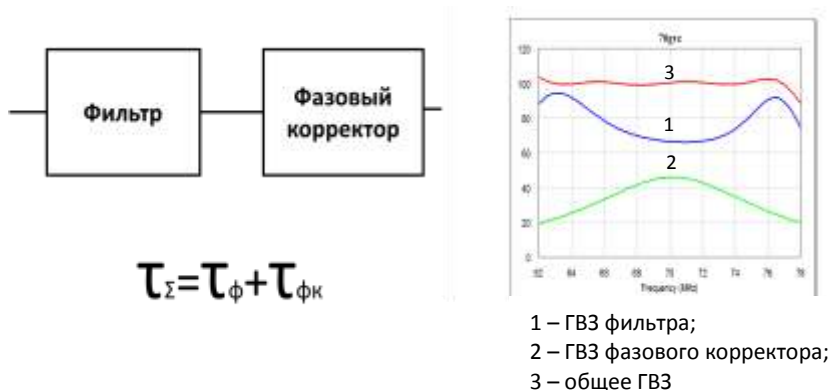


Рис. 1. Применение фазового корректора в LC-фильтрах для реализации постоянного ГВЗ

Расчет высокоизбирательного полосового LC-фильтра с постоянным групповым временем задержки выполняется по следующему алгоритму.

1. Исходя из требований к заданному коэффициенту прямоугольности на основе известных методик [1, 3] определяется порядок фильтра.

2. Далее на основе приведенных в [1, 3] соотношений рассчитываются значения элементов фильтра:

$$C_i = C_i' k K_C, \quad (1)$$

$$L_i = L_i' k K_L, \quad (2)$$

где k – коэффициент преобразования полосы пропускания;

K_C и K_L – денормирующие коэффициенты.

3. Проводится расчет элементов фазового корректора по следующим формулам [2]:

$$L_1 = \frac{4aK_L}{x^2 - 3a^2}, \quad (3)$$

$$L_2 = \frac{K_L}{4a}, \quad (4)$$

$$C_1 = C_3 = \frac{K_C}{2a}, \quad (5)$$

$$C_2 = \frac{4aK_C}{a^2 - x^2}, \quad (6)$$

где a , x – коэффициенты, характеризующие местоположения нулей и полюсов функции коэффициента передачи фазового корректора, которые определяются на основе шаблонов.

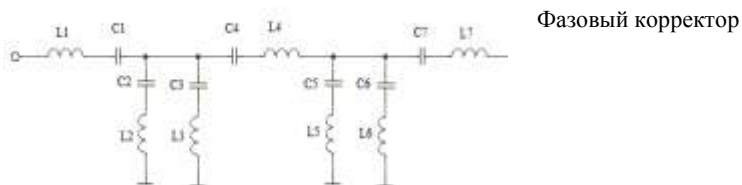
На основе вышесказанного в качестве примера проведем расчет фильтра со следующими параметрами (табл. 1).

Таблица 1

Требования к параметрам фильтров

N_0 n/n	Наименование параметра	Обозначение	Значение
1	Центральная частота	F_0	70 МГц
2	Полоса пропускания по уровню 2 дВ	δ	10 МГц
3	Коэффициент прямоугольности по уровню 2/40 дВ	$K_{пр}$	не более 2,5
4	ГВЗ	τ	не более 5 нс
5	Сопrotивление нагрузки	R_H	50 Ом

Проведенный расчет показал, что заданным требованиям удовлетворяет использование каскадного включения инверсного фильтра Чебышева пятого порядка и фазового корректора второго порядка. Схема такого фильтра изображена на рис. 2.



Фазовый корректор

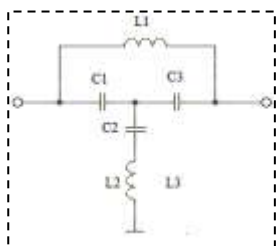


Рис. 2. Схема каскадного включения фильтра и фазового корректора

Результаты расчетов элементов фильтра, проведенных по формулам (1–6), представлены в табл. 2.

Таблица 2
Расчетные значения элементов фильтра и фазового корректора

Фильтр														
Элемент	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	L1	L2	L3	L4	L5	L6	L7
Значение	22 пФ	20 пФ	15 пФ	4,7 пФ	68 пФ	39 пФ	16 пФ	240 нГн	330 нГн	240 нГн	1000 нГн	130 нГн	75 нГн	300 нГн
Фазовый корректор														
Элемент	C1		C2		C3		L1		L2					
Значение	300 пФ		15 пФ		300 пФ		33 нГн		330 нГн					

С целью подтверждения корректности расчётов проведено компьютерное моделирование с использованием системы автоматизированного проектирования, позволяющей исследовать харак-

теристики фильтров с учетом потерь в элементах. Результаты схемотехнического моделирования представлены на рис. 3 сплошной линией. Для анализа соответствия теоретических расчетов был изготовлен макет фильтра, проведена его настройка и проверка электрических параметров, результаты которой отображены на рис. 3 пунктирной линией.

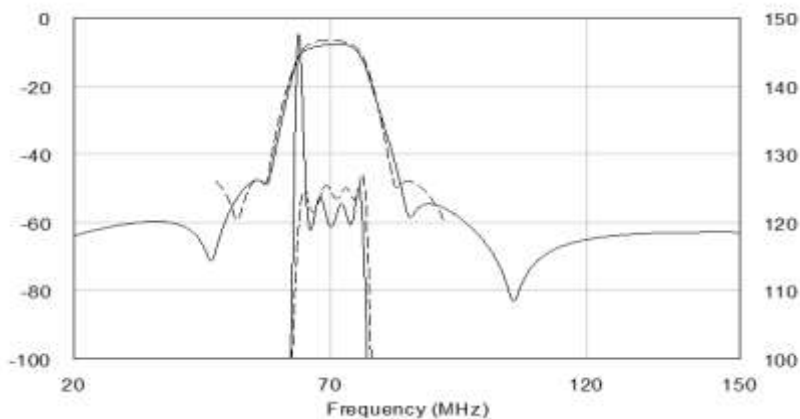


Рис. 3. Результаты схемотехнического моделирования фильтра и экспериментальные данные

Как видно на рис. 3, теоретические и экспериментальные данные с высокой точностью совпадают друг с другом, что говорит о правильности выбранной схемы полосового LC-фильтра, выполненных расчетов и проведенной настройки макета. Незначительные отклонения параметров обусловлены тем, что при расчетах не были учтены влияния конструкции фильтра, емкости платы, экранирования корпуса, а также отличия фактических значений элементов от расчетных.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Зааль Р. Справочник по расчету фильтров / пер. с нем. Ю. В. Камкина. М. : Радио и связь, 1983. 752 с.
- [2] Сильвинская К. А., Гольшико З. И. Расчет фазовых и амплитудных корректоров : справочник. М. : Связь, 1969. 115 с.
- [3] Ханзел Г. Е. Справочник по расчету фильтров / пер. с англ. под ред. А. Е. Знаменского. М. : Сов. радио, 1974. 288 с.

Константин Васильевич Зайцев, магистрант ОмГУ им Ф. М. Достоевского, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, radioseminar@радиосеминар.рф.

H – это классическая разреженная матрица, где только несколько ее элементов ненулевые. В целом для кодирования можно использовать уравнение

$$H \times v^T = 0(\text{mod } 2). \quad (1)$$

Проверочную матрицу H размера $(n-k) \times n$ можно разделить на H_1 и H_2 .

Размер матрицы H_1 $(n-k) \times k$, а размер матрицы H_2 $(n-k) \times (n-k)$, v – кодовое слово, k – информационные биты, $(n-k)$ – проверка битов.

Тогда уравнение проверочной матрицы принимает следующий вид

$$[H_1 H_2] [S P]^T = 0(\text{mod } 2). \quad (1^*)$$

Из этого мы получаем

$$H_1 \times S^T + H_2 \times P^T = 0(\text{mod } 2). \quad (2)$$

И, следовательно,

$$P^T = H_2^{-1} \times H_1 \times S^T (\text{mod } 2). \quad (3)$$

Согласно формуле (3), чтобы получить P , H_2^{-1}, H_1 , могут быть предварительно вычислены и перемножены информационные биты S . Расчет H_2^{-1} приводит к высокой трудоемкости, поэтому квазициклические LDPC-коды хорошо структурированы.

В квазициклических LDPC-кодах матрица H может быть разделена на H_1 и H_2 , которые содержат в своем составе массив $c \times (t-c)$ единичная матрица $b \times b$, где $b = (n-k)/c$. Детерминированная структура H_2 позволяет рекурсивно выполнить процедуру кодирования.

Первый столбец подматрицы h_i матрицы H_2 либо $b \times b$ нулевой матрицы или $b \times b$ перевернутой единичной матрицы должны удовлетворить формуле

$$P_1^T = H_1^{(row0)} * S^T + h_0 * p_0^T \pmod{2}, \quad (7)$$

$$P_2^T = H_1^{(row1)} * S^T + h_1 * p_0^T + p_1^T \pmod{2}, \quad (8)$$

$$P_{c-1}^T = H_1^{(rowc-2)} * S^T + h_{c-2} * p_0^T + p_{c-2}^T \pmod{2}. \quad (9)$$

Классический алгоритм декодирования LDPC – это двух-фазный алгоритм передачи сообщений (TRMP) или так называемый алгоритм распространения убеждений (BP). Процедура декодирования вращается вокруг двухфазной передачи информации между узлами проверки и битами проверки в графе Таннера (рис. 3). Алгоритм декодирования использует алгоритм «bit-to-bit» в зависимости от требования проверить суммы уравнений, чтобы проверить вероятность каждого бита до получения кодового слова.

$$H = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

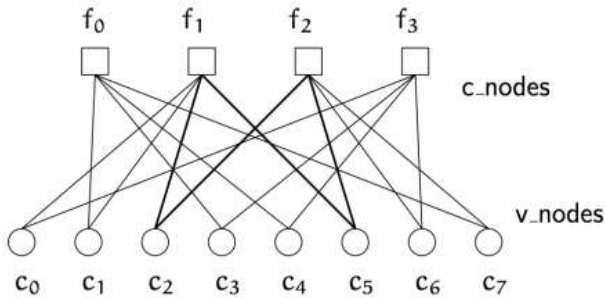


Рис. 3. Граф Таннера

Недавно разработан алгоритм декодирования LDPC-кодов турбодекодирования сообщений. Алгоритм TDMP превосходит стандартный алгоритм декодирования по скорости сходимости примерно в два раза с точки зрения итераций декодирования и более чем на 50% обеспечивает экономию памяти. В схеме TDMP

сообщения распадаются на один тип сообщений, следовательно, сложность алгоритма ниже, он более подходит для аппаратной реализации. Благодаря своим преимуществам, алгоритм TDMP используется в квазициклическом LDPC-декодировании, он может предложить более высокую производительность, когда число итераций невелико [1].

Алгоритм TDMP предложен М. М. Мансуром, он основан на последовательном декодировании строк матрицы H . Для того чтобы дать полное описание алгоритма, можно взять проверочную матрицу H (рис. 4).

$$\begin{matrix} \lambda^1 \\ \lambda^2 \\ \lambda^3 \\ \lambda^4 \end{matrix} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Рис. 4. Проверочная матрица H , алгоритм TDMP

Для строки i в матрице H I_i обозначает набор индексов в строке i , $\lambda^i = \lambda_1^i, \dots, \lambda_{n_i}^i$ представляет внешние сообщения, соответствующие строке i , где n_i – число единиц в строке i . $\gamma(I_i)$ представляет последующие сообщения строки i . Таким образом, на рис. 4 для выделенной строки 2 $n_2 = 4$, при этом $I_2 = 1, 4, 6, 7$ и $\lambda^2 = [\lambda_1^2, \lambda_2^2, \lambda_3^2, \lambda_4^2]$. λ_1^2 соответствует биту 1, λ_2^2 – биту 4. Кроме того, $\lambda = [\lambda_1, \dots, \lambda_N]$ обозначает последние сообщения, в которых хранится сумма всех сообщений, сгенерированных строками, где участвует каждый бит.

Декодирование строки i можно выполнить следующим образом. Необходимо выполнить 4 шага:

- 1) чтение λ^i и $\lambda(I_i)$ в строке i ;
- 2) вычитание: λ^i вычитается из $\lambda(I_i)$ для генерации предварительного сообщения $\rho = [\rho_1, \dots, \rho_{n_i}]$;
- 3) декодирование: декодирование строки i , используя алго-

ритм SISO с ρ как входом и $\Lambda^i = [\Lambda_1^i, \dots, \Lambda_{n_i}^i]$ как выходом;

4) обратная запись: заменить исходное внешнее сообщение λ^i с Λ^i и обновить $\gamma(I_i)$ из $\gamma(I_i) = \rho + \lambda^i$.

Вся процедура декодирования состоит из нескольких субитераций. Завершается итерация декодирования тогда, когда субитерации для всех строк выполнены. Алгоритм TDMP использует последнее обновленное сообщение непосредственно в итерации для вычисления нового сообщения, что ускоряет скорость конвергенции с точки зрения итерации. Кроме того, вычисления двухфазных сообщений заменяются одним типом вычислений, следовательно, преимущества памяти значительны. Кроме того, очевидно улучшение пропускной способности и улучшение коэффициента усиления кодирования над алгоритмом TDMP.

SISO-алгоритм принят в расчетах сообщений TDMP. В отличие от других схем, как $\Lambda_j^i = \psi^{-1}(\sum_{l:l \neq j} \psi(\rho_l))$, $i=1, \dots, n$, $j=1, \dots, n_i$,

декодер не нуждается в использовании таблиц и может быть реализован с помощью простых логических операций. Работу алгоритма SISO можно сконструировать в форме двойного стека; такая конструкция приводит к сбережению памяти и повышению эффективности для аппаратной реализации [2].

Процесс вычисления сообщений в SISO начинается с инициализации α_1 и β_c с ρ_1 и ρ_c соответственно, предполагая, что C – четный, тогда прямая и обратная рекурсии могут быть вычислены одновременно.

Для прямой рекурсии

$$Q(\rho_1, \rho_2) = \alpha_2, \quad (10)$$

где $Q(Q(\rho_1, \rho_2), \rho_3) = Q(\alpha_2, \rho_3) = \alpha_3$, $Q(\alpha_{j-2}, \rho_{j-1}) = \alpha_{j-1}$.

Для обратной рекурсии

$$Q(\rho_{n-1}, \rho_n) = \beta_{n-1}, \quad (11)$$

где β_{n-1} будет известной. Продолжение рекурсии

$$Q(\rho_{n-2}, Q(\rho_{n-1}, \rho_n)) = Q(\rho_{n-2}, \beta_{n-1}) = \beta_{n-2}. \quad (12)$$

Рекурсия продолжается до

$$Q(\rho_{j+1}, \beta_{j+2}) = \beta_{j+1}, \quad (13)$$

где α_{j-1} и β_{j+1} известны, первый выход $\Lambda_j = Q(\alpha_{j-1}, \beta_{j+1})$. Затем происходит обновление прямой и обратной рекурсии. В итоге β_2 и α_{c-1} присваиваются самому левому выходу Λ_1 и правому выходу Λ_c соответственно. Графически алгоритм SISO продемонстрирован на рис. 5

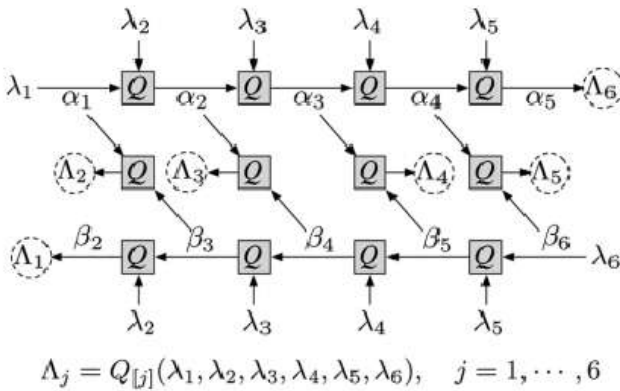


Рис. 5. Схема работы алгоритма SISO

P-TDMP-алгоритм основан на том, что в каждой строке b подматрицы не происходит наложения строк, поэтому процедура декодирования может выполняться параллельно с использованием b SISO-декодеров. Декодеры b представляют собой группу декодеров и работают одновременно [3].

При максимальном количестве итераций улучшается качество декодирования, но уменьшается скорость. Благодаря моделированию наиболее подходящие итерации можно найти в зависимости от различных длины и скорости кода. На рис. 6 показана производительность P-TDMP-декодирования [4].

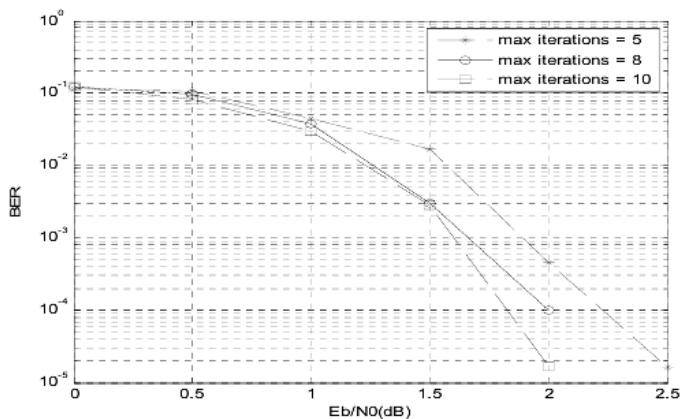


Рис. 6. Производительность P-TDMP-декодирования при разном количестве итераций

На рис. 7 представлено сравнение производительности трех алгоритмов декодирования LDPC-кодов. При оценивании графиков стоит отметить, что параметры P-TDMP-алгоритма лучше, чем у остальных.

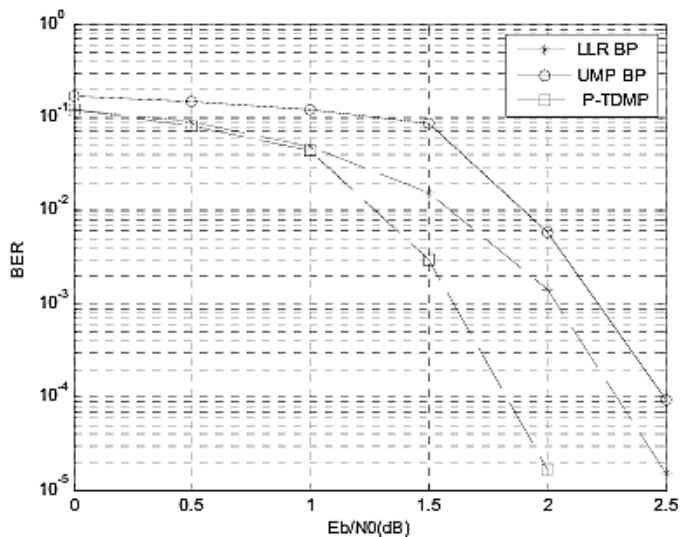


Рис. 7. Сравнение производительности трех алгоритмов декодирования LDPC-кодов

В докладе были рассмотрены алгоритмы декодирования LDPC-кодов в кабельных системах связи. Рассмотрена структура этих алгоритмов, проведено сравнение их производительности. По структуре кодер использует рекурсионный алгоритм, который имеет высокую эффективность и низкую сложность. По своим характеристикам выделяется P-TDMP-алгоритм. Он превосходит классический алгоритм распространения доверия по производительности.

ЛИТЕРАТУРА

[1] *Mohammad M. Mansour*. A Turbo-Decoding Message-Passing Algorithm for Sparse Parity-Check Matrix Codes // IEEE Trans on Signal Processing. 2006, 54(11):4376–4392.

[2] *Mohammad M. Mansour, Naresh R. Shanbhag*. High Throughput LDPC Decoders // IEEE Transactions on very large scale integration systems. 2003, vol. 11, no. 6:976–996.

[3] *Yuyang Zhang, Jianhao Hu, Feng Li*. A TDMP-LDPC Decoder Designed for DMB-T Standard // China Integrated Circuit. 2009, vol. 18, no. 3:26–35.

[4] VLSI Implementation of QC-LDPC Decoder Using optimized TDMP Algorithm / Dan Bao [et al.] // Journal of Computer Research and Development. 2009, 46(2):338–344.

Зимбович Валентин Анатольевич, магистрант ОмГУ
им. Ф. М. Достоевского, valentin.zimbovich@mail.ru.

Иутин Дмитрий Олегович, сотрудник Омского научно-исследовательского
института приборостроения,
radioseminar@радиосеминар.рф.

Д. А. Коваленко, Ю. В. Калижников

БЕСПРОВОДНОЕ УПРАВЛЕНИЕ РЕГИСТРАЦИОННЫМИ МОДУЛЯМИ ДЛЯ ГОНОЧНЫХ СОСТЯЗАНИЙ ПО АВТОСПОРТУ

Представлен алгоритм создания устройства беспроводного управления регистрационными модулями для гоночных состязаний по автоспорту.

Ключевые слова: телеметрия, микроконтроллер, беспроводное управление.

Телеметрия, телеизмерение – получение информации о значениях измеряемых параметров (напряжения, тока, давления, температуры и т. п.) контролируемых и управляемых объектов методами и средствами телемеханики. Термин образован от греческих корней «теле» – «удалённый» и «метрон» – «измерение». Хотя сам термин в большинстве случаев относится к механизмам беспроводной передачи информации (например, используя радио или инфракрасные системы), он также включает в себе данные, передаваемые с помощью других средств массовой коммуникации, таких как телефонные или компьютерные сети, оптическое волокно или другие типы проводной связи.

В качестве среды передачи данных применяются беспроводные каналы связи (радио, GSM/GPRS, Wi-Fi, WiMAX).

Целью данной работы является исследование возможности собрать конструкцию, которая не уступала бы по своим характеристикам существующим аналогам или превосходила бы их.

Задачи работы:

1. Провести исследование протокола системы управления универсальными светодиодными матричными панелями.

2. Изучить существующую проблему и возможность реализации многочисленных беспроводных протоколов в одном устройстве, которые эффективно взаимодействовали с другими датчиками.

3. Изготовить рабочий образец беспроводного управления регистрационными модулями для гоночных состязаний по автоспорту и проработать концепцию технологии Mesh в многоканальных модульных конструкциях.

Передача информации по проводам берёт своё начало в XIX столетии. Одна из первых линий передачи была создана в 1845 г. между Зимним дворцом российского императора и штабами армий. В 1874-м французские инженеры установили систему датчиков определения погоды и глубины снега на Монблане, передающую информацию в режиме реального времени в Париж. В 1901 г. американский изобретатель Михалик запатентовал сельсин – индукционную машину для попеременной передачи синхронизированной информации на расстоянии. В 1906 г. был построен ряд сейсмических станций, связанных телеметрической связью с Пулковской обсерваторией. В 1912 г. Эдисон разработал телеметрическую систему для мониторинга подключаемых нагрузок к электросети. При строительстве Панамского канала (закончено в 1913–1914 гг.) массово использовались телеметрические системы для мониторинга шлюзов и уровней воды.

Беспроводная телеметрия начала применяться в радиозондах, разработанных независимо друг от друга Робертом Бюро во Франции и Павлом Молчановым в России. Система Молчанова измеряла температуру и давление и преобразовывала результаты в беспроводной код Морзе.

Во Второй мировой войны немцы в ракете «Фау-2» использовали систему передачи примитивных многократных радиосигналов под названием «Мессина» для получения информации о параметрах ракеты. Но эта система была столь ненадёжной, что Вернер фон Браун однажды заявил, что было бы эффективнее следить за ракетой в бинокль. Как в СССР, так и в США на смену системе «Мессина» быстро пришли более совершенные системы, основанные на импульсно-позиционной модуляции.

В ранних советских телеметрических системах (ракетных и космических), разработанных в конце 1940-х гг., применялась как импульсно-позиционная модуляция (например, в телеметрической системе «Трал»), так и полосно-импульсная (например, в системе «RTS-5»). В ранних американских разработках также использовались подобные системы, но позднее они были заменены на системы с импульсно-кодовой модуляцией (например, в космическом аппарате для исследования Марса «Маринер-4»). В поздних советских межпланетных аппаратах применялись избы-

точные радиосистемы, осуществляющие телеметрическую передачу с импульсно-кодовой модуляцией в дециметровом диапазоне и с импульсно-позиционной модуляцией в сантиметровом диапазоне.

Arduino Due – плата микроконтроллера на базе процессора Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3. На ней имеется 54 цифровых входа/выхода (из них 12 можно задействовать под выходы ШИМ), 12 аналоговых входов, 4 UART (аппаратных последовательных порта), а также генератор тактовой частоты 84 МГц, связь по USB с поддержкой OTG, 2 ЦАП (цифро-аналоговых преобразователя), 2 TWI, разъем питания, разъем SPI, разъем JTAG, кнопка сброса и кнопка стирания.

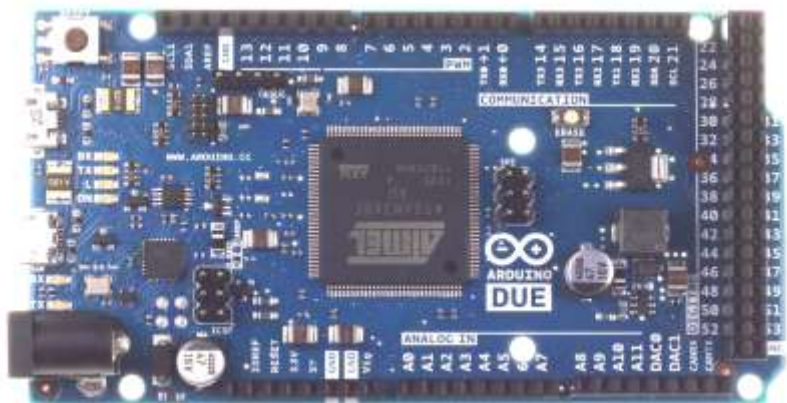


Рис. 1. Основное вычислительное ядро разрабатываемого устройства Arduino DUE

На Due (см. рис. 1) установлено 32-битное ARM-ядро, превосходящее по производительности обычные 8-битные микроконтроллеры. Наиболее значимые отличия: 32-битное ядро, позволяющее выполнять операции с данными шириной 4 байта за 1 такт: частота процессора (CPU) 84 МГц, 96 КБ ОЗУ, 512 КБ флеш-памяти для хранения программ.

Дополнительное ядро, Wi-Fi host устройства – **ESP8266**. ESP8266 – микроконтроллер китайского производителя Espressif с интерфейсом Wi-Fi. Помимо Wi-Fi, микроконтроллер отличает-

ся возможностью исполнять программы из внешней флеш-памяти с интерфейсом SPI. Микроконтроллер привлек внимание в 2014 г. в связи с выходом первых продуктов на его базе и их очень низкой ценой. Весной 2016 г. началось производство ESP8285, совмещающего ESP8266 и флеш-память на 1 МБайт. Осенью 2015 г. Espressif представила развитие линейки – микросхему ESP32:

- 80 MHz 32-bit процессор Tensilica Xtensa L106. Возможен негарантированный разгон до 160 МГц;
- IEEE 802.11 b/g/n Wi-Fi. Поддерживается WEP и WPA/WPA2;
- 14 портов ввода-вывода (из них возможно использовать 11), SPI, I²C, I²S, UART, 10-bit АЦП;
- питание 2,2...3,6 В. Потребление до 200 мА в режиме передачи, 60 мА в режиме приема, 40 мА в режиме ожидания. Режим пониженного потребления с сохранением соединения с точкой доступа ~1 мА, режим глубокого сна 0.1 мкА.

Программная реализация Mesh-сети

Ячеистая топология – сетевая топология компьютерной сети, построенная на принципе ячеек, в которой рабочие станции соединяются друг с другом и способны принимать на себя роль коммутатора для остальных участников.

Данная организация сети является достаточно сложной в настройке, однако при такой топологии реализуется высокая отказоустойчивость. Как правило, узлы соединяются по принципу «каждый с каждым». Таким образом, большое количество связей обеспечивает широкий выбор маршрута следования трафика внутри сети, следовательно, обрыв одного соединения не нарушит функционирования сети в целом.

Сеть беспроводных устройств, функционирующая по принципам ячеистой топологии, называется беспроводной ячеистой сетью.

Ячеистые сети изначально разрабатывались в военных целях и, как правило, являются беспроводными. За последнее время размер устройств, стоимость, а также их энергопотребление снизились, стало возможным добавление нескольких радиомодулей на один узел. Вследствие этого каждая ячейка получила возмож-

ность одновременно выполнять несколько полезных функций, таких как клиентский доступ, сканирование, требуемое для высокоскоростных передач в мобильных приложениях, и пр.

Для разработки такого типа сетей полезными оказываются знания методов теории игр, которые помогают анализировать стратегии выделения ресурсов и построения маршрутов в ячеистой топологии.

Узлы первых беспроводных ячеистых сетей представляли из себя устройства, способные работать только в режиме полудуплекса. Позднее, с развитием радиомодулей, стало естественным осуществление приема и передачи одновременно на разных частотах или CDMA-каналах, что дало толчок развитию сетей с ячеистой топологией.

Работа с LED MATRIX панелью

Работа с данной панелью (LED MATRIX) почти в точности копирует топологию сдвигового регистра (рис. 2).



Рис. 2. Внешний вид LED MATRIX панели

Внутри сдвигового регистра (рис. 3) все триггеры соединены последовательно, т. е. выход первого подключен ко входу второго и т. п. При поступлении тактового импульса код, находящийся в регистре, сдвигается на один разряд, т. е. для данной схемы сдвиг кода

идет вправо (в направлении младших разрядов).

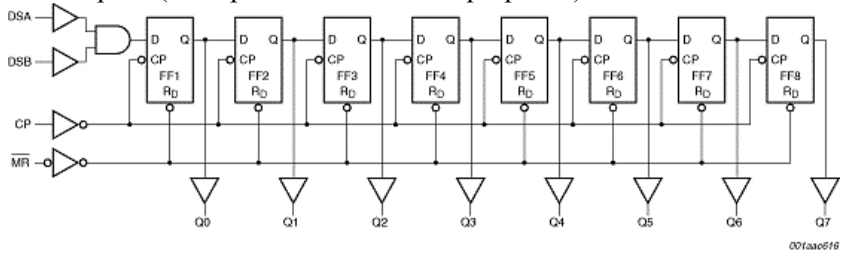


Рис. 3. Топология сдвигового регистра

При подаче следующего тактового импульса на входы синхронизации уровень на входе второго триггера запоминается в нем и следует на вход третьего. Одновременно следующий бит запоминается в первом триггере и т. д.

Заключение

В результате изготовлен рабочий образец беспроводного управления регистрационными модулями для гоночных состязаний по автоспорту и проработана концепция технологии Mesh в многоканальных модульных конструкциях по протоколам Wi-Fi, nrf 2.4Ghz , rss 438 MHz, IEEE_802.11. При использовании нового подхода к программной реализации обработчика задач можно повысить скорость обработки пакетов в 5–10 раз.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] URL: <https://habrahabr.ru/post/196562/>.
- [2] URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/IEEE_802.11.
- [3] URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/Wi-Fi>.
- [4] URL: <http://www.nordicsemi.com/eng/Products/2.4GHz-RF>.
- [5] URL: <http://go-radio.ru/registr.html>.

Дмитрий Алексеевич Коваленко, студент Омского авиационного колледжа им. Н. Е Жуковского, radioseminar@радиосеминар.рф.

Юрий Владимирович Калижников, педагог дополнительного образования Дома юных техников им. Ю. А. Гагарина (Омск), radioseminar@радиосеминар.рф.

Ю. А. Костычов

МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ АПЕРИОДИЧЕСКИХ АНТЕНН ВВЕДЕНИЕМ В ИХ КОНСТРУКЦИЮ ЛИНИЙ С КОРРЕКЦИЕЙ ФАЗОВОГО НАБЕГА

Предложен метод повышения эффективности аперiodических антенн, выполненных с замещением оконечных нагрузок вторичными антенными элементами. Отличительной особенностью метода является введение в конструкцию антенн фидерной линии с коррекцией фазового набегса вдоль неё.

Ключевые слова: *антенно-фидерные устройства, коэффициент усиления, аперiodическая антенна, фазовый набег.*

Тенденции развития как мобильных, так и стационарных приемопередающих радиостанций, работающих в декаметровом диапазоне, обуславливают следующие требования, предъявляемые к антенно-фидерным устройствам (АФУ). Для обеспечения радиосвязи как в высоких, так и в низких широтах АФУ должно эффективно работать в широком диапазоне частот (с перекрытием более 10). Нижняя граница рабочего диапазона АФУ обусловлена максимальной применимой частотой в высоких широтах и принимает значения 2–3 МГц [1]. Сверху рабочий диапазон ограничен частотами свыше 20 МГц [2] для работы в составе магистральных радиолиний в средних широтах. Для использования на ограниченных площадях АФУ должно отличаться малым габаритным размером и при этом сохранять достаточный уровень коэффициента усиления (КУ) для обеспечения работы радиолинии. Одно из перечисленных требований к АФУ противоречит другому, ввиду фундаментальных ограничений на полосу согласования с фидерным трактом малогабаритной антенны при сохранении приемлемой эффективности последней [3].

Таким образом, при построении радиолинии необходимым является достижение компромисса между приемлемым габаритным размером и достаточным КУ антенны. Как было отмечено в [4, 5], одним из возможных компромиссных решений в части ма-

лых габаритного и установочного размеров и достаточной эффективности являются аperiodические антенны с конечными нагрузками.

Недостатком класса аperiodических антенн является снижение его эффективности при уменьшении рабочей частоты, но с помощью методов, описанных в [4], может быть достигнуто возрастание КУ (за счёт увеличения КПД) путём замещения (в конструкции одиночного аperiodического антенного элемента) конечного нагрузочного сопротивления вторичным (приземным, стелющимся) антенным элементом.

Целью настоящей работы является дополнение и улучшение метода повышения эффективности аperiodических антенн, известного как метод Неймана [7], а также метода, предложенного в [4].

КПД антенной системы, построенной по методу, описанному в [4], выражен как отношение суммы мощностей – P_1 , излученной одиночной аperiodической антенной с КПД η_1 , и P_2 , излученной вторичным антенным элементом с КПД η_2 , – к общей подведенной к антенной системе мощности P .

Мощность P_2 определена КПД η_1 как доля не излученной одиночной аperiodической антенной мощности P , доведенной до вторичного антенного элемента, а именно $(1 - \eta_1)P$, а также КПД вторичного антенного элемента как $P_2 = \eta_2(1 - \eta_1)P$. Следовательно, результирующий КПД η антенной системы из одиночного антенного элемента с введенным в конструкцию вторичным антенным элементом, замещающим конечную резистивную нагрузку, может быть представлен в виде

$$\eta = \frac{P\eta_1 + \eta_2(1 - \eta_1)P}{P} = \eta_1 + \eta_2(1 - \eta_1), \quad (1)$$

где P – мощность, подводимая ко входу антенной системы, числитель (1) включает как мощность, излучаемую одиночной антенной $P\eta_1$, так и мощность $\eta_2(1 - \eta_1)P$, которая вместо рассеяния в конечной нагрузке идёт на излучение вторичным антенным элементом.

КПД первичного и вторичного антенных элементов имеет известные аналитические представления [6]:

$$\eta_1 = \frac{40}{W} \frac{k^2 l^2}{1 + \frac{\beta/k^2}{\alpha/k - 1}}, \quad (2)$$

$$\eta_2 = \frac{320}{R_A} \cdot \frac{\frac{\alpha^2}{k^2} + \frac{\beta^2}{k^2}}{\left(\frac{a^2}{k^2} - \frac{\beta^2}{k^2} - 1\right)^2 + 4 \frac{\alpha^2 \beta^2}{k^4}} \times$$

$$\times \frac{\cos(kl) - \cos(\alpha l) \operatorname{ch}(\beta l)^2 + \sin(\alpha l) \operatorname{sh}(\beta l)^2}{\operatorname{ch}(2\beta l) - \cos(2\alpha l)}, \quad (3)$$

где R_A – активная часть входного сопротивления вторичного антенного элемента (стелющейся антенны), a и β – действительная и мнимая части постоянной распространения, k – волновое число в верхнем полупространстве над подстилающей поверхностью, l – длина излучателя первичного антенного элемента, W – волновое сопротивление излучателя первичного антенного элемента.

Вычисленные значения превосходства в КУ аperiodической V-образной наклонной антенны, построенной по принципу, описанному в [4], над аperiodической антенной с оконечными резистивными нагрузками представлены на рис 1. Длина лучей антенны составляла 60 метров, высота мачтового устройства – 12 метров, угол между излучателями – 30 градусов. Пунктиром отмечен результат электродинамического моделирования методом конечных элементов, точками – результат вычисления. Отличительной особенностью является монотонное убывание кривой 2 в отличие от кривой 1 отражающей результаты моделирования, имеющей ярко выраженные минимумы на частотах, близких 2 и 8 МГц.

Описанные отличия результатов моделирования и аналитического расчета обусловлены отсутствием в последнем учета фазового набега в линии «излучатель – подстилающая поверхность». За счет пространственного разнесения фазовых центров первичного и вторичного антенных элементов и последовательного их питания сложение в пространстве излученных ими мощ-

ностей происходит не когерентно в определенных направлениях и на определенных частотах.

Учет влияния на КУ фазового набега вдоль линии «излучатель – подстилаящая поверхность» может быть представлен путем корректировки второго слагаемого (1), введением множителя $|1+e^{i\varphi}|^2$. Множитель является множителем решетки (квадрат взят для получения энергетической характеристики, КПД) из двух элементов – первичного и вторичного. Известно [3], что значение φ может быть выражено через погонные емкость C и индуктивности L линии «излучатель – подстилаящая поверхность», а также ее длину d как $-\omega \overline{LC}d$, где ω – циклическая частота. Таким образом, увеличение КУ в разгах (ΔG) за счет увеличения КПД и множителя решетки из первичного и вторичного излучателей с учетом (1) принимает вид

$$\Delta G = \eta_1 + 1 + e^{-i\omega \overline{LC}d} \eta_2 (1 - \eta_1). \quad (4)$$

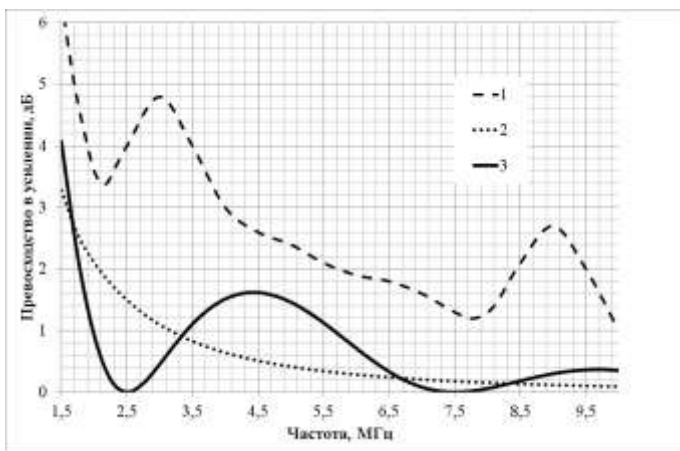


Рис. 1. Результаты вычисления превосходства КУ аperiodической антенны, построенной по методу, изложенному в [4], над аperiodической антенной с оконечными резистивными нагрузками: 1 – результаты электродинамического моделирования, 2 – вычисления с помощью (1), 3 – вычисления с помощью (4) с учетом фазового набега в линии «излучатель – подстилаящая поверхность»

Как видно на рис. 1, результаты оценки КУ по (4) наиболее коррелированы с результатами численного моделирования и имеют выраженные минимумы на частотах 2,5 и 7,5 МГц. Отличия в абсолютных значениях, а не в общем виде графиков результатов моделирования и аналитического анализа обусловлены оценками КПД приземного вторичного элемента (по КПД составляет величину порядка минус 20–25 дБ, результат моделирования – минус 15–20 дБ).

Сущность предлагаемого в настоящем докладе метода повышения эффективности аперидической антенны с замещенными оконечными нагрузками вторичными антенными элементами заключается в коррекции фазового набега: 1) вдоль излучателя первичного антенного элемента до вторичного; 2) вдоль возвратной (обратной) линии от первичного излучателя до вторичного.

Коррекция фазового набега обуславливает когерентное сложение в пространстве мощностей, поступающих к первичному и вторичному излучателям, и обеспечена за счет включения в состав возвратной линии или самого излучателя сосредоточенных реактивных элементов (СЛ-цепей).

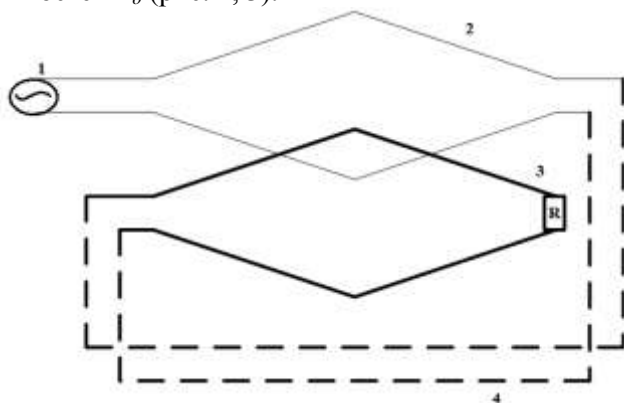
Можно показать [3], что последовательно соединенные участок длиной линии (волновым сопротивлением W , погонными индуктивностью и емкостью L и C , протяженностью d) и участок цепи из последовательной емкости C_o и параллельной индуктивности L_o обеспечивают фазовый набег Φ :

$$\Phi = -i\omega \overline{LC}d + \frac{1}{\omega \overline{L_o C_o}}. \quad (5)$$

Таким образом, в подобных цепях на выбранных частотах может быть обеспечен нулевой фазовый набег при соответствующем (погонным параметрам, волновому сопротивлению, длине участка линии) выборе номиналов сосредоточенных реактивностей.

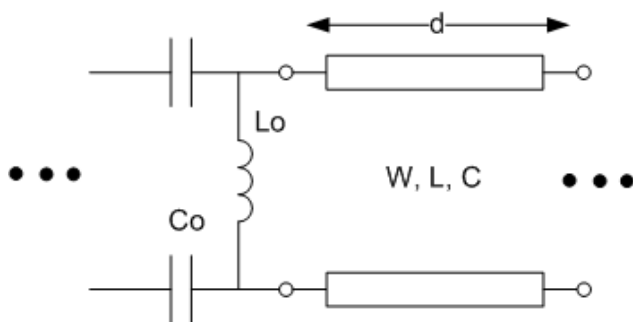
Примером конструкций, обеспечивающих описанную коррекцию фазового набега, могут быть антенны, запитанные по методу Неймана со следующей доработкой. В состав возвратной (обратной) линии, доводящей мощность, которая должна была

рассеяться в оконечной нагрузке, до вторичного излучателя, должны быть введены цепи из сосредоточенных емкостей C_o и индуктивностей L_o (рис. 2, 3).



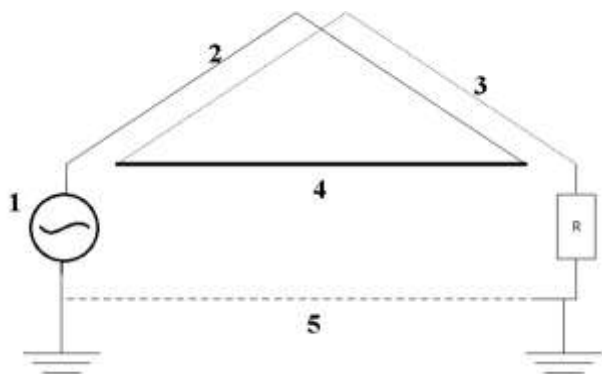
- 1 – клеммы питания;
- 2 – первичный излучатель;
- 3 – вторичный излучатель, замещающий оконечную резистивную нагрузку R;
- 4 – возвратная фидерная линия

a



б

Рис. 2. Пример симметричной апериодической антенны, построенной по методу Неймана (а) и общий вид участка симметричной линии коррекции фазового набега (б)



- 1 – клеммы питания;
- 2 – первичный излучатель;
- 3 – вторичный излучатель;
- 4 – возвратная фидерная линия;
- 5 – электрический противовес или обратный провод, замыкающий цепь несимметричного питания

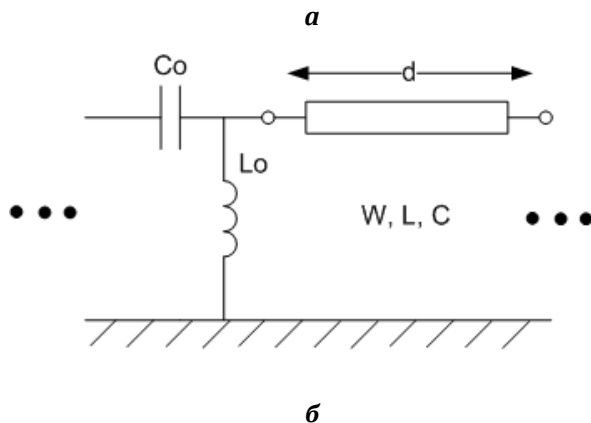


Рис. 3. Пример несимметричной аperiodической антенны, построенной по методу Неймана (а) и общий вид участка несимметричной линии коррекции фазового набег (б)

Номиналы сосредоточенных реактивностей цепей линии, корректирующей фазовый набег, следует выбирать не только из

соображений обеспечения обнуления последнего на определенной частоте (в примере, рассматриваемом в настоящей работе, это частота, близкая 2 МГц, см. рис.1), поскольку номиналы L_o и C_o определяют коэффициент передачи и степень согласования с трактом и оконечной нагрузкой линии, корректирующей фазовый набег. Иными словами, частота среза цепи из L_o и C_o (ФВЧ) не должна превышать нижнюю границу рабочего диапазона АФУ.

Например, для рассматриваемой V-образной наклонной антенны волновое сопротивление одного излучателя близко к 500 Ом, погонные индуктивность и емкость 2 мкГн/м и 6,5 пФ/м соответственно. Длина участка линии «излучатель – подстилающая поверхность» была выбрана 10 метров исходя из номиналов сосредоточенных индуктивности и емкости 65 мкГн и 475 пФ соответственно, что обеспечивало уровень согласования линии с трактом на уровне КСВн не более 1,5 и коэффициент передачи участка цепи с сосредоточенными элементами не менее минус 0,18 дБ. Фазовые набег участка линии «излучатель – подстилающая поверхность» и цепи сосредоточенных реактивностей без учета знака приведены на рис. 4.

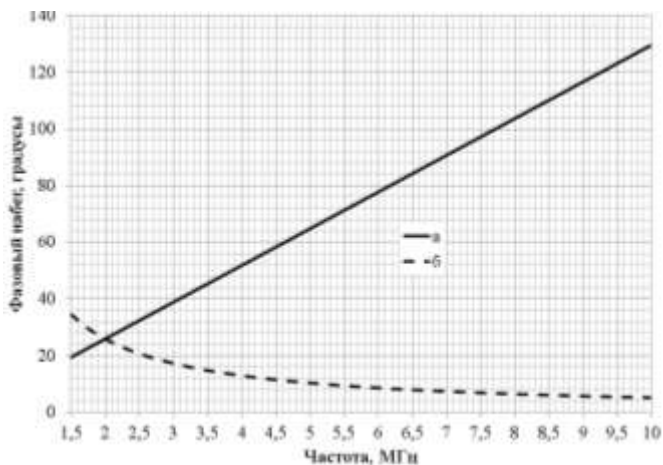


Рис. 4. Графики зависимостей фазового набега вдоль составных частей рассматриваемой конструкции VH 60/12: сплошная линия (а) – на конце цепи сосредоточенных реактивностей; пунктир (б) – на конце участка излучателя

Как видно на рис. 4, на частоте, близкой 2 МГц, фазовый набег между первичным и вторичным антенными элементами равен нулю, что обуславливает когерентное сложение излучаемых ими мощностей.

Таким образом, с учетом (5) для настоящего метода (4) может быть представлено как

$$\Delta G = \eta_1 + 1 + e^{-i\omega \overline{LC}d + \frac{1}{\omega \overline{L_o C_o}}^2} \eta_2(1 - \eta_1). \quad (6)$$

Результат вычисления с помощью (6) превосходства по КУ аperiodической антенны, построенной по настоящему методу введения в состав АФУ линии с коррекцией фазового набега, над аperiodической антенной с оконечными резистивными нагрузками приведен на рис. 5 (сплошная линия).

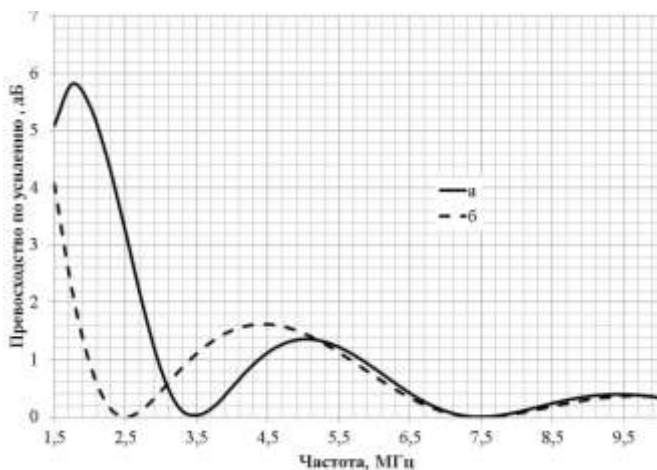


Рис. 5. Сравнение предложенного в работе (сплошная линия – а) и изложенного в [4] (пунктир – б) методов по превосходству в КУ над оригинальной аperiodической антенной

Анализ рис. 5 показывает следующее. АФУ (рассмотренная ВН 60/12) с линией коррекции фазового набега отличается повы-

шенным (до 5 дБ) КУ в диапазоне частот от 1,5 до 3 МГц и практически не отличается (+0,5 и минус 1,5 дБ) по КУ во всем остальном рабочем диапазоне от оригинального АФУ, построенного по методу, изложенному в [4].

Вообще говоря, описанная конструкция ВН 60/12 с линией коррекции фазового набега достаточно сложна (каждый излучатель включает в свой состав по 6 цепей сосредоточенных элементов, один из которых нуждается в заземлении), и применить описанный метод представляется возможным лишь в стационарных исполнениях АФУ. Но данное обстоятельство не ограничивает применение описанного метода к низкорасположенным антеннам типа однопроводных антенн бегущей волны, заземление элементов линии коррекции фазового набега которых является задачей тривиальной. Также настоящий метод легко реализуем в конструкции АФУ, построенных по методу Неймана (см. рис 2, 3).

Таким образом, введение в конструкцию аperiodических антенн, построенных по методу Неймана или методу, изложенному в [4], линии с коррекцией фазового набега обеспечивает:

- увеличение КУ антенны в диапазоне низких частот;
- повышенную защищенность от грозовых наведенных разрядов и помехозащищенность вообще за счет фильтрующих свойств линии коррекции фазового набега.

Современные комплектующие изделия (конденсаторы керамические, индуктивности каркасные и т. п.) выдерживают нагрузки в десятки 10 квар, что позволяет говорить о возможности применения описанного метода при создании АФУ магистральных радиолиний высокой мощности. Также стоит отметить, что все заключения, сформулированные в настоящей работе для передающих АФУ, полностью справедливы и для приемных АФУ.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Благовещенский Д. В.* Распространение декаметровых радиоволн в высоких широтах. М. : Наука, 1981. 180 с
- [2] *Коротковолновые антенны / Айзенберг Г.З. [и др.]; под ред Г. З. Айзенберга.* Изд. 2-е, перераб. и доп. М. : Радио и связь, 1985. 536 с.

[3] *Balanis Constantine A.* Modern antenna handbook. 4th edition. 1938 (Antenna theory. Analysis and design Constantine A. Balanis 2016).

[4] *Костычев Ю. А., Майнгер К. А.* Метод повышения эффективности передающих аperiodических антенн замещением конечных нагрузок приземными антеннами // Техника радиосвязи. 2018. Вып. 2 (37). С. 47–54.

[5] *Асташова К. В., Иванов Д. И., Костычев Ю. А.* Метод повышения эффективности аperiodических антенн с конечными нагрузками // Техника радиосвязи. 2017. Вып. 3 (34). С. 30–40.

[6] Лавров Г. А., Князев А. С. Приземные и подземные антенны. М. : Советское радио, 1965.

[7] *Надененко С. И.* Антенны. М. : Гос. изд-во литер. по вопросам связи и радио, 1959. 554 с.

Юрий Александрович Костычев, инженер ОАО «ОмПО «Радиозавод им. А. С. Попова», radioseminar@радиосеминар.рф.

Д. А. Кукузей

НИЗКОЧАСТОТНЫЙ DDS-ГЕНЕРАТОР НА БАЗЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРА АТМЕГА 8535 С УПРАВЛЕНИЕМ ПО USB-ИНТЕРФЕЙСУ

Предложена реализация низкочастотного генератора на микроконтроллере, работающего по принципу прямого цифрового синтеза с перестраиваемой выходной частотой в диапазоне от 10 Гц до 10 кГц. Устройство управляется по USB-интерфейсу с помощью прикладной программы ПК. Освещены вопросы проектирования и конструирования отдельных узлов DDS-генератора: блока формирования дискретных импульсов, ЦАП, сглаживающего фильтра, блока интерфейсного сопряжения с ПК. Рассмотрены функциональные возможности разработанного ПО для коммуникационного обмена между микроконтроллером и ПК. Представлены результаты тестовых испытаний сконструированного образца устройства.

Ключевые слова: DDS-генератор, синтез сигналов, теорема Котельникова – Найквиста.

Цифровые методы синтеза позволяют генерировать сигналы не только с присущей цифровой технике точностью, но и высоким разрешением по частоте, недоступным прямым аналоговым синтезаторам. Развитие цифровых интегральных схем дает возможность строить прецизионные DDS-генераторы относительно небольших размеров по массе и габаритам. Поскольку микросхемы имеют регистры ввода-вывода, то появляется возможность сопряжения устройства с персональной ЭВМ. Это позволяет отказаться от традиционных методов перестройки частоты посредством перестраиваемых компонентов. Представления аналоговых сигналов линейной изменяющейся последовательностью кодов используется в цифровых синтезаторах, разрабатываемых на сегодняшний день.

Создание перекодировочной таблицы

На начальном этапе проектирования создается таблица мгновенных значений функции синус. Практика показала, что четырехбитного ЦАП достаточно для формирования сигнала и его последующего восстановления. Из полученных выходных

напряжений ЦАП значения выбираются таким образом, чтобы при восстановлении сигнал соответствовал по форме синусоидальному. В результате подборов был создан одномерный массив M мгновенных значений напряжений и соответствующий ему массив G кодов ЦАП:

$M = [2.45 \ 3.45 \ 4.35 \ 4.65 \ 4.35 \ 3.45 \ 2.45 \ 1.55 \ 0.65 \ 0.05 \ 0.65 \ 1.55]$

$G = [0x08 \ 0x0B \ 0x0E \ 0x0F \ 0x0E \ 0x0B \ 0x08 \ 0x05 \ 0x02 \ 0x00 \ 0x02 \ 0x05]$

При помощи математического моделирования строится график дискретной функции массива M (рис. 1) и ее вид при прохождении через фильтр низких частот (рис. 2). Поскольку длина массива $N = 12 - \text{const}$, то в некоторых расчетных формулах значение приведено как коэффициент, для меандра $N = 2$.

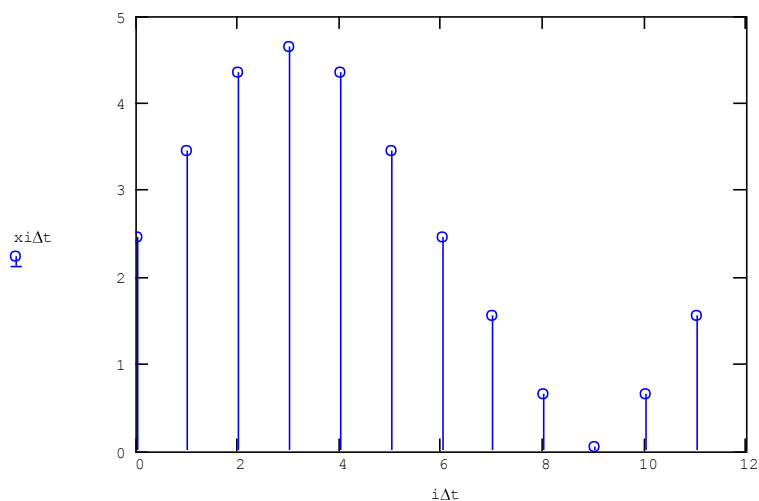


Рис. 1. Дискретные отсчеты синусоидального сигнала

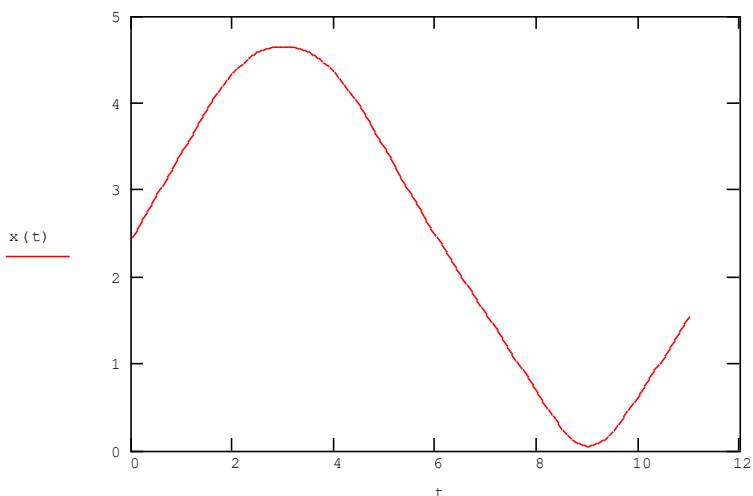


Рис. 2. Восстановление синусоидального сигнала по его дискретным отсчетам

Разработка генератора на базе микроконтроллера ATmega 8535

DDS на микроконтроллере (МК) ATmega 8535 строится по типу AWG-генератора. Такой выбор объясняется простотой реализации и возможностью использовать меньшее количество выборок при генерации сигнала. Структурная схема генератора приведена на рис. 3, принципиальная – на рис. 4. Последняя строится в САПР DipTrace в соответствии со структурной схемой.

Блок аппаратного сброса предназначен для обнуления регистров РОН, РВВ, а также программного счетчика при запуске устройства. Кроме того, аппаратный сброс вызывается пользователем при смене частоты генерации кнопкой S1.

Тактовый блок состоит из кварцевого резонатора Y1 с частотой колебаний 12 МГц и конденсаторов C1, C2, емкость которых выбирается из технической документации на микроконтроллер [1, 6].

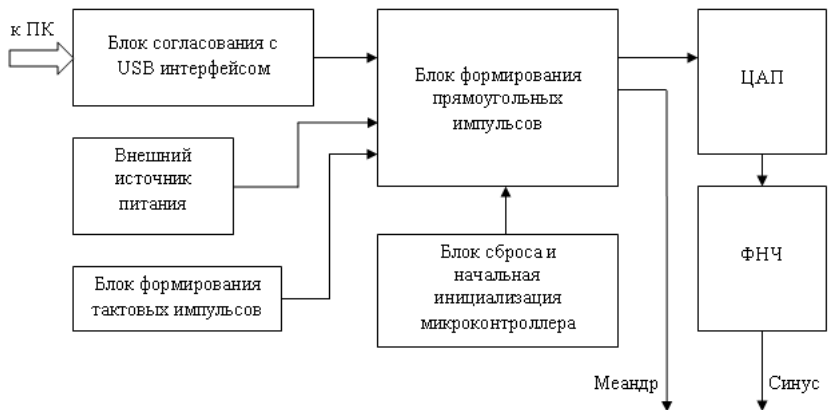


Рис. 3. Структурная схема DDS-генератора

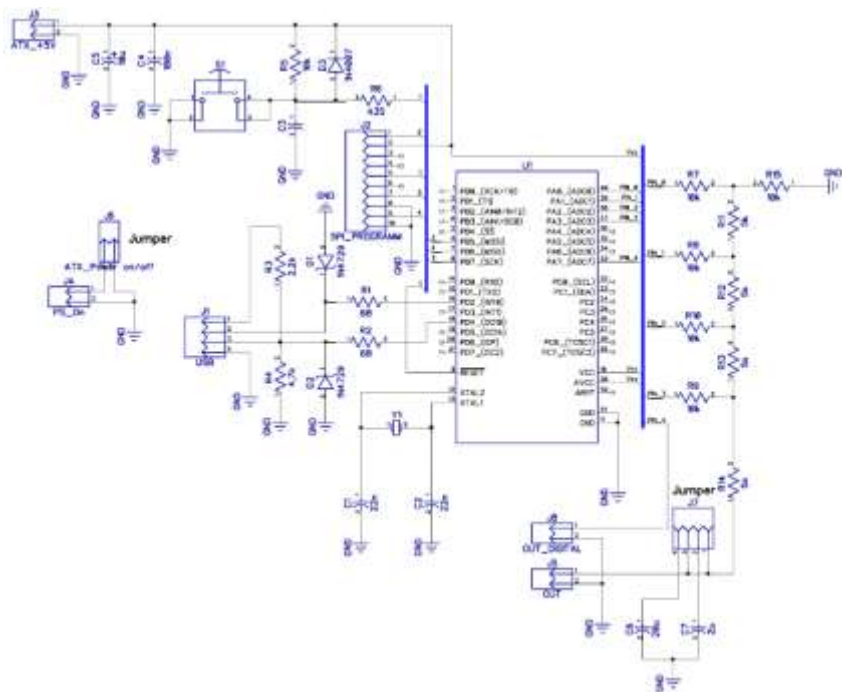


Рис. 4. Принципиальная схема DDS-генератора

Блок формирования прямоугольных импульсов реализуется на МК. Функциональная схема используемых блоков МК приведена на рис. 5. Формирование временных интервалов Δt между выборками сигналов производится таймером/счетчиком T/C1, содержащим суммирующий счетный 16-битный регистр TNCT1, регистр сравнения OCR1 и предварительный делитель тактовой частоты.



Рис. 5. Функциональная схема блока формирования импульсов

При вызове прерывания в регистр ЦАП передается новое значение сигнала из ПЗУ с частотой f_D [1, 6]:

$$f_D = \frac{f_T}{k \cdot (n-1)}, \quad (1)$$

где k – коэффициент деления и n – значение регистра OCR1A.

Частота формируемого сигнала с учетом количества отчетов в интервале определяется как

$$f_{ВЫХ} = \frac{f_D}{N} = \frac{f_T}{N \cdot k \cdot (n-1)}. \quad (2)$$

Значение регистра сравнения OCR1A вычисляется по формуле

$$n = \frac{f_T}{N \cdot k \cdot f_{ВЫХ}} - 1. \quad (3)$$

Принципиальная схема блока согласования МК с шиной

USB состоит из стабилитронов D1, D2 и резисторов R1, R2, которые согласовывают регистр D с шиной USB. Для определения версии протокола в схеме задействован делитель напряжения на резисторах R3 и R4. Поскольку МК ATmega 8535 не имеет встроенной поддержки USB, протокол шины реализуется программным способом.

Блок ФНЧ строится по схеме RC-фильтра. Недостаток такого выбора в том, что одним номиналом конденсатора не представляется возможным восстановить весь диапазон выходных частот прямоугольных импульсов в аналоговую форму. Поэтому было принято решение сделать общий резистор и несколько конденсаторов различной емкости так, чтобы постоянная времени RC-цепи была различна при постоянном сопротивлении. Для восстановления сигнала на выходе фильтра должно выполняться условие [4]:

$$\tau > \Delta t . \quad (4)$$

Постоянная времени τ заряда конденсатора фильтра определяется по формуле [5]:

$$\tau = RC . \quad (5)$$

Интервал прямоугольных импульсов рассчитывается по формуле [4]:

$$\Delta t = \frac{1}{f_D} = \frac{1}{12 \cdot f_{ВЫХ}} . \quad (6)$$

Подставив в (6) максимальную выходную частоту, равную 10 кГц, получится

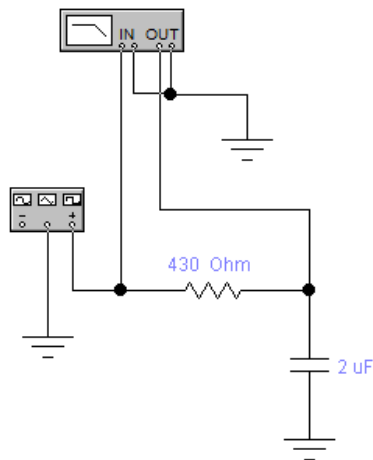
$$\Delta t = \frac{1}{12 \cdot 10000} = 0,0000083 \text{ с} .$$

По формуле (5) можно найти емкость конденсатора C7, при этом по условию (4) постоянная времени равна 0,00086:

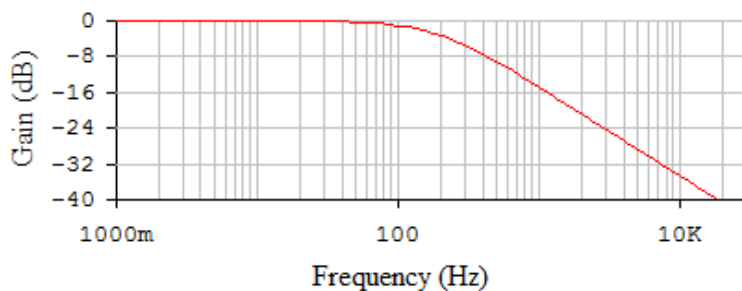
$$C7 = \frac{\tau}{R} = \frac{8,6 \cdot 10^{-4}}{430} = 2 \text{ мкФ} .$$

При помощи компьютерного моделирования строится амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) фильтра R14C7

(рис. 6, б). На графике АЧХ видно, что постоянная времени фильтра будет удовлетворять условию (6) и восстанавливать сигнал в диапазоне от 100 Гц до 10 кГц.



a



б

Рис. 6. Эквивалентная схема замещения фильтра R14C7 (a) и его АЧХ (б)

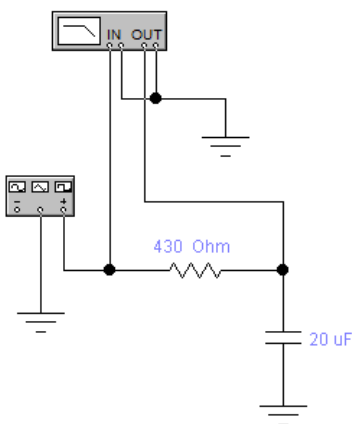
Емкость фильтра R17C6 находится аналогичным путем. Подставив в формулу (6) значение минимальной выходной частоты 10 Гц, получится:

$$\Delta t = \frac{1}{12 \cdot 10} = 0,0083 \text{ с.}$$

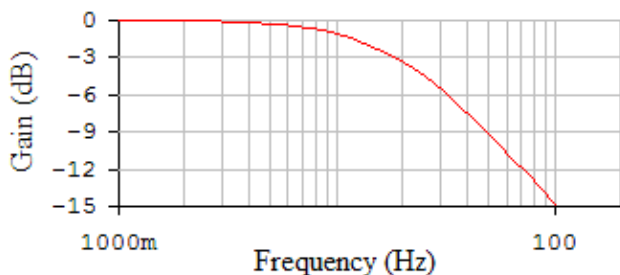
Приняв постоянную времени равной 0,0086 из условия (4), по формуле (5) можно найти емкость конденсатора С6:

$$C6 = \frac{\tau}{R} = \frac{8,6 \cdot 10^{-3}}{430} = 20 \text{ мкФ}.$$

На рис. 7, б, приведена АЧХ фильтра R14C6. Здесь видно, что постоянная времени фильтра будет удовлетворять условию (6) и восстанавливать сигнал в диапазоне от 10 Гц до 100 Гц.



а



б

Рис. 7. Эквивалентная схема замещения фильтра R14C6 (а) и его АЧХ (б)

Разработка прикладного программного обеспечения вычисления параметров МК (КПМК)

Основное назначение ПО – обеспечение автоматизации вычисления значений n и k по формуле (4).

Разработка ПО начинается с диалогового окна, поскольку именно интерфейс позволяет взаимодействовать пользователю с программой. Диалоговое окно программы (рис. 8) создавалось при помощи IDE C++ Builder 6, как и сам программный код. Иконка приложения создавалась во встроенном графическом редакторе.

Исходный текст кода ПО КПМК размещен по адресу <https://drive.google.com/open?id=16SiMvsRvWl9hUekCALpEeuasHtsZYVbA>. При написании программы использовалась библиотека V-USB для работы с периферийными USB устройствами класса HID.

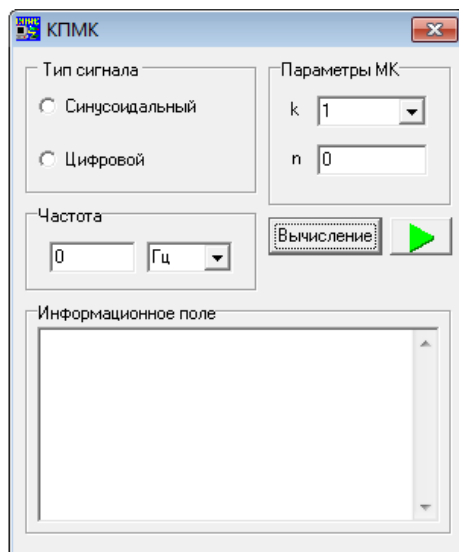



Рис. 8. Интерфейс программы КПМК

При нажатии на клавишу «Вычисление» программа вызывает функцию *Button1Click*, которая проверяет вводимые значения, а также присваивает переменной *Denominator* количество

дискретных импульсов в периоде в зависимости от типа выбранного сигнала. В строке 142 вызывается функция *IntervalValue*, которая вычисляет по формуле (4) значение переменной *RegisterValue* путем перебора всех коэффициентов деления из массива *CoefficientDivision*. В строке 113 проверяется значение *RegisterValue*: если оно лежит в диапазоне разрешенных чисел, то в строке 115, в соответствии со значениями *RegisterValue* и *CoefficientDivision*, находится переменная *TestFrequency*, являющаяся реальной выходной частотой генератора.

При нажатии на клавишу  «Запись и генерация» вызывается функция *Button2Click*, которая подготавливает данные к передаче. В строке 192 переменной *CoefficientDivision* присваивается символьное значение коэффициента деления. В строке 207 переменной *SignalType* присваивается значение, определяющее тип сигнала, который необходимо генерировать устройству. В строках 214–217 значение переменной *OCR1A* разделяется на старшую часть *OCR1AH* и младшую *OCR1AL*. В строках 224–226 элементам структуры присваиваются значения старшей и младшей части регистра сравнения, а также комплексная переменная (сумма *SignalType* + *CoefficientDivision*). В строке 228 инициализируется отправка данных при условии, что устройство подключено. Данные отправляются в транзакции в следующей последовательности:

1. *DataValueHigh(DATA1)*.
2. *DataValueLow(DATA2)*.
3. *DataComplex(DATA3)*.

Функция *connect()* инициализирует подключение к устройству.

Управляющая программа микроконтроллера

Полный текст программы МК находится по ссылке <https://drive.google.com/open?id=16SiMvsRvWI9hUekCALpEeuasHtsZYVbA>.

В строках 42–52 объявляется дескриптор устройства, содержащийся во Flash-памяти МК. При инициализации ПЭВМ передачи данных вызывается функция в строке 82. В строках 112–124 из значения комплексной переменной находится коэффици-

ент деления и тип сигнал *TypeSignal*, а также инициализируется генерация сигнала. При прерывании по совпадению вызывается функция *ISR (TIMER1_COMPA_vect)*, которая вызывает внутри себя функцию, в зависимости от значения переменной *TypeSignal*, генерации меандра или аналогового сигнала. Функция генерации аналогового сигнала определяется в строках 182–193. Индекс массива *ArrayCounter* инкрементируется с каждым входом в функцию, обновляя значение регистра PORTA. Функция генерации меандра определяется в строках 197–206. Меандр формируется путем циклической замены 7-го разряда регистра *ROPTA* на 1 и 0.

Проектирование и конструирование печатной платы

Проектирование печатной платы (ПП) выполняется в САПР DipTrace.

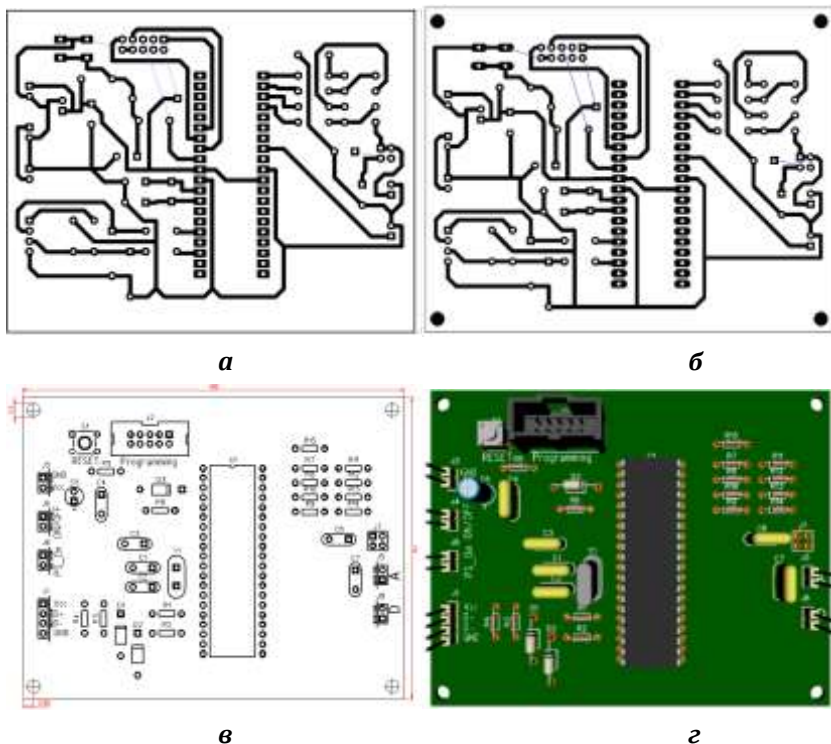


Рис. 9. Эскиз печатного рисунка односторонней ПП, полученный трассировщиком Shape Router (а); доводка рисунка топологии (б); эскиз монтажной схемы (в); 3D-модель ПП (г)

Для группировки компонентов используется автопозиционирование компонентов. Трассировка также выполняется в автоматическом режиме. Результат автотрассировки приведен на рис. 9, а. После выполнения автотрассировки требуется ручная коррекция дорожек. В результате доводки была получена окончательная топология (рис. 9, б). В завершении разработки топология проверяется на соответствие с принципиальной схемой, что позволяет преждевременно избежать ошибок в топологии готовой платы. Затем создается эскиз монтажной схемы (рис. 9, в), создается модель будущей платы с наполнением ЭРЭ (рис. 9, г). Опытный образец DDS-генератора приведен на рис. 10.

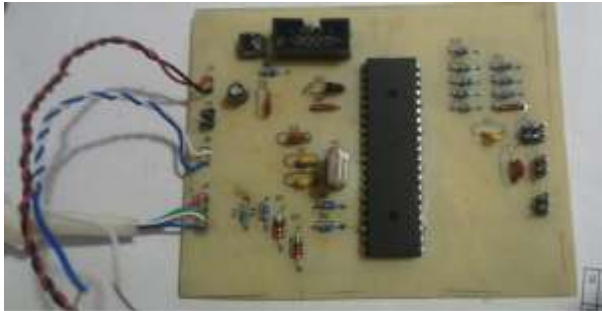


Рис. 1. Опытный образец генератора

Тестирование опытного образца

Цель тестирования – определение соответствия формы выходного синтезируемого аналогового сигнала с реальным синусоидальным сигналом. Устройство подключается к лабораторному осциллографу. В ходе тестирования был снят ряд осциллограмм выходных аналоговых сигналов, которые соответствуют изменению функции синуса (рис. 11). Это говорит о том, что вычисления и симуляции интерполяционного фильтра, а также построение перекодировочной таблицы были выполнены правильно.

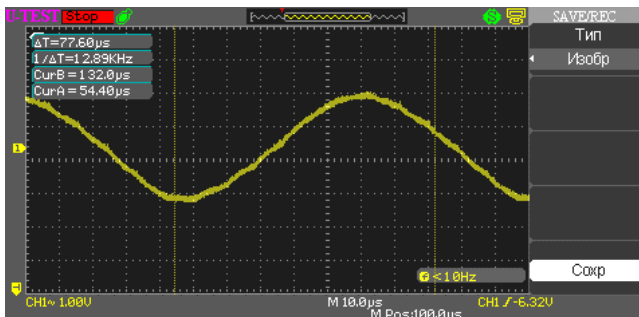


Рис. 2. Осциллограмма синтеза аналогового сигнала

На рис. 12 приведена осциллограмма меандра. Таблица содержит краткие характеристики генератора DDS.

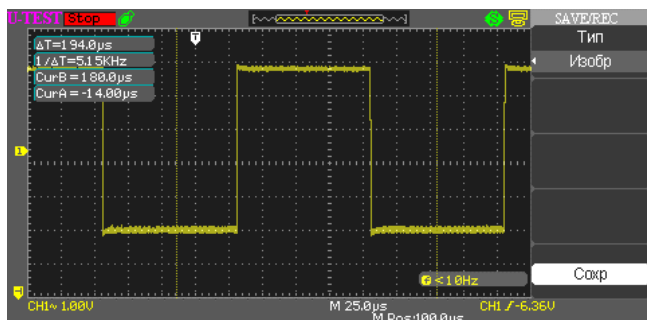


Рис. 3. Осциллограмма генерации меандра

Тактико-технические характеристики генератора

Формы выходных сигналов	синусоидальный, меандр
Количество каналов	1
Диапазон генерируемых частот	меандр: 10 Гц – 10 кГц
	синусоидальный: 10 Гц – 10 кГц
Разрешение по частоте	1 Гц
Амплитуда выходного сигнала	2,45 В
Вертикальное разрешение ЦАП	4 бит
Напряжение питания	+5 В

Окончание таблицы

Потребляемый ток	200 мА
Частота опорного генератора	12 МГц
Интерфейс сопряжения с ПЭВМ	USB
Габариты Ш×Г×В	100×79×21 мм

ЛИТЕРАТУРА

- [1] ATmega8535. URL: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/doc2502.pdf>.
- [2] USB для AVR. Ч. 2. HID Class на V-USB. URL: <http://we.easyelectronics.ru/electro-and-pc/usb-dlya-avr-chast-2-hid-class-na-v-usb.html>.
- [3] *Верхопятницкий П. Д., Барканов Н. А., Бердичевский Б. Е.*

Справочник конструктора РЭА. М. : Радио и связь, 1985. 84 с.

[4] Дискретизация непрерывных сигналов по времени. Теорема Котельникова. URL: <http://www.lib.unn.ru/students/src/diskretiz.pdf>.

[5] *Изюмов Н. М., Линде П. П.* Основы радиотехники. 4-е изд. М. : Радио и связь, 1983. 376 с.

[6] *Трамперт В.* AVR-RISC микроконтроллеры. М. : ДМК-Пресс, 2006. 464 с.

Кукузей Дмитрий Анатольевич, студент ОмГУ им. Ф. М. Достоевского,
meloman_from@mail.ru.

К. А. Майненгер

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ДВУХ БЛИЗКОРАСПОЛОЖЕННЫХ ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКИХ АНТЕНН

Приведена методика и результаты измерений коэффициента развязки двух близкорасположенных логопериодических антенн.

Ключевые слова: антенно-фидерные устройства, логопериодическая антенна, коэффициент развязки.

Как показывает практика, при размещении антенно-фидерных устройств (АФУ) на площадке ограниченных размеров число антенн может достигать 10, а размеры площадки таковы, что они могут находиться в ближней зоне. Расстояние между антеннами при таком размещении составляет менее одной длины волны, что ведёт к сильному взаимному влиянию АФУ друг на друга [1].

В качестве параметра, на основании которого следует производить оценку ЭМС антенн, целесообразнее всего считать мощность или напряжение, наводимые на нагрузки антенн при работе всех антенн в совокупности. Решение о совместимости антенн исходит из сравнения этих уровней сигнала. Если наведенная мощность в нагрузке приемной антенны ниже пороговой, то рассматриваемые антенны могут работать совместно в заданных режимах, иначе их совместимость в указанном режиме невозможна. Так как уровень подведенной мощности в приемной антенне определяется коэффициентом развязки приемной антенны с передающей, то одним из основных параметров, который необходимо рассчитать для обеспечения ЭМС нескольких антенн – это коэффициент развязки. Коэффициент развязки между антеннами характеризуется отношением мощности, подводимой к одной из антенн, к мощности, наведенной в нагрузке другой антенны. Он показывает, во сколько раз ослабляется излучение передатчика при попадании на вход приемника через его АФУ.

В качестве объекта исследования была выбрана логопериодическая антенна, относящаяся к типу широкополосных. Антенна

состоит из системы параллельных вибраторов, расположенных в одной плоскости. Нумерация вибраторов начинается с самого длинного [2]. Длины вибраторов и расстояние между ними изменяются в геометрической прогрессии.

Для дальнейшего исследования и проведения испытаний была выбрана разработанная АО «ОНИИП» логопериодическая антенна поворотная. Антенное полотно выполнено в виде 18 пар излучателей, расположенных на высоте 15 м. Установочные размеры 21×21 м. Коэффициент усиления антенны в диапазоне рабочих частот от 6 до 12 дБ, а ширина диаграммы направленности 60°. Внешний вид антенны представлен на рис. 1.



Рис. 1. Внешний вид исследуемого типа антенн

Электромагнитное поле, излучённое каждой из антенн, наводит в проводниках излучателей соседних антенно-фидерных систем паразитный электрический ток большого уровня. Поэтому для стабильной работы антенн, расположенных на ограниченной площади, необходимо учитывать, как близко они расположены относительно друг друга. Взаимное влияние между ними учитывается специальным параметром – коэффициентом развязки. Коэффициент развязки между антеннами характеризуется отноше-

нием мощности, подводимой к одной из антенн, к мощности, наведенной в нагрузку другой антенны, и показывает, во сколько раз ослабляется излучение передатчика при попадании на вход приемника через его антенно-фидерную систему. Он определяется следующим выражением:

$$K_{\text{разв}} = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2}$$

Передающая антенна является нагрузкой генератора токов ВЧ, комплексное сопротивление генератора определяется как

$$Z_{\Gamma} = R_{\Gamma} + iX_{\Gamma}.$$

Входное сопротивление передающей антенны

$$Z_{\text{АПРД}} = \frac{P}{I_{\text{АПРД}}^2}.$$

Мощность, подведенная к передающей антенне P_1 , имеет вид

$$P_1 = P_{\text{АПРД}} = I_{\text{АПРД}}^2 R_{\text{АПРД}} = \frac{U_{\Gamma}^2 R_{\text{АПРД}}}{R_{\text{АПРД}} + R_{\Gamma}^2 + X_{\text{АПРД}} + X_{\Gamma}^2}.$$

Для приемника, подключаемого к приемной антенне, антенна является генератором с ЭДС и внутренним комплексным сопротивлением $Z_{\text{АПРМ}} = R_{\text{АПРМ}} + iX_{\text{АПРМ}}$, которое не зависит от подключаемой нагрузки и характеризует антенну [3]. Реактивная часть $X_{\text{АПРМ}}$ описывает реактивное поле стоячих волн, а активная часть $R_{\text{АПРМ}}$ – переизлученную мощность и мощность потерь в короткозамкнутой антенне. Приемник (нагрузка) на эквивалентной схеме представлен комплексным сопротивлением $Z_H = R_H + iX_H$. Мощность, наведенная в приемной антенне, имеет вид

$$P_2 = P_{\text{АПРМ}} = I_{\text{АПРМ}}^2 R_H = \frac{U_{\text{АПРМ}}^2 R_H}{R_{\text{АПРМ}} + R_H^2 + X_{\text{АПРМ}} + X_H^2}.$$

Зная значения мощности передающей антенны и мощности, наведенной в приемной антенне, можно вычислить значение коэффициента развязки между передающей и приемной антеннами.

$$K = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_{\text{ПРД}}}{P_{\text{ПРМ}}} 10 \log_{10} \frac{U_{\Gamma}^2 R_{\text{АПРД}}}{R_{\text{АПРД}} + R_{\Gamma}^2 + X_{\text{АПРД}} + X_{\Gamma}^2} \times \\ \times \frac{R_{\text{АПРМ}} + R_{\text{Н}}^2 + X_{\text{АПРМ}} + X_{\text{Н}}^2}{U_{\text{АПРМ}}^2 R_{\text{Н}}}$$

В случае, когда антенны согласованы, т. е. когда реактивная составляющая входного сопротивления антенны равна 0, а активная равна сопротивлению приемника/генератора, уравнение для коэффициента развязки примет вид

$$K = 10 \cdot \log_{10} \frac{U_{\text{ПРД}}}{U_{\text{ПРМ}}}^2 = 20 \cdot \log_{10} \frac{U_{\text{ПРД}}}{U_{\text{ПРМ}}}.$$

Как видно по формуле, для определения коэффициента развязки необходимо измерить входные характеристики передающей и приемной антенн, согласно разработанной методике.

Измерение входных параметров проводят с использованием векторного анализатора цепей R&S ZVL3. Прибор подключают к разъему кабеля, идущего к антенне. Далее измеряют входные параметры антенны в рабочем диапазоне частот, с шагом 0,5 МГц величины, R_A активной и X_A реактивной составляющих входного сопротивления антенны.

Для расчета коэффициента развязки также необходимо знать напряжение сигнала с выхода приемной антенны $U_{\text{АПРМ}}$. С этой целью были проведены натурные измерения уровня, наводимого в приемной антенне сигнала.

На рабочей площадке ограниченных размеров были расположены приемная и передающая логопериодическая антенны, которые в начальный момент были ориентированы относительно друг друга, согласно схеме расположения, приведенной на рис. 2. Расстояние между передающей и приемной антенной 19,5 метров. Передающая антенна в процессе измерений остается в исходном положении, а приемная с помощью поворотного устройства меняет расположение своего полотна относительно полотна передающей антенны. Следовательно, меняется электромагнитное поле, наводимое на приемную антенну.



Рис. 2. Схема расположения исследуемых антенн

Измерения уровня наводимого сигнала проводились в диапазоне рабочих частот 3–30 МГц антенны согласно схеме на рис. 3. На ней видно, что вход передающей логопериодической антенны подключался к выходу генератора сигнала Г4-154. Выход приемной логопериодической антенны был подключен ко входу измерительного приемника (селективный микровольтметр SMV 11). На выбранной частоте с генератора Г4-154 подавалось напряжение, равное 14 В, на вход передающей антенны.

С помощью регулятора настройки частоты селективного микровольтметра установили необходимую частоту (частоту передачи) и зафиксировали уровень сигнала с выхода приемной антенны. Затем приемная антенна поворачивалась относительно передающей на 40° , измерения уровня сигнала с выхода приемной антенны повторялись на выбранных частотах.

Измеренные значения активной и реактивной составляющей входного сопротивления подставляют в выражение для оценки излучаемой и наводимой мощности. Зная значение мощности передающей антенны и мощности в согласованной нагрузке приемной антенны, вычисляют коэффициент развязки. Измерения проводят до полного поворота антенны с целью выбора наилучшего коэффициента развязки.

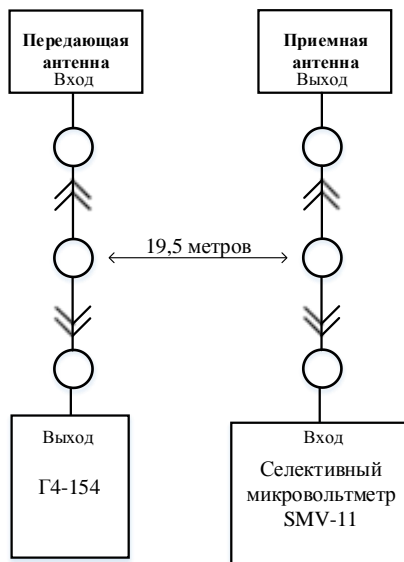


Рис. 3. Схема проведения испытаний

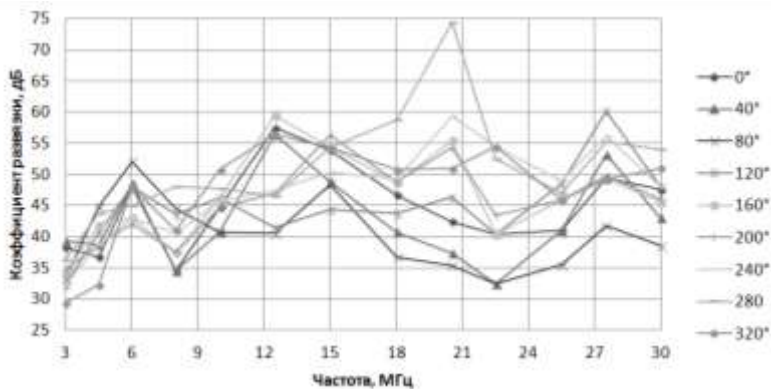


Рис. 4. График зависимости коэффициента развязки от частоты

На рис. 4 приведены измеренные графики зависимости коэффициента развязки (при различном взаимном расположении антенн) от частоты. Каждая легенда соответствует различному азимутальному углу поворачиваемой антенны.

Как видно на графике, в зависимости от положения антенны меняется значение коэффициента развязки. Когда исследуемые антенны сориентированы параллельно относительно друг друга, величина коэффициента развязки составляет порядка 45 дБ.

При повороте полотна антенны на величину 80° , т. е. когда главный луч диаграммы направленности приемной антенны находится в направлении передающей антенны, значение коэффициента развязки минимально и составляет 40 дБ.

В случае поворота полотна антенны на величину 280° , когда главный луч диаграммы направленности развернут в противоположную сторону от передающей антенны, наблюдается максимальное значение коэффициента развязки, равное 51 дБ.

ЛИТЕРАТУРА

[1] *Севостьянов С. В.* Расчет развязки антенн на основе их электродинамического анализа // Антенны. 2002. № 1.

[2] *Ротхаммель К.* Антенны. Том 1. М. : Данвел, 2005.

[3] Методы измерения характеристик антенно-фидерных устройств / О. В. Попов [и др.]. Л., 1990.

Ксения Алексеевна Майненгер, магистрант ОмГУ им. Ф. М. Достоевского, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, radioseminar@радиосеминар.рф.

К. А. Отмахов

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА РАСПРОСТРАНЕНИЯ ЛУЧА ДЛЯ РАСЧЕТА ПОЛЕЙ НАПРАВЛЯЕМЫХ МОД В ОПТИЧЕСКОМ МОДУЛЯТОРЕ

Для проектирования интегральных схем важно выполнить предварительный расчет распределений электрических полей в различных узлах схемы. Аналитические расчеты возможны только в ограниченном числе случаев. В том случае, если волновод имеет сложную геометрию или показатели преломления зависят от координат, нужно применять численные методы расчета, одним из которых для решения волнового уравнения является метод распространения луча. В настоящей работе для расчета распределений электрического поля в интерферометре Маха – Цендера применяется метод распространения луча с использованием метода конечных разностей.

Ключевые слова: метод распространения луча, метод конечных разностей, интерферометр Маха – Цендера.

Системы оптических волокон [1, 3] имеют преимущества по сравнению с системами связи на основе металла и радиолиний. Модулятором называется устройство, которое изменяет детектируемое свойство световой волны в соответствии с приложенным электрическим сигналом. Детектируемыми свойствами когерентной световой волны являются интенсивность (амплитуда), фаза, поляризация и длина (частота).

В настоящей работе рассматривается модулятор интенсивности интерференционного типа – волноводный интерферометр типа Маха – Цендера [4].

Для проектирования интегральных схем важно выполнить предварительный расчет распределений электрических полей в различных узлах схемы. Аналитические расчеты возможны только в ограниченном числе случаев: для планарного волновода с постоянными показателями преломления волноводной пленки, подложки и покровного слоя и для круглого оптического волокна с постоянными показателями преломления сердцевины и оболочки. В том случае, если волновод имеет сложную геометрию или показатели преломления зависят от координат, нужно применять

численные методы расчета.

Одним из численных методов решения волнового уравнения является метод распространения луча. Именно он используется для расчета полей направляемых мод в оптических устройствах. В настоящей работе применяется метод распространения луча с использованием метода конечных разностей и выполняется сравнение достигнутых результатов с результатами, полученными с помощью метода распространения луча с учетом преобразования Фурье.

Цель работы: расчет распределения интенсивности световых волн в модуляторе Маха – Цендера методом распространения луча с использованием метода конечных разностей.

Для достижения этой цели нужно решить следующие задачи:

1. Изучить метод распространения луча с использованием метода конечных разностей для решения волнового уравнения.

2. Написать программу в среде Matlab, реализующую расчет полей направляемых мод методом распространения луча с использованием метода конечных разностей.

3. Выполнить расчет распределений интенсивностей световых волн в модуляторе Маха – Цендера.

Запишем скалярное волновое уравнение (или уравнение Гельмгольца), которое является основой метода распространения луча [6]:

$$\Delta E + k_0^2 n^2(x, y, z) E = 0, \quad (1)$$

где $n(x, y, z)$ – показатель преломления среды, k_0 – волновое число для вакуума, E – напряженность электрического поля,

$\Delta = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$ – оператор Лапласа.

Будем считать, что волна распространяется вдоль оси волокна. Проведем ось z вдоль оси волокна. Электрическое поле можно представить в виде двух сомножителей: быстро меняющейся функции z и медленно меняющейся при изменении z огибающей $u(x, y, z)$:

$$E_{x,y,z} = u_{x,y,z} \exp -i\beta z, \quad (2)$$

где β – проекция волнового вектора на ось z , называемая постоянной распространения.

Подставляем (2) в (1), пренебрегаем второй производной от u по z и получаем уравнение на функцию u :

$$2i\beta \frac{\partial u}{\partial z} = \nabla^2 u + k_0^2 n^2 - \beta^2 u, \quad (3)$$

$$\text{где } \nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}.$$

Если показатель преломления волноводного канала мало отличается от показателя преломления окружающей среды, β можно считать равным волновому числу в окружающей среде:

$$\beta \approx k_0 n_0 = K, \quad (4)$$

где n_0 – показатель преломления окружающей среды, независимый от координат.

С помощью метода эффективного показателя преломления задачу можно свести к двумерной. Тогда

$$\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2}, \quad (5)$$

где показатель преломления и u зависят только от координат x и z .

Уравнение (3) для двумерного волновода переписывается в виде

$$2iK \frac{\partial u}{\partial z} = \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + [k_0^2 n^2(x,z) - K^2] u. \quad (6)$$

В уравнении (6) частные производные аппроксимируются конечными разностями

$$2iK \frac{u_j(z+\Delta z) - u_j(z)}{\Delta z} = \frac{u_{j-1}(z) - 2u_j(z) + u_{j+1}(z)}{\Delta x^2} + k_0^2 n^2 - K^2 u_j(z).$$

(7)

Из уравнения (7) можно вычислить $u_j z + \Delta z$ через $u_{j-1} z$, $u_j z$ и $u_{j+1} z$. Этот метод имеет точность первого порядка, так как при записи приближенного выражения для производной по z опущены члены, содержащие вторую и более высокие степени Δz . Условие устойчивости метода задается следующим образом:

$$\Delta z \leq \frac{\Delta x^2}{2K} = \Delta x^2 n_0 \frac{\pi}{\lambda}. \quad (8)$$

К сожалению, значение Δz , необходимое для обеспечения стабильности, слишком мало. В качестве примера: для сетки с шагом $\Delta x = 1$ мкм и длины волны $\lambda = 1$ мкм, используя показатель преломления $n_0 = 1.5$, получаем, что шаг должен быть меньше $\Delta z < 0.05$ мкм. Чтобы смоделировать устройство длиной 5 мм, нам понадобится 10^5 шагов.

Существует метод, также основанный на конечно-разностной схеме, который является стабильным и обеспечивает более точное решение. Он называется схемой Кренка – Николсона [5].

Для того чтобы решить уравнение (6) методом Кренка – Николсона, представим его в виде

$$2K - i\Delta z \alpha H u z + \Delta z = [2K + i\Delta z 1 - \alpha H] u z, \quad (9)$$

где оператор H определяется так:

$$Hu(z) \equiv \frac{u_{j-1}(z) - 2u_j(z) + u_{j+1}(z)}{\Delta x^2} + k_0^2 n_j^2 - K^2 u_j(z). \quad (10)$$

Подставляя (10) в (9), получим уравнение

$$2iK [u_j z + \Delta z - u_j z] = k_0^2 n^2 - n_0^2 [\alpha u_j z + \Delta z + 1 - \alpha u_j z] \Delta z + \left[\alpha \frac{u_{j-1} z + \Delta z - 2u_j z + \Delta z + u_{j+1} z + \Delta z}{\Delta x^2} + 1 - \alpha \frac{u_{j-1} z - 2u_j z + u_{j+1} z}{\Delta x^2} \right] \Delta z \quad (11)$$

Это уравнение связывает поле при $z + \Delta z$, то есть $u z + \Delta z$, с полем $u(z)$. Переписывая уравнение (11), получаем

$$a_j u_{j-1} z + \Delta z + b_j u_j z + \Delta z + c_j u_{j+1} z + \Delta z = r_j z, \quad (12)$$

где коэффициенты a_j , b_j , c_j и r_j определяются так:

$$a_j = -\alpha \frac{\Delta z}{\Delta x^2}, \quad (13)$$

$$b_j = -2\alpha \frac{\Delta z}{\Delta x^2} - \alpha \Delta z \left[n_j^2 z + \Delta z - n_0^2 \right] k_0^2 + 2iK, \quad (14)$$

$$\tilde{n}_j = -\alpha \frac{\Delta z}{\Delta x^2}, \quad (15)$$

$$r_j = 1 - \alpha \frac{\Delta z}{\Delta x^2} \left[u_{j-1} z + u_{j+1} z \right] + \left\{ 1 - \alpha \Delta z \left[n_j^2 z - n_0^2 \right] k_0^2 - 2 \left[1 - \alpha \frac{\Delta z}{\Delta x^2} + 2iK \right] \right\} u_j z. \quad (16)$$

(12) является трехдиагональной системой из N линейных уравнений ($j = 1, 2, \dots, N$). Алгоритм, используемый для решения таких систем, называется методом прогонки [2]. Время, которое требуется для решения, пропорционально N , тогда как время, необходимое для решения с помощью быстрого преобразования Фурье, пропорционально $N \log_2 N$.

Строго говоря, схема Кренка – Николсона, безусловно, устойчива при $\alpha > 0.5$, только если показатель преломления не зависит от x и z . Тем не менее, если показатель преломления изменяется медленно или имеет небольшие скачки на границах раздела, метод Кренка – Николсона может применяться.

Расчеты выполнены для модулятора Маха – Цендера со следующими размерами: ширина волноводных каналов 4 мкм, их толщина 4 мкм, угол между каналами $0,6^\circ$. Показатель преломления волноводных каналов 1.51, показатель преломления окружающей среды 1.50. Длины неразветвленных участков модулятора 200 мкм, длина переходной области 550 мкм, длины плеч 1500 мкм, длина волны 1 мкм, $\Delta z = 0.1$ мкм.

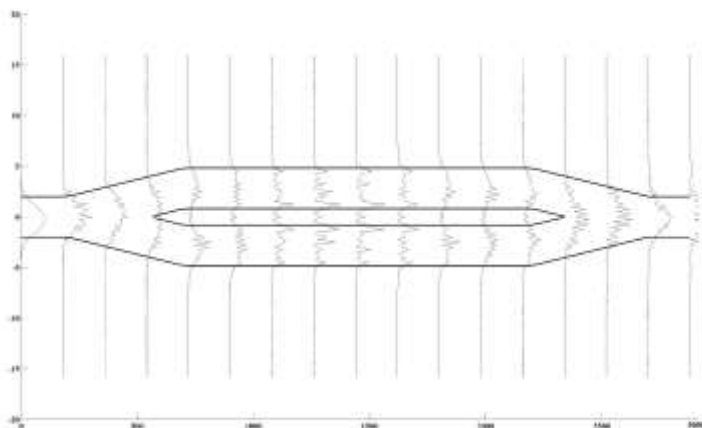


Рис. 4. Распределения интенсивности с использованием преобразования Фурье

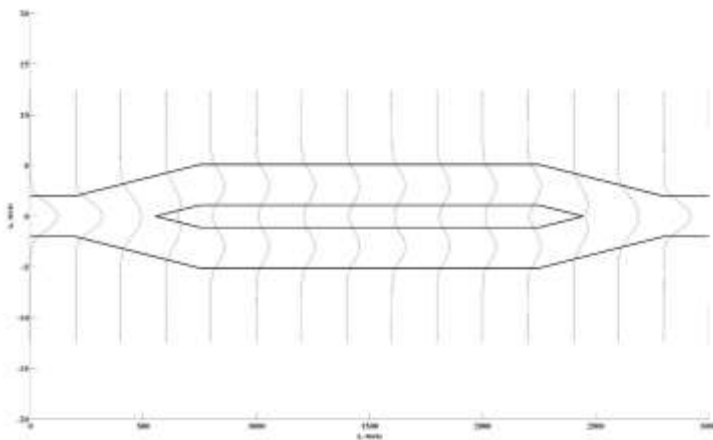


Рис. 5. Распределения интенсивности с помощью метода конечных разностей

На рис. 1 и 2 приведены графики распределения интенсивности через каждые 300 мкм. Результаты, приведенные на рис. 1, получены с помощью метода конечных разностей ($\Delta x = 0.35$ мкм). Результаты, приведенные на рис. 2, получены с использова-

нием преобразования Фурье ($\Delta x = 0.0625$ мкм). Кривые, полученные с использованием преобразования Фурье, имеют много особенностей, в то время как метод конечных разностей дает гладкие кривые распределения интенсивности. Таким образом, метод конечных разностей имеет преимущество по сравнению с методом преобразования Фурье.

В ходе выполнения работы был изучен метод распространения луча с использованием метода конечных разностей. Написана и отлажена программа, реализующая метод распространения луча с применением метода конечных разностей для расчета распределения интенсивности в модуляторе Маха – Цендера. Рассчитаны распределения интенсивности. Сравнение с результатами, полученными методом распространения луча с использованием преобразования Фурье, вновь показывает, что метод конечных разностей имеет перед ним преимущество.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Адамс М.* Введение в теорию оптических волноводов : пер. с англ. М. : Мир, 1984. 512 с.
- [2] *Калиткин Н. Н.* Численные методы. М. : Наука, 1978. 512 с.
- [3] *Маркузе Д.* Оптические волноводы / пер. с англ. В. В. Шевченко. М. : Мир, 1974. 576 с.
- [4] *Семенов А. С., Смирнов В. Л., Шмалько А. В.* Интегральная оптика для систем передачи и обработки информации. М., 1990. 224 с.
- [5] *Gines Lifante.* Integrated Photonics Fundamentals. John Wiley & Sons Ltd, 2003. 201 с.
- [6] *Katsunari Okamoto.* Fundamentals of Optical Waveguides. Second edition. J. : Elsevier, 2006. 561 с.

Кирилл Андреевич Отмахов, магистрант ОмГУ им. Ф.М. Достоевского, Illekojladka@inbox.ru.

П. И. Сеньков, Ю. В. Калижников

УМНАЯ ПОДСВЕТКА С ДАТЧИКОМ ДВИЖЕНИЯ

Рассмотрено использование светодиодного светильника с датчиком движения в жилищно-коммунальном хозяйстве.

Ключевые слова: *лампа накаливания, люминесцентная лампа, светодиодный светильник.*

В последнее время все большую популярность набирают осветительные устройства со светодиодными лампами. Они обладают более низким энергопотреблением, чем обычные лампы накаливания. Они характеризуются длительным сроком эксплуатации, надежностью в работе и имеют широкую область применения. К таким приборам, в частности, относится светодиодный светильник со встроенным датчиком движения. Так как проблема повышенного потребления электроэнергии беспокоит многих, особенно в жилищно-коммунальном хозяйстве, эта тема является актуальной.

Цель работы: изучение использования светодиодного светильника с датчиком движения в жилищно-коммунальном хозяйстве.

Задачи:

1. Проанализировать существующую проблему.
2. Изучить перспективы использования светодиодных светильников с датчиком движения в жилищно-коммунальном хозяйстве.
3. Изготовить опытные образцы осветительных приборов.

В условиях роста тарифов на электроэнергию вопросы энергосбережения становятся весьма актуальными. Одним из решений данного вопроса является сокращение затрат на освещение за счёт внедрения энергосберегающих технологий. Существенно экономят электроэнергию светодиодные светильники. Светоотдача их наиболее современных образцов достигает 130 лм/Вт.

Ещё 30–50% экономии даёт оптимизация управления освещением – применение светодиодных светильников с датчиком движения. Надо отметить, что светодиодные светильники в отли-

чие от традиционных легко поддаются автоматическому управлению. Кроме того, срок службы таких светильников, особенно с датчиком движения, в разы больше, что приводит к сокращению затрат на электроэнергию.

Сегодня весьма популярны светодиодные приборы с датчиками движения, причем это не только лампы, светильники и ленты, но и ночники. У таких датчиков есть схема подключения, которой можно руководствоваться в работе. Провода подключаются к клеммным зажимам. При этом необходимо, чтобы сечение провода не превышало 1,5 кв мм по меди. Во время подключения датчика снимается напряжение с питающих проводов.

Рассмотрим самые распространенные схемы подключения датчика движения, где L – фаза, N – ноль, А – выходная коммутируемая фаза непосредственно с датчика на светильник.

Самая простая стандартная схема подключения показана на рис. 1. Зачастую именно она изображена на корпусе датчика.



Рис. 1. Схема стандартного подключения датчика движения светодиодной ленты

Если нужно, чтобы свет горел определенный период времени вне зависимости от освещения и движения, используется еще один вариант подключения (см. рис. 2). В представленную схему параллельно датчику подключается одноклавишный выключа-

тель, так как будет использован только один контакт.



Рис. 2. Схема подключения датчика движения светодиодной ленты (второй вариант)

Еще одна схема подключения (рис. 3) используется в том случае, если мощность светильников, т. е. общая выходная нагрузка, превышает предельное значение. В схему добавлен контактор с напряжением катушки на 220 В. Возможно использование двух датчиков движения, которые подключаются на одну нагрузку (см. рис. 4).



Рис. 3. Схема подключения

датчика движения (третий вариант)

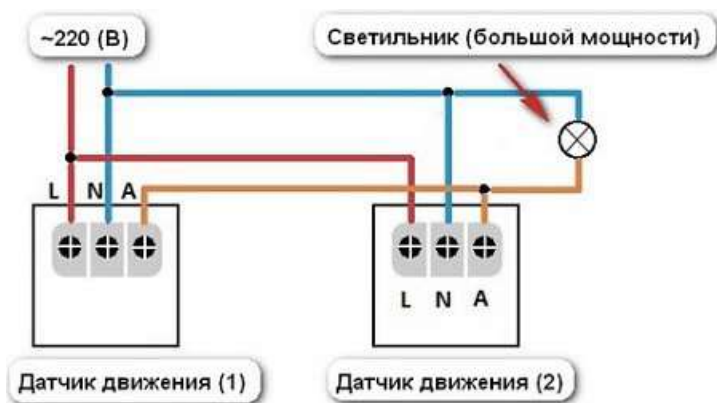


Рис. 4. Схема подключения двух датчиков движения

Принцип работы прибора основан на его автоматическом включении по сигналу, исходящему от датчика движения, который реагирует на появление в его зоне действия движущегося объекта. При отсутствии движения в зоне действия датчика через определенный промежуток времени светильник отключается.

В качестве датчиков движения используются инфракрасные устройства пассивного типа, обладающие отличной чувствительностью, хорошей работой и небольшой стоимостью.

Принцип действия датчиков основан на пьезоэлектрическом эффекте. Чувствительный элемент устройства реагирует на изменение температуры при появлении движущихся объектов с определенными температурой тела и объемом.

Обеспечивать экономию электроэнергии светильники с датчиками движения и светодиодными лампами способны благодаря двум обстоятельствам:

1. Включение прибора только на время появления в его зоне движущихся объектов.
2. Применение светодиодной лампы, обладающей небольшим энергопотреблением.

Рассмотрим на конкретном примере использование светоди-

одных светильников в обычном 5-этажном жилом доме, где необходимо осветить 4 подъездных крыльца, 20 лестничных площадок, 2 подсобных помещения (подвалы). При оснащении дома лампами накаливания (60 Вт) потребуется 26 ламп. Среднее время работы лампы составляет 12 часов в сутки. В год лампы накаливания расходуют около 6740 кВт, что в денежном эквиваленте составляет более 20 000 рублей при средней стоимости 3 рубля за 1 кВт/ч. Стоит отметить, что в эту сумму не входит работа по замене ламп и их стоимость.

Оснащение дома компактными люминесцентными лампами (20 Вт) обойдется в 2250 кВт/год, что в денежном эквиваленте составляет 6750 руб. Это в 3 раза меньше, чем при использовании ламп накаливания.

Рассмотрим вариант оснащения дома светодиодными светильниками с датчиком движения. В подсобных помещениях время работы прибора составляет в среднем не более 40 минут в день. В среднем время работы приборов на подъездном крыльце составляет 12 часов в день. На лестничных площадках средняя продолжительность работы приборов составит 4 часа в сутки при средней заселенности подъезда в 45 человек. Из расчета видно, что светильники с датчиками потребляют всего 280 кВт в год, что при стоимости 3 рубля за 1 кВт/ч составляет 840 руб. Расчет на примере пятиэтажного дома:

- лампа накаливания: 26 шт. \times 60 Вт \times 12 ч \times 30 дн. \times 12 месяцев. Всего 6740 кВт/год или в денежном эквиваленте 20 220 рублей;

- компактная люминесцентная лампа: 26 шт. \times 20 Вт \times 12 ч \times 30 дн. \times 12 мес. Всего 2250 кВт/год, или в денежном эквиваленте 6750 рублей;

- светодиодный светильник:

- для освещения подвала: 2 шт. \times 6 Вт \times 40 мин \times 30 дн. \times 12 месяцев. Всего 3 кВт/год;

- для освещения крыльца: 4 шт. \times 6 Вт \times 12 ч \times 30 дн. \times 12 месяцев. Всего 104 кВт/год;

- для оснащения лестничных клеток: 20 шт. \times 6 Вт \times 4 ч \times 30 дн. \times 12 месяцев. Всего 173 кВт/год.

Итого 280 кВт/год или в денежном эквиваленте 840 рублей.

Экономические показатели потребления электроэнергии различными источниками света в жилом доме отражены в таблице.

Экономические показатели потребления электроэнергии различными источниками света в жилом доме

<i>Тип источника света</i>	<i>Потребляемая мощность, кВт/год</i>	<i>Стоимость, руб/год</i>
Лампа накаливания	6740	20220
Компактная люминесцентная лампа	2250	6750
Светодиодный светильник с датчиком движения	280	840

Таким образом, из расчета видно, что использование светодиодных светильников наиболее экономически обосновано. При потреблении электроэнергии в 280 кВт/год затрачивается всего 840 рублей, что в 24 раза меньше, чем при использовании ламп накаливания, и в 8 раз меньше, чем с компактными люминесцентными лампами.

Исходя из вышесказанного, можно сделать вывод, что наиболее удачным и экономичным в жилищно-коммунальном хозяйстве является применение светодиодных светильников с датчиком движения. Главными их достоинствами являются низкое энергопотребление, долгий срок службы, отсутствие токсичных веществ.

И хотя в настоящее время светодиодные лампы с датчиком движения пока используются в жилищно-коммунальном хозяйстве не так часто, благодаря своим экономическим преимуществам они имеют большие перспективы применения.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Вейнерт Д. И., Сполдинг Ч. А.* Светодиодное освещение : справочник. Philips Color Kinetics, 2010. 156 с.
- [2] Энергосбережение и энергетика в Омской области. 2012. № 4.
- [3] Управление многоквартирным домом. 2013. № 7.

Павел Игоревич Сеньков, учащийся ДЮТ им. Ю. А. Гагарина (Омск), radioseminar@радиосеминар.рф.

Юрий Владимирович Калижников, педагог дополнительного образования ДПОТ им. Ю. А. Гагарина (Омск), radioseminar@радиосеминар.рф.

А. С. Сидоренко

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ СИСТЕМ ДИСТАНЦИОННОГО УПРАВЛЕНИЯ СПО ПЭВМ КОМПЛЕКСОВ РАДИОСВЯЗИ

Проанализированы каналы связи и их организация. Выявлены критерии и виды информации. Приведен обзор программно-аппаратных средств передачи данных по каналам связи. Проанализированы существующие проблемы функционирования, а также создания аппаратно-программных каналов связи. Оценены основные атрибуты каналов связи, сделаны выводы по результатам, полученным в ходе работы.

Ключевые слова: *комплексы радиосвязи, системы дистанционного управления, Интернет, помощь, агрегация каналов.*

Информация и связанные с ней процессы, системы и сети являются важными бизнес-ресурсами. Целостность и доступность информации могут быть необходимы для поддержания конкурентоспособности, прибыльности, соответствия законодательству и коммерческой репутации. Различные организации и принадлежащие им информационные системы и сети все чаще сталкиваются с информационными угрозами, причины которых могут быть самыми разными – компьютерное мошенничество, шпионаж, саботаж, вандализм, пожары и наводнения. Такие источники угроз, как компьютерные вирусы, хакерские атаки и атаки типа «отказ в обслуживании», получают все большее распространение и становятся все более претенциозными и технически сложными [1].

Для решения проблемы передачи информации применяются информационные каналы [2]. Их можно представить как некий тоннель. Информация помещается с одной стороны тоннеля, а прочесть ее можно только с другой стороны. Данная работа посвящена рассмотрению проблем методов и средств дистанционного управления по каналам связи.

Анализ каналов связи. Причина рассмотрения вопроса

Каналы связи обеспечивают передачу и распространение сигналов от передатчика к приемнику. По физической природе передаваемых сигналов различают электрические (проводные и

радио), акустические и оптические каналы связи.

Для большинства наземных каналов связи пространство канала проходит через атмосферу. Для спутниковых каналов связи канал в основном проходит через открытое пространство.

В наше время наибольшее распространение получили электрические каналы связи. Это совокупность технических устройств, обеспечивающих передачу сообщений любого вида от отправителя к получателю. Она осуществляется с помощью электрических сигналов, распространяющихся по проводам, или радиосигналов.

Какова причина рассмотрения вопроса каналов связи и удаленного доступа к системам? Изначально сеть Интернет рассматривалась как среда передачи данных между военными. Организация сети осуществлялась на уровне физической изоляции объектов от посторонних лиц, и это было оправдано, когда к сети имело доступ ограниченное число машин. Однако когда Интернет стал открытой информационной средой не только в плане «свободы информации», но и с точки зрения несанкционированного доступа к этой информации, появилась потребность в обеспечении передачи данных другим способом.

Организация каналов связи

Канал связи – система технических средств и среда распространения сигналов для передачи сообщений (не только данных) от источника к получателю (и наоборот). Канал связи, понимаемый в узком смысле (тракт связи), представляет только физическую среду распространения сигналов, например физическую линию связи.

Канал связи предназначен для передачи сигналов между удаленными устройствами. Сигналы несут информацию, предназначенную для пользователя (человека) либо для прикладных программ ЭВМ.

Канал связи включает следующие компоненты:

- а) передающее устройство;
 - б) приемное устройство;
 - в) среду передачи различной физической природы.
- Формируемый передатчиком сигнал, несущий информа-

цию, после прохождения через среду передачи поступает на вход приемного устройства. Далее информация выделяется из сигнала и передается потребителю. Физическая природа сигнала выбирается таким образом, чтобы он мог распространяться через среду передачи с минимальным ослаблением и искажениями. Сигнал необходим в качестве переносчика информации, сам он информацию не несет. Характеристики (параметры) каналов связи: передаточная функция канала; полоса пропускания; затухание; скорость передачи данных; помехоустойчивость канала; динамический диапазон; помехозащищенность.

Обзор программно-аппаратных средств обеспечения передачи данных по каналам связи

Технические (аппаратно-программные) меры доступа основаны на использовании различных электронных устройств и специальных программ, входящих в состав автоматизированной системы (АС) организации и выполняющих (самостоятельно или в комплексе с другими средствами) функции доступа.

С учетом всех требований и принципов обеспечения целостности и доступности информации в АС по всем направлениям в состав системы должны быть включены средства:

- идентификации и аутентификации субъектов (пользователей АС) и объектов (средств обработки информации) доступа;
- управления доступом пользователей АС к объектам доступа;
- ограничения программной среды;
- обеспечения доступности информации;
- доступа информационной системы, ее средств, систем связи и передачи данных;
- управления конфигурацией информационной системы.

Виды аппаратных средств приема и передачи информации

Различают несколько видов средств реализации удаленного доступа:

- встроенный в ОС компонент удаленного доступа (это штатный инструмент технической поддержки, позволяющий просматривать экран пользователя, которому оказывается помощь, а

также производить управляющие действия. Удаленный помощник может использоваться только с разрешения пользователя, работающего в системе удаленного компьютера);

- дополнительно устанавливаемые программные продукты (сторонний пакет программного обеспечения для удалённого контроля компьютеров, обмена файлами между управляющей и управляемой машинами, видеосвязи и веб-конференций);

- комплект оборудования, не требующий установки на ПК, который имеет собственное программное обеспечение (ПО) (устройство, предназначенное для коммутации одного комплекта устройств ввода-вывода между несколькими компьютерами).

Требования к удаленной службе доступа:

- оперативность и простота обращения к данным и к сетевым ресурсам;

- обеспечение единой мультимедийной инфраструктуры для общего доступа к данным, их публикации и хранения;

- быстрый и простой способ поиска данных любого формата и в любом месте сети;

- оперативность доступа к данным и достоверность информации.

Существующие проблемы удаленного доступа

Так как удаленный доступ должен осуществляться к специализированным рабочим местам, то его функции должны быть заранее прописаны.

Для того чтобы определить проблемы и недостатки методов и средств удаленного доступа, необходимо проанализировать функции, которые должно выполнять средство удаленного доступа.

Функции устройства удаленного доступа:

- возможность удаленного подключения через общественную сеть Интернет;

- предоставление информации о работе, сетевой активности;

- блокировка любых попыток подключения в обход соединения;

- возможность подключения к сети Интернет через операторов мобильной связи;

- возможность удаленного просмотра видеоизображения с

веб-камеры на специальном выделенном рабочем месте;

- возможность обмена голосом, текстовыми сообщениями;
- возможность подключения необходимого количества выносных измерителей температуры по проводному интерфейсу длиной более 3 м;
- проведение измерений температуры и отображение измеренного значения.

Проблемы, связанные с использованием средств удалённого доступа [4], определяются, с одной стороны, неполнотой реализации вышеперечисленного функционала в конкретном устройстве, а с другой – их характеристиками.

Использование общественных сетей [5] (речь в основном идет об Ethernet) еще более усугубляет ситуацию хотя бы потому, что в такой сети для доступа к корпоративным данным в распоряжении злоумышленника имеются более разнообразные и удобные средства, чем выход в чистое поле с анализатором протоколов. Кроме того, огромное число пользователей увеличивает вероятность попыток несанкционированного доступа.

Поскольку проблематика реализации удалённого доступа напрямую зависит от особенностей конкретного устройства, проанализируем существующие методы и средства удаленного доступа, их достоинства и недостатки.

Штатные средства ОС

К таким относятся удаленный помощник операционной системы Windows и Linux. Разберем средство удаленного доступа на примере ОС Windows. «Подключение к удаленному рабочему столу» (см. рис. 1) – данная программа представлена во всех редакциях ОС Windows, начиная с версии XP [6].

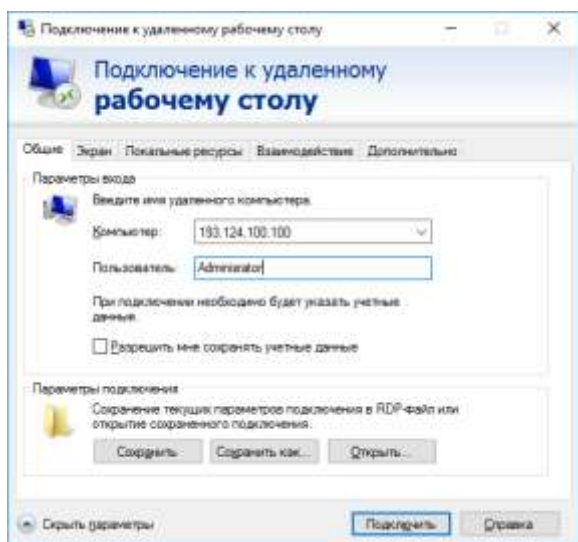
Можно выделить следующие основные плюсы:

- программа входит в стандартный набор инструментов ОС;
- поддерживает подключение внешних устройств с компьютера на сервер;
- имеет возможность подключить локальные диски и USB-устройства;
- использует общий буфер обмена, позволяет напрямую копировать файлы;

- число подключений ограничено лишь возможностями аппаратуры;
- имеет возможность настройки качества цветопередачи и параметров экрана;
- позволяет настройку на клиенте автозапуска различных программ при подключении к серверу;
- позволяет бесплатное использование для целей администрирования.

К возможным недостаткам можно отнести несколько моментов:

- необходимость покупать/арендовать лицензию при использовании сервера не только для его настройки и администрирования, но и в случае, если требуется более двух одновременных подключений к серверу;
- нет возможности создания конференции;
- нет возможности удаленной настройки/перенастройки интерфейса Ethernet;
- нет возможности обмена голосовыми и текстовыми сообщениями;
- нет возможности управления на аппаратном уровне.



**Рис. 1. Скриншот подключения к удаленному рабочему столу
Дополнительные ПО, требующие установки на ПК**

Рассмотрено множество наиболее известных и популярных приложений, имеющих более расширенный функционал. Для наглядности описано одно из наиболее популярных решений для удаленного доступа – программа TeamViewer (см. рис. 2).

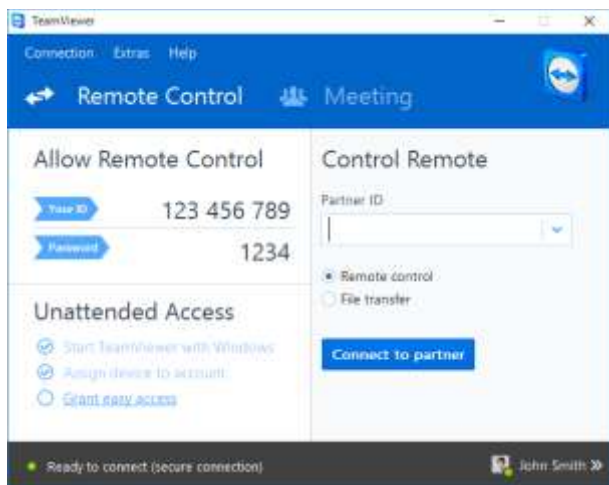


Рис. 2. Скриншот программы “TeamViewer”

“TeamViewer” – это пакет программного обеспечения для удалённого контроля компьютеров, обмена файлами между управляющей и управляемой машинами, видеосвязи и веб-конференций.

Основные преимущества, которые позволили добиться таких высоких показателей, заключаются в следующем:

- многоплатформенность;
- высокая производительность;
- скрытый просмотр рабочего стола, передача файлов, организация чата и интерактивных конференций на 25 человек;
- видеозапись работы с удаленным рабочим столом, создание скриншотов;
- наличие портативной и мобильных версии;

- синхронный буфер обмена;
- подключение к мобильным устройствам;
- работает из браузера;
- поддержка терминального сервера;
- бесплатный для тестового и личного использования

Недостатки программы:

- необходимо устанавливать на ПК;
- нет возможности удаленной настройки/перенастройки интерфейса Ethernet для подключения к техническим средствам мобильного комплекса связи;
- нет возможности подключения необходимого количества выносных измерителей температуры, проведения измерений температуры и отображения измеренного значения.

По анализу программных утилит можно сделать вывод, что они не подходят для решения поставленных задач удаленного доступа, так как не имеют необходимого функционала. Самый главный недостаток описанных выше программ – необходимость установки на ПК и обязательное подключение к Интернету. Рассмотрим устройства, которые не имеют подобных недостатков.

Комплект оборудования, не требующий установки на ПК

Устройство является результатом объединения преимуществ программ удаленного доступа с достоинствами KVM-технологии. Как и KVM-переключатели, продукты KVM не требуют загрузки никакого дополнительного программного обеспечения на головной компьютер, а вместо этого напрямую связывают с клавиатурой, монитором и мышкой коннекторы головного компьютера или KVM-переключателя. Схематика приспособления KVM-over-IP оцифровывает входящий видеосигнал и преобразует его в цифровую информацию, которая передается программе просмотра на удаленном компьютере по локальной сети, через VPN или общедоступный Интернет. Схема подключения таких устройств к автоматизированным системам представлена на рис. 3.

На рис. 3 «Устройство УД» – это универсальный комплект оборудования удаленного доступа, предназначенное для создания

на его базе канала удаленного управления со специальных выделенных рабочих мест с целью дистанционного оказания технической помощи персоналу эксплуатирующих организаций, диагностики неисправностей и обновления версии программного обеспечения технических средств комплексов связи. Устройство удаленного доступа состоит из 2 составляющих: устройства и модуля с необходимым набором разъемов.

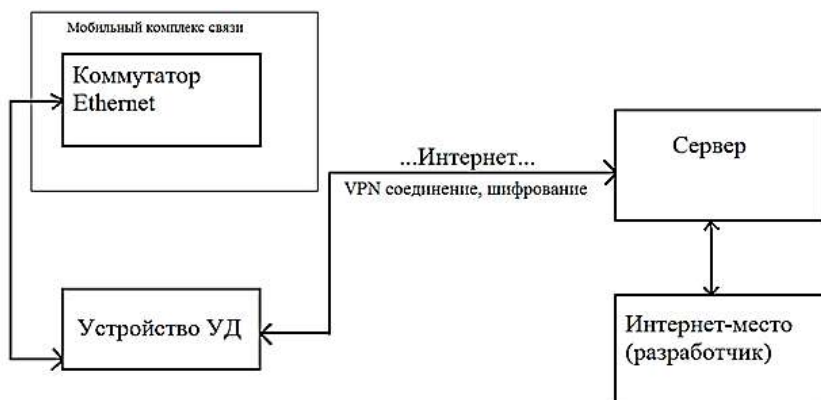


Рис. 3. Упрощенная схема подключения устройств

Проанализированы существующие устройства удаленного доступа и выбраны наиболее подходящее по функционалу, определенному ранее.

Большинство моделей KVM имеют схожие функциональные возможности, поэтому принято решение представить одно наилучшее устройство KVM. Ниже представлено и описано данное устройство.

KVM Raritan Dominion KX3-232

IP KVM – устройство, которое позволяет удаленно работать со своим сервером [7]. Например, можно изменить настройки BIOS или наблюдать за процессом загрузки машины. Данная технология позволяет удаленно решать проблемы с программным обеспечением сервера, к которому по каким-то причинам невозможно получить доступ удаленно с помощью приложения УД.

Устройство удаленной помощи и поддержки может взаимодействовать с ПЭВМ посредством подключения к сетевому интерфейсу Ethernet ПЭВМ в том случае, если имеется физическая возможность (присутствует разъем и назначен ip-адрес системе), а также если это разрешено настройками безопасности операционной системы, установленной на ПЭВМ.

Другой вариант подключения предоставляет полноценную имитацию работы оператора и заключается в том, что посредством USB-интерфейса соединяются разъемы устройства с соответствующими разъемами мыши и клавиатуры на ПЭВМ. В этом случае устройство выступает в качестве аппаратного эмулятора клавиатуры и мыши. Такой вариант подключения можно применять практически к любым устройствам, поддерживающим такие USB-устройства, как клавиатура и мышь.



Рис. 4. Устройство KVM Raritan Dominion KX3-232

На рис. 5 изображен модуль, оснащенный с «клиентской» стороны одним разъемом D-Sub (VGA) и двумя разъемами (USB). Для соединения всех СИМ с KVM используется разъем RJ-45. Дополнительного питания модули не требуют [7].



Рис. 5. Модуль с набором разъемов

Достоинства KVM Raritan Dominion KX3-232:

- высокая производительность, вплоть до «эффекта присутствия»;
- доступ на уровне BIOS;
- отсутствие скрытых расходов, весь функционал доступен «из коробки»;
- возможность удаленного управления электропитанием;
- высокая надежность;
- не зависит от ОС и сетевого соединения;
- настоящий внесетевой доступ – подключение к портам KVM;
- возможность аварийного доступа через модем;

Недостатки:

- не имеет возможности голосового, текстового обмена данными, а также видеосъемки;
- не имеет возможности подключения необходимого количества выносных измерителей температуры, влажности.

Выводы

Основные выводы о способах использования рассмотренных выше средств, методов и мероприятий защиты следующие:

- наибольший эффект достигается тогда, когда все используемые средства, методы и мероприятия объединяются в целостный механизм защиты информации;
- необходимо осуществлять постоянный контроль функционирования механизма доступа;
- недостаток необходимого функционала рассмотренных систем наталкивает на мысль о совершенствовании данных систем или изобретении новых.

Проведенные исследования выявили преимущества и недостатки групп методов доступности и целостности информации в сети, и каждый из них имеет границы использования. Поэтому для полноценной достоверности и доступности информации необходимо комплексное использование методов, которые долж-

ны быть регламентированы в рамках организации, то есть иметь четкую организационную структуру применения.

При аналитическом обзоре существующих методов и средств удаленного доступа выбран один наиболее подходящий вариант – устройство KVM Raritan Dominion KX3-232, но оно не выполняет несколько значимых функций. Существует необходимость рассмотрения варианта собственной разработки специального устройства удаленного доступа.

ЛИТЕРАТУРА

[1] *Хорев А. А.* Защита информации от утечки по техническим каналам. К. : Лебедь, 2003. 289 с.

[2] *Борисов М. А., Заводцев И. В., Чижов И. В.* Основы программно-аппаратной защиты информации. Изд. 2-е. М. : ЛИБРОКОМ, 2013. 376 с.

[3] *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е изд. М. : Вильямс, 2007.

[4] *Ибе О.* Сети и удаленный доступ. Протоколы, проблемы, решения. М. : ДМК Пресс, 2002. 336 с.

[5] *Малюк А. А.* Теория защиты информации. М. : Горячая линия – Телеком, 2012. 184 с.

[6] *Шельц С.* Компьютерные сети и службы удаленного доступа. М. : Знания, 2015. 211 с.

[7] Что такое KVM. База знаний [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://my.vdswin.com/knowledgebase.php?action=displayarticle&id=7>.

Анна Сергеевна Сидоренко, магистрант ОмГТУ,
radioseminar@радиосеминар.рф.

Д. Н. Шлома

ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ СПО ДЛЯ ПЭВМ КОМПЛЕКСОВ ДАЛЬНЕЙ РАДИОСВЯЗИ

Исследованы топология информационного оборудования и технические характеристики ЭВМ существующих комплексов дальней радиосвязи. Рассмотрены методология классического процесса разработки ПО и особенности его использования применительно к СПО для комплексов дальней радиосвязи. Разработан комплекс требований и рекомендаций, соответствующий требованиям отрасли ОПК и являющийся основой при выполнении задач разработки СПО для ЭВМ комплексов дальней радиосвязи.

Ключевые слова: комплекс дальней радиосвязи, разработка, специальное программное обеспечение, программная архитектура, операционная система, средства разработки.

В настоящее время развитие профессиональной радиосвязи промышленного и гражданского назначения выходит на качественно новый уровень. Многие отечественные научно-исследовательские организации заняты исследованиями в области радиосвязи, ориентированными на решение широкого круга прикладных задач, охватывающих не только проектирование радиоэлектронных компонентов и устройств, но и разработку на их основе сложнейших комплексов дальней радиосвязи.

Современные комплексы дальней радиосвязи представляют собой радиотехнические средства связи, управление которыми осуществляется посредством ЭВМ, оснащенных защищенной операционной системой (ОС) и специальным программным обеспечением (СПО), разработанным для решения задач конкретного узла связи.

Проведенный анализ топологии информационного оборудования существующих комплексов дальней радиосвязи позволил выявить следующее:

- а) основой является единая интегрированная информационная система, включающая в себя приемный, передающий, контрольно-коммутационный и запасной модули;
- б) модули расположены как локально, так и отдалены географически;

в) информационное оборудование каждого конкретного комплекса однотипно, а его комплектность зависит от назначения модуля;

г) коммуникация между модулями осуществляется высокоскоростными проводными (Gigabit Ethernet, оптоволокно) или беспроводными (Wi-Fi, WiMax) каналами связи со статической IP-адресацией.

Основное информационное оборудование, используемое в типовом комплексе дальней радиосвязи, приведено в таблице.

Информационное оборудование типового комплекса дальней радиосвязи

<i>Наименование</i>	<i>Назначение</i>
Сервер БД	Обеспечивает доступ СПО к базе данных
Сервер КТС	Контролирует состояние технических средств
АРМ	Автоматизированное рабочее место
Коммутатор	Доставляет команды управления в различных сегментах сети
ЭВМ	Управляет работой радиотехнических средств связи

Технические характеристики ЭВМ существующих комплексов дальней радиосвязи [2]: процессор архитектуры x86-64; операционная система МСВС (разработчик ВНИИНС, Россия), основанная на ядре Linux [5].

Вышеизложенные результаты анализа целесообразно представить в виде схемы, отображающей топологию сети информационного оборудования типового комплекса дальней радиосвязи (рис. 1).

Жизненный цикл ПО отражает основные этапы цикла его разработки, основные из которых следующие.

1. *Процесс приобретения.* Представляет собой действия заказчика разработки ПО. Обычно включает в себя такие мероприятия по формированию требований и ограничений к ПО, которые могут быть связаны с выбором программной архитектуры, а также с приемлемым быстродействием системы. Кроме этого, предусматривает заключение договора на разработку; анализ и аудит

работы исполнителя. В конце данного процесса заказчик осуществляет приёмку готового программного продукта.

2. *Процесс поставки.* Представляет собой мероприятия, проводимые исполнителем по поставке ПО. Исполнитель анализирует требования заказчика, выполняет проектирование и анализ работ, решает, как будет происходить процесс разработки: своими силами либо же с привлечением сторонних команд разработки. Также осуществляет оценку и контроль качества готового программного продукта и выполняет непосредственно его поставку и сопутствующие завершающие мероприятия.

3. *Процесс разработки* – непосредственный процесс разработки ПО в соответствии с одной из существующих моделей.

4. *Процесс эксплуатации* – использование ПО организацией-заказчиком и её операторами после его изготовления.

5. *Процесс сопровождения* – непосредственная поддержка разработчиком пользователей разработанного ПО в случае возникновения у них каких-либо вопросов или проблем. Если в процессе эксплуатации обнаружена ошибка в ПО, разработчики ее устраняют. Процесс эксплуатации и процесс сопровождения идут параллельно [1].

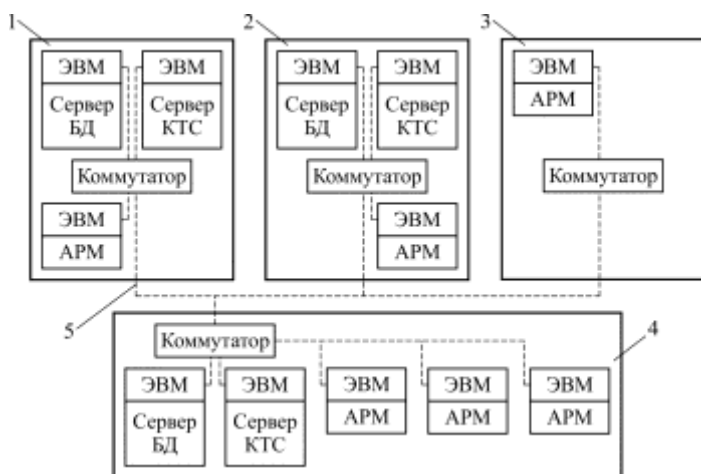


Рис. 1. Схема топологии сети информационного оборудования типовой комплекса дальней радиосвязи:

1 – приемный модуль; 2 – передающий модуль; 3 – запасной модуль;
4 – контрольно-коммутационный модуль; 5 – каналы связи

Описание жизненного цикла разработки, помимо прочих этапов, содержит этап, являющийся непосредственно процессом разработки, осуществляемой в соответствии с одной из моделей разработки ПО. Проведенный анализ существующих моделей разработки позволил выявить перечень моделей, подходящих для решения поставленной задачи.

Каскадная модель. Одна из наиболее ранних моделей, подразумевающих последовательное прохождение стадий, каждая из которых завершается полностью до начала следующей стадии. В этой модели легко управлять проектом, разработка проходит быстро, стоимость и срок заранее определены. Каскадная модель дает отличный результат только в проектах с четко и заранее определенными требованиями и способами их реализации. Нет возможности сделать шаг назад, тестирование начинается только после того, как разработка завершена или почти завершена.

Продукты, разработанные по данной модели без обоснованного ее выбора, могут иметь недочеты, о которых становится известно лишь в конце из-за строгой последовательности действий, а список требований нельзя скорректировать в любой момент. Стоимость внесения изменений высока, так как для ее инициализации приходится ждать завершения всего проекта. Тем не менее фиксированная стоимость часто перевешивает минусы подхода. Исправление осознанных в процессе создания недостатков возможно, но требует от одного до трех дополнительных соглашений к контракту с небольшим техническим заданием. Общий вид каскадной модели приведен на рис. 2.

Применительно к поставленным задачам использование каскадной модели возможно:

- только тогда, когда требования известны, понятны и зафиксированы и не имеется противоречий;
- нет проблем с доступностью программистов нужной

квалификации [1].



Рис. 2. Общий вид каскадной модели

V-образная модель. Унаследовала структуру последовательного приближения от каскадной модели и может быть применима к системам, которым особенно важно бесперебойное функционирование. К таким относятся прикладные программы в клиниках для наблюдения за пациентами, ПО для механизмов управления аварийными подушками безопасности в транспортных средствах и т. д.

Особенностью модели можно считать то, что она направлена на тщательную проверку и тестирование продукта, находящегося уже на первоначальных стадиях проектирования.

Стадия тестирования проводится одновременно с соответствующей стадией разработки, например во время кодирования пишутся модульные тесты. Общий вид V-образной модели приведен на рис. 3.

Применительно к поставленным задачам использование V-образной модели возможно:

- если требуется тщательное тестирование продукта, то она оправдывает заложенную в себя идею проверки и подтверждения;
- для проектов, где требования четко определены и фиксированы;
- в условиях доступности инженеров необходимой квалификации, особенно специалистов по тестированию ПО.

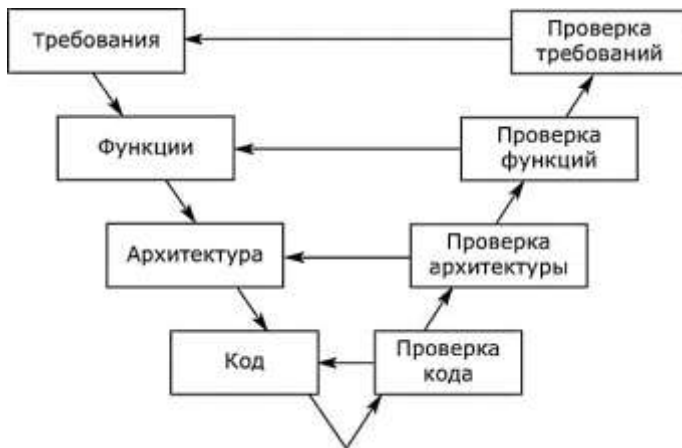


Рис. 3. Общий вид V-образной модели

Непрерывная интеграция. Это практика разработки программного обеспечения, которая заключается в слиянии рабочих копий в общую основную ветвь разработки несколько раз в день и выполнении частых автоматизированных сборок проекта для скорейшего выявления потенциальных дефектов и решения интеграционных проблем [2].

В обычном проекте, где над разными частями системы работчики трудятся независимо, стадия интеграции является заключительной. Она может непредсказуемо задержать окончание работ. Переход к непрерывной интеграции позволяет снизить трудоёмкость интеграции и сделать её более предсказуемой за счет раннего обнаружения и устранения ошибок и противоречий, но основным преимуществом является сокращение стоимости ис-

правления дефекта за счёт раннего его обнаружения.

Для организации процесса непрерывной интеграции на выделенном сервере запускается служба, в задачи которой входят: получение исходного кода из репозитория; сборка проекта; выполнение тестов; развёртывание готового проекта; отправка отчетов.

Преимущества непрерывной интеграции:

- проблемы выявляются и исправляются быстро, что оказывается дешевле;
- немедленный прогон модульных тестов для свежих изменений;
- постоянное наличие текущей стабильной версии вместе с продуктами сборки – для тестирования, демонстрации;
- немедленный эффект от неполного или неработающего кода приучает разработчиков к функционированию в итеративном режиме с более коротким циклом.

При этом практика имеет недостатки, в частности:

- значительные затраты на поддержку работы непрерывной интеграции;
- необходимость в дополнительных вычислительных ресурсах под нужды непрерывной интеграции [3].



Рис. 4. *Общий вид непрерывной интеграции*

Непрерывная интеграция является одним из основных приёмов экстремального программирования. Общий вид непрерывной интеграции приведен на рис. 4.

Применительно к поставленным задачам использование непрерывной интеграции возможно:

- если исходный код и всё, что необходимо для сборки и тестирования проекта, хранится в репозитории системы управления версиями;
- операции копирования из репозитория, сборки и тестирования всего проекта автоматизированы и легко вызываются из внешней программы [3].

В современной практике модели разработки программного обеспечения многовариантны. Нет единственно верной для всех проектов, стартовых условий и моделей. Даже столь популярная методология гибкой разработки не может применяться повсеместно из-за неготовности некоторых заказчиков или невозможности гибкого финансирования. Методологии частично пересекаются в средствах и отчасти похожи друг на друга. Некоторые

другие концепции используются лишь для распространения собственных программных средств разработчика и не приносят в практику ничего нового.

ЛИТЕРАТУРА

[1] *Брукс Ф.* Как создаются программные системы : пер. с англ. СПб. : Символ-Плюс, 2017. 304 с.

[2] *Мирошниченко Е. А.* Технологии программирования : учебное пособие. 2-е изд. Томск: Изд-во Том. политехн. ун-та, 2014. 128 с.

[3] *Ларман К., Базили В.* Итеративная и инкрементальная разработка : краткая история // Открытые системы. 2016.

Дмитрий Николаевич Шлома, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения,
radioseminar@радиосеминар.рф.

Научное издание

**СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ
РАДИОФИЗИКИ И РАДИОТЕХНИКИ**

*Сборник докладов
Омского научного семинара*

Выпуск 7

Ответственный редактор *С. В. Кривальцевич*

Литературное и техническое редактирование *О. А. Сафонова*
Дизайн обложки *С. Г. Машинская, А. Л. Ворожцов*

Подписано в печать 25.02.2019
Формат 60x84 1/16. Бумага типографская.
Усл. печ. л. 8,6. Уч.-изд. л. 8,1. Тираж 70 экз. Заказ №2.

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



Современные проблемы радиофизики и радиотехники

Сборник докладов
Омского научного
семинара



Выпуск 7

