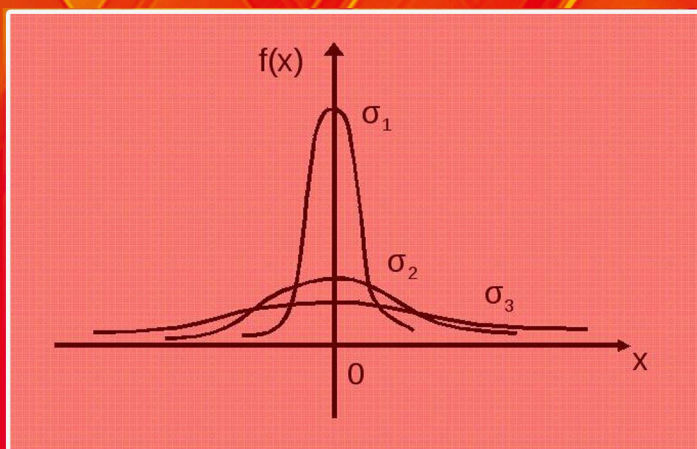




Современные проблемы радиофизики и радиотехники

Сборник докладов
Омского научного
семинара



Выпуск 9

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

**СОВРЕМЕННЫЕ ПРОБЛЕМЫ
РАДИОФИЗИКИ И РАДИОТЕХНИКИ**

Сборник докладов Омского научного семинара

Выпуск 9

Омск
2021

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. 9. – Омск : ОНИИП, 2021. – 126 с.

ISBN 978-5-6046517-0-4

В сборник вошла часть докладов, сделанных участниками семинара на заседаниях в 2020–2021 гг.

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

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

УДК 621.396+654.02+681.2
ББК 32.95+32.97

ISBN 978-5-6046517-0-4

© АО «ОНИИП», 2021
© Авторы, 2021

Содержание

<i>Кривальцевич С. В.</i> Вступительное слово	5
<i>Ашаева П. А., Зачатейский Д. Е., Кривальцевич С. В., Степанова Е. А.</i> Моделирование ДКМВ-радиосети Арктического региона ..	8
<i>Вольхин Ю. Н.</i> Аксель Иванович Берг: время первых.....	16
<i>Демочко Я. О.</i> Использование прямого и когерентного детектирования в волоконно-оптических системах связи	31
<i>Жилин Н. М.</i> Разработка миниатюрного резонатора на поверхностных поперечных волнах на 765 МГц	42
<i>Косарев Б. А., Охотников А. А.</i> Установившиеся режимы работы электросистем с распределенной генерацией	52
<i>Костычов Ю. А.</i> Способ расширения рабочего диапазона антенных решеток	61
<i>Костычов Ю. А.</i> Построение фазовых корректоров излучателей апериодических антенн повышенной эффективности, выполненных с замещением оконечных нагрузок призмными антенными элементами	71
<i>Максимов О. Н.</i> Применение двубинарных сигналов в волоконно-оптических системах связи	77
<i>Немчанов К. В.</i> Влияние подстилающей поверхности на направленные свойства антенн	84

<i>Никитин М. О.</i>	
Оценка направленных свойств элементарного излучателя методом конечных разностей во временной области	92
<i>Суслов К. Н.</i>	
Особенности диэлектрических характеристик органического грунта Арктического региона.....	100
<i>Сысолятин Е. А., Хазан В. Л.</i>	
Модем с частотно-фазовой модуляцией для адаптивных каналов связи декаметрового диапазона радиоволн	106
<i>Хромов А. Е.</i>	
Разработка программно-аппаратного комплекса для моделирования электронной нагрузки источников тока ...	113

Вступительное слово

Омский научный семинар «Современные проблемы радиофизики и радиотехники» начал свою работу 30 января 2010 года в Омском государственном университете им. Ф. М. Достоевского. Семинар проводится на базе кафедр ОмГУ им Ф. М. Достоевского: экспериментальной физики и радиофизики и кафедры моделирования радиоэлектронных систем на базе АО «ОНИИП». Практически с начала работы научный семинар поддерживается АО «ОНИИП», ведущим отраслевым НИИ в области систем радиосвязи. В 2018 году в число организаторов семинара вошёл созданный в Омском научном центре СО РАН Институт радиофизики и физической электроники, занимающийся проведением фундаментальных исследований в области создания инфокоммуникационных систем, включающих связь, навигацию и мониторинг, а также в области разработки электронной компонентной базы для таких систем.

Основными целями научного семинара являются:

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

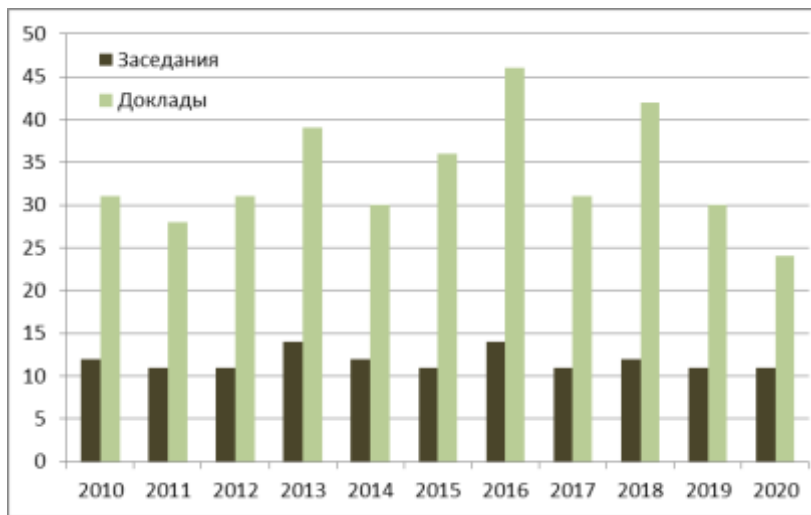
В настоящее время работа семинара организована по следующим предметным секциям:

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

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

ОмГПУ, ОмГУПС, Омавиат им. Н. Е. Жуковского и других вузов и сузузов; научные сотрудники ИРФЭ ОНЦ СО РАН, ОФ ИМ СО РАН, специалисты и научные сотрудники АО «ОНИИП», АО «ЦКБА» и других радиоэлектронных предприятий Омска и других городов России.

За период 2010–2021 годов состоялось 140 заседаний семинара, на которых был заслушано 392 доклада.



Количественные показатели заседаний и докладов семинара в 2010–2020 гг.

Работа семинара в период пандемии не прерывалась. Часть заседаний в 2020 году была проведена в режиме предварительной записи докладов с показом и обсуждением их в онлайн-режиме. Это привело к появлению у семинара собственного YouTube-канала. А позднее была проведена работа по организации трансляции докладов и подключению выступающих в дистанционном режиме, что позволило расширить географию докладчиков и участников семинара.

Продолжается работа семинара и в 2021 году: на прошедших десяти заседаниях семинара с января по ноябрь 2021 года было заслушано 24 доклада.

Работа о сайте семинара (www.радиосеминар.рф), YouTube-канале и трансляции заседаний лежит целиком и полностью на Александре Леонидовиче Ворожцове, сотруднике АО «ЦКБА» и ОмГУ. На сайте всегда можно ознакомиться с программой предстоящего заседания, отчетами о предыдущих заседаниях, новостями о омских конференциях и семинарах. С электронной версией данного сборника, как и восьми предыдущих, также можно познакомиться на сайте семинара.

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

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

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

С. В. Кривальцевич,
руководитель семинара,
kriser2002@mail.ru

**П. А. Ашаева, Д. Е. Зачатейский,
С. В. Кривальцевич, Е. А. Степанова**

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДКМВ-РАДИОСЕТИ АРКТИЧЕСКОГО РЕГИОНА

Представлены результаты моделирования радиосети ДКМВ-радиосвязи. Показано различие в оптимальных путях передачи данных в разных гео-гелиофизических условиях, полученное с применением алгоритма Дейкстры.

Ключевые слова: *радиосеть, алгоритм Дейкстры, ДКМВ-радиосвязь, ионосферное распространение.*

Многочисленные рассуждения о сложности организации информационного обмена между арктическими населенными пунктами требуют некоторой конкретизации на примерах модельного описания условий работы систем и сетей связи в данном регионе.

Из всей совокупности возможных вариантов географического размещения пунктов связи выберем 15 «самых северных», расположенных на территории Российской Федерации [1]. Перечень взятых для анализа «точек на карте» представлен на рисунке.



Расположение рассматриваемых населенных пунктов на карте

Проведенные для представленных на рисунке пунктов расчеты дальностей радиолиний показали, что основными наиболее типичными в данных условиях являются дальности из диапазона от 400 до 2400 км.

Если принять, что информационный обмен между данными пунктами организуется средствами радиосвязи, то теоретически возможными видами радиосвязи, которые обеспечивают работу на таких дальностях и используются (использовались или предлагаются к использованию) в Арктических регионах, являются спутниковая, коротковолновая, метеорная и тропосферная.

Большинство коммерческих сетей спутниковой связи Ку-диапазона организованы с использованием ретрансляторов, развернутых на геостационарных ИСЗ. Применение таких систем абонентами, расположенными выше 70° с.ш., к которым относятся все рассматриваемые географические пункты, оценивается как малоэффективное или невозможное. Применение систем с ретрансляторами на пролетных спутниках («Гонец», Iridium и др.) не рассматривается по коммерческим соображениям, связанным с высокой ценой абонентской платы за пользование услугами данной связи и организационными ограничениями на эксплуатацию ведомственных систем связи гражданскими службами.

Метеорную радиосвязь не будем рассматривать из-за относительно малой пропускной способности данных радиоканалов, тропосферную – из-за необходимости развертывания дополнительных ретрансляторов.

Проблемы организации КВ-связи в Арктике, связанные с большой временной изменчивостью параметров среды распространения радиоволн данного диапазона – высокоширотной ионосферы Земли, известны, и способом их решения предлагается считать сетевое построение телекоммуникационной системы, использующей в своей работе методы адаптивной (когнитивной) радиосвязи. Изучим несколько ситуаций, в которых должна работать рассматриваемая радиосеть и которые характеризуют возможную организацию информационного обмена в ней.

Пусть связь ведется в условиях полярной ночи 22 декабря при низкой солнечной активности, характеризуемой значением числа Вольфа $W=20$. В дальнейшем будем называть данные

условия – «условия №1». В качестве второго примера работы радиосети примем работу в условиях полярного дня (22 июня, полдень) при повышенной солнечной активности, характеризуемой значением $W=100$ – «условия №2». И, наконец, третьим примером будет работа радиолиний в условиях неравномерной освещенности трасс в весенний период (22 марта, $W=75$, 6 часов по UTC) – «условия №3».

С использованием методик, заложенных в пакет программ «Трасса», расчетным способом определим отношение сигнал/шум для всех рассматриваемых радионаправлений. При этом примем, что радиоканалы имеют полосу 3,1 кГц, используются радиопередающие устройства мощностью 1 кВт, применяются ненаправленные («штыревые»), развернутые над мерзлой почвой антенны с КСВ не более 4, уровень радишумов в пунктах приема соответствует условиям сельской местности. Рабочие частоты назначаются вблизи оптимальных (ОРЧ), определенных по долгосрочному прогнозу условий распространения радиоволн.

Результатами расчета по программе «Трасса» являются средние отношения сигнал/шум (ОСШ) для всех радионаправлений. Исходя из данных значений и используя зависимости скорости передачи информации от ОСШ [2], можно оценить время, необходимое для передачи требуемого объема информации между всеми узлами рассматриваемой радиосети. Пример результатов расчета скоростей информационного обмена между узлами радиосети приведен в табл. 1.

При модельном описании такая радиосеть может быть представлена в виде графа, вершины которого соответствуют рассматриваемым радиостанциям, а вес ребер определяется скоростью передачи данных. Поиск оптимального маршрута, обеспечивающего максимальные скорости информационного обмена, при такой постановке задачи можно проводить с помощью известных алгоритмов, например алгоритма Дейкстры. Известно, что он предназначен для поиска кратчайшего пути в графе от какой-либо заданной вершины к остальным с помощью итеративного процесса. Он применяется в таких протоколах маршрутизации, как OSPF и IS-IS.

Для рассматриваемой системы из 15 точек сформируем массив \mathbf{d} , в котором для каждой вершины \mathbf{v} будем хранить текущую длину d_v кратчайшего пути из вершины s в вершину \mathbf{v} . Изначально $d_s = 0$, а для всех остальных вершин расстояние равно бесконечности (или любому числу, которое заведомо больше максимально возможного расстояния).

Во время работы алгоритма значения массива постоянно обновляются и появляются более оптимальные пути к вершинам, уменьшается расстояние до них. Когда определен оптимальный путь до какой-то вершины \mathbf{v} , она помечается как $a_v = 1$ в специальном массиве \mathbf{a} , изначально заполненном нулями.

Алгоритм состоит из n итераций, на каждой из которых выбирается вершина \mathbf{v} с наименьшей величиной d_u среди ещё не помеченных:

$$v = \operatorname{argmin}_{u|a_u=0} d_u$$

На первой итерации будет выбрана стартовая вершина s . Выбранная вершина отмечается в массиве \mathbf{a} , после чего из вершины \mathbf{v} производятся релаксации: просматриваем все исходящие рёбра (\mathbf{v}, \mathbf{u}) и для каждой такой вершины \mathbf{u} пытаемся улучшить значение d_u , выполнив присвоение $d_u = \min(d_u, d_v + w)$, где w – длина ребра (\mathbf{v}, \mathbf{u}) .

На этом текущая итерация заканчивается, алгоритм переходит к следующей: снова выбирается вершина с наименьшей величиной d , из неё производятся релаксации и т.д. После n итераций все вершины графа станут помеченными, и алгоритм завершает свою работу.

Программная реализация алгоритма Дейкстры применительно к решаемой задаче маршрутизации информационных пакетов в системе КВ-радиосвязи позволила определить оптимальные маршруты информационного обмена между всеми пунктами связи для трех описанных выше случаев. Результаты моделирования сведены в табл. 2, где значение оптимальных маршрутов – условия 1/условия 2/условия 3, знак «+» – это оптимальный путь без ретранслятора.

Из данных табл. 2 видно, что во многих случаях задачу своевременной доставки рассмотренных объемов информации в условиях полярной ночи можно решить организацией прямых связей между радиостанциями. Ретрансляция «потребовалась» только в 18 из 106 рассмотренных случаев. В условиях полярного дня при большем поглощении радиоволн в нижней области (область D) ионосферы необходимость построения составных маршрутов доставки информации возрастает. Для части радионаправлений требуется использование двух ретрансляторов. При различных условиях распространения топология оптимальных маршрутов существенно изменяется, поэтому требуется осуществлять переход от одного ретранслятора к другому.

Следует отметить, что условия №1 и №2 отражают ситуацию, когда маршрутизация информационных потоков в сети строится на базе краткосрочного прогноза условия распространения, выполняющегося по следующей методике.

На каждой из станций в полночь и полдень определяются значения МПЧ или отношения сигнал/шум для всех радионаправлений данной станции, которые передаются в Центр управления связью (ЦУС). ЦУС выполняет расчет маршрутов доставки сообщений в ночных и дневных условиях в радиосети в целом и сообщает эти данные на все радиостанции. Передача информации в следующие сутки осуществляется по данным маршрутам. Одновременно определяются МПЧ радиолиний, и эти данные используются для составления прогноза на следующие сутки.

Далее предположим, что существует возможность оперативного обмена данными о состоянии радиоканалов между ЦУС и радиостанциями и маршрутизация производится на основе этих данных. ЦУС сообщает радиостанциям новые маршруты доставки информации не раз в сутки, а, например, ежечасно. Данную ситуацию отражают условия №3. В этом случае расчеты проводились по единому времени, что позволяет учесть различные условия освещенности радиолиний сети.

Таким образом, предложенный способ определения оптимальных маршрутов информационного обмена может быть применен для решения задач как краткосрочного, так и оперативно-прогнозирования параметров работы радиосети.

Выводы

Представленные результаты моделирования показывают работоспособность предложенных методик маршрутизации информационных потоков в коротковолновой радиосети.

Показана изменчивость оптимальных маршрутов доставки информации в различных условиях. Предложены два метода сбора данных для решения задач маршрутизации, связанные с требованиями к оперативности прогнозов, на базе которых строятся оптимальные маршруты информационного обмена в радиосети.

Полученные результаты предлагается рассматривать как научно-технический задел, позволяющий продолжить работы по развитию специального программного обеспечения для решения задач структурной оптимизации радиосетей коротковолнового диапазона, функционирующих в сложных помеховых условиях.

Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН (номер госрегистрации проекта АААА-А19-119052890058-2).

ЛИТЕРАТУРА

[1] Список самых северных поселений в мире // Википедия : свободная энциклопедия. URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki> (дата обращения: 17.02.2021).

[2] Пукса Д. О., Романов Ю. В. К вопросу о влиянии спектральной эффективности сигнала КВ-модемов на их энергетическую эффективность // Техника радиосвязи. 2017. Вып. 1 (32). С. 7–16.

Ашаева Полина Александровна, инженер Института радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН, radioseminar@радиосеминар.рф.

Зачатейский Дмитрий Евгеньевич, канд. физ.-мат. наук, старший научный сотрудник Института радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН, radioseminar@радиосеминар.рф.

Кривальцевич Сергей Викторович, канд. физ.-мат. наук, доцент, заведующий лабораторией Института радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН, kriser2002@mail.ru.

Степанова Елизавета Андреевна, канд. техн. наук, старший научный сотрудник Института радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН, radioseminar@радиосеминар.рф.

Ю. Н. Вольхин

Аксель Иванович Берг: время первых

Рассмотрены некоторые ключевые моменты биографии Акселя Ивановича Берга – одного из отцов-основателей отечественной радиосвязи, радиолокации и кибернетики (информатики). Все информационные ссылки можно найти на сайте Омского научного семинара «Современные проблемы радиофизики и радиотехники» (<http://радиосеминар.рф/doklad/2021/#1351>).

Ключевые слова: радиотехника, радиосвязь, радиолокация, кибернетика, информатика, цифровые технологии.

Аксель Иванович Берг - личность легендарная, а это значит, что иногда просто невозможно определить, где реальный факт его биографии, а где легенда.

Нельзя сказать, что об Акселе Берге много информации, но все же она есть и в Интернете, и в серьезных печатных изданиях, например в книге Ю.Н. Ерофеева [1]. В этой книге довольно подробно рассмотрена биография Берга, факты проверены и подтверждены реальными документами, к которым автор как ученый секретарь Центрального научно-исследовательского радиотехнического института (имени А.И. Берга в настоящее время) имел доступ. С Бергом он был знаком лично.

Безусловно, объективными являются те немногие архивные кино-, теле- и видеофайлы, на которых запечатлена прямая речь Акселя Ивановича. Вот некоторые из них.

В фильме «Аксель Иванович Берг» (студия «Леннаучфильм», 1973 г.) в течение почти 20 минут он вспоминает наиболее яркие моменты своей жизни, о которых можно было рассказывать, ведь, наряду с Курчатовым и Королёвым, Аксель Иванович был одним из самых засекреченных людей страны.

Другой фильм – из серии «Секретные физики» (снят по заказу ВГТРК «Культура»), где есть кадры и с Бергом, и автором названной выше книги.

Еще один фильм о Берге был снят санкт-петербургским 5-м каналом в рамках цикла «Культурный слой». Он интересен

тем, что в него включены интервью с его шведско-финскими родственниками, что добавляет новые краски в картину того времени, в котором Аксель Иванович жил.

В фильме «Аксель Берг» из цикла «Легенды науки» видеоряд сопровождается комментариями директора Мемориального музея А.С. Попова Ларисы Золотинкиной, которая, кстати говоря, приходится внучкой Иманту Георгиевичу Фрейману (рис. 1) - учителю Берга и фактически основателю отечественной радиотехники. Термин «радиотехника» появился в русском языке благодаря ему.



Рис. 1. Имант Георгиевич Фрейман

В фильме «Наследие Акселя Берга», в частности, рассказывается о знаменитом «златоусте», который висел в Спассо-Хаусе, в кабинете посла США. Забавная тогда приключилась история с демонстрацией «экспоната» на заседании Совета Безопасности ООН...

Интересен авторский цикл «Гении и злодеи уходящей эпохи» Льва Николаева, где в числе прочего рассказано о тех «затруднениях», которые возникли у высшего политического руководства СССР в связи с кончиной Акселя Ивановича.

ВГТРК «Оренбург» тоже сняла о своём великом земляке фильм – Берг родился в Оренбурге.

Ну и, конечно же, фильм «Алгоритм Берга» (студия «Леннаучфильм»), который рассказывает об основном направлении деятельности Акселя Ивановича в последние 20 лет жизни – кибернетике. Именно так в прошлом веке именовали то, что сегодня называют информатикой, компьютерными или цифровыми технологиями.

Необходимо отметить, что во всех этих фильмах, как правило, приводятся одни и те же факты. Тем не менее в каждом из них можно обнаружить какой-нибудь уникальный фрагмент «мозаики», которого нет ни в одном другом фильме из представленного выше списка. И, кстати говоря, о «мозаике»: своеобразным руководством по её «сборке» может служить книга «Аксель Иванович Берг», написанная сотрудниками Института вычислительной математики и математической геофизики Сибирского отделения РАН [2].

Любой, кто хотя бы в общих чертах знаком с отечественной историей, знает, что в середине прошлого века перед учёными и инженерами были поставлены такие задачи, от решения которых зависело выживание и государства, и народа. Задачи эти заключались в создании ядерного и термоядерного оружия, межконтинентальных баллистических ракет, радиолокационных систем. Для их решения были созданы чрезвычайные «надправительственные» структуры, которые возглавили Игорь Васильевич Курчатов, Сергей Павлович Королёв и Аксель Иванович Берг (рис. 2).



Рис. 2. Слева направо: И. В. Курчатов, С. П. Королёв, А. И. Берг

Статус у всех троих был одинаковым – все они были «номенклатурой Сталина», поэтому карать их или поощрять имел право только он один. И подчинялись они фактически непосредственно ему. И эффективность деятельности каждого из них можно оценить как сверхуспешную. И объёмы ресурсов, выделенных на функционирование всех этих трёх «чрезвычайных» надправительственных структур, были соизмеримыми.

Но вот что интересно: первых двух знает весь мир, а Берга сейчас мало кто знает даже в профильных отраслях науки и техники. И отечественными наградами Берга явно обошли: всего лишь одна звезда Героя Социалистического Труда, против пяти Сталинских премий, одной Ленинской премии и трех звёзд Героя у Курчатова и одной Ленинской премии и двух звёзд Героя у Королёва.

И урны с прахом Курчатова и Королёва были захоронены в третьем по статусности некрополе Советского Союза – в Кремлёвской стене, а Берг упокоился на четвертом – Новодевичьем кладбище. Кроме того, после смерти Берга руководство СССР несколько дней пребывало в растерянности, не зная, как реагировать на это событие: некролог, подписанный Леонидом Ильичом Брежневым и Алексеем Николаевичем Косыгиным, появился только на 4-е сутки после смерти Акселя Ивановича.

И отечественные мастера культуры о Курчатове и Королёве сняли несколько художественных фильмов, а о Берге – ни одного, хотя было про что снимать.



Рис. 3. Актер Николай Гринько в роли профессора Громова в фильме «Приключения Электроника»

Правда, говорят, что профессор Громов из старого советского детского фильма «Приключения Электроника» (рис. 3) был «срисован» именно с Берга. Это лишний раз говорит о том, что в 70-е годы прошлого века его имя уже ассоциировалось не с радиолокацией, а с кибернетикой и робототехникой.

Возможно, такое положение дел можно объяснить тем, что успехи Курчатова и Королёва имели огромный внешнеполитический эффект. К ним, бесспорно, относятся испытания ядерных и термоядерных бомб на семипалатинском полигоне и особенно царь-бомбы на Новой Земле 30 октября 1961 г. почти в 100 проектных мегатонн и около 60 реально полученных. И запуск первого искусственного спутника Земли, и первый полёт человека в Космос... Эти события кардинально изменили мир и человечество и существенно укрепили статус нашей страны.

А достижения Берга были «тихими» и на первый взгляд малозаметными. А может, дело было ещё и в том, что Курчатов и Королёв были из «разночинцев» и в «пролетарском» СССР вызывали меньше подозрений, чем потомственный дворянин Берг.

Но для личности такого масштаба, как Берг, все эти внешние проявления в виде различных государственных наград, скорее всего, были глубоко безразличны. Тем более, что ему в жизни повезло гораздо больше, чем Курчатову и Королёву. Он не умер от лучевой болезни в 57 лет, как Курчатов, и хотя попал под раздачу по «делу Тухачевского», но его не покалечили, как Королёва в лагере на Колыме, из-за чего тот умер в 59 лет. Аксель Берг получил тяжёлое отравление при пожаре на подводной лодке, перенёс заражение крови во время боевого выхода в море, сверхнапряжённо работал в течение нескольких десятилетий, пережил 2-годовалый арест с содержанием, далёким от санаторного, и 3 инфаркта. И при этом 85 лет активной и полноценной (во всех смыслах) жизни: последний раз женился в 63 года, а отцом в последний раз стал в 68 лет (рис. 4).

Рассказывают, что, приглашая даму на танец, он представлялся: «Контр-адмирал Берг, в прошлом – контр-революционер». С юмором был мужик... И буквально до последних дней жизни имел возможность заниматься любимым делом: творить новое, исследовать неизведанное, «бить по рукам» различных «науч-

ных» шарлатанов и донимать руководство страны своими инициативами и объективными докладами о состоянии дел в тех областях науки и техники, которые он курировал как академик Академии наук СССР.



Рис. 4. А. И. Берг с женой и дочерью

Почему же Алексей Иванович Берг, дворянин, офицер флота Российской империи (рис. 5), сын генерала Российской императорской армии (рис. 6), не уехал из большевистской России?



Рис. 5. Мичман А. И. Берг



Рис. 6. Генерал И. А. Берг в кругу семьи

Это можно было бы понять, будь он потомственным русским в чёрт знает каком поколении и вёл свой род, например, от какого-нибудь выжившего во время мясорубки опричнины столового дворянина. Такие служилые дворяне понимали, что другой России в мире нет, и куда бы они не уехали, везде будут чужаками, людьми без Родины...

Но Берг не был русским ни по крови, ни по вере. Крестили его по лютеранскому обряду. Отец был этническим шведом из Великого княжества Финляндского Российской империи, а мать – наполовину шведкой, наполовину итальянкой. Родственников за границей было намного больше, чем в Советской России, поэтому возможностей эмигрировать тоже было сколько угодно. К тому же во время Гражданской войны он ходил на своей подводной лодке (рис. 7) в тогда уже независимую Финляндию за контрабандным мылом – таким образом, экипаж зарабатывал на ремонт и поддержание боеготовности своего судна. Да и позже несколько лет провёл в зарубежных командировках – в Штатах, Германии, Италии, Франции.

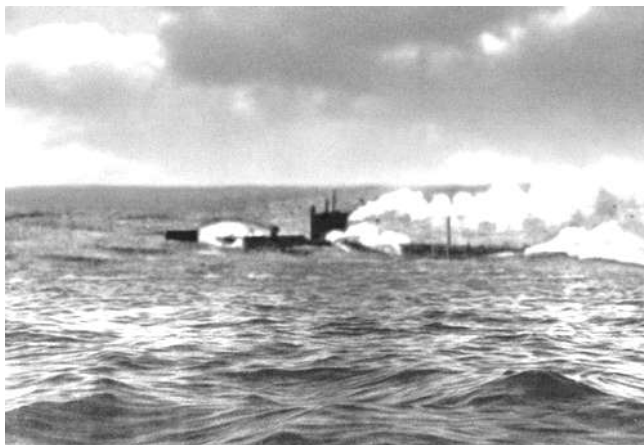


Рис. 7. Подводная лодка, на которой служил А.И. Берг

Он знал нет то 5, не то 6 иностранных языков, не считая татарского, на котором он в детстве бегло изъяснялся («нахватался» в Оренбурге от татарских ребяташек). Поэтому в эмиграции с его происхождением и профессией морского офицера он легко бы сделал карьеру, например, в Шведском или Датском военно-морских флотах. Или даже в Британском, на подводной лодке которого он ходил штурманом по Балтике во время Первой Мировой войны.

Там почему же он всё-таки не уехал? Ответ напрашивается следующий: Советская Россия была чем-то невероятно привлекательна для таких талантливых и энергичных («моторных», как про него говорили коллеги) людей, как Берг. Да и считал он себя именно русским – в одной из последних анкет так и записал, хотя своего «варяжского» происхождения никогда не скрывал. После серии «неприятностей» с НКВД он со свойственным ему юмором говорил: «Мои предки шли из варяг в греки, а я из дворян в эки».

После ознакомления со списком опубликованных работ Берга резонно может возникнуть такой вопрос: как он стал доктором технических наук, профессором, академиком Академии наук СССР с таким-то «бэкграундом» (рис. 8).

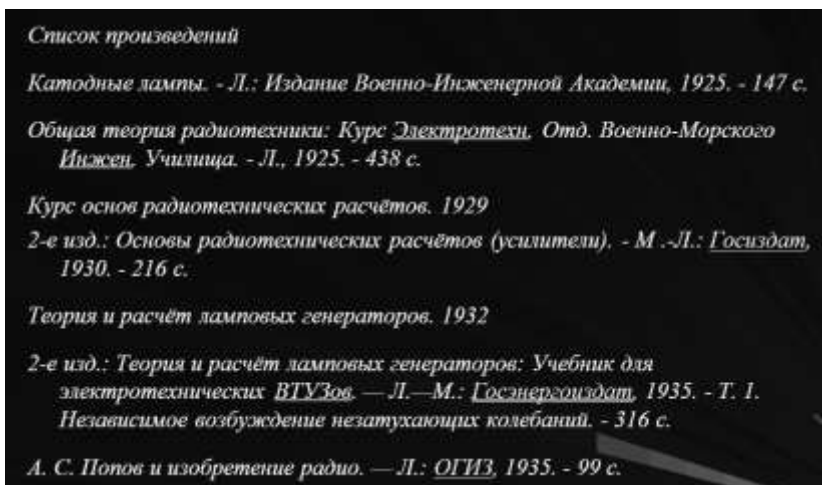


Рис. 8. Список основных фундаментальных научных работ А. И. Берга

Сейчас с таким списком даже в кандидаты наук не примут, а уж про докторскую диссертацию и говорить не приходится... Но никто не сомневается том, что Берг входит в когорту великих людей отечественной науки второй половины 30-х – первой половины 60-х годов прошлого века. Вот такой вроде бы парадокс!

Хотя никакого парадокса тут нет. Надо всего лишь понимать, в каких исторических условиях выпало Бергу работать. Фактически его карьера учёного началась во второй половине 1920-х гг. Этот период можно охарактеризовать «ранней юностью» отечественной радиотехники: учёных в этой области тогда можно было пересчитать по пальцам одной руки, да и инженеров, наверное, тоже. Можно сказать, что это было **время первых**.

И в такие исторические моменты, как никогда, нужны личности, которые сумеют просто и доступно рассказать широкому массам, например, как работает радиопередатчик, радиоприёмник, объяснить инженерам, как всё это проектировать, причём на основе базовых для технических вузов курсов физики и математики. И Берг решал эту задачу...

Юрий Николаевич Мажоров, бывший директор Центрального научно-исследовательского радиотехнического института (сейчас им. А.И. Берга), вспоминал, что во время учёбы в ташкентском техникуме ему было дано задание – спроектировать ламповый передатчик. Все учебные пособия были какими-то путанными и непонятными. Он уже было совсем отчаялся, но тут ему попало в руки учебное пособие учёного Берга, где всё было доступно и просто описано. В результате студент Мажоров без проблем выполнил курсовую работу.

И этот пример наглядно иллюстрирует то, в чём заключалась роль Берга: он сумел стать интерфейсом между серьёзной прикладной наукой и инженерами-практиками. И, благодаря в том числе и его работам, у нас в стране буквально в считанные годы появились тысячи, а потом и десятки тысяч профессиональных радиоинженеров и радиотехников.

А вообще-то Бергу некогда было заниматься личной научно-исследовательской деятельностью. Кто-то неглупый сказал, что проблемы решают талантливые люди, а формулируют эти проблемы гении. Берг и был из последних – он формулировал.

И представьте, до какой степени надо было быть в теме, чтобы грамотно сформулировать задачи таким личностям, как Михаил Александрович Леонтович (здесь и далее для экономии места и времени опущены слово «академик», а также генеральские звания, звёзды Героев и прочие награды и премии) и Александр Николаевич Шукин, которые известные граничные условия ввели в электродинамику (рис. 9), Борис Алексеевич Введенский, Фок Владимир Александрович, Владимир Александрович Котельников (про теорему которого, а также институт его имени, наверное, многие слышали), Александр Андреевич Расплетин (рис. 10), и многим другим отцам-основателям отечественной радиотехники и радиофизики.

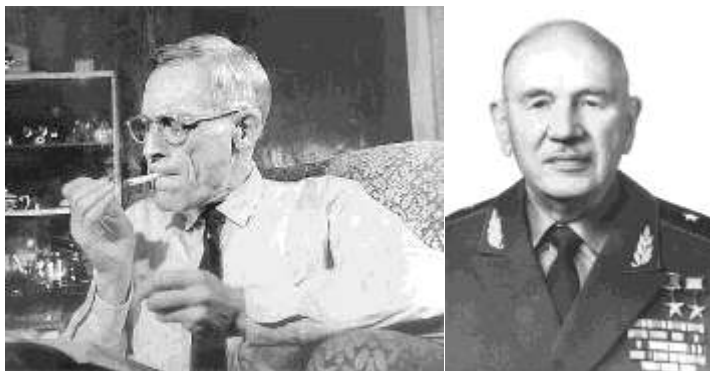


Рис. 9. М. А. Леонтович (слева) и А. Н. Шукин (справа)



Рис. 10. Слева направо сверху: Б. А. Введенский и В. А. Фок, снизу: В. А. Котельников и А. А. Расплетин

Надо было иметь огромный авторитет у этих невероятно талантливых и сверхзанятых людей. И Берг такой авторитет имел хотя бы потому, что не боялся – в прямом смысле – заглядывать в глаза смерти. А «глаза» эти тогда принадлежали Иосифу Виссарионовичу Сталину и частично Лаврентию Павловичу Берии.

Впервые это случилось с Акселем Ивановичем в середине 1930-х гг., когда группа товарищей пыталась убедить Сталина в эффективности так называемых «лучей смерти» – так тогда называли сфокусированные и направленные СВЧ-излучения. Они предлагали такими «лучами» жечь вражеские самолёты (рис. 11). И Сталин тогда им почти поверил, но все же решил узнать мнение Берга по этому поводу. И тот со всей прямоотой дворянина и честного русского морского офицера заявил, что имевшиеся в тот момент технические возможности даже не позволят опалить крылья мухи на расстоянии всего нескольких десятков метров. Такая честность в то время могла запросто привести к известным печальным последствиям.

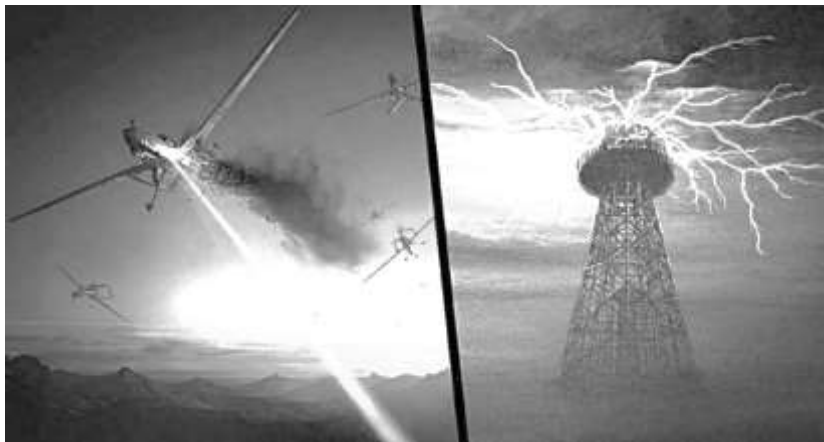


Рис. 11. «Лучи смерти»

А весной 1943 г., сразу после Сталинградской битвы, Берг уже сам *давил (!!!)* на Сталина, убеждая его в необходимости создания Совета по радиолокации при Государственном комитете обороны (ГКО). А ведь любое давление на Сталина была равно-

значно самоубийству. Тем более в тот момент, когда вся страна на пределе сил и возможностей готовила материально-техническую базу для решающего сражения всей Великой Отечественной войны – Курской битвы. А тут опять этот Берг дони-мает своими докладами и требует выделения ресурсов на какую-то там радиолокацию! И ведь сам же зарубил «лучи смерти», а сейчас «проталкивает» радиолокаторы с этими же СВЧ-излучателями. Налицо злостное вредительство и саботаж, поэто-му вероятность того, что сотрудники НКВД могли «принять» Берга прямо на выходе из приёмной Сталина, была очень высока.

Тем не менее Постановление ГКО об организации Совета по радиолокации было подписано Сталиным 4 июля 1943 г. все-го за несколько часов до первого орудийного залпа Курской битвы. Это пример *управленческого профессионализма высочайшего уровня*, когда даже в самые критические моменты не прекращается работа на перспективу.

Необходимо отметить, что благодаря именно этому По-становлению ГКО начали свою работу в 1943 г. ЦНИИ-108 (сей-час это Центральный научно-исследовательский радиотехниче-ский институт имени А.И. Берга) и, в общем-то, Опытно-конструкторское бюро 373 в 1949 г. (нынешнее Центральное конструкторское бюро автоматики).

В 1948 г. вышла в свет знаменитая книга Норберта Винера «Кибернетика, или Управление и связь в животном и машине» (рис. 12), в которой, в частности, говорилось о подобии процес-сов управления и связи в машинах, живых организмах и обще-ствах, будь то общества животных (муравейник) или людей.

Вероятно, именно это в книге и не понравилось советским идеологам, так как единственной и самой правильной наукой о че-ловеческом обществе тогда являлся марксизм-ленинизм, творчески развитый товарищем Сталиным. В результате кибернетику объяви-ли реакционной лженаукой, «наукой» мракобесов и т.д., и т.п.

А ещё тогда в стране приключилась борьба с «космополи-тами безродными», количество которых в науке, литературе и прочих «гуманитарных» сферах деятельности вдруг начало напрягать советское руководство. А Винер как раз и являлся та-кими «космополитом».

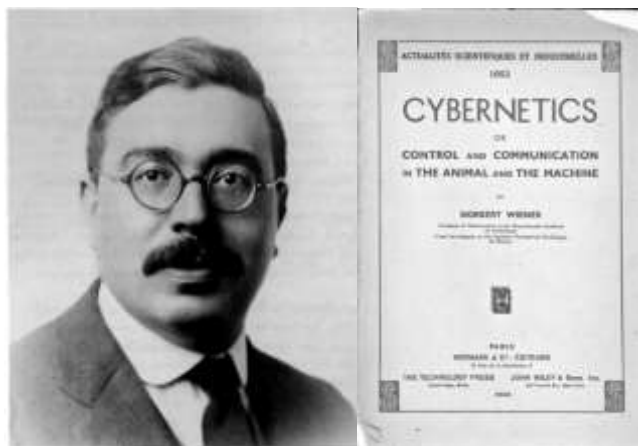


Рис. 12. Норберт Винер и его главная книга

И вот чтобы остановить это мракобесие, Бергу нужно было снова рисковать многим, но и на этот раз обошлось без особых неприятностей. Правда, «официализировать» кибернетику удалось только через 10 лет: книга Винера на русском языке вышла в 1958 г. (рис. 13).



Рис. 13. Первое издание книги Норберта Винера на русском языке

Ну а потом был создан Научный совет по кибернетике при Президиуме Академии Наук СССР, который Берг и возглавил. Каков же итог его деятельности в области кибернетики? Итогом можно считать то, что наших программистов (и хакеров) уважают (и боятся) во всём мире, а это значит, что Россия в этой области на передовых позициях.

Роль Акселя Ивановича Берга в развитии отечественных компьютерных и цифровых технологий невозможно переоценить, тем более что и наши заклятые зарубежные «друзья» такого же мнения. В одном из номеров Air Force Magazine за 1964 г. Берга признали как минимум равным Винеру: «...Хотя русские и расточают похвалы нашему Норберту Винеру, у них есть свой родоначальник кибернетики, Аксель Иванович Берг...»

Бюро технического обслуживания Министерства торговли США осуществило перевод первого тома сборника работ Берга «Кибернетику – на службу коммунизму». Генеральный директор Всемирной организации по общим системам и кибернетике (World Organisation of Systems and Cybernetics) доктор Дж. Роуз приглашал Берга занять пост вице-председателя этой организации. Председателем этой организации в то время был профессор У. Росс Эшби, а пост другого вице-председателя занимал профессор Стаффорд Бир.

Слава Богу, нам, российским учёным и инженерам, есть на кого равняться, а Аксель Иванович Берг должен быть примером для всякого *уважающего себя* учёного и всякого *уважающего себя* инженера...

ЛИТЕРАТУРА

[1] *Ерофеев Ю. Н.* Аксель Берг. М. : Молодая гвардия, 2012. 222, [2] с. : ил. (Жизнь замечательных людей: сер. биогр.; вып. 1401).

[2] Аксель Иванович Берг. 1893–1979 / [ред.-сост. Я. И. Фет ; сост. : Е. В. Маркова, Ю. Н. Ерофеев, Ю. В. Грановский ; отв. ред. А. С. Алексеев]. М. : Наука, 2007. 518 с.

Вольхин Юрий Николаевич, ведущий инженер АО «ЦКБА»,
radioseminar@радиосеминар.рф.

Я. О. Демочко

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПРЯМОГО И КОГЕРЕНТНОГО ДЕТЕКТИРОВАНИЯ В ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Описаны приемники оптических сигналов, которые используются при прямом и когерентном детектировании. Выполнено сравнение вероятности ошибки при прямом и когерентном приеме сигналов с амплитудной модуляцией и дифференциальной фазовой модуляцией.

Ключевые слова: амплитудная модуляция, дифференциальная фазовая модуляция, прямое и когерентное детектирование, вероятность ошибки, волоконно-оптические системы связи.

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

Цель работы: изучить прямой и когерентный способы детектирования оптических сигналов в волоконно-оптических системах связи.

Для достижения этой цели нужно решить следующие задачи:

- 1) изучить литературу, посвященную этой теме;
- 2) выполнить теоретические расчеты зависимостей вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для прямого и когерентного детектирования сигналов с амплитудной (ASK) и дифференциальной фазовой (DPSK) модуляцией;
- 3) выполнить моделирование приема этих сигналов.

В системах связи с несущими из радиодиапазона используется когерентное и некогерентное детектирование. Если для детектирования сигналов приемник использует информацию о фазе несущей, то детектирование называется когерентным. Если информация о фазе несущей не используется, то детектирование называется некогерентным.

В системах связи с несущими из оптического диапазона используется прямое и когерентное детектирование. При прямом детектировании принимаемый сигнал непосредственно па-

дает на фотодиод. При когерентном детектировании приемник содержит лазер, принимаемый сигнал смешивается с его излучением. Когерентные оптические системы связи могут содержать или синхронные, или асинхронные приемники. Синхронный приемник определяет фазу принимаемого сигнала в отличие от асинхронного.

На рис. 1 приведена схема оптической системы связи, использующей амплитудный формат модуляции и прямое детектирование (DD – direct detection). Приходящий сигнал падает на фотодиод, который преобразует оптический сигнал в электрический ток.

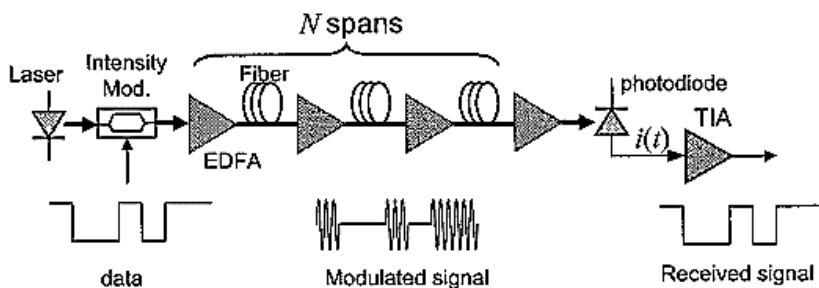


Рис. 1. Схема оптической системы связи, использующей амплитудный формат модуляции и прямое детектирование

Фототок, создаваемый в фотодиоде, равен

$$i(t) = R|A_s(t) + \tilde{n}_x(t)|^2 + R|\tilde{n}_y(t)|^2, \quad (1)$$

где R – чувствительность фотодиода, $A_s = A$, если передается 1, $A_s = 0$, если передается 0, $\tilde{n}_x(t)$ – низкочастотный эквивалент шума, поляризованного так же, как принимаемый сигнал, $\tilde{n}_y(t)$ – низкочастотный эквивалент шума, поляризованного перпендикулярно принимаемому сигналу. Не учитываются тепловой ток и ток, вызванный дробовым эффектом.

Как следует из (1), с помощью фотодиода измеряется квадрат комплексной огибающей принимаемого сигнала. Плотность вероятности распределения тока χ^2 (хи-квадрат) – распределение с четырьмя степенями свободы.

Можно показать, что вероятность ошибки равна

$$p_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{\rho_s}{2}} \left(1 + \frac{\rho_s}{2} \right), \quad (2)$$

где $\rho_s = A^2 / (4\sigma_n^2)$, σ_n^2 – дисперсия шума. Таким образом, ρ_s – отношение сигнал/шум.

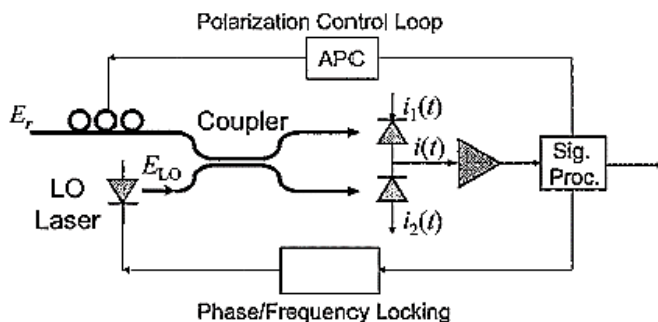


Рис. 2. Схема когерентного синхронного приемника с двумя фотодиодами:

LO (local oscillator) лазер; coupler – смеситель; APC – автоматический поляризационный контроллер; Phase/Frequency locking – блок, обеспечивающий постоянство фазы или частоты LO лазера; Sig. Proc. – решающее устройство

На рис. 2 приведена схема когерентного синхронного приемника. Смеситель смешивает принимаемый сигнал с сигналом LO лазера (локального осциллятора). Это приводит к усилению сигнала без усиления шума.

Сигналы на входе и выходе смесителя связывает матрица S :

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}, \quad (3)$$

Выходы смесителя называются конструктивным и деструктивным портами. Напряженность электрического поля на выходе из конструктивного порта и на входе в верхний фотодиод равна сумме напряженностей электрического поля принимаемого сигнала и сигнала лазера:

$$[E_r(t) + E_{LO}(t)] / \sqrt{2},$$

а на выходе из деструктивного порта и на входе в нижний фотодиод равна разности напряженностей электрического поля принимаемого сигнала и сигнала лазера:

$$[E_r(t) - E_{LO}(t)] / \sqrt{2}.$$

Фототок $i(t)$ равен разности фототоков i_1 и i_2 :

$$\begin{aligned} i(t) = & 2RA_L A_s(t) \cos[\omega_{IF}t + \varphi_s(t)] + \\ & + 2R \operatorname{Re} \left\{ \left[A_L \tilde{n}_x(t) + A_s(t) e^{j\varphi_s(t)} n_L(t) \right] e^{j\omega_{IF}t} \right\} + i_{sh}, \end{aligned} \quad (4)$$

где $A_s(t)$ – амплитуда принимаемого сигнала; $\omega_{IF} = \omega_c - \omega_{LO}$ – промежуточная частота; ω_{LO} – частота; A_L – амплитуда сигнала LO лазера; $n_L(t)$ – шум LO лазера с той же поляризацией, что и принимаемый сигнал. Так как используется APC, поляризации принимаемого сигнала и LO лазера одинаковы, поэтому исключается шум, поляризованный перпендикулярно сигналу.

Сигнальная компонента в этом фототоке равна

$$s(t) = 2A_L A_s(t) \cos[\omega_{IF}t + \varphi_s(t)], \quad (5)$$

Для амплитудно-модулированных (ASK) сигналов $\varphi_s(t) = 0$,

$$A_s(t) = \begin{cases} A, & \text{если передается 1} \\ 0, & \text{если передается 0} \end{cases}. \quad (6)$$

Так как выполняется согласование фазы или частоты, ток на входе в решающее устройство равен

$$i(t) = \begin{cases} A + n_r(t), & \text{если передана 1} \\ n_r(t), & \text{если передан 0} \end{cases}. \quad (7)$$

Плотность вероятности распределения тока – распределение Гаусса.

$$p_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{A}{2\sqrt{2}\sigma_n} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{\rho_s}{2}} \right), \quad (8)$$

где $\operatorname{erfc}(x) = 2/\sqrt{\pi} \int_x^\infty e^{-t^2} dt$ – дополнительная функция ошибок.

Выполнено моделирование генерации и прямого детектирования ASK-сигналов. Число передаваемых битов принималось равным 30 000. С помощью счетчика псевдослучайных чисел генерировалась случайная последовательность нулей и единиц. Вещественная и мнимая части шума $n_r(t)$ и $n_i(t)$ моделировались как случайные гауссовы переменные с нулевыми средними и дисперсиями $\sigma_n^2 = A^2 / (4\rho_s)$. Если фототок больше порогового значения, считалось, что принимаемый бит равен 1, если меньше порогового значения, считалось, что принимаемый бит равен 0.

Результаты расчета приведены на рис. 3. Сплошная черная кривая – график вероятности ошибки, рассчитанной теоретически (функция (2)). Результаты, полученные с помощью моделирования, отмечены черными кружками. Для достижения вероятности ошибки 10^{-9} требуется $\rho_s = 40$ (16 дБ).

Выполнено моделирование генерации и когерентного детектирования ASK-сигналов. Число передаваемых битов принималось равным 30 000. Результаты расчета приведены на рис. 3. Сплошная красная кривая – график вероятности ошибки, рассчитанной теоретически (функция (8)). Результаты, полученные с помощью моделирования, отмечены красными кружками. Для достижения вероятности ошибки 10^{-9} требуется $\rho_s = 36$ (15,6 дБ).

Из результатов расчета видно, что когерентное детектирование обеспечивает лучшие результаты по сравнению с прямым детектированием.

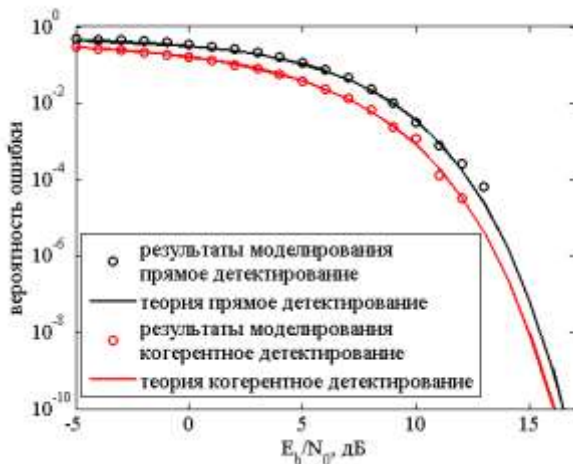


Рис. 3. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для ASK-сигналов при прямом и когерентном детектировании

На рис. 4 показана блок-схема типичного передатчика NRZ-DSPK. Электрический NRZ (nonreturn-to-zero – без возврата к нулю) сигнал предварительно кодируется с помощью кодера DPSK. В кодере DPSK данные, то есть 0 и 1, пропускаются через цифровой фильтр. Последний вносит задержку длительностью в один бит и к каждому поступающему биту добавляет значение предыдущего бита. Суммирование проводится по модулю 2. Пример приведен в таблице.

Дифференциальное кодирование

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

Дифференциальное кодирование начинается (третья строка в таблице) с произвольного выбора первого бита кодовой последовательности $c(0)$ (в данном случае выбрана единица). Затем последовательность битов $c(k)$ кодируется следующим образом:

$$c(k) = c(k-1) \oplus m(k). \quad (9)$$

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



Рис. 4. Блок-схема типичного DPSK-передатчика

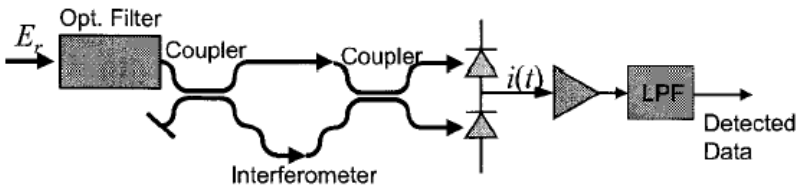


Рис. 5. Схема некогерентного приемника DPSK-сигналов, использующего несимметричный интерферометр Маха-Цендера

На рис. 5 приведена схема некогерентного приемника DPSK-сигналов, содержащего два смесителя и несимметричный интерферометр Маха-Цендера. В первом смесителе сигнал рас-

щепляется на два сигнала одинаковой интенсивности. Эти сигналы входят в плечи интерферометра. Сигнал, проходящий по плечу с большей длиной, приобретает задержку, равную битовому интервалу T . После интерферометра Маха-Цендера сигналы попадают во второй смеситель с конструктивным и деструктивным выходными портами.

Если фазы последовательных битов одинаковы $\varphi_s(t) = \varphi_s(t-T)$, то есть принимаемый бит равен нулю, фототок на выходе из конструктивного порта равен

$$i_1(t) = R \left| A + \frac{1}{2} [\tilde{n}_x(t) + \tilde{n}_x(t-T)] \right|^2 + \frac{R}{4} |\tilde{n}_y(t) + \tilde{n}_y(t-T)|^2, \quad (10)$$

(1/2 появляется из-за деления сигнала в первом смесителе).

Фототок на выходе из деструктивного порта равен

$$i_2(t) = \frac{R}{4} |\tilde{n}_x(t) + \tilde{n}_x(t-T)|^2 + \frac{R}{4} |\tilde{n}_y(t) + \tilde{n}_y(t-T)|^2. \quad (11)$$

Вероятность ошибки равна вероятности того, что ток i_2 больше тока i_1 :

$$p_e = \Pr \{ i_2 > i_1 \}. \quad (12)$$

Плотности вероятности распределения токов – χ^2 (хи-квадрат) распределения с четырьмя степенями свободы. Можно показать, что вероятность ошибки равна:

$$p_e = \frac{1}{2} e^{-\rho_s} \left(1 + \frac{\rho_s}{4} \right). \quad (13)$$

На рис. 6 приведена схема когерентного асинхронного DPSK-приемника.

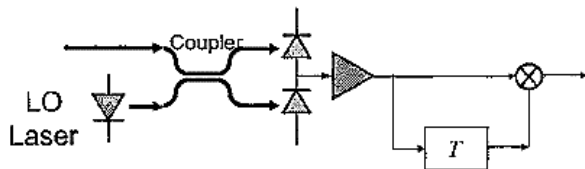


Рис. 6. Схема когерентного асинхронного DPSK-приемника

Если фазы последовательных битов одинаковы $\varphi_s(t) = \varphi_s(t-T)$, то есть принимаемый бит равен нулю, можно показать, что фототок на выходе из конструктивного порта равен

$$i_1(t) = \frac{1}{8} |\tilde{r}(t) + \tilde{r}(t-T)|^2, \quad (14)$$

Фототок на выходе из деструктивного порта равен

$$i_2(t) = \frac{1}{8} |\tilde{r}(t) - \tilde{r}(t-T)|^2, \quad (15)$$

где $\tilde{r}(t) = 2R(A_s A_L e^{j\varphi_s(t)} + A_L n_x(t))$.

Вероятность ошибки равна вероятности того, что ток i_2 больше тока i_1 :

$$p_e = \Pr\{i_2 > i_1\}. \quad (16)$$

Плотности вероятности распределения токов – χ^2 (хи-квадрат) распределения с четырьмя степенями свободы. Можно показать, что вероятность ошибки равна:

$$p_e = \frac{1}{2} e^{-\rho_s}. \quad (17)$$

Результаты расчета приведены на рис. 7. Сплошные кривые – графики вероятностей ошибки, рассчитанных теоретически (функции (13) и (17)). Результаты, полученные с помощью моделирования, отмечены красными кружками. Для достижения вероятности ошибки 10^{-9} при когерентном детектировании требуется $\rho_s = 20$ (13 дБ), выигрыш 2,6 дБ по сравнению с ASK-сигналами.

Из графика расчета видно, что когерентное детектирование обеспечивает лучшие результаты по сравнению с прямым детектированием.

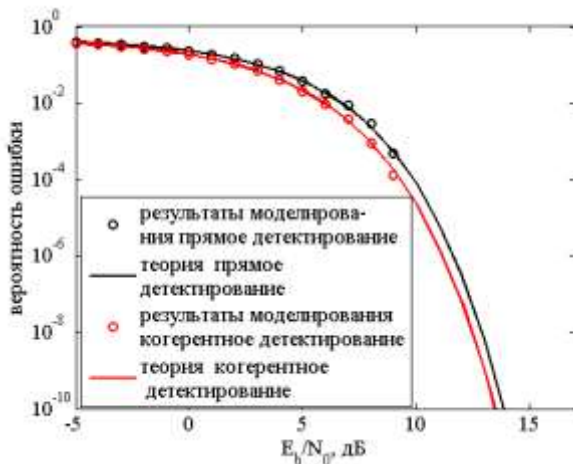


Рис. 7. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для DPSK-сигналов при прямом и когерентном детектировании

Заключение

В ходе работы:

- 1) проведены теоретические расчеты зависимостей вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для прямого и когерентного детектирования сигналов с амплитудной и дифференциальной фазовой модуляцией;
- 2) выполнено моделирование приема этих сигналов;
- 3) выявлено по итогам расчета, что когерентное детектирование обеспечивает лучшие результаты по сравнению с прямым детектированием.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Гроднев И. И. Волоконно-оптические линии связи : учебное пособие для вузов. М. : Радио и связь, 1990. 224 с.
- [2] Дэвид Бейли, Эдвин Райт. Волоконная оптика. Теория и практика. М. : Кулиц-Образ, 2006. 320 с.
- [3] Иванов А. Б. Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. М. : Сайрус системс, 1999. 663 с.

[4] *Слепов Н. Н.* Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связи. М. : Радио и связь, 2000. 468 с.

[5] *Фриман Р.* Волоконно-оптические системы связи. М. : Техносфера, 2003. 500 с.

[6] *Шарварко В. Г.* Волоконно-оптические линии связи : учебное пособие. Таганрог, 2006. 171 с.

[7] *Keang-Po Ho.* Phase-Modulated optical communication systems. N. Y. : Springer, 2005. 439 p.

[8] *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М. : Вильямс», 2003. 110 с.

Демочко Ярослав Олегович, студент Омского государственного университета им. Ф. М. Достоевского, yarilo1998@mail.ru.

Н. М. Жилин

РАЗРАБОТКА МИНИАТЮРНОГО РЕЗОНАТОРА НА ПОВЕРХНОСТНЫХ ПОПЕРЕЧНЫХ ВОЛНАХ НА 765 МГЦ

Представлены резонаторы на поверхностных поперечных волнах на центральную частоту 765 МГц на $YX/36^\circ+90^\circ$ срезе кварца с добротностью 9000 в корпусах под поверхностный монтаж размерами $5 \times 5 \times 1,8$ мм. Резонаторы могут использоваться при создании миниатюрных малошумящих генераторов.

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

Создание узкополосных малошумящих резонаторов на определенные частоты представляет собой решение ряда проблем, таких как выбор типа и материалов фильтра, разработка резонатора и последующий анализ его параметров. Рабочая частота f_0 любого устройства на поверхностных акустических волнах (ПАВ) определяется по формуле $f_0 = V/\lambda$, где V – скорость ПАВ в пьезоматериале, λ – период электродов встречно-штыревого преобразователя (ВШП). Ширина зазора и электрода ВШП составляет $\lambda/4$. Для создания ПАВ-резонатора, применяемого в ПАВ-генераторе, на широко используемом ST-срезе кварца на частоту $f_0 = 765$ МГц потребуются ВШП с периодом электродов $\lambda = 6,61$ мкм. Ширина зазора и электрода ВШП в этом случае составит 1,65 мкм, что крайне затруднительно при изготовлении методом жидкостной фотолитографии. При ширине зазора и электродов ВШП 2 мкм возможна реализация ПАВ-резонатора на ПАВ Рэлея на частоты до 430 МГц, о чем свидетельствуют каталоги мировых производителей ПАВ-устройств [1, 2]. Повышение рабочих частот устройств на ПАВ связано с решением простой, на первый взгляд, задачи – использование пьезоматериалов с высокой скоростью ПАВ. Этот вариант требует уникальных пьезоматериалов с большой V или применение определенных типов акустических волн с большой V в

стандартных материалах. Поверхностные акустические волны являются упругими механическими и распространяются по поверхности твердого тела вдоль границы с другими средами. При создании колебательных систем на ПАВ учитывают 3 типа акустических волн:

1) волны Рэлея – самый распространенный вид ПАВ, распространяющийся вдоль поверхности твердого тела. На основе этих волн создается большинство разработок на ПАВ;

2) вытекающие ПАВ – волны, распространяющиеся вглубь твердого тела, при разработке считаются паразитными волнами, так как снижают добротность приборов на ПАВ;

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

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

таллизации электродов. Следовательно, можно использовать уменьшенное число электродов в ОР для сокращения размеров резонаторов. Потери на распространение STW связаны с потерями в пьезоматериале, определяются длиной резонансной полости и зависят от количества электродов в ВШП и ОР. Топология резонатора определяется следующими параметрами: $N_{\text{ВШП}}$ – число электродов в ВШП; N – число электродов в ОР; $d_{\text{ОР}}$ – шаг электродов в ОР; $2d$ – шаг пары электродов в ВШП; W – апертюра; $d_{1,2}$ – зазор между ВШП и ОР слева и справа соответственно; h – толщина электродов; λ – длина ПАВ на центральной частоте ПАВ-резонатора (частота последовательного резонанса). Потери на проводимость электродов ВШП зависят от толщины металлизации, коэффициента металлизации и величины апертюры ВШП W . Совпадение по частоте центра полосы задерживания и максимума коэффициента отражения ОР с максимумом проводимости ВШП зависит от соотношения между периодами электродов ОР ($d_{\text{ОР}}$) и ВШП (d) (рис. 1). В этом случае STW-резонатор становится асинхронным [5].

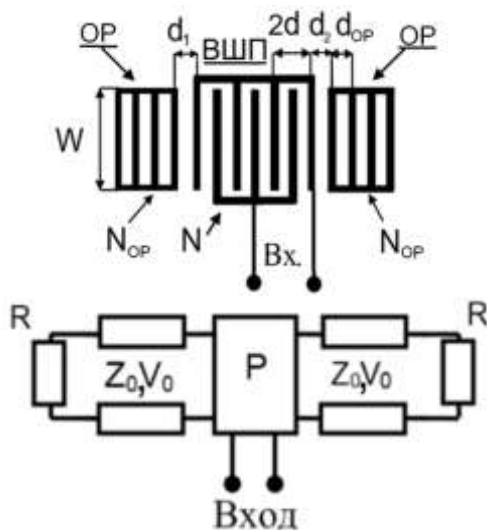


Рис. 1. Топология одноходового STW-резонатора и его эквивалентная схема

Расчетные и экспериментальные результаты

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

Оптимизация вышеупомянутых параметров топологии резонатора (рис. 1) позволяет получить высокую добротность STW-резонаторов на центральную частоту 765 МГц. В этом случае ВШП и ОР становятся менее длинными и размеры резонаторов уменьшаются по сравнению с известными методами [3–5]. Для разработки резонатора использовался срез $YX/36^\circ+90^\circ$ кварца. Его параметры: $k^2 = 0,00147$, $V_{stw} = 5057$, $TKЧ = -0,05 \cdot 10^{-6} \text{ 1/c}^2$ [8]. Ширина электродов и зазоров в ВШП

$$\frac{d}{4} = \frac{V_{stw}}{f_0} = \frac{5057}{765 \cdot 4} = 1,652 \text{ мкм,}$$

ширина электродов и зазоров в ОР для выполнения резонатора асинхронного типа задается условием $d/d_{op} = 0,997$. Тогда ширина электродов/зазоров выбирается как $\frac{d}{4 \cdot 0,997} = 1,657 \text{ мкм}$. Оптимальные параметры, полученные после топологической оптимизации STW-резонаторов, приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры топологии резонаторов

<i>Параметр</i>	<i>Частота 765 МГц</i>
Число электродов в ОР, N_{OP}	285
Число пар электродов в ВШП, N	100
Соотношение между периодами электродов в ВШП и ОР, d/d_{OP}	0,997
Расстояние между ВШП и ОР, $d_1 = d_2$	d_{OP}
Апертура, W	80λ
Толщина электродов, h/λ	2,5 %
Коэффициент металлизации	0,5

Здесь λ – длина STW на частоте максимума активной части проводимости резонатора. Расстояние между ВШП и ОР $d_1 = d_2$ – расстояние между центрами смежных электродов ВШП и ОР. Оптимизация проводилась методом последовательных приближений.

Произведена статистическая обработка таких экспериментальных данных параметров, как центральная рабочая частота, Гц; минимальные вносимые потери на центральной частоте, дБ.

В табл. 2 представлены стандартные статистические характеристики данных параметров.

Таблица 2

Эмпирические моменты рабочей частоты и минимальных вносимых потерь

<i>Характеристика</i>	<i>Рабочая частота, МГц</i>	<i>Минимальные вносимые потери, дБ</i>
Математическое ожидание	769,1885	-1,5769
Дисперсия	4,1669	0,1406
Стандартное отклонение	2,0413	0,3750

Для выборки, состоящей из 231 элемента, была построена эмпирическая гистограмма и соответствующая гистограмма нормального распределения в качестве параметров, использующая математическое ожидание и стандартное отклонение эмпирической выборки. На рис. 2–3 представлены рассчитанные гистограммы.

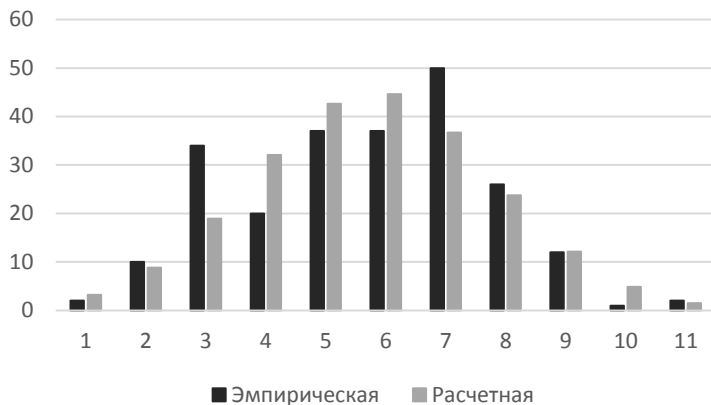


Рис. 2. Гистограммы центральной рабочей частоты

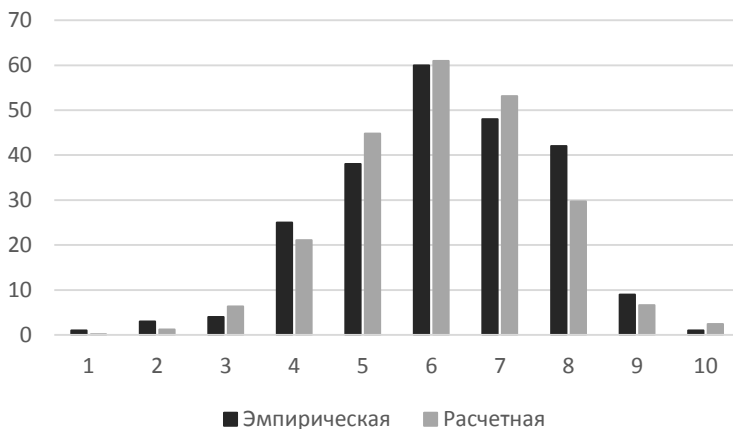


Рис. 3. Гистограммы минимальных вносимых потерь

Для проверки гипотезы о нормальности распределения рабочей частоты использовался критерий χ^2 . Для рабочей частоты количество степеней свободы равно 10, $\alpha = 0,05$. Расчетное значение по выборке экспериментальных данных составило 27,1, табличное значение для данных параметров 18,3. Гипотеза о нормальном распределении отвергается ($27,1 > 18,3$) [9].

Для проверки гипотезы о нормальности распределения минимальных вносимых потерь использовался критерий χ^2 . Для рабочей частоты количество степеней свободы равно 9, $\alpha = 0,05$. Расчетное значение по выборке экспериментальных данных составило 16,7, табличное значение для данных параметров 16,9. Гипотеза подтверждена.

Таким образом, можно сделать вывод, что минимальные вносимые потери имеют нормальное распределение, а следовательно, погрешности носят случайный характер, их корректировка может быть связана только с уменьшением дисперсии данной величины. Для рабочей частоты распределение не является нормальным, необходимо выяснить причину систематической погрешности. Для двух данных параметров был определен коэффициент корреляции между параметрами $r = -0,117$, что свидетельствует об отсутствии детерминированной зависимости данных параметров.

После резки подложки на отдельные модули производилась индивидуальная частотная подстройка методом плазмохимического травления каждого резонатора для попадания в центральную частоту $f_0 = 765$ МГц.

STW-резонаторы помещались в SMD-корпуса и измерялись по последовательной схеме в тракте с волновым сопротивлением $R_0 = 50$ Ом (рис. 2).

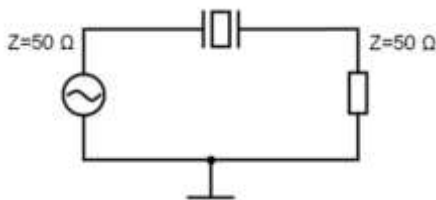


Рис. 2. Последовательная схема измерения STW-резонатора

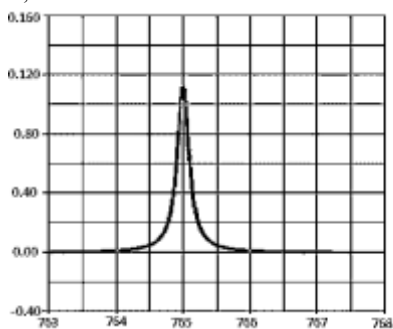
Частотные характеристики проводимости (действительная и мнимая части) рассчитывались из измеренных действительной и мнимой части коэффициента передачи S_{21} по формуле [1]:

$$Y = S_{21} / (2R_0 (1 - S_{21})). \quad (1)$$

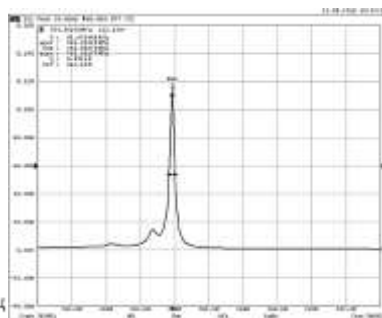
Преобразование по формуле (1) осуществлялось в измерителе комплексных коэффициентов передачи «Обзор-304» и

отображалось соответствующими частотными характеристиками действительной и мнимой части проводимости резонатора.

G, мСм



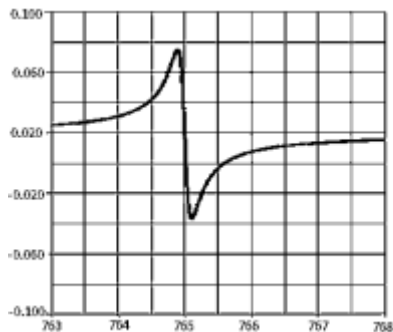
a



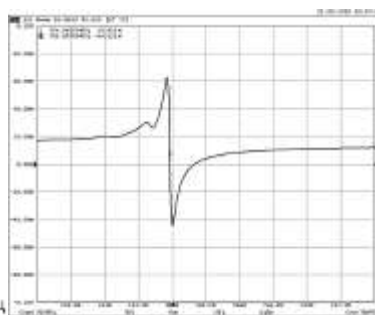
б

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

B, мСм



a



б

Рис. 4. Расчетные (а) и измеренные (б) частотные характеристики мнимой части проводимости STW-резонатора

Представленные расчетные и измеренные действительная и мнимая части проводимости (рис. 3, 4) соответственно STW-резонатора на кварце YX/36°+90° на частоту 765 МГц демонстрируют хорошее совпадение характеристик.

Для анализа STW-резонатора использовалась эквивалентная схема с сосредоточенными элементами R , L , C . Эквивалентная схема одноходового STW-резонатора (рис. 5) подобна эквивалентной схеме обычного ПАВ-резонатора и представляет собой двухполюсник с динамической индуктивностью L_D , динамической емкостью C_D , статической емкостью C_0 и сопротивлением R_D , характеризующим внутренние потери в резонаторе.

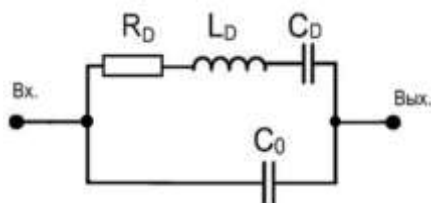


Рис. 5. Эквивалентная схема одноходового STW-резонатора с сосредоточенными элементами R , L , C

Для оценки эквивалентных параметров STW-резонатора в SMD-корпусе используются формулы (2) из метода эквивалентных схем для одноходовых ПАВ-резонаторов [10]:

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

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

Данный резонатор на основе STW-волн показал добротность $Q = 9000$, проводимость $G_M = 112$ мСм. Резонатор имел размеры разрезанного кристалла $2,8 \times 1 \times 0,5$ мм и помещался в SMD-корпус QLCC 6/8-1 ($5 \times 5 \times 1,8$ мм). При этом статическая емкость с учетом корпуса $C_0 = 3,8$ пФ, емкостное соотношение $C_0/C_D = 1467$.

Параметры эквивалентных схем одноходовых STW-резонаторов, рассчитанных по измеренным характеристикам по формулам (2), представлены в табл. 3. Их можно использовать для моделирования и макетирования схем малошумящих генераторов.

Таблица 3

**Измеренные параметры
эквивалентной схемы STW-резонаторов**

<i>Параметр</i>	<i>765 МГц</i>
R_D , Ом	8,9
L_D , мкГн	16,7
C_D , Ф	$2,59 \cdot 10^{-15}$
C_0 , пФ	3,8

Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН (код научной темы FWEE-2021-0005).

ЛИТЕРАТУРА

[1] Официальный сайт компании TDK Electronics. URL: www.tdk-electronics.tdk.com.

[2] Официальный сайт компании Murata Electronics. URL: www.rfm.com.

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

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

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

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

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

[8] *Cava R. J.* Dielectric materials for applications in microwave communications / J. Mater. Chem. 2001. Vol. 11, pp. 54–62.

[9] *Бронштейн И. Н., Семендяев К. А.* Справочник по математике для инженеров и учащихся ВТУЗов. М. : Наука, 1986. 544 с.

Жилин Николай Михайлович, инженер Института радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, radioseminar@радиосеминар.рф.

Б. А. Косарев, А. А. Охотников

УСТАНОВИВШИЕСЯ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОСИСТЕМ С РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ГЕНЕРАЦИЕЙ

Показана возможность возникновения хаотических колебаний в электротехнической системе с распределенной генерацией на примере электросистемы жилых зданий. Хаотические колебания являются одним из возможных режимов функционирования централизованных систем. С точки зрения распределенной генерации вопрос возникновения хаотического режима работы представляется изученным недостаточно. Поэтому целью данной работы является рассмотрение возможности возникновения хаотических колебаний в системе с распределенной генерацией. Цель достигается описанием видов установившихся режимов работы системы с распределенной генерацией, причин возникновения хаотических колебаний и их компьютерным моделированием.

Ключевые слова: хаотические колебания, показатели Ляпунова, хаотический аттрактор, бифуркационный параметр, электротехническая система с распределенной генерацией.

Введение

Системы электроснабжения на основе распределенной генерации энергии являются одним из перспективных направлений развития отечественной и зарубежной энергетики [1, 2]. Распределенная генерация (РГ) – это производство электроэнергии в непосредственной близости от потребителя, при этом мощность отдельной электростанции не должна превышать 25 МВт. По сравнению с централизованным электроснабжением для РГ из-за небольших расстояний нагрузочные потери, затраты на строительство и эксплуатацию линий электропередачи значительно меньше [3, 4]. При этом тепло от работы энергоустановок может использоваться для организации систем отопления и охлаждения (когенерация или тригенерация). В связи с этим РГ особенно эффективна в системах электроснабжения жилых помещений [5].

Жилые помещения, как правило, имеют в своем составе нелинейную нагрузку, например частотные преобразователи электропривода, импульсные вторичные источники питания электроприборов [6]. При нелинейном характере нагрузки существует возможность возникновения в электросистеме колебаний хаотического характера. Хаотические колебания в электротехнической системе с распределенной генерацией (ЭТС с РГ) представляют собой непредсказуемое изменение значений токов и напряжений, которое приводит к порче электрооборудования, ускоренному старению изоляции проводов питающих и распределительных линий, появлению дополнительных потерь при передаче и трансформации энергии. В связи с этим вопрос возникновения хаотических колебаний в ЭТС с РГ жилых зданий является актуальным.

Также условием возникновения хаотических колебаний в электросистеме является размерность фазового пространства системы больше трех [7].

ЭТС с РГ жилых зданий имеют от двух и более источников питания с возможностью как автономного режима работы, так и объединения в общую сеть. Последнее эффективно для повышения режимной устойчивости ввиду переменной величины нагрузки потребителя [8]. Объединенные источники питания и нагрузка нелинейного характера ЭТС с РГ жилых зданий образуют многопараметрическую нелинейную электрическую цепь с размерностью фазового пространства больше трех. Такая цепь содержит широкие области параметров, в которых возможно возникновение хаотических колебаний.

Существует большое число разноплановых работ, посвященных хаотическим колебаниям, однако вопрос возникновения хаотического режима функционирования ЭТС с РГ жилых зданий мало изучен. Поэтому целью данной работы является рассмотрение возможности возникновения хаотических колебаний в ЭТС с РГ на примере жилых зданий. Цель достигается описанием видов установившихся режимов работы ЭТС с РГ жилых зданий, выявлением причин возникновения хаотических колебаний и компьютерным моделированием хаотического режима функционирования.

Виды установившихся режимов работы ЭТС с РГ

Режимы работы ЭТС с РГ можно разделить на установившиеся и переходные процессы. В классическом понимании любой переходный процесс электротехнической системы должен закончиться установившимися периодическими колебаниями или положением равновесия. Однако из-за наличия нелинейных элементов системы, таких как мостовые выпрямители, инверторные преобразователи, ЭТС с РГ является нелинейной электрической цепью (НЭЦ). Согласно современной теории и методам анализа колебательных НЭЦ, в ЭТС с РГ возможны следующие установившиеся режимы работы: положение равновесия, периодические колебания, квазипериодические и хаотические колебания. Положение равновесия наступает при аварийном или плановом прерывании электроснабжения потребителей (рис. 1).

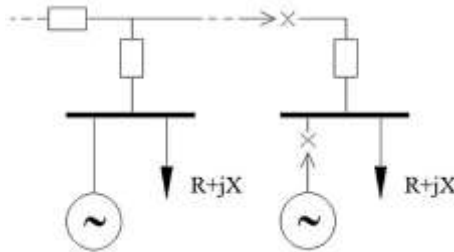


Рис. 1. Схема прерывания электроснабжения одного из потребителей в ЭТС с РГ

При прерывании электроснабжения в системе возникает переходный процесс из-за наличия реактивных элементов электрической цепи. В зависимости от соотношения активной и реактивной составляющих, переходный процесс протекает в виде затухающих гармонических колебаний (1) или величины токов и напряжений затухают экспоненциально (2) и (3).

Периодические синусоидальные колебания напряжения и тока являются номинальным режимом работы ЭТС с РГ (рис. 2).

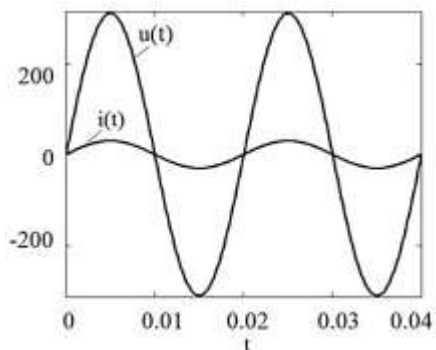


Рис. 2. График зависимости напряжения и тока в ЭТС с РГ от времени (активная нагрузка)

Частота периодических колебаний и напряжение задаются источником питания и зависят от баланса потребляемых и генерируемых активных мощностей. При увеличении (уменьшении) генерируемой мощности частота колебаний и напряжение во всех узлах сети увеличиваются (уменьшаются). При увеличении (уменьшении) величины потребления активной мощности частота колебаний и напряжение уменьшаются (увеличиваются).

Рассмотрим возможность возникновения квазипериодических и хаотических режимов работы системы электроснабжения потребителя, отключенной от внешней сети с РГ (отсутствует необходимость выдачи энергии во внешнюю сеть). При этом размерность динамической модели системы электроснабжения окажется минимальной, область значений параметров, при которых возможны квазипериодические и хаотические колебания, будет максимально сужена. Поэтому возникновение квазипериодического и хаотического режимов работы при данных условиях подтвердит возможность их появления в динамических системах большей размерности (если источники питания и потребители объединены в общую сеть). На рис. 3 приведена схема замещения отключенной от общей сети системы электроснабжения потребителя. Нагрузка представлена последовательно соединенными емкостью C , индуктивностью L и резистором R .

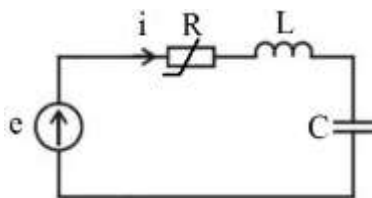


Рис. 3. *Схема замещения системы электроснабжения потребителя*

Как правило, нагрузка содержит нелинейные элементы. Пусть резистор R имеет нелинейную вольт-амперную характеристику:

$$u_R = R \cdot (i^3 + i), \quad (1)$$

где u_R – падение напряжения на резисторе, i – ток в резисторе, R – коэффициент.

Для оценки режима работы ЭТС с РГ найдем зависимость напряжения на емкости C от времени. Составим по второму закону Кирхгофа уравнение для контура источник питания – нагрузка:

$$u_R + u_L + u_C = e, \quad (2)$$

где u_R , u_L , u_C – соответственно падение напряжения на резисторе, индуктивности и емкости, e – синусоидальная ЭДС. Выразим слагаемые в левой части выражения (2) через u_C , используя (1) и выражения $i = C \cdot \frac{du_C}{dt}$, $u_L = L \cdot \frac{di}{dt}$:

$$C \cdot L \cdot \frac{d^2 u_C}{dt^2} + R \cdot C \cdot \left(C^2 \cdot \left(\frac{du_C}{dt} \right)^3 + \frac{du_C}{dt} \right) + u_C = E \cdot \sin(\omega \cdot t). \quad (3)$$

Введем в дифференциальное уравнение (3) коэффициенты A_1, A_2, A_3, A_4, A_5 для удобства отображения набора параметров, соответствующих рассматриваемому режиму работы системы:

$$A_1 \cdot \frac{d^2 u_C}{dt^2} + A_2 \cdot \left(A_3 \cdot \left(\frac{du_C}{dt} \right)^3 + \frac{du_C}{dt} \right) + u_C = A_4 \cdot \sin(A_5 \cdot t).$$

Для численного решения дифференциального уравнения будем использовать метод Рунге-Кутты. При наборе параметров $[5 \cdot 10^{-6}; 5 \cdot 10^{-3}; 2,5 \cdot 10^{-9}; 220\sqrt{2}; 3]$ возникают квазипериодические колебания, а именно режим периодической амплитудной модуляции напряжения на емкости в виде биений (рис. 4).

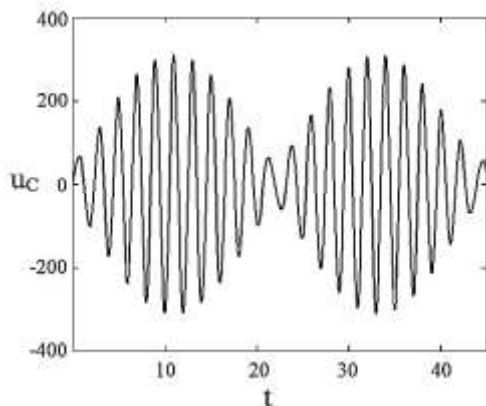


Рис. 4. График зависимости напряжения на емкости от времени (биения)

При значениях параметров $[5 \cdot 10^{-4}; 5 \cdot 10^{-3}; 2,5 \cdot 10^{-9}; 220\sqrt{2}; 314,2]$ в системе возникают колебания случайного характера (рис. 5).

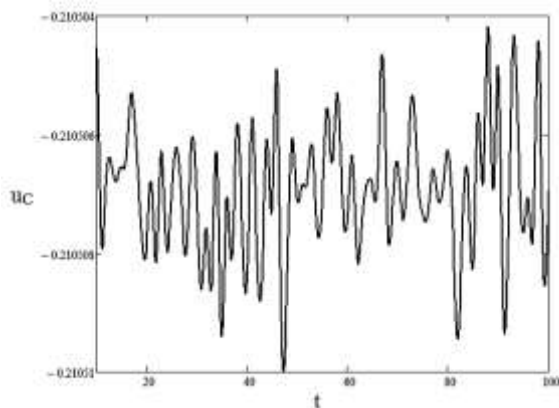


Рис. 5. График зависимости напряжения на емкости от времени (хаотические колебания)

Высокая чувствительность решений дифференциального уравнения (3) к изменению начальных условий указывает на хаотический режим работы системы. При наборе параметров $[5 \cdot 10^{-5}; 5 \cdot 10^{-3}; 2,5 \cdot 10^{-9}; 220\sqrt{2}; 314,2]$ хаотические колебания теряют устойчивость (рис. 6).

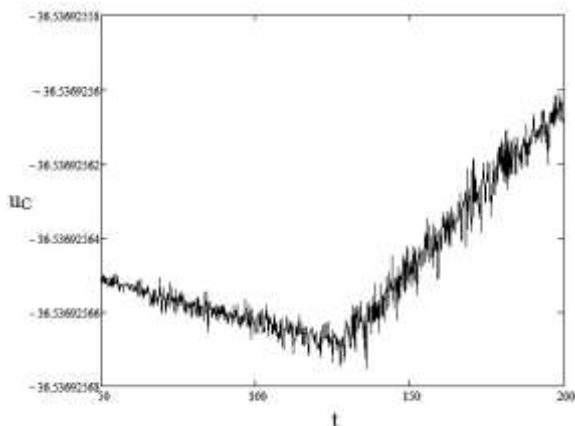


Рис. 6. График зависимости напряжения на емкости от времени при потере устойчивости

Причины возникновения хаотических колебаний в ЭТС с РГ

В теории хаотических режимов детерминированных нелинейных цепей хаос – один из видов установившегося состояния электротехнической системы. Динамическая модель ЭТС с РГ при хаотическом режиме работы обладает непредсказуемой траекторией решения и экспоненциальной зависимостью от точности задания начальных условий. В фазовом пространстве хаотические траектории решения группируются в области (подпространства), называемые хаотическими аттракторами. Локализация траекторий объясняется диссипацией энергии на элементах электротехнической системы и присутствием нелинейности [9].

Хаотический режим работы возникает при определенных значениях бифуркационных параметров при условии, что траектория системы экспоненциально неустойчива [10]. В рассмотренных выше хаотических колебаниях бифуркационным параметром оказался коэффициент A_1 , а неустойчивость режима работы системы заключалась в наличии нелинейного сопротивления и определенном сочетании значений R, L, C .

Выводы

В работе показана возможность возникновения хаотических колебаний в ЭТС с РГ. Для этого были рассмотрены основные виды установившихся режимов работы ЭТС с РГ: положение равновесия, периодические колебания, квазипериодические и хаотические колебания.

Положение равновесия наступает ЭТС с РГ при аварийном или плановом прерывании электроснабжения потребителей после окончания переходных процессов.

Периодические колебания являются номинальным режимом работы электротехнической системы. При этом напряжение и частота в узлах системы определяются балансом мощностей.

Квазипериодические и хаотические колебания рассмотрены на примере системы электроснабжения потребителя, изолированной от общей сети распределенной генерации. Для системы составлена динамическая модель на основе второго закона Кирхгофа.

При значениях параметров модели [$5 \cdot 10^{-6}$; $5 \cdot 10^{-3}$; $2,5 \cdot 10^{-9}$; $220\sqrt{2}$; 3] траектория системы квазипериодическая (биения).

При наборе параметров [$5 \cdot 10^{-4}$; $5 \cdot 10^{-3}$; $2,5 \cdot 10^{-9}$; $220\sqrt{2}$; 314,2] возникают устойчивые хаотические колебания. Замечена потеря устойчивости хаотического режима при [$5 \cdot 10^{-5}$; $5 \cdot 10^{-3}$; $2,5 \cdot 10^{-9}$; $220\sqrt{2}$; 314,2].

Причина возникновения хаотического режима работы системы – принятие ее параметрами значений, называемых бифуркационными. Условие возникновения хаотического режима работы системы – экспоненциальная неустойчивость ее траектории.

ЛИТЕРАТУРА

[1] *Илюшин П. В.* Преимущества и общесистемные эффекты от интеграции объектов распределенной генерации в распределительные сети // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. 2020. № 1. С. 17–23.

[2] *Kakran S., Chanana S.* Smart operations of smart grids integrated with distributed generation // A review: Renewable and Sustainable Energy Reviews. 2018. Vol. 81, part 1, pp. 524–535. DOI: 10.1016/j.rser.2017.07.045.

[3] *Aman M. A., Abbasi M. Z., Ali M. [et al.].* To Negate the influences

of Un-deterministic Dispersed Generation on Interconnection to the Distributed System considering Power Losses of the system // Journal of Mechanics of Continua and Mathematical Sciences. 2018. Vol. 13 (3), pp. 117–132.

[4] *Косарев Б. А., Кошук Г. А., Федоров В. К., Полянцев Л. Г.* Динамическое перераспределение источников питания в электротехнической системе с распределенной генерацией // Омский научный вестник. 2019. № 2 (164). С. 50–55.

[5] *Slingerland S.* Energy conservation and electricity sector liberalization in the Netherlands and UK: case studies on the development of co-generation of heat and power, wind energy and demand-side management as energy conversation options // International Journal of Global Energy Issues. 2003. Vol. 19, no. 1, pp. 95–114. DOI: 10.1504/IJGEI.2003.002384.

[6] *Sandels C., Broden D., Widen J., Nordstrom L.* Modeling office building consumer load with a combined physical and behavioral approach: Simulation and validation // Applied Energy. 2016. Vol. 162, pp. 472–485. DOI: 10.1016/j.apenergy.2015.10.141.

[7] *Федоров В. К., Грунин В. К., Рысев П. В., Свешикова Е. Ю.* Детерминированный хаос в нелинейных электрических цепях и системах : учеб. пособие / под общ. ред. В. К.Федорова. Омск, 2006. 131 с.

[8] *Sha A., Aiello M.* Topological Considerations on Decentralised Energy Exchange in the Smart Grid // Procedia Computer Science. 2018. Vol. 130, pp. 720–727.

[9] *Максунова А. В., Рысев П. В., Захаров И. Л.* Исследование хаотических процессов в нелинейных электрических системах // Инновации. Интеллект. Культура : матер. XXIII Всерос. (с междунар. участием) науч.-практ. конф. молодых ученых и студентов, 12 февраля 2016 г. Тобольск, 2016. С. 84–87.

[10] *Федоров В. К., Рысев П. В., Рысев Д. В., Прусс С. Ю., Федоров Д. В., Федянин В. В.* Вторая вариация энтропии как аналог функции Ляпунова в статистическом анализе функциональной устойчивости электроэнергетических систем // Динамика систем, механизмов и машин: докл. XI Междунар. IEEE науч.-техн. конф., 14–16 ноября 2017 г. Омск, 2017. Т. 5. № 3. С. 123–127.

Косарев Борис Андреевич, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, radioseminar@радиосеминар.рф.

Охотников Александр Анатольевич, старший преподаватель Омского государственного технического университета, alex.okhotnikoff@yandex.ru.

Ю. А. Костычов

СПОСОБ РАСШИРЕНИЯ РАБОЧЕГО ДИАПАЗОНА АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

Предложен новый метод расширения рабочего диапазона решеток полноразмерных антенных элементов в область верхних частот посредством сближения элементов с сохранением высокого уровня изоляции между ними за счет введения в конструкцию решетки перестраиваемых высокоимпедансных преград.

Ключевые слова: антенная решетка, развязка, изоляция, EBG, CSA.

Введение

Одна из тенденций развития современной радиоаппаратуры – расширение ее диапазона рабочих частот, что обусловлено увеличением емкости каналов связи и скорости передачи информации. Частым в практике является многократное использование одного антенно-фидерного устройства для работы нескольких приемных и передающих устройств в различных направлениях на корреспондента и диапазонах частот.

Настоящие факторы формируют потребность в разработке приемопередающих широкополосных антенных решеток, которую также можно проследить в современных научных изданиях. Например, в [1] показан рост в 8 раз изобретательской активности в области сверхширокополосных антенных устройств в США в период 2000–2006 г.

Постановка задачи

Реализация заданной формы диаграммы направленности (ДН) и коэффициента усиления (КУ) широкополосных антенных решеток накладывает ограничения на взаимные размещения антенных элементов (АЭ) решетки в пространстве. Расстояния между фазовыми центрами АЭ решетки должны быть не более половины длины волны $0,5\lambda_v$, соответствующей верхней границе диапазона рабочих частот [2]. Выполнение настоящего условия не только исключает организацию нежелательных боковых лепестков и другие искажение ДН, но и накладывает определенные ограничения на антенную систему в целом.

Широкополосность антенной решетки подразумевает обеспечение не только достижимого коэффициента использования поверхности (КИП), сохранения направления главного лепестка ДН и минимума уровня боковых лепестков (УБЛ), но высокого уровня согласования с фидерным трактом в рабочем диапазоне. Достижимый коэффициент перекрытия λ_n/λ_v диапазона широкополосной решетки (где λ_n – длина волны, соответствующая нижней границе рабочего диапазона частот) зависит не только от геометрического размещения АЭ, но и от их типа, размера и эффективности. В настоящей работе проведен анализ известных способов построения широкополосных антенных решеток на базе как полноразмерных АЭ, так и электрически малых, обеспечивающих возможность сближения АЭ и, следовательно, расширение рабочего диапазона.

Полноразмерный, эффективный и широкополосный АЭ по габаритным размерам занимает пространство, ограниченное сферой диаметром не менее $\lambda_n/\pi \approx 0,3\lambda_n$ [2], что с учетом требования соблюдения расстояния между центрами АЭ в $0,5\lambda_v$ ограничивает перекрытие рабочего диапазона $\lambda_n/\lambda_v \approx 1,7$. Таким образом, расширение диапазона решеток полноразмерных АЭ возможно лишь при их пространственном сближении (пересечении воображаемых, ограничивающих их максимальный габаритный размер сфер) и уменьшении λ_v , а также значительном снижении изоляции между АЭ, что, в свою очередь, накладывает ограничения на λ_n диапазона.

При организации антенной решетки из электрически малых АЭ, так же как и при сближении полноразмерных АЭ, может быть уменьшена λ_v , но нижняя граница рабочего диапазона частот каждого электрически малого АЭ самого по себе поднимается, т. е. рабочий диапазон сужается снизу. В этом случае связь между АЭ может иметь положительный эффект и расширять рабочий диапазон антенной решетки в область низких частот, как показано в [2, 6], при построении решетки как токовой плоскости (current sheet array, CSA), в которой объединено множество электрически малых излучателей с сильной емкостной связью между собой. Построение антенных решеток по методу CSA позволяет достигать перекрытия $\lambda_n/\lambda_v=10$ и более при со-

хранении в рабочем диапазоне согласования с трактом, низкого УБЛ, направления главного лепестка и обеспечения значения КУ близкого к достижимому $4\pi S/\lambda^2$ (где S – площадь апертуры антенной решетки, λ – длина волны из рабочего диапазона). Очевидно, что для решеток, построенных по методу CSA, со снижением частоты снижается и КУ (как за счет снижения направленности, так и КПД), всё большая доля мощности рассеивается в элементах связи между излучателями. Антенная система, построенная по методу CSA, отличается тем, что имеет большую широкополосность (в смысле согласования с трактом) в область низких частот по сравнению с отдельным составляющим ее элементом. Можно анализировать подобные антенные решетки как системы сильносвязанных резонаторов с высокой собственной добротностью, но низкой добротностью вносимой (включения). Схожий эффект может быть достигнут при использовании в качестве АЭ решетки широкополосных (в смысле согласования с трактом) электрически малых излучателей со сниженным КПД в соответствии с фундаментальными ограничениями для электрически малых антенн [7]. Подобно тому, как если бы в системе связанных резонаторов низкой бы оказалась собственная их добротность, а не добротность включения.

Решетки сильносвязанных АЭ обеспечивают декадное (и более) перекрытие диапазона, практически полностью соответствуют требованиям, предъявляемым к широкополосным антенным решеткам, за исключением сниженного значения КУ в низкочастотной области рабочего диапазона. Ввиду последнего в настоящей работе рассмотрены антенные решетки полноразмерных АЭ и методы повышения их широкополосности.

Теория

Ограничения на расширение диапазона антенной решетки полноразмерных АЭ в область низких частот при сближении АЭ обусловлены значительным уменьшением изоляции между последними. В [3] показан эффект объединения антенной решетки с шагом в $0,1\lambda$ из $2N$ всенаправленных элементов (штыревых излучателей) и фидерной системы с $2M$ входами и $2N$ выходами (рассмотрены $M=N=1, 2$; только один из входов является актив-

ным, остальные нагружены на сопротивление, равное волновому сопротивлению тракта). Фидерный тракт каждого из $2N$ излучателей антенной решетки хорошо согласован (коэффициент отражения на уровне 0,22 или минус 13 дБ), а коэффициент передачи между соседними в решетке излучателями превышает минус 4 дБ (что отражает эффект сильной связи между излучателями). Сущность эффекта, описанного в статье, заключается в значительном ухудшении согласования с трактом (уровень коэффициента отражения более 0,63 или минус 4 дБ и более) объединенной системы антенной решетки и фидерной цепи с одним общим активным входом. Столь сильное ухудшение согласования общего входа антенной системы при высоком уровне согласования ее элементов обусловлено малой изоляцией между последними. Аналогичный эффект описан и в [4, 5] для всенаправленной (синфазной) системы трёх близко расположенных (расстояние между фазовыми центрами $0,18\lambda$) плоских двухзаходных щелевых спиральных антенн.

В [3] показано узкополосное решение проблемы объединения сильносвязанных полноразмерных АЭ посредством фидерной системы гибридных направленных ответвителей путем введения в последнюю согласующих шлейфов. В [5] предложено диапазонное решение проблемы негативного влияния сильной связи между АЭ на уровне антенной решетки, а не уровне системы объединения их в один тракт. Увеличение изоляции между АЭ в [5] было выполнено с помощью помещения между АЭ высокоимпедансных преград (electromagnetic band gap, EBG), эффективность подобного способа показана в [8]. Отличительной особенностью антенной решетки в [5] является введение в конструкцию излучателя АЭ шлейфов в виде режекторного фильтра (высокоимпедансной структуры). Высокоимпедансная структура, обеспечивающая увеличение изоляции между АЭ, представляет собой замкнутую щелевую линию (конец щелевого излучателя двухзаходной спирали) с конденсатором на своем разомкнутом конце.

Учитывая эффективность (но диапазонность) метода высокоимпедансных преград по повышению изоляции полноразмерных АЭ и расширения рабочего диапазона антенной решетки

в целом (за счет сближения АЭ), в настоящей работе предпринята попытка усовершенствования данного метода.

Сущность предлагаемого метода заключается в организации перестраиваемой высокоимпедансной преграды из системы кольцевых резонаторов с переменным емкостным элементом (перестраиваемых параллельных контуров).

Результаты экспериментов

Апробация предлагаемого метода построения перестраиваемых высокоимпедансных структур была проведена методом электродинамического моделирования на системе двух широкополосных вертикальных излучателей (ШВИ), работающих в диапазоне ДКМВ (6–30 МГц). Расстояние между центрами АЭ – 9 метров, высота АЭ – 8 метров, диаметр АЭ – 3 метра, сам внешний вид и размещение между ними колец резонаторов (диаметром 1 метр) приведены на рис. 1. Расстояние между АЭ выбрано исходя из конструктивных соображений (размещения оттяжек мачтового устройства), оно обеспечит эффективную работу решетки АЭ до 17 МГц (соответствующей $\lambda_{в}=18$ м). Ожидаемый диапазон перекрытия от 6 до 17 МГц ($\lambda_{н}/\lambda_{в} \approx 2,8$).

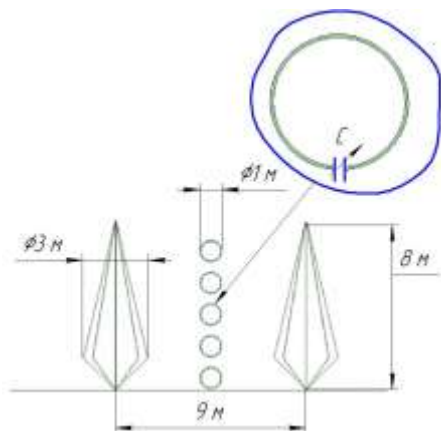


Рис. 1. Внешний вид системы двух широкополосных вертикальных излучателей с введенной высокоимпедансной преградой из пяти кольцевых перестраиваемых резонаторов

Результат моделирования развязки АЭ и их согласования с трактом методом конечно-разностных элементов в частотной области (FEM) приведен на рис. 2. В низкочастотной области работы АЭ в диапазоне от 10 до 12 МГц изоляция между ними наименьшая (ниже 9 МГц эффективность и согласование с трактом АЭ незначительно снижены, развязка между АЭ возрастает), поэтому апробация метода повышения изоляции проведена в диапазоне 10–12 МГц. До введения высокоимпедансной структуры был проведен анализ двух ШВИ, подключенных к различным (изолированным) приемопередающим устройствам, т. е. без общего фидерного тракта с одним выходом.

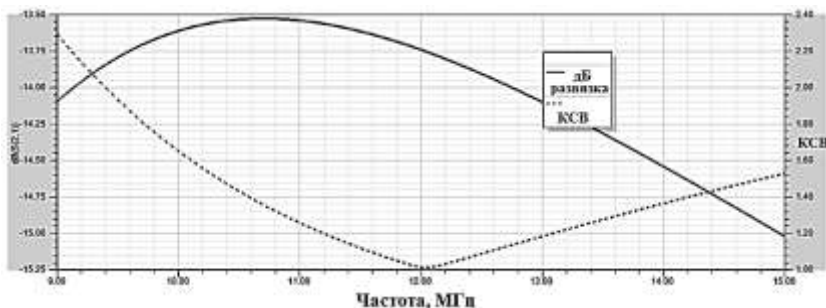


Рис. 2. Графики зависимости развязки между АЭ и их КСВ в отсутствие высокоимпедансной преграды

Резонатор выполнен в виде незамкнутого кольца (круглой рамки) диаметром 1 м проводом диаметром 4 мм (медным обручем), емкость перестраиваемого конденсатора для частоты 11 МГц составляет 80 пФ. За счет построения резонатора как запирающего фильтра, непосредственно не включенного в цепь антенно-фидерного тракта, элементы высокоимпедансной преграды практически не загружены по реактивной мощности. Например, для общей мощности в 2 кВт, подводимой к антенной решетке из двух АЭ, напряженность электрического поля, развивающаяся в элементах конструкции резонаторов, не превышает 1,2 кВ/м при пробойной напряженности для воздуха в 4200 кВ/м [9].

Результаты введения высокоимпедансной структуры между АЭ отражены на графиках КСВ и развязки рис. 3

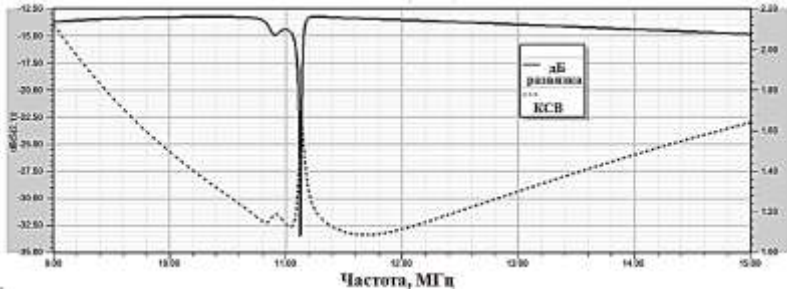


Рис. 3. Графики зависимости развязки между АЭ и их КСВ после введения высокоимпедансной преграды

Анализ графиков на рис. 3 показал, что при незначительном ухудшении согласования АЭ с трактом (на уровне 1,6 КСВ) значение изоляции между АЭ возросло на 20 дБ и более (составило 34 дБ в максимуме изоляции). КУ и форма ДН системы с высокоимпедансной преградой практически не отличается (на величину не более 0,5 дБ) от системы двух ШВИ, подключенных к различным приемопередающим устройствам, не объединенным общей фидерной цепью.

Возможность перестройки резонаторов высокоимпедансной преграды и организации широкополосного использования предложенного метода отражена на рис. 4. Оперативность перестройки ввиду малого количества перестраиваемых элементов резонаторов не уступает оперативности современных антенно-согласующих устройств (АнСУ), которые успешно эксплуатируют на действующих радиоцентрах.

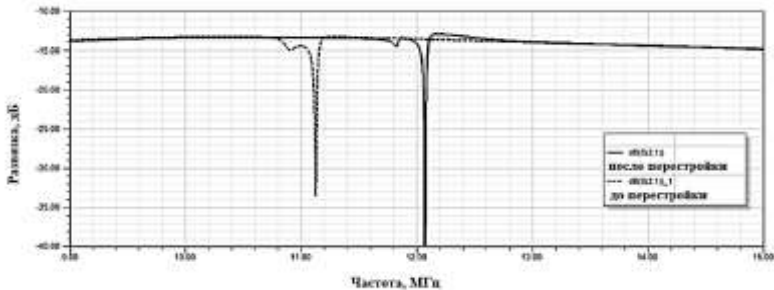


Рис. 4. Графики зависимости развязки между АЭ до перестройки (пунктир) и после нее (сплошная)

Анализ графиков на рис. 4 показывает эффективное повышение изоляции АЭ системы из двух ШВИ и высокоимпедансной преграды при частотной перестройке её резонаторов по рабочему диапазону (дополнительное увеличение изоляции составляет не менее 20 дБ). Как показывает электродинамический анализ системы ШВИ без высокоимпедансной преграды, изоляция на уровне 30 дБ может быть достигнута при разнесении излучателей друг от друга на расстояние 35 метров (обеспечение такой же изоляции на расстоянии 9 метров свидетельствует о действенности предлагаемого метода).

Обсуждение результатов

Вообще говоря, могут быть достигнуты и более широкие полосы заграждения для высокоимпедансных преград за счет изменения взаимных связей и добротности их резонаторов. Это упростит систему перестройки и усложнит саму структуру преграды, но реализация широкополосных антенных решеток полноразмерных АЭ с перекрытием, близким к трём и более, без привлечения перестраиваемых резонаторов не представляется возможным.

Попытка альтернативного решения задачи введением фидерной цепи с аналогично перестраиваемыми резонансными шунтами (описанная в [3]) обеспечивает согласование подобных систем по входу, но загружает (за счет отраженной мощности) весь остальной тракт между АЭ и местом включения шунта. Аналогично тому, как в системе «излучатель – АнСУ – фидер» включение АнСУ после фидера, а не непосредственно после излучателя хотя и обеспечивает согласование системы с последующим ВЧ трактом, но не устраняет неоднородности импеданса «фидер – излучатель», работает неэффективно и перегружает фидер (за счет отраженной мощности).

Предлагаемый же способ решает задачу «в месте возникновения проблемы» – на уровне антенной решетки, а не на уровне фидерных цепей, что позволяет рекомендовать его для натурной апробации и дальнейшего развития.

Выводы и заключение

Таким образом, предложенный способ увеличения изоляции между полноразмерными АЭ решетки позволяет размещать АЭ ближе друг к другу без ухудшения характеристик решетки в целом для обеспечения наибольшей широкополосности антенной системы (расширение рабочего диапазона в область высоких частот).

Полученные с помощью предлагаемого метода введения перестраиваемой высокоимпедансной преграды уровни развязки между полноразмерными АЭ (размером 8 метров – $0,16\lambda_n$), находящимися на удалении $0,18\lambda_n$ (9 метров), соответствуют уровням развязки в системе тех же АЭ, разнесенных друг от друга на расстояние $0,7\lambda_n$ (35 метров), построенной без применения метода. То есть предложенный метод позволяет сближать АЭ решетки более чем в 3 раза без ухудшения степени изоляции между ними. Это, в свою очередь, позволяет равновелико (более чем в три раза) расширять рабочий диапазон антенной системы в область высоких частот.

Следует отметить, что все анализы результатов, выводы и заключения по предлагаемому методу могут быть обобщены и перенесены на антенные системы любого частотного диапазона (СДВ, ПВ, КВ, УКВ и пр.).

Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН (номер госрегистрации проекта АААА-А19-119052890058-2).

ЛИТЕРАТУРА

[1] *Becker J., Filipovic D., Schantz H., Suh S.* Ultra-Wideband Antennas // International Journal of Antennas and Propagation (Hindawi Publishing Corporation) 2008, Article ID 731247, 2 pages, DOI: 10.1155/2008/731247.

[2] *Constantine A. Balanis.* Modern antenna handbook. Published by John Wiley & Sons, Inc., 2008.

[3] *Coetzee, Jacob & Yu, Yantao* (2008). Port decoupling for small arrays by means of an eigenmode feed network // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 56(6), pp. 1587–1593.

[4] *Костычев Ю. А., Понов Е. С.* Особенности построения всенаправленных антенных систем // Радиотехника, электроника и связь : сб. докл. V Междунар. науч.-техн. конф. Омск, 2019. С. 175–182.

[5] *Костычев Ю. А.* Особенности построения всенаправленных антенных систем // Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем : матер. VIII Всерос. науч.-техн. конф. Омск, 2020. С. 131–139.

[6] *Salman S., Psychoudakis D., Volakis J. L., Paulsen L. M. and West J. B.* Broadband bowtie-shaped current sheet antenna array // IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI). 2011, pp. 94–95, doi: 10.1109/APS.2011.5996647.

[7] *Chu L. J.* Physical Limitations of Omni-Directional Antennas // Journal of Applied Physics. 19(12):1163–1175, January 1949.

[8] *Yang F. and Rahmat-Samii Y.* Microstrip Antennas Integrated with Electromagnetic Band-Gap (EBG) Structures: A Low Mutual Coupling Design for Array Applications // IEEE Trans. Antennas Propag. 2003. vol. 51, no. 10, pp. 2936–2946.

[9] *Азарх С. Х.* Конденсаторы переменной емкости. М.-Л. : Энергия, 1965. 328 с.

Костычев Юрий Александрович, инженер Института радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН, radioseminar@радиосеминар.рф.

Ю. А. Костычев

**ПОСТРОЕНИЕ ФАЗОВЫХ КОРРЕКТОРОВ
ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ АПЕРИОДИЧЕСКИХ АНТЕНН
ПОВЫШЕННОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ, ВЫПОЛНЕННЫХ
С ЗАМЕЩЕНИЕМ ОКОНЕЧНЫХ НАГРУЗОК
ПРИЗЕМНЫМИ АНТЕННЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ**

Рассмотрены апериодические антенны повышенной эффективности, выполненные с замещением оконечных нагрузок вторичными приземными антенными элементами. Отличительной особенностью конструкции антенн является введение в конструкцию излучателя фазового корректора. Проведен анализ и выработаны рекомендации выбора схемотехнических решений построения фазового корректора, обеспечивающего наибольшую эффективность рассматриваемого метода.

Ключевые слова: *антенно-фидерные устройства, коэффициент усиления, апериодическая антенна, фазовый корректор.*

Многие радиолинии ДКМВ диапазона оснащены низко-расположенными апериодическими антеннами с оконечными резистивными нагрузками (антеннами бегущей волны – АБВ) по причине простоты конструкции, широкополосности и небольших установочных размеров (относительно наибольшей длины волны рабочего диапазона) [1]. АБВ представляет собой систему токонесущих проводников, размещенных на некоторой высоте над землей и нагруженных на сопротивление, равное волновому сопротивлению излучателя [2].

Недостатком АБВ является снижение эффективности и направленности со снижением рабочей частоты ввиду возрастающей доли рассеиваемой мощности полезного сигнала в сопротивлении оконечных нагрузок (ОН) [1–3].

В [4–7] предложены и проанализированы способы повышения эффективности АБВ в низкочастотной области рабочего диапазона. Как наиболее эффективный и универсальный (подходящий как электрически малым, так и полноразмерным АБВ) отмечен метод замещения ОН вторичными приземными антенными элементами (АЭ). Также показано, что целесообразным

является введение фазовых корректоров в конструкцию излучателя АБВ (первичного АЭ) для обеспечения когерентного сложения в пространстве мощностей, излученных вторичными и первичными АЭ.

Цель настоящего доклада – проанализировать схемотехнические решения и сформулировать рекомендации по построению фазовых корректоров, вводимых для повышения эффективности в конструкцию излучателей АБВ с замещенными ОН вторичными призмными АЭ.

С ростом частоты увеличивается эффективность первичного АЭ, следовательно, падает доля мощности, доводимая до вторичного АЭ, соответственно снижается влияние (как положительное при когерентном сложении мощностей от АЭ, так и отрицательное) вторичного АЭ на эффективность АБВ. Поэтому целесообразным является максимизация фазового сдвига корректора, введенного в конструкцию излучателя, для смещения в область высоких частот негативного эффекта сложения в пространстве мощностей, излученных первичным и вторичным АЭ.

Фазовый набег вдоль участка излучателя длиной d на частоте f определен погонными параметрами линии «излучатель АБВ – подстилающая поверхность» как $-2\pi f\sqrt{LC}d$, где L и C – погонные индуктивность и емкость соответственно [8]. С учетом представления участка излучателя как длинной линии с соответствующей эквивалентной схемой для компенсации отрицательного фазового набега вдоль первичного АЭ предлагается использовать фазовый корректор, построенный как ФВЧ.

Очевидно, что введенный фазовый корректор должен сохранять высокий уровень согласования АБВ с фидерным трактом, поэтому элементы корректора, построенного как ФВЧ, работающий в тракте с волновым сопротивлением излучателя АБВ, следует выбирать не только исходя из максимизации фазового сдвига, но и для обеспечения заданного коэффициента отражения (уровня пульсаций АЧХ).

Типичные ФЧХ корректоров (построенных как ФВЧ 2-го и 3-го порядка с одинаковыми частотами среза) и частотная зависимость фазового набега вдоль излучателя длиной 7 метров для области низких частот ДКМВ диапазона приведены на рис.1.

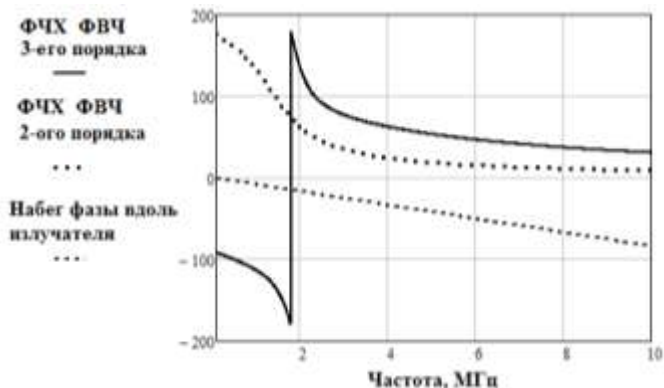


Рис. 1. Графики частотных зависимостей фазового набега вдоль излучателя (пунктирная линия) и ФЧХ ФВЧ 2-го и 3-го порядка (линия точек и сплошная линия соответственно).

Известно [9], что передаточная функция любого линейного фильтра на сосредоточенных элементах может быть представлена как частное полиномов, степень которых определена порядком фильтра. Полином числителя определяет частотные положения нулей, а полином знаменателя — полюсов передаточной функции. Для компенсации фазового набега вдоль излучателя ФЧХ фазового корректора должна быть положительной, поэтому корректор должен быть построен так, чтобы полюсы передаточной функции оказались бы выведены из рабочего диапазона (см. на рис. 1 ФЧХ ФВЧ 3-го порядка).

Также в [9] показан рост затухания, вносимого ФВЧ с ростом его порядка, таким образом, количество корректоров и их порядок должны быть определены из общей длины излучателя АБВ и допустимого для сохранения эффективности метода вносимого ими затухания. Примеры реализации корректоров как ФВЧ 2-го (с элементами $L_1 = 40$ мкГн и $C_1 = 260$ пФ) и 3-го порядков (с элементами $L_1 = 28$ мкГн и $C_1 = C_2 = 140$ пФ) приведены на рис. 2 и 3.

Анализ данных рисунков показывает, что при одинаковых частотах среза и уровнях согласования наибольшим фазовым сдвигом обладает ФВЧ большего порядка и позволяет переместить негативный эффект некогерентного сложения мощностей,

излученных первичным и вторичным АЭ, выше по частоте при сохранении эффективного сложения в пространстве мощностей в оставшейся низкочастотной области рабочего диапазона.

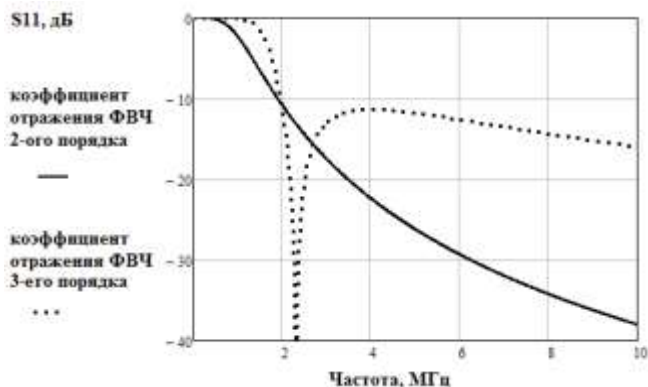


Рис. 2. Частотная зависимость коэффициентов отражения (в тракте с волновым сопротивлением излучателя) фазовых корректоров, построенных как ФВЧ 2-го и 3-го порядка, с одной частотой среза (2 МГц)

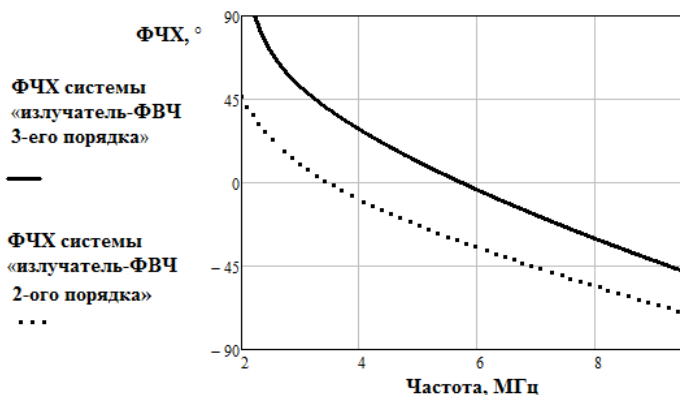


Рис. 3. Частотная зависимость результирующего фазового сдвига между первичным и вторичным АЭ (ФЧХ излучателя и фазового корректора) для фазовых корректоров, построенных как ФВЧ 2-го и 3-го порядка, с одной частотой среза (2 МГц)

По итогам рассмотрения предложенных схемотехнических решений по построению фазовых корректоров на базе ФВЧ, введенных в излучатель АБВ с замещенной ОН вторичным приземным АЭ, можно сформулировать следующие рекомендации.

1. Частота среза, полюсы передаточной функции ФВЧ должны быть выведены из рабочего диапазона корректора, а уровень согласования ФВЧ должен не ухудшать общего согласования АБВ с фидерным трактом.

2. Следует выбирать как можно больший порядок ФВЧ для обеспечения максимального фазового сдвига в рабочем диапазоне корректора.

3. Построение фазового корректора как ФВЧ выше 5-го порядка нецелесообразно ввиду возрастающего затухания и попадания полюсов в рабочий диапазон корректора.

Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН (номер госрегистрации проекта АААА-А19-119052890058-2).

ЛИТЕРАТУРА

[1] *Неганов В. А., Табаков Д. П., Яровой Г. П.* Современная теория и практические применения антенн / предисловие академика Ю. В. Гуляева, под ред. В. А. Неганова. М. : Радиотехника, 2009. 720 с.

[2] *Лавров Г. А., Князев А. С.* Приземные и подземные антенны. М. : Сов. радио, 1965. 472 с.

[3] *Айзенберг Г. З. и др.* Коротковолновые антенны, под ред Г. З. Айзенберга. 2-е перераб. и доп. М. : Радио и связь, 1985. 536 с.

[4] Метод повышения эффективности аperiодических антенн с оконечными нагрузками // Техника радиосвязи. 2017. Выпуск 3 (34).

[5] *Костычов Ю. А., Майненгер К. А.* Метод повышения эффективности передающих аperiодических антенн замещением оконечных нагрузок приземными антеннами // Техника радиосвязи. 2018. № 2 (37). С. 47–54.

[6] *Костычов Ю. А.* Метод повышения эффективности аperiодических антенн диапазона ДКМВ путем введения в их конструкцию вторичных приземных антенных элементов и фазовых корректоров // Радиофизика, фотоника и исследование свойств вещества : тезисы докладов I Российской научной конференции . Омск, 2020. с. 32–33. URL:

<http://oniip.ru/nauka/i-rossiyskaya-nauchnaya-konferentsiya-radiofizika-fotonika-i-issledovanie-svoystv-veshchestva/title.php>.

[7] *Костычев Ю. А., Попов Е. С.* Повышение эффективности аperiodических антенн путем замещения оконечных нагрузок приземными антенными элементами и введения в конструкцию активных или пассивных фазовых корректоров // Радиотехника, электроника и связь : тезисы докладов VI Международной научно-технической конференции. Омск, 2021. С. 129–131. URL: <http://oniip.ru/nauka/v-mezhdunarodnaya-nauchno-tehnicheskaya-konferentsiya-radiotekhnika-elektronika-i-svyaz/sbornik-tezisov-reis-2021.php>.

[8] Modern antenna handbook / edited by Constantine A. Balanis. 4th Published by John Wiley & Sons, Inc., 1938.

[9] *Ханзел Г.* Справочник по расчету фильтров / под ред. А. Е. Знаменского. М. : Сов. радио, 1974. 288 с.

Костычев Юрий Александрович, инженер Института радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН, radioseminar@радиосеминар.рф.

О. Н. Максимов

ПРИМЕНЕНИЕ ДВУБИНАРНЫХ СИГНАЛОВ В ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Двубинарные сигналы имеют преимущества перед бинарными сигналами, так как межсимвольная интерференция позволяет повысить скорость передачи информации, не увеличивая ширину полосы частот канала связи. В докладе рассказано о двубинарных и бинарных сигналах: их формировании, способах детектирования, зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум. Выполнено сравнение этих сигналов друг с другом.

Ключевые слова: *оптические системы связи, двубинарные сигналы, сравнение бинарных и двубинарных сигналов, интерферометр Маха-Цендера, зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум.*

Тема работы актуальна, потому что волоконно-оптическая связь имеет много преимуществ по сравнению с традиционными видами связи и быстро развивается в настоящее время. Скорость передачи информации по волоконно-оптическим системам связи в настоящее время достигает 40 Гбит/с и более.

Двубинарные сигналы – сигналы с контролируемой межсимвольной интерференцией. Введение межсимвольной интерференции позволяет повысить скорость передачи информации, не увеличивая ширину полосы частот канала связи. В оптических системах связи это дает возможность уменьшить искажение сигнала вследствие дисперсии.

Цель работы: исследовать свойства двубинарных сигналов. Для достижения этой цели нужно решить следующие задачи:

- 1) изучить литературу, посвященную применению двубинарных сигналов в волоконно-оптических системах связи;
- 2) вычислить спектральные плотности энергии, глазковые диаграммы и зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для двубинарных сигналов.

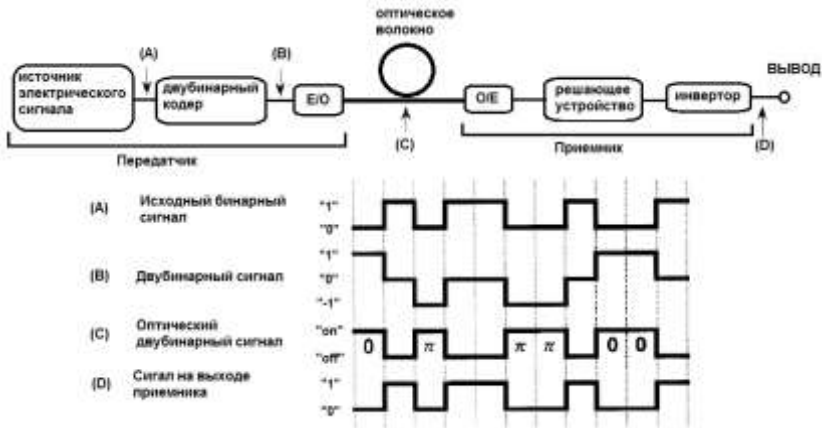


Рис. 1. Принципиальная схема оптической системы связи, использующей двубинарные сигналы

На рис. 1 приведена схема оптической системы связи, использующей двубинарные сигналы. Она состоит из источника электрического сигнала, двубинарного кодера, преобразователя электрического сигнала в оптический (E/O), оптического волокна, преобразователя оптического сигнала в электрический (O/E), решающего устройства и инвертора, заменяющего единицу на нуль, а нуль на единицу.

На этом рисунке приведен также график исходного бинарного сигнала (A). Такие сигналы называются также NRZ-сигналами (сигналы без возвращения к нулю). Двубинарное кодирование состоит из двух шагов. Иллюстрация этого процесса приведена в таблице. Первый шаг – предварительное кодирование: бинарная последовательность $\{x_k\}$ заменяется другой бинарной последовательностью $\{w_k\}$, элементы которой рассчитываются по формуле

$$w_k = x_k \oplus w_{k-1}, \quad (1)$$

где \oplus означает суммирование по модулю 2. Первый член последовательности $\{w_k\}$ произволен. Предварительное кодирование позволяет избежать распространения ошибок.

Второй шаг – предварительно кодированная последовательность преобразуется в последовательность $\{b_k\}$:

$$b_k = w_k + w_{k-1}. \quad (2)$$

Затем выполняется сдвиг на единицу:

$$|c_k| = b_k - 1. \quad (3)$$

График двубинарного сигнала (В) приведен на рис. 1.

В преобразователе, которым может быть интерферометр типа Маха-Цендера, нули электрического сигнала преобразуются в нули оптического сигнала, единицы и минус единицы – в оптические сигналы с максимальной амплитудой. Сигналы, соответствующие единице и минус единице, отличаются по фазе на π (см. график (С) на рис. 1).

В приемнике оптический сигнал с помощью фотодиода преобразуется в электрический. При отсутствии шума нули оптического сигнала преобразуются в нули электрического сигнала, единицы оптического сигнала – в единицы оптического сигнала. Для того чтобы получить переданный бинарный сигнал, электрический сигнал нужно инвертировать, то есть нули заменить на единицы, а единицы на нули (см. график (D) на рис. 1).

Процесс двубинарного кодирования и декодирования

Входная последовательность	x_k		0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1
Предварительное кодирование	w_k	1	1	0	0	1	0	0	0	1	1	1	0
Бинарное кодирование	b_k		2	1	0	1	1	0	0	1	2	2	1
Смещение	c_k		1	0	-1	0	0	-1	-1	0	1	1	0
Декодирование	$ c_k $		1	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0
Инвертирование	x_k^1		0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1

На рис. 2 приведен график спектральной плотности энергии двубинарного сигнала. Для сравнения на рис. 3 показан график спектральной плотности энергии бинарного сигнала. Центральные максимумы в спектре двубинарного сигнала в 2 раза

уже, чем в спектре NRZ-сигнала. Кроме того, отсутствует пик на несущей частоте, что связано с тем, что в двубинарной последовательности присутствуют как положительные, так и отрицательные элементы.

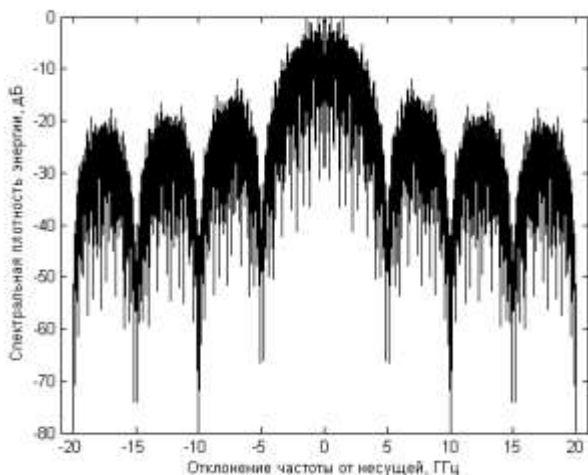


Рис. 2. Спектральная плотность энергии двубинарного сигнала

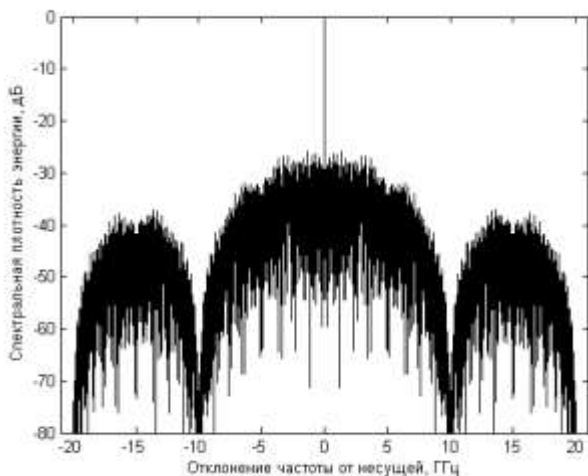


Рис. 3. Спектральная плотность энергии бинарного сигнала

Уменьшение ширины центрального пика приводит к тому, что искажение двубинарных сигналов вследствие хроматической дисперсии меньше, чем искажение NRZ-сигналов. Отсутствует пик на несущей, энергия приблизительно равномерно распределена по частотам, расположенным в пределах центрального пика, то есть нет в сигнале компоненты с очень высокой энергией. Это приводит к уменьшению комбинационного рассеяния и вынужденного рассеяния Бриллюэна.

На рис. 4 приведена глазковая диаграмма двубинарного сигнала.

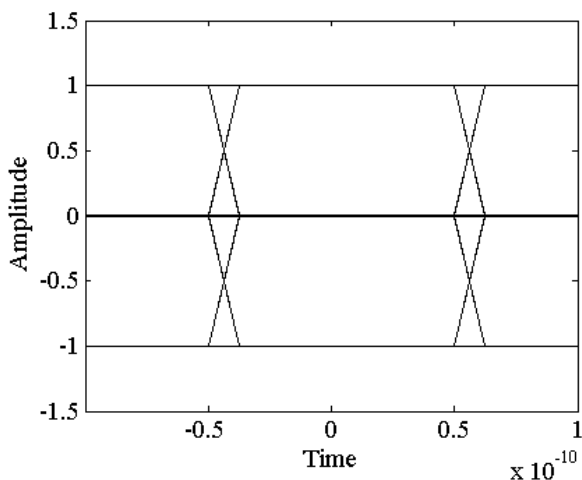


Рис. 4. Глазковая диаграмма двубинарного сигнала

Можно показать, что вероятность ошибки при детектировании двубинарного сигнала зависит от отношения сигнал/шум по закону:

$$p_e = \frac{3}{4} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\left(\frac{\pi}{4} \right)^2 \frac{E_b}{N_0}} \right), \quad (4)$$

где $\operatorname{erfc}(x)$ – дополнительная функция ошибок.

Выполнено моделирование генерации и детектирования двубинарных сигналов. Число передаваемых битов принималось

равным 4096. Результаты расчета приведены на рис. 5. Сплошная кривая – график функции (4). Результаты, полученные с помощью моделирования, отмечены кружками.

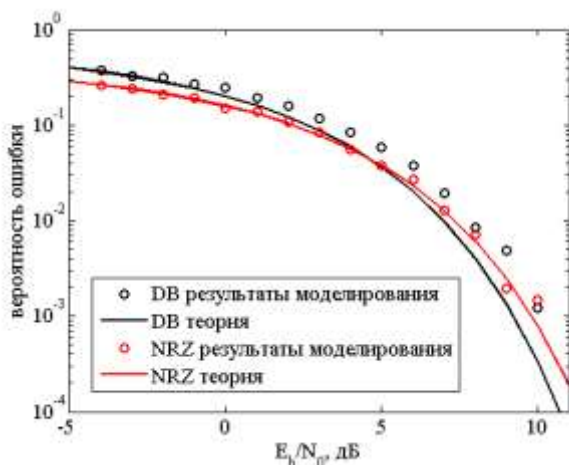


Рис. 5. Зависимость вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для двубинарного и NRZ-сигналов

Для сравнения на этом рисунке приведены результаты для NRZ-сигнала. Результаты мало отличаются друг от друга, но хроматическая дисперсия не учитывалась.

В дальнейшем предполагается исследовать, как на надежность системы связи, использующей двубинарные сигналы, влияет хроматическая дисперсия.

В ходе выполнения работы:

- 1) изучена литература, посвященная применению двубинарных сигналов в волоконно-оптических системах связи;
- 2) вычислены спектральные плотности энергии, глазковые диаграммы и зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для двубинарных сигналов;
- 3) выполнено сравнение полученных результатов с результатами для NRZ-сигналов.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Keang-Po Ho*. Phase-modulated optical communication systems / Institute of Communication Engineering and Department of Electrical Engineering National Taiwan University, Taipei 106, Taiwan, 2005. 430 p.
- [2] *Zhang S*. Advanced Optical Modulation Formats in High-speed Lightwave System. Thesis (M.S.) 1. University of Kansas, Electrical Engineering and Computer Science, 2004. 85 p.
- [3] *Скляр Б*. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр. : пер. с англ. М. : Вильямс, 2003. 1104 с.
- [4] *Гауэр Дж*. Оптические системы связи : пер. с англ. М. : Радио и связь, 1989. 504 с.
- [5] *Kazushige Yonenaga and Shigeru Kuwano*. Dispersion-Tolerant Optical Transmission System Using Duobinary Transmitter and Binary Receiver // Journal of lightwave technology. Vol. 15, no. 8, August 1997.
- [6] *Kaiser W., Wuth T., Wichers M. and Rosenkranz W*. A simple system upgrade from binary to duobinary. University of Kiel, Chair for Communications, Kaiserstr. 2, 24143 Kiel, Germany.
- [7] *Азравал Г*. Нелинейная волоконная оптика. М. : Мир, 1996. 323 с.
- [8] *Yutaka Miyamoto, Akira Hirano, Shoichiro Kuwahara, Masahito Tomizawa, Yasuhiko Tada*. Novel Modulation and Detection for Bandwidth-Reduced RZ Formats Using Duobinary-Mode Splitting in Wideband PSK/ASK Conversion // Journal of lightwave technology. Vol. 20, no. 12, December 2002.

Максимов Олег Николаевич, студент Омского государственного университета им. Ф.М. Достоевского, oleg_maksimov88@mail.ru.

К. В. Немчанов

ВЛИЯНИЕ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ НА НАПРАВЛЕННЫЕ СВОЙСТВА АНТЕНН

Изучены модели полуволнового вибратора и диполя Герца, размещенные над подстилающей поверхностью. Представлен обзор программных пакетов, предназначенных для моделирования антенн ДКМВ диапазона. Выполнено моделирование с учетом влияния подстилающей поверхности, а также сезонной изменчивости диэлектрических характеристик почвы Арктического региона. Проведено сравнение полученных результатов с известными данными.

Ключевые слова: антенна, ДКМВ, моделирование, подстилающая поверхность, комплексная диэлектрическая проницаемость.

Введение

При разработке комплексов радиосвязи традиционными являются задачи по увеличению скорости передачи информации (пропускной способности), охвата территории, мобильности. В зависимости от приоритета решаемой задачи используют технологии спутниковой, волоконно-оптической, коротковолновой (КВ) связи. Пропускная способность канала связи в КВ зоне волн невелика, однако её применение оправдано при организации систем передачи данных на большие расстояния. Использование современных технологий обработки информации позволяет значительно повысить надежность КВ связи. Эти факты определяют привлекательность данного вида связи при освоении Арктической зоны и районов севера Сибири, что на данный момент является одной из ключевых задач развития современной экономики.

Размеры передающих и приемных антенн КВ диапазона могут достигать десятков и сотен метров. Антенные устройства КВ связи располагаются, как правило, на небольшой, относительно длины волны, высоте над поверхностью земли, а некоторые конструкции антенн размещаются непосредственно на поверхности. При таком расположении антенн подстилающая поверхность оказывает заметное влияние на направленные ха-

рактические излучающих систем. Радиофизические характеристики подстилающей поверхности (обычно почвы) в основном определяются объёмным содержанием и состоянием почвенной влаги, а также гранулометрическим составом. Объёмная влажность почв может существенно изменяться в процессе выпадения осадков, инфильтрации влаги и её испарения. Кроме того, радиофизические характеристики почв существенно изменяются при её замерзании. Эти факты обуславливают актуальность исследований влияния подстилающей поверхности, находящейся в разных физических состояниях, на направленные характеристики излучающих систем. Несмотря на то что общие вопросы влияния подстилающей поверхности на процесс излучения радиоволн элементарным излучателем рассмотрены в пионерских работах, опубликованных в начале 20-го века, оценка влияния подстилающей поверхности с конкретными значениями комплексной диэлектрической проницаемости (КДП) до сих пор представляет определённый научный интерес.

Цель данного исследования заключается в оценке влияния подстилающей поверхности при разных значениях КДП на направленные свойства элементарного излучателя.

Обзор программных пакетов

Для моделирования антенн существует большой перечень программных пакетов, однако если необходимо учесть влияние подстилающей поверхности, список программ становится меньше.

MMANA-GAL – это программа для расчета и анализа любых антенн, которые можно представить как произвольный набор тонких проводов. За основу взят расчет методом моментов [1].

ANSYS HFSS – это программное обеспечение для трехмерного электромагнитного моделирования, предназначенное для проектирования и моделирования высокочастотных электронных изделий, таких как антенны, антенные решетки, фильтры и др. HFSS использует высокоточный метод конечных элементов (FEM), метод моментов (MoM) [2].

Пакет CST STUDIO SUITE представляет собой набор инструментов для проектирования, моделирования и оптимизации трехмерных электромагнитных систем. Он включает вычислите-

ли для решения задач, перекрывающих весь спектр электромагнитных излучений [3].

Пакет COMSOL Multiphysics по сути является инструментом пакета MATLAB и работает под его управлением, т.е. все возможности программирования, доступные в MATLAB, могут быть использованы и в COMSOL Multiphysics, например при обработке результатов расчета [4].

Feeko – это комплексное программное обеспечение для вычислительной электромагнетики (СЕМ), широко используемое в телекоммуникационной, автомобильной, аэрокосмической и оборонной промышленности [5].

В данной работе моделирование направленных характеристик осуществлялось в свободно распространяемом программном пакете MMANA-GAL, в котором любая антенна представляется в виде совокупности тонких проводов конечной длины. Несмотря на простоту и даже некоторую примитивность, пакет MMANA-GAL по сравнению с коммерческими продуктами вполне пригоден для определения направленных характеристик простых с конструктивной точки зрения антенных систем. Метод моментов, реализованный в данном программном пакете, использует полные уравнения электромагнитного поля и решает их с высокой точностью. Для сравнения результатов, полученных в ходе моделирования, с теоретическими данными наилучшим способом будет использование хорошо известных систем, способных излучать радиоволны, относящиеся к ДКМВ диапозону. Моделирование направленных свойств будет проходить на примере симметричного полуволнового вертикального вибратора и диполя Герца для разных типов почвы и с разными частотами.

Оценка направленных характеристик симметричного полуволнового вибратора

Симметричный вибратор – это антенна в виде металлического провода или стержня, у которого в сечениях, симметричных относительно середины, продольные ВЧ токи равны по величине и имеют одинаковую фазу [6].

Для того, чтобы излучатель можно было считать симметричным вибратором, необходимо следующее: обе половины

вибратора по своим размерам и форме должны иметь зеркальную симметрию относительно плоскости, проходящей через середину вибратора перпендикулярно его оси; питающий двухпроводной фидер должен подключаться к разрыву вибратора, расположенному в его середине, сам фидер должен быть симметричным. Параметры вертикального вибратора: длина плеча 0,25 от длины волны, общая длина соответственно $L = 0,5\lambda$. Материал проводника: медь. Высота подвеса определена следующим соотношением $h/\lambda = 0,25; 0,5; 1$ относительно середины вибратора.

В процессе моделирования использовались данные о КДП, приведённые в [7]. Параметры модели, исследуемой в MMANA-GAL, приведены в таблице.

Параметры модели для разных типов почв

<i>Частота v, МГц</i>	<i>Влажность, %</i>	<i>Длина вибратора L, м</i>	<i>Диэлектрическая постоянная, ε</i>	<i>Проводимость G, мС/м</i>
Илистый суглинок				
5	10	30	4,8	12,8
5	30	30	16,7	30,9
20	10	7,5	4,8	12,8
20	30	7,5	16,7	30,9
Суглинок				
5	10	30	21,5	32
5	30	30	41,0	171
20	10	7,5	14,5	39
20	30	7,5	33,2	178

Отметим, что параметры для почвы типа «илистый суглинок» были рассчитаны по выражениям, приведённым в рекомендации МСЭ-R P.527-4 «Электрические характеристики земной поверхности» Международного союза электросвязи (МСЭ), а параметры для почвы типа «суглинок» экспериментально получены в лабораторных условиях.

Задав все необходимые параметры симметричного вертикального вибратора, мы получили следующий вид диаграмм направленности (ДН) для почвы типа «илистый суглинок» (см. рис. 1).

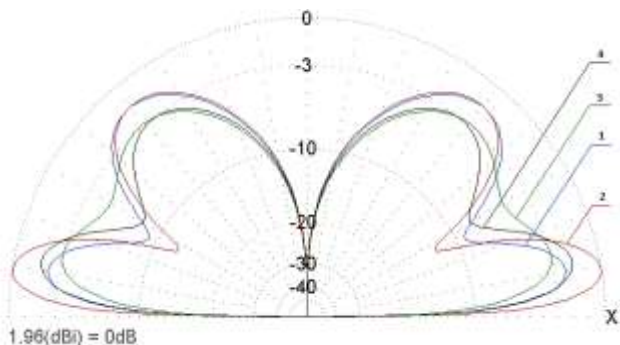


Рис. 1. ДН симметричного вертикального вибратора с высотой подвеса $0,5\lambda$ для почвы «илистый суглинок»:

1 – 5 МГц, влаж. 10 %; 2 – 5 МГц, влаж. 30 %;
3 – 20 МГц, влаж. 10 %; 4 – 20 МГц, влаж. 30 %

В горизонтальной плоскости данный вибратор имеет круговую ДН, и при изменении частоты и параметров почвы корректируются только значения коэффициента усиления (КУ). В вертикальной плоскости при повышении влажности заметно увеличивается выраженность лепестков.

Аналогичные результаты были получены для почвы типа «суглинок» (см. рис. 2)

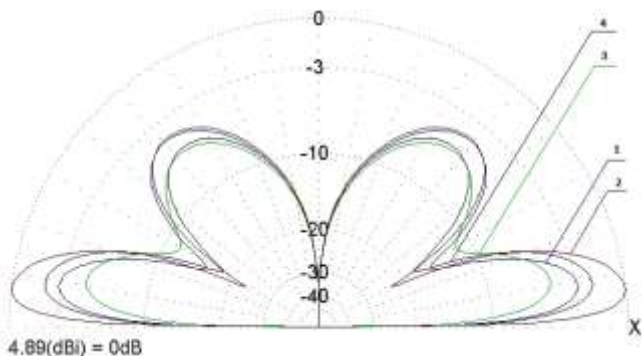


Рис. 2. ДН симметричного вертикального вибратора с высотой подвеса $0,5\lambda$ для почвы «суглинок»:

1 – 5 МГц, влаж. 10 %; 2 – 5 МГц, влаж. 30 %;
3 – 20 МГц, влаж. 10 %; 4 – 20 МГц, влаж. 30 %

Наблюдается еще большая выраженность главных лепестков ДН при увеличении влажности. Достаточно заметны различия в КУ главных лепестков. Также при увеличении процентного содержания влаги в почве наблюдается уменьшение КУ под углом места 30 градусов.

Исходя из результатов, можно утверждать, что вид ДН существенным образом зависит от КДП подстилающей поверхности. Для оценки достоверности полученных при моделировании результатов был проведён их сравнительный анализ с данными из открытой печати (рис. 3 и 4).

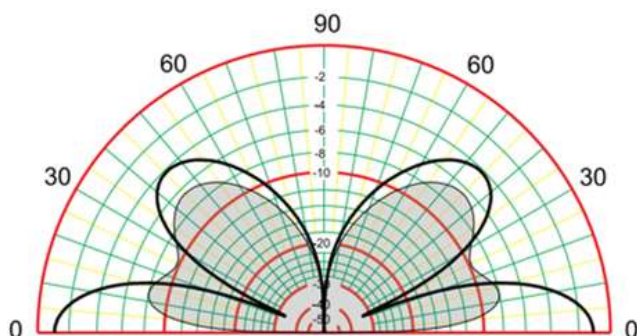


Рис. 3. ДН симметричного вертикального вибратора с частотой 14 МГц и высотой подвеса 0,5λ при параметрах почвы $\varepsilon = 13$; $G = 5$ мС/м [8]

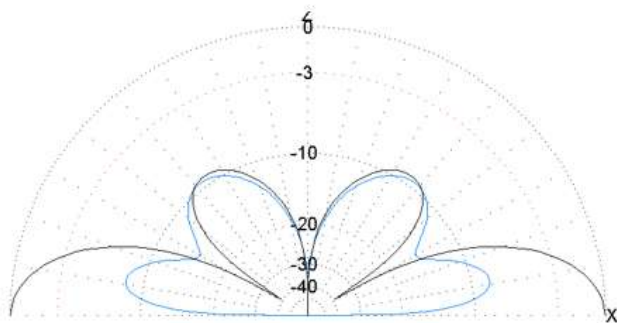


Рис. 4. ДН симметричного вертикального вибратора с частотой 20 МГц и высотой подвеса 0,5λ при параметрах почвы $\varepsilon = 14,5$; $G = 39$ мС/м

Анализируя приведённые данные, можно сделать вывод, что виды ДН, полученные в результате моделирования и рассчитанные теоретическим способом, являются схожими. Однако стоит отметить некоторые отличия в значениях КУ, что может быть объяснено отличиями как в значениях КДП (и проводимости, с ней связанной), используемых в процессе моделирования и расчёта, так и в методике расчетов.

Заключение

В результате проведённого моделирования было обнаружено заметное влияние подстилающей поверхности на ДН волнового вибратора. При этом вид ДН, полученный в результате моделирования, определялся не только влажностью почвы, но и её типом: КДП разных типов почв при одинаковой влажности могут заметно отличаться.

Можно утверждать, что для повышения эффективности разработки антенных систем необходимо использовать программные пакеты, позволяющие учитывать влияние подстилающей поверхности. Это обеспечит более точные расчеты направленных характеристик антенн, что позволит повысить эффективность проектируемых систем радиосвязи.

Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН (номер госрегистрации проекта АААА-А19-119052890058-2).

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Гончаренко И. В. Компьютерное моделирование антенн: Все о программе MMANA. М. : ИП РадиоСофт, Журнал «Радио», 2002. 80 с.
- [2] ANSYS : офиц. сайт. URL: <https://www.ansys.com> (дата обращения: 13.10.2019).
- [3] Eurointehc : Решения для производства электроники : офиц. сайт ООО «Евроинтех». URL: <http://eurointech.ru> (дата обращения: 13.10.2019).
- [4] COMSOL Multiphysics : офиц. сайт компании. URL: <http://www.comsol.ru> (дата обращения: 19.10.2019).
- [5] Altair Feko : офиц. сайт. URL: <http://www.feko.info> (дата обращения: 25.10.2019).

[6] *Кочержевский Г. Н., Ерохин Г. А., Козырев Н. Д.* Антенно-фидерные устройства. М. : Радио и связь, 1989. 352 с.

[7] *Кривальцевич С. В., Яценко А. С., Майненгер К. А., Кудрин О. И., Зубков М. П.* Влияние подстилающей поверхности на направленные характеристики антенн ДКМВ диапазона // Актуальные проблемы радиофизики : сб. тр. VIII Междунар. науч.-практ. конф., Томск, 1–4 октября 2019 г. Томск : ТГУ, 2019. С. 103–106.

[8] *R. Dean Straw.* N6BV // The ARRL Antenna book. The American Radio Relay League, April, USA, 1997, 700 p. (3–16 Chapter 3, The Effects of Ground).

Немчанов Кирилл Валентинович, инженер Института радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН, магистрант Омского государственного университета им. Ф.М. Достоевского, radioseminar@радиосеминар.рф.

М. О. Никитин

ОЦЕНКА НАПРАВЛЕННЫХ СВОЙСТВ ЭЛЕМЕНТАРНОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ РАЗНОСТЕЙ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

Приведены результаты реализации метода конечных разностей во временной области для численного решения задачи построения картины электромагнитного поля вокруг элементарного излучателя. Произведена оценка корректности полученных результатов. Полученные результаты использованы для оценки влияния состояния подстилающей поверхности на направленные характеристики элементарного излучателя.

Ключевые слова: *метод конечных разностей, элементарный излучатель, диаграмма направленности, подстилающая поверхность.*

Введение

Известно, что направленные свойства излучающих систем определяются состоянием среды, вблизи которой они расположены [1]. Экспериментальная оценка направленных свойств антенны осуществляется в безэховой камере. Однако вид полученной диаграммы направленности (ДН) будет соответствовать случаю нахождения излучающей системы в свободном пространстве. Для данного эксперимента следовало бы поместить полноразмерную антенну КВ диапазона в безэховую камеру, но поскольку данное действие мы совершить не можем, то используем моделирование [3]. Моделирование процесса излучения послужит логичной альтернативой натурному эксперименту.

Все методы основаны на решении уравнений Максвелла в интегральной или дифференциальной форме [2]. Основными из них являются проекционные, в которых решение проецируется на какой-либо удобный функциональный базис, и дискретизационные, т.е. область пространства разбивается на множество малых конечных областей [4]. Дадим краткую характеристику основным методам моделирования.

Для решения прикладной задачи распространения радиоволн вблизи границы раздела «воздух-подстилающая поверх-

ность» численными методами был выбран FDTD как наиболее простой в программной реализации и позволяющий моделировать взаимодействие радиоволн со всей толщей диэлектрика [9].

Описание методов численного моделирования

Метод моментов (ММ) использует «поверхностный» подход, где в качестве неизвестного выступает распределение плотности поверхностного тока на проводящих поверхностях системы. Метод не позволяет рассмотреть взаимодействие электромагнитной волны с внутренней областью объекта, что можно отнести к его недостаткам. Главное достоинство метода в том, что он работает быстрее других методов [1]. Он используется в программном пакете MMANA (компьютерное моделирование).

Метод Бубнова – Галёркина является частным случаем метода моментов. Такой метод широко применяется для решения краевых задач как для обыкновенных дифференциальных уравнений, так и для уравнений в частных производных. Метод используется в CST Studio.

Метод конечных элементов (FEM). В процессе решения задач пространство разбивается на совокупность (элементов) треугольников (на плоскости) или тетраэдров (в объёме). Решение задачи сводится, таким образом, к решению разреженных систем большого числа линейных матричных уравнений. Метод используется в HFSS и CST Studio [2].

Метод конечных разностей во временной области (FDTD – Finite Difference Time Domain) позволяет моделировать краевые эффекты и эффекты экранирования. Его недостатком можно считать то, что величина шага дискретизации должна быть намного меньше исследуемых длин волн [9]. Если потребуется найти поле на большом расстоянии от источника, то придется увеличить область для счета [2]. Одними из наиболее часто используемых в силу удовлетворительной поглощающей способности являются условия PML.

Методы по большей части проекционные [7]. Мы выбрали метод конечных разностей, потому что он единственный позво-

ляет просчитать направленные свойства для антенны, которая находится в двух средах [8].

Условия PML – идеально сочетающиеся слои. Дословно Perfectly Matched Layer переводится как «идеально согласованный (сочетающийся) слой». Условия PML впервые опубликованы в статье [6], они обладают низким коэффициентом отражения, а также практической независимостью от угла падения волны. К их недостаткам следует отнести значительно больший объем требуемой памяти, что приводит к снижению скорости вычислений [10].

Описание модели излучения радиоволн вблизи границы раздела двух диэлектриков. Для тестирования был выбран случай TE_z и TM_z волн, соответствующий случаю распространения радиоволн, испущенных горизонтально и вертикально расположенному диполю в направлении, перпендикулярном его оси. Разностная схема решения уравнений Максвелла в дифференциальном виде для случая TE_z приведена в выражениях (1–3) и пояснена на рис. 1а. Разностная схема решения уравнений Максвелла в дифференциальном виде для случая TM_z приведена в выражениях (4–6) и пояснена на рис. 1б.

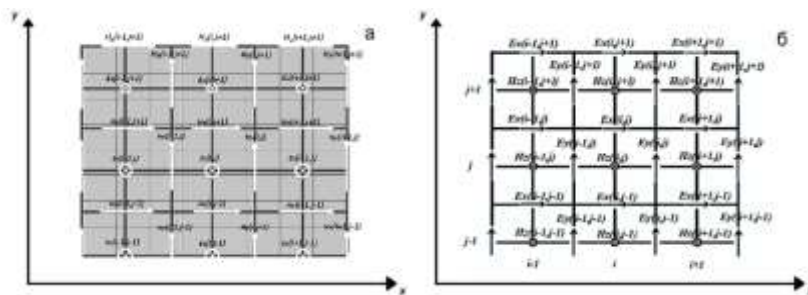


Рис. 1. Распределение компонентов поля для TE_z (а) и TM_z (б) волн [5]

$$E_z^{t+\Delta t}(i,j) = \frac{\varepsilon}{\varepsilon+\sigma t} \cdot E_z^t(i,j) + \frac{\varepsilon\Delta t}{(\varepsilon+\sigma t)\Delta x} (H_y^t(i,j) - H_y^t(i-1,j)) - \frac{\varepsilon\Delta t}{(\varepsilon+\sigma t)\Delta y} (H_x^t(i,j) - H_x^t(i,j-1)), \quad (1)$$

$$H_{x(i,j)}^{t+\Delta t} = H_{x(i,j)}^t + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta y} (E_{z(i,j+1)}^t - E_{z(i,j)}^t); \quad (2)$$

$$H_{y(i,j)}^{t+\Delta t} = H_{y(i,j)}^t + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta x} (E_{z(i+1,j)}^t - E_{z(i,j)}^t); \quad (3)$$

$$E_x^{t+\Delta t}(i, j) = \frac{2\varepsilon - \sigma\Delta t}{2\varepsilon + \sigma\Delta t} \cdot E_x^t(i, j) - \frac{2\Delta t}{(2\varepsilon + \sigma\Delta t)\Delta z} [H_y^t(i, j) - H_y^t(i, j - 1)], \quad (4)$$

$$E_z^{t+\Delta t}(i, j) = \frac{2\varepsilon - \sigma\Delta t}{2\varepsilon + \sigma\Delta t} \cdot E_z^t(i, j) + \frac{2\Delta t}{(2\varepsilon + \sigma\Delta t)\Delta x} [H_y^t(i, k) - H_y^t(i - 1, j)], \quad (5)$$

$$H_y^{t+\Delta t}(i, j) = H_y^t(i, j) + \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta x} [E_z^t(i, j) - E_z^t(i - 1, j)] - \frac{\Delta t}{\mu_0 \Delta z} [E_z^t(i, j) - E_z^t(i, j - 1)], \quad (6)$$

где E и H – напряженности электрического и магнитного полей, t – момент времени, Δt – шаг по времени, Δx и Δy – пространственные шаги по осям x и y ; ε – диэлектрическая проницаемость; i, j – порядковый номер ячейки решения по горизонтали и вертикали соответственно. Разностные отношения для ТМ_z волн аналогичны приведённым и могут быть получены перестановкой составляющих E и H в выражении (1–3). Диэлектрические характеристики подстилающей поверхности, вблизи которой располагался элементарный излучатель, приведены в таблице.

Диэлектрические характеристики подстилающей поверхности

Подстилающая поверхность	Замершее состояние		Влажное состояние	
	Действительная часть КДП	Проводимость, См/м	Действительная часть КДП	Проводимость, См/м
Глина	18	0,015	30	0,037
Песок	5	0,0008	22	0,025

Схематическое изображение расчётной области приведено на рис. 2.

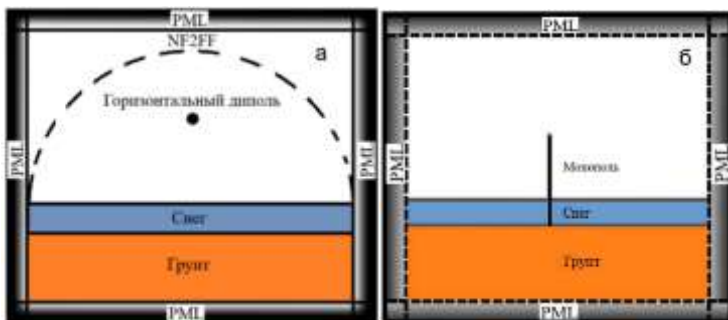


Рис. 2. Схематические изображения численных моделей горизонтального диполя (а) и монополя (б), расположенных вблизи подстилающей поверхности

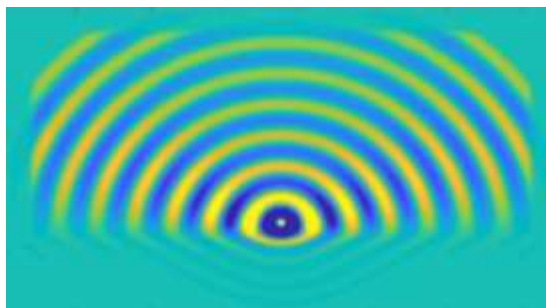


Рис. 3. Картина напряженности электрического поля вблизи горизонтального диполя

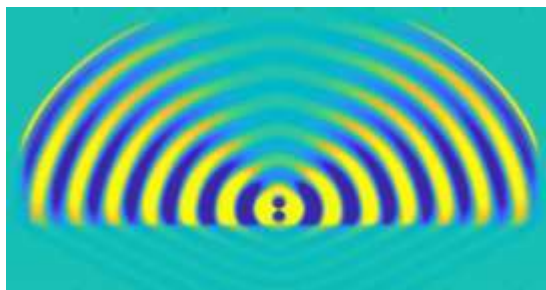


Рис. 4. Картина напряженности электрического поля вблизи вертикального диполя

Размер области моделирования составлял 7001 ячейку по горизонтали и 4001 – по вертикали, толщина слоя PML – 200 ячеек при размере каждой 5 см. Расчёт производился для частоты 10 МГц, число итераций – 28 000.

На рис. 3, 4 показана картина электромагнитного поля, восстановленная в результате численного моделирования. На качественно уровне она соответствует физическим процессам, протекающим вокруг излучающего диполя: изменяется направление вектора напряженности поля, меняется направление волнового фронта при переходе из одного диэлектрика в другой, отсутствует излучение в направлении оси вертикального диполя.

Результаты сравнения ДН при нахождении элементарного излучателя вблизи разных типов подстилающей поверхности

При исследовании влияния подстилающей поверхности на направленные характеристики монополя и полуволнового вибратора в качестве подстилающей поверхности выступала полубесконечная однородная изотропная среда со значениями комплексной диэлектрической проницаемости (КДП), соответствующей влажному песку и глине в талом и мёрзлом состоянии (см. табл.).

Вид ДН в относительных единицах (значения коэффициента усиления нормированы относительно максимального значения в талом состоянии) приведён на рис. 5, 6, из которых следует, что изменение КДП подстилающей поверхности оказывает заметное влияние на вид ДН.

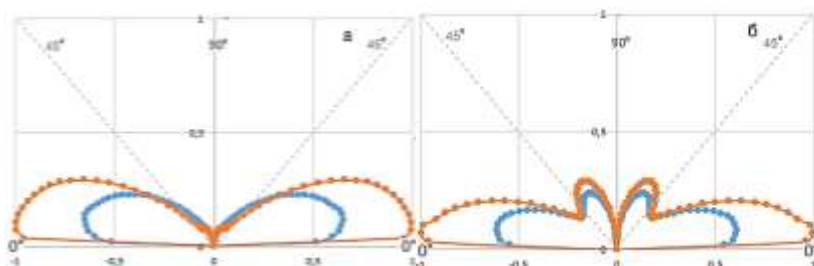


Рис. 5. ДН диполя (а) и монополя (б) в относительных единицах: подстилающая поверхность – глина; диаграмма отображает талое и замёрзшее состояние

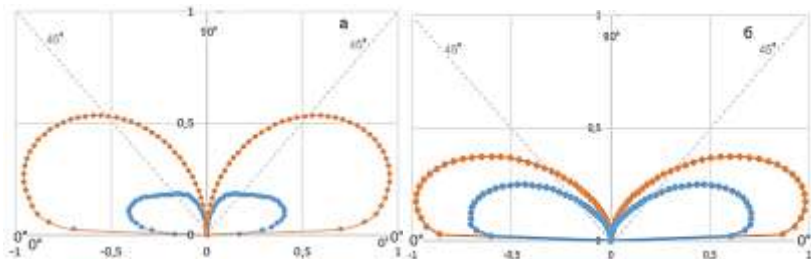


Рис. 6. ДН диполя (а) и монополя (б) в относительных единицах: подстилающая поверхность – песок; диаграмма отображает талое и замёрзшее состояние

Это можно объяснить следующим образом. Величина КДП определяет отражательные характеристики поверхности. Поскольку вид ДН определяется интерференцией волны непосредственно спущенной антенной и отраженной от подстилающей поверхности, то и при изменении КДП изменяется и вид ДН. При уменьшении КДП подстилающей поверхности в процессе замерзания уменьшаются значения коэффициента усиления, поскольку в этом случае заметная доля энергии поглощается подстилающей поверхностью, а не отражается от неё.

Заключение

В результате проведённых работ был создан программный продукт, позволяющий определять вид картины электромагнитного поля вокруг элементарных излучателей, расположенных вблизи подстилающей поверхности. Полученные результаты использовались для оценки направленных характеристик данных элементарных излучателей. Обнаружено, что изменение КДП, обусловленное фазовыми переходами воды, оказывает заметное влияние на направленные характеристики элементарных излучателей.

Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН (номер госрегистрации проекта АААА-А19-119052890058-2).

ЛИТЕРАТУРА

[1] *Гринев А. Ю., Гиголо А. И.* Математические основы и методы решения задач электродинамики. М. : Радиотехника, 2015. С. 143–174.

- [2] *Баскаков С. И.* Электродинамика и распространение радиоволн. М. : Высшая школа, 1992. С. 34–49, 327–338.
- [3] *Гринев А. Ю., Ильин Е. В.* Основы электродинамики с Matlab. М. : Логос, 2013. С. 160–167.
- [4] *Якубов В. П.* Электродинамика : учебное пособие / Томский государственный университет. Томск, 2006. 148 с.
- [5] *Karl S. Kunz, Raymond J. Luebbers.* The Finite difference time Domain Method for Electromagnetics. CRC Press, Boca Raton London, 1993. P. 29–42.
- [6] *Allen Taflove, Susan C. Hagness.* Computational ElectroDynamics: The Finite-difference Time-Domain Method. Second Edition. Artech House, Boston ; London, 2000.
- [7] *Калиткин Н. Н.* Численные методы / под ред. А. А. Самарского. М. : Глав. ред. физ.-мат. лит. «Наука», 1978. 512 с.
- [8] *Levent Sevgi.* Electromagnetic Modeling and Simulation. Istanbul Okan University, 2015.
- [9] *Бахвалов Н. С., Жидков Н.П., Кобельков Н. М.* Численные методы. БИНОМ Лаборатория знаний, 2008. 646 с.
- [10] *Григорьев А. Д.* Методы вычислительной электродинамики М. : ФИЗМАЛИТ, 2012. 432 с.
- [11] *Самарский А. А., Гулин А. В.* Численные методы. М. : Наука. Глав. ред. физ.-мат. лит., 1989. 430 с.
- [12] FDTD (Finite-Difference Time-Domain). URL: <http://fdtd.kintechlab.com/ru/fdtd> (дата обращения: 16.06.2021).
- [13] *Berenger J. P.* // Journal Of Computational Physics. 114, 185 (1994).
- [14] *Brown G. N., Lewis R. F. and Epstein J.* Ground Systems as a Factor in Antenna Efficiency // Proc. IRE. Jun 1937, vol. 25, iss. 6, pp. 753–787.
- [15] The ARRL Antenna Book for Radio Communications 24th Edition / The American Radio Relay League, Inc. Twenty-Fourth Edition/First Printing (October 2019).

Никитин Максим Олегович, инженер Институт радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН, магистрант Омского государственного университета им. Ф.М. Достоевского, radioseminar@радиосеминар.рф.

К. Н. Суслов

ОСОБЕННОСТИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ОРГАНИЧЕСКОГО ГРУНТА АРКТИЧЕСКОГО РЕГИОНА

Приведены результаты экспериментальных измерений комплексной диэлектрической проницаемости образца органической почвы Арктического региона в широком частотном и температурном диапазонах. Показано влияние температуры и влажности на вид диэлектрического спектра почв. Проведено сравнение данных о диэлектрической проницаемости, измеренных в лабораторных условиях, со значениями, рассчитанными по модели Добсона для песчаных и илесто-глинистых почв.

Ключевые слова: *радиофизические характеристики почв, комплексная диэлектрическая проницаемость.*

Введение

Реализация социально-экономических проектов, направленных на развитие удалённых и слабо освоенных территорий, предполагает решение ряда научно-технических задач. Одной из них является создание новых и совершенствование имеющихся сетей передачи данных. Решение этой задачи приобретает большую значимость при освоении приполярных регионов России – обширных, малозаселённых территорий с экстремальными климатическими условиями. Одной из тематик исследований, направленных на увеличение эффективности работы телекоммуникационных сетей в условиях Арктики, является учёт влияния подстилающей поверхности на характеристики излучающих систем. Влияние подстилающей поверхности на направленные характеристики антенн может быть оценено по известным значениям комплексной диэлектрической проницаемости (КДП).

Большая часть исследований, направленных на совершенствование известных и создание новых моделей КДП почв и грунтов, выполнена для частот выше 1 ГГц, что объясняется востребованностью данных о диэлектрической проницаемости почвы при обработке данных спутникового дистанционного зондирования. В результате статистического анализа большого

объёма экспериментальных данных была создана диэлектрическая модель влажных почв [1], которая используется в процессе дистанционной оценки влажности почв с помощью спутниковых микроволновых радиометров. Однако для диапазонов КВ и УКВ корректных моделей КДП влажных почв на данный момент не создано. По этой причине создание модели КДП почв, позволяющей рассчитать радиофизические характеристики подстилающей поверхности в широком диапазоне частот, представляет собой актуальную научную задачу.

Целью данного исследования являлось измерение спектров КДП грунта Арктического региона в широком частотном и температурном диапазоне.

Описание методики измерений КДП

Измерения КДП образца осуществлялись на базе лаборатории диэлькометрии и петрофизики при ОмГПУ с помощью разработанной сотрудниками оригинальной методики [2, 3]. В процессе измерений образец находился в одной ячейке, представляющей собой отрезок коаксиальной линии. В диапазоне частот 1 кГц – 1 МГц ячейка с исследуемым образцом подключалась к измерителю комплексного импеданса как цилиндрический конденсатор. В диапазоне частот 100 кГц – 100 МГц ячейка включается в разрыв центрального проводника отрезка линии большего сечения, а на частотах выше 100 МГц – как отрезок коаксиальной линии. Значения КДП в диапазоне частот 1 кГц – 1 МГц восстанавливались из значений комплексной проводимости, на частотах выше 1 МГц – из S-параметров матрицы рассеяния (комплексного коэффициента передачи и отражения). Данный способ измерения КДП в одной ячейке обеспечивает низкую погрешность во всем частотном диапазоне (1 кГц – 6000 МГц). Схематическое изображение экспериментальной установки приведено на рис. 1. Измерения КДП проводились для образца органической почвы, взятого на полуострове Таймыр вблизи г. Норильск. Температура образца составляла +25 °С и –10 °С.

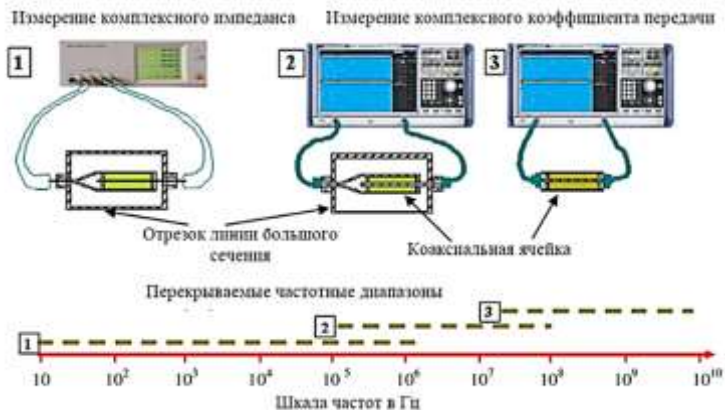


Рис. 1. Схематическое изображение экспериментальной установки для определения частотной зависимости КДП образца

Результаты измерений КДП

При падении температуры ниже $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ почвенная влага замерзает, её диэлектрическая проницаемость уменьшается, что приводит к падению КДП почвы во всём диапазоне частот. На рис. 2 показаны зависимости действительной и мнимой частей КДП почв, полученные экспериментально для органической почвы при двух температурах и указанной влажности.

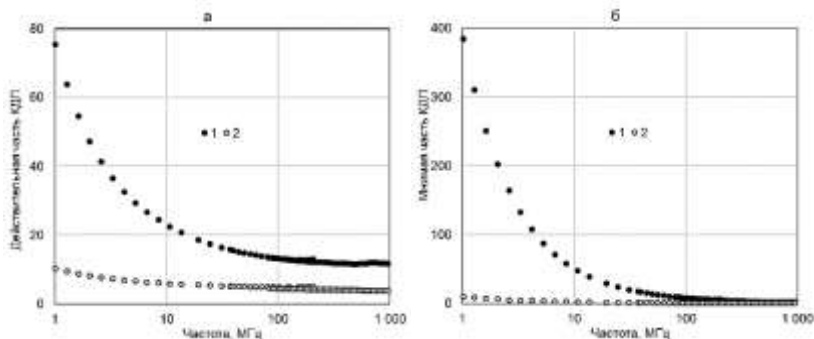


Рис. 2. Диэлектрические спектры почв при влажности $0,34\text{ см}^3/\text{см}^3$ и температуре $+25\text{ }^{\circ}\text{C}$ (1) и $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ (2)

С изменением объёмной доли воды КДП почв изменяется. На рис. 3 показаны зависимости действительной и мнимой частей КДП почв, полученные по экспериментальным результатам для органической почвы при двух влажностях и указанной температуре.

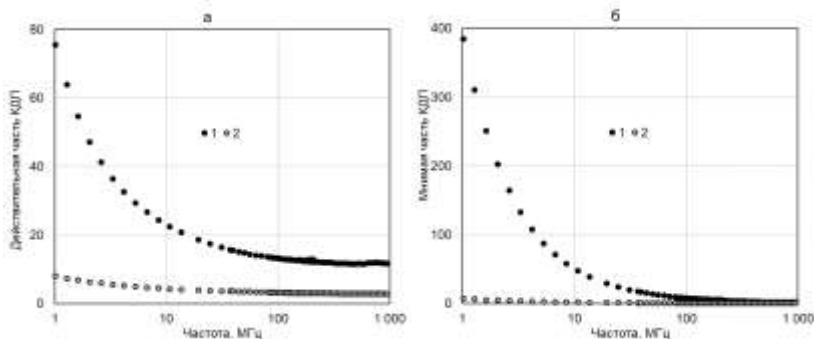


Рис. 3. Диэлектрические спектры почв при температуре +25 °С и влажности 0,34 см³/см³ (1) и 0,09 см³/см³ (2)

Общей тенденцией поведения значений КДП вне зависимости от температуры и влажности является рост диэлектрической проницаемости с уменьшением частоты. На частотах ниже 100 МГц этот эффект обусловлен межповерхностной поляризацией на границе вода – минерал. Для частот ниже 1 МГц наблюдается дальнейший рост значений действительной и мнимой частей КДП, что обусловлено низкочастотной релаксацией.

Сравнение данных о КДП органической почвы, полученных в результате лабораторных измерений и рассчитанных по модели Добсона [4] для супесчаных и суглинистых почв, показало их заметно отличие друг от друга. На рис. 4 показана зависимость действительной и мнимой частей КДП почв при частоте 3 МГц (а), (б); 10 МГц (в), (г); 30 МГц (д), (е) и температуре +1°С: 1 – экспериментальные результаты для органической почвы; 2 – расчёт по модели Добсона для песчаного суглинки, 3 – расчёт по модели Добсона для илистого суглинки.

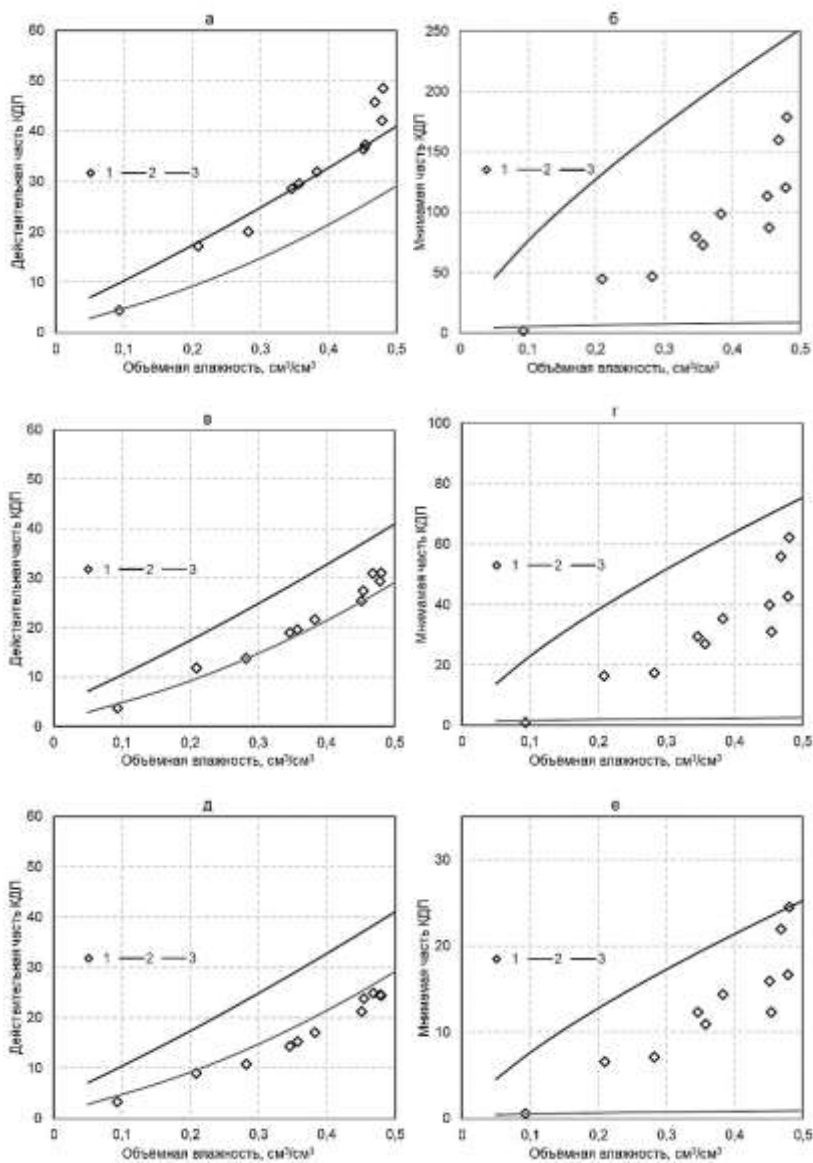


Рис. 4. Зависимость действительной (а), (в), (д) и мнимой (б), (г), (е) части КДП для разных видов почв

Отметим, что данные о КДП почв, найденные по модели, мало изменяются в диапазоне частот 3–30 МГц, а значения действительной и мнимой частей КДП, восстановленные из экспериментальных данных, изменяются в гораздо большей степени. Это свидетельствуют о непригодности использования модели Добсона для расчёта КДП влажных почв в КВ и УКВ диапазонах.

Заключение

Было обнаружено заметное отличие экспериментальных и модельных данных о КДП почв. Использование модели Добсона при расчёте КДП почв в КВ и УКВ диапазонах волн сопряжено с большими погрешностями. Необходимо проведение масштабных лабораторных исследований с целью накопления экспериментальных данных о диэлектрических характеристиках природных сред, которые впоследствии будут использованы для построения корректной модели КДП влажных почв на частотах КВ и УКВ диапазонов.

Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН (номер госрегистрации проекта АААА-А19-119052890058-2).

ЛИТЕРАТУРА

[1] *Mironov V. L., Kerr Y., Kosolapova L. G., Savin I. V., Muzalevskiy K. V.* A Temperature-Dependent Dielectric Model for Thawed and Frozen Organic Soil at 1,4 GHz // *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*. 2015. Vol. 8, no. 9, pp. 773–785.

[2] Пат. 2509315 Рос. Федерация, МПК G01R27/26, G01N22/04. Способ измерения комплексной диэлектрической проницаемости жидких и сыпучих веществ / Бобров П. П., Кондратьева (Родионова) О. В., Репин А. В. № 2012119574; заявл. 14.11.2013; опубл. 10.03.2014, Бюл. № 7. 15 с.

[3] *Bobrov P. P., Repin A. V., Rodionova O. V.* Wideband Frequency Domain Method of Soil Dielectric Property Measurements // *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.* 2015. Vol. 53, no. 5, pp. 2366–2372.

[4] Electrical characteristics of the surface of the Earth. URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.527-4-201706-1!!PDF-E.pdf.

Суслов Кирилл Николаевич, инженер ИРФЭ ОНЦ СО РАН, radioseminar@радиосеминар.рф.

Е. А. Сысолятин, В. Л. Хазан

МОДЕМ С ЧАСТОТНО-ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ДЛЯ АДАПТИВНЫХ КАНАЛОВ СВЯЗИ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА РАДИОВОЛН

Описывается модем, в хороших условиях повышающий пропускную способность канала связи без изменения скорости манипуляции и, соответственно, без расширения спектра сигнала за счет одновременной манипуляции несущего колебания как по частоте, так и по фазе. При этом если одновременно с частотной манипуляцией используется однократная относительная фазовая манипуляция, то пропускная способность канала связи увеличивается в два раза. А если одновременно с частотной манипуляцией используется двукратная относительная фазовая манипуляция, то пропускная способность канала связи увеличивается в три раза.

Ключевые слова: условия связи, адаптация, частотная манипуляция, относительная фазовая манипуляция, пропускная способность.

Каналы связи коротковолнового (декаметрового) диапазона радиоволн являются нестационарными, то есть являются каналами связи с переменными параметрами. Условия связи в такого рода каналах передачи сообщений постоянно меняются и оцениваются как «плохие», «средние» и «хорошие». В плохих и средних условиях связи более предпочтительным методом манипуляции является частотный метод, который по сравнению с фазовым методом менее чувствителен к доплеровскому рассеянию спектра сигнала, характерному для этих условий связи. В хороших условиях связи более предпочтительным методом манипуляции является метод относительной фазовой манипуляции, который в канале с аддитивным шумом имеет наиболее высокую помехоустойчивость. Так как во время сеансов связи качество канала непрерывно изменяется, то средства связи необходимо постоянно адаптировать к тем условиям связи, которые существуют в текущий момент времени.

Обычно если передача ведется методом частотной манипуляции, то при улучшении условий связи повышают либо ско-

рость манипуляции, либо переходят на многочастотную, например двойную частотную, манипуляцию, увеличивая как в том, так и в другом случае пропускную способность канала связи и, соответственно, расширяя полосу частот, которую занимает спектр передаваемого сигнала, что приводит к соответствующей потере помехоустойчивости.

Однако можно избежать расширения спектра частотно-манипулированного (ЧМ) сигнала при увеличении пропускной способности канала связи в хороших условиях в два или большее число раз без расширения полосы частот с минимальными потерями помехоустойчивости сигнала. Это происходит не за счет, например, повышения скорости манипуляции, а за счет организации одновременной манипуляции несущего колебания как по частоте, так и по фазе с сохранением ее скорости.

На рис. 1 приведена блок-схема модема с ЧМ сигналами. В отличие от амплитудной и фазовой манипуляции, частотная манипуляция занимает более широкую полосу частот при передаче сообщений с той же скоростью манипуляции.

Сущность сигналов ЧТ заключается в том, что для каждого значения элементов сообщения «1» или «0», передаваемых в тот или иной момент времени, выделяются соответствующие частоты: F_1 и F_0 [1].

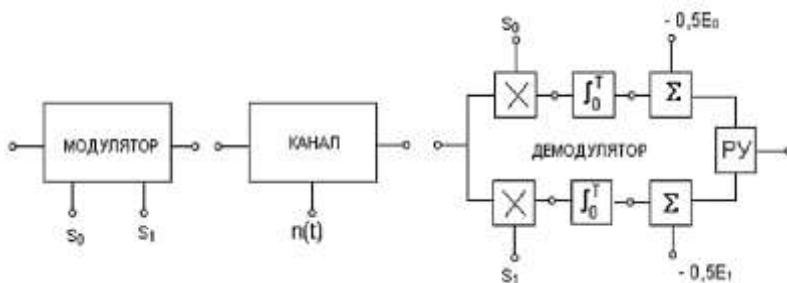


Рис. 1. Блок-схема модема с ЧМ

На рис. 2 приведена блок-схема модема с сигналами, манипулированными методом ОФМ [2].



Рис. 2. Блок-схема модема с ОФМ

В присутствии аддитивного шума однократная относительная фазовая манипуляция энергетически выигрывает у частотной манипуляции порядка 3 дБ по той причине, что для передачи сообщений использует в два раза менее широкую полосу частот. Суть относительной фазовой манипуляции заключается в том, что значение передаваемого символа сообщения («1» или «0») содержится в двух соседних, следующих друг за другом элементах. Если начальные фазы этих элементов одинаковые, то передается одно значение символа, а если начальные фазы разные, то передается другое значение символа.

Преимущество способа повышения пропускной способности канала связи с ЧМ сигналами за счет дополнительной относительной фазовой манипуляции [3] заключается в том, что при увеличении пропускной способности канала связи за счет дополнительной манипуляции поднесущих по фазе полоса частот не изменяется, а относительная фазовая манипуляция в хороших условиях связи превосходит по помехоустойчивости частотную. В итоге это не влечет за собой снижения помехоустойчивости канала при увеличении его пропускной способности за счет использования одновременно частотной и относительной фазовой манипуляции.

На рис. 3 изображена блок-схема модулятора сигнала с ЧМ-ОФМ для одновременной передачи по одному радиоканалу дискретных сообщений от двух корреспондентов, а на рис. 4 – блок-схема соответствующего демодулятора сигналов с ЧМ-ОФМ.



Рис. 3. Блок-схема модулятора сигнала с ЧМ-ОФМ

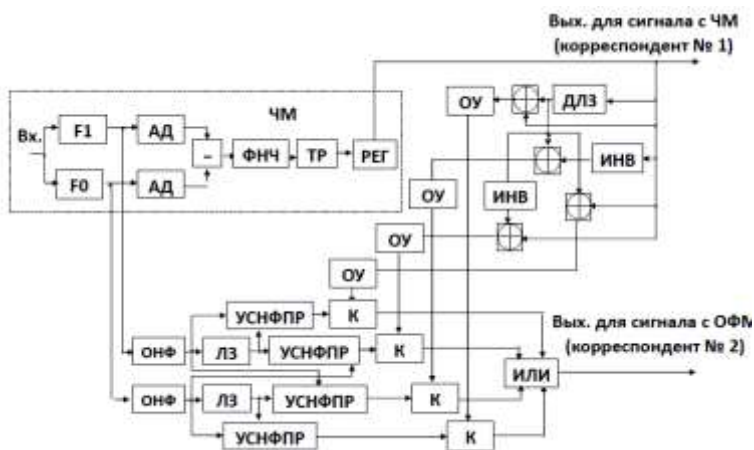


Рис. 4. Блок-схема демодулятора сигнала с ЧМ-ОФМ

На рис. 4 обозначено:

F1 – фильтр для колебания с поднесущей частотой, на которой передается символ «1»;

F0 – фильтр для колебания с поднесущей частотой, на которой передается символ «0»;

АД – амплитудные детекторы;

«-» – вычитатель сигналов;

ФНЧ – фильтр нижних частот;

ТР – триггер;

РЕГ – регенератор;

ОНФ – определитель начальных фаз поднесущих (фазометр);

ЛЗ – линии задержки результатов измерений начальных фаз поднесущих на один элемент сообщения;

УСНФПР – устройства сравнения начальных фаз элементарных посылок и принятия решений;

К – ключи;

ИЛИ – схема, пропускающая на выход те сигналы, которые поступают на любой из ее входов;

ДЛЗ – дискретная линия задержки;

ИНВ – инверторы сигнала;

\oplus – сумматоры напряжений;

ОУ – определители уровней напряжений.

Входной сигнал подается на вход фильтров F1 и F0. Если передается символ «1», то на выходе фильтра F1 появляется гармоническое колебание. Если передается символ «0», то гармоническое колебание появляется на выходе фильтра F0. После АД, стоящих после фильтров F1 и F0, выпрямленные напряжения вычитаются друг из друга и поступают на вход ФНЧ, после которого стоит ТР. Принятое триггером дискретное решение преобразуется РЕГ в окончательную форму, которая может быть принята декодером ЧМ сигнала (для 1-го корреспондента).

Для демодуляции сигнала 2-го корреспондента необходимо сравнивать начальные фазы двух следующих друг за другом элементарных посылок, которые могут иметь одинаковые или разные частоты. Всего возможно четыре сочетания частот: (F1 и F1), (F1 и F0), (F0 и F1) и (F0 и F0). Поскольку в отдельно взятые моменты времени невозможно заранее знать номинал частоты, на которой придет очередная элементарная посылка, то необходимо все время сравнивать начальные фазы элементарных посылок для всех 4 возможных сочетаний передаваемых пар элементов (задержанных и не задержанных по времени). Окончательный выбор наиболее вероятного варианта производится после того, как определяется фактический результат решения о приеме двух следующих друг за другом элементарных посылок для варианта ЧМ модема (для 1-го корреспондента). Эта операция может быть организована с помощью дискретной

линии задержки, которая позволяет производить сравнение решений для 1-го корреспондента, принятых до наступления текущего времени элементов сообщения и принимаемых в текущий момент времени. Организация такого рода операции возможна посредством суммирования принятых регенератором ЧМ демодулятора решений (0 и 1) и инверторов сигнала, превращающих решения «1» в «0» и, наоборот, решения «0» в «1». При этом, если две следующих друг за другом элементарных посылки имеют значения «1» и «1», то инверторы не требуются и на выходе соответствующего сумматора будет напряжение, равное удвоенному напряжению, подаваемому на индивидуальные входы этого сумматора. На выходах остальных сумматоров в этом случае напряжение будет как минимум в два раза меньше. Если друг за другом передается пара элементарных посылок «0» и «0», то на выходе сумматора, который стоит в цепи с двумя инверторами сигналов (без задержки и с задержкой элементов сообщения), напряжение будет тоже как минимум в два раза больше по сравнению с напряжением на выходах остальных трех сумматоров. Для сумматора последовательностей «1» и «0» требуется инвертировать элемент, который имеет задержку по времени, а для сумматора последовательностей «0» и «1» требуется инвертировать элемент без задержки по времени.

Уровни напряжений на выходах сумматоров анализируются определителями уровней напряжения ОУ, и наибольшее из всех напряжений (равное удвоенному напряжению, подаваемому на входы сумматоров) открывает соответствующий ключ К и пропускает на выход демодулятора ОФМ (2-го корреспондента) через элемент ИЛИ решение, которое имеет наибольшую вероятность быть правильным. В описанном демодуляторе входы и выходы 1-го и 2-го корреспондента являются условными. Вместо первого корреспондента можно передавать нечетные элементы сообщения, вместо второго – четные элементы сообщения от одного и того же корреспондента.

Преимуществом предлагаемого способа повышения пропускной способности каналов связи является то, что он за счет частотной манипуляции позволяет обеспечивать высококачественную связь в средних и плохих условиях, а в хороших усло-

виях связи пропускная способность канала связи с помощью дополнительной фазовой манипуляции увеличивается, при коэффициенте увеличения пропускной способности в 2–3 раза существенного снижения помехоустойчивости канала связи не происходит. Коэффициент увеличения пропускной способности канала связи в «хороших» и «средних» условиях зависит от кратности используемой относительной фазовой манипуляции. Если используется однократная относительная фазовая манипуляция, то пропускная способность канала связи с частотно-манипулированными сигналами увеличивается в два раза. Если используется двукратная относительная фазовая манипуляция, то пропускная способность канала связи с частотной манипуляцией увеличивается в три раза.

Описанный способ повышения пропускной способности каналов связи с частотной манипуляцией за счет дополнительной фазовой манипуляции может быть использован в современных системах связи как коротковолнового, так и других диапазонов частот.

ЛИТЕРАТУРА

[1] *Сартасов Н. А., Едвабный В. М., Грибин В. В.* Коротковолновые приемные устройства. М. : Связь, 1981. 287 с.

[2] *Петрович Н. Т.* Передача дискретной информации в каналах с фазовой манипуляцией. М. : Сов. радио, 1965. 264 с.

[3] Пат. № 2746495. Способ повышения пропускной способности и оценки качества коротковолновых каналов связи с частотной манипуляцией при их адаптации к условиям связи / Хазан В. Л. Заявл. 03.02.20, опубл. 14.04.21; Бюл. № 11.

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

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

А. Е. Хромов

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ НАГРУЗКИ ИСТОЧНИКОВ ТОКА

Рассмотрена разработка программно-аппаратного комплекса для моделирования электронной нагрузки источников тока. Анализатор позволяет автоматизировать процесс тестирования химических источников тока. Благодаря возможности моделирования потребления реального электронного устройства можно будет прогнозировать время работы при различных температурных условиях с различными источниками питания.

Ключевые слова: *автоматизированная система, микроконтроллер, ESP32, программно-аппаратный комплекс, моделирование электронной нагрузки, источник тока.*

Введение

В настоящее время существует множество электронных изделий с внутренним источником питания, к которым предъявляются требования по их эксплуатации при отрицательных температурах. Для поиска эффективных источников тока, которые будут соответствовать заданным условиям, необходимо устройство, моделирующие потребление. В данной работе рассматриваются наиболее популярные химические источники питания, проводится их сравнительный анализ. Также необходимо автоматизировать проведение испытаний по разряду химических источников питания согласно модели потребления реальных изделий в различных температурных условиях.

К примеру, литий-ионные аккумуляторы всё шире применяются для питания различной портативной радиоэлектронной аппаратуры. В первую очередь это значительная часть сотовых телефонов, число которых только в нашей стране составляет десятки миллионов. Аккумулятор – важная часть сотового телефона, поскольку от его качества зависит как надёжность связи, так и продолжительность работы устройства без подзарядки.

Целью доклада является описание разработки устройства, позволяющего проводить автоматизированные испытания источников тока с использованием моделирования профиля потребления изделий.

Достижение указанной цели осуществлялось путем решения следующих задач:

- обосновать актуальность и практическую значимость разрабатываемого устройства;

- разработать алгоритм работы устройства, программное обеспечение и принципиальную схему и проект печатной платы;

- провести испытание химических источников тока, используя разработанное устройство.

С целью исследования характеристик источников тока при воздействии внешних факторов решается задача моделирования потребления электронного устройства в различных режимах работы.

Для автоматизации проведения испытаний предложено устройство и способы моделирования электронной нагрузки с целью изучения и анализа характеристик химических источников питания. Электронный имитатор потребления батареи относится к оборудованию для испытаний различных изделий, которые находятся в различных температурных условиях.

Задача устройства – повышение надежности конечных изделий с внутренним источником питания за счет автоматизации проведения испытаний по разряду химических источников питания, согласно модели потребления реальных изделий при эксплуатации в различных температурных условиях.

Разработка анализатора источника тока

При моделировании устройства, для которого происходит поиск подходящего источника внутреннего питания, необходима реализация управляемой электронной нагрузки. Кроме этого, потребуется измерять напряжение и ток разряда источника тока. Электронная нагрузка представляет собой стабилизатор тока с токоизмерительным шунтом. Стабилизация силы тока осуществляется за счет транзистора, регулирование напряжения на его базе будет изменять сопротивление между коллектором и эмиттером.

Для измерения тока, проходящего через транзистор, понадобится токоизмерительный шунт. Если измерить падение напряжения на нем и поделить полученное значение на заранее известное сопротивление шунта, то, согласно закону Ома, получим значение силы тока, проходящего через шунт.

В итоге для анализа характеристик исследуемого источника питания потребуется измерение двух напряжений: на самом источнике и на токоизмерительном шунте. Для решения этой задачи понадобится аналого-цифровой преобразователь (АЦП), с помощью которого можно измерить напряжение и передать через цифровой интерфейс преобразованное значение на управляющее устройство. АЦП должен обладать как минимум двумя каналами для измерения двух напряжений, частотой дискретизации не менее 200 Гц и разрядностью не менее 16 бит.

Приоритетный интерфейс взаимодействия с АЦП будет синхронный последовательный, например SPI или I²C, что позволит уменьшить количество необходимых выводов микроконтроллера и предоставит возможность масштабирования в отличие от параллельных интерфейсов.

Для обработки данных с АЦП и управления электронной нагрузкой используется микроконтроллер. Он будет преобразовывать данные, полученные от АЦП, в напряжение источника и в силу тока, проходящего через токоизмерительный шунт. Для последующей работы вычисленные данные необходимо хранить на постоянном запоминающем устройстве (ПЗУ). Взаимодействие пользователя с микроконтроллером осуществляется через интерфейс, который позволяет человеку управлять микроконтроллером и производить выгрузку данных об исследуемом источнике питания из ПЗУ. В роли ПЗУ отлично подойдет SD карта памяти, что позволит хранить большой объем измеренных данных. Структурная схема разработанного анализатора представлена на рис. 1.

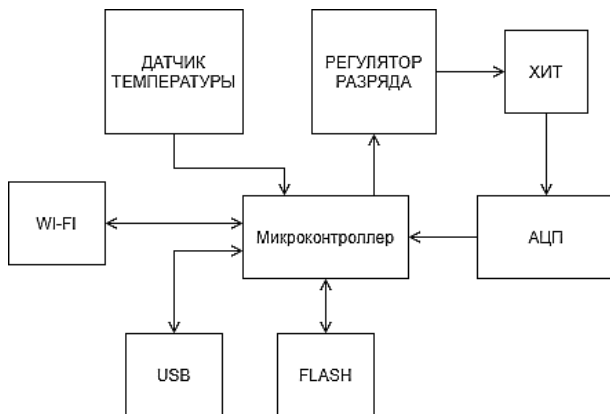


Рис. 1. Структурная схема анализатора

Основной алгоритм программы функционирует в бесконечном цикле. При подключении пользователя проверяется тип подключения: по USB или по Wi-Fi. В случае подключения по Wi-Fi проверяется подключение к Telnet- или к веб-интерфейсу. Telnet- и USB-подключение дает доступ к Serial-интерфейсу, в котором можно задать настройки устройства или установить тестовую нагрузку. Веб интерфейс предназначен для формирования профиля потребления, запуска измерения и скачивание/обработку полученных данных о характеристике исследуемого источника тока.

Для моделирования потребления устройства, для которого подбирается источник питания, необходимо сформировать профиль разряда. Профиль состоит из набора шагов. Каждому шагу присваивается время действия и значение, устанавливаемое на электронной нагрузке. Также у профиля устанавливается время работы, в течение которого будет происходить тестирование, и минимальное напряжение на исследуемом источнике. Это необходимо, чтобы не допустить деградации исследуемого элемента. Шаги профиля будут повторяться в цикле до тех пор, пока не закончится время работы теста или не будет достигнуто минимальное напряжение на исследуемом источнике тока.

Разработка аппаратной части анализатора

Для автоматизации проведения и записи измерений химических источников тока было разработано устройство. Разработка представляет собой электронную нагрузку на основе MOSFET транзистора, который позволяет регулировать ток, протекающий через шунт. Благодаря регулировке тока можно устанавливать режим потребления. Данные об источнике питания приходят от АЦП, который измеряет напряжение на источнике и падение напряжения на шунте.

Для установки тока потребления больше миллиампера используется n-канальный MOSFET транзистор IRL540N. Поскольку график крутизны его передаточной характеристики имеет резкий скачок на пороговом напряжении затвора, то затруднительно установить меньший ток. Для решения этой проблемы используется биполярный транзистор PZT2222 с шунтом большего сопротивления, позволяющий регулировать ток до микроампера.

Измерение напряжения производится через АЦП AD7799. Это 24-битный трехканальный сигма-дельта АЦП с частотой обновления до 470 Гц. Первый канал подключается через делитель напряжения к выходу химического источника питания, второй – между токоизмерительным шунтом и MOSFET транзистором, третий – между токоизмерительным шунтом и биполярным транзистором. Данные с АЦП передаются на микроконтроллер через интерфейс SPI [1]. Они представляют из себя значение разности потенциала между землей и точкой измерения. Для работы с действительными данными полученные значения с первого канала умножаются на коэффициент делителя напряжения для получения реального напряжения на источнике, значения напряжения со второго и третьего канала делятся на сопротивление шунта, которое заранее известно, тем самым получая значение тока нагрузки.

Основой измерителя является микроконтроллер ESP32-WROOM-32. Это мощный универсальный модуль MCU Wi-Fi + BT + BLE, предназначенный для широкого спектра приложений, от сетей датчиков с низким энергопотреблением. В основе этого модуля лежит микросхема ESP32-D0WDQ6. Встроенный чип спроектирован так, чтобы быть масштабируемым и адаптивным. Есть два ядра ЦП, которыми можно управлять индивидуально, а

тактовая частота ЦП регулируется от 80 до 240 МГц. Чип также имеет сопроцессор с низким энергопотреблением, который можно использовать вместо ЦП для экономии энергии при выполнении задач, не требующих больших вычислительных мощностей, таких как мониторинг периферийных устройств. ESP32 объединяет богатый набор периферийных устройств, начиная от емкостных сенсорных датчиков, датчиков Холла, интерфейса SD-карты, Ethernet, высокоскоростного SPI, UART, I²S и I²C [2].

Для регулирования силы тока используется операционный усилитель, управляющий MOSFET транзистором. Принципиальная электрическая схема регулировки силы тока показана на рис. 2.

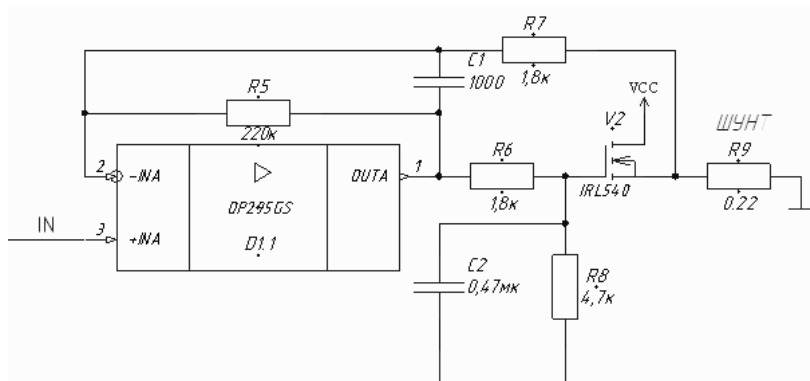


Рис. 2. Схема регулировки силы тока

Операционный усилитель в данном случае работает как компаратор, сравнивает напряжение на шунте и на входе «IN». Так как вход, к которому подключена линия «IN», неинвертирующий (pin 3), а линия с шунта подключена к инвертирующему входу (pin 2), то в случае, когда напряжение падения на шунте будет меньше напряжения на входе линии «IN», на выходе (pin 1) будет напряжение, равное положительному напряжению питания операционного усилителя. Когда напряжение падения на шунте будет больше напряжения на входе линии «IN», то на выходе (pin 1) будет напряжение, равное отрицательному напряжению питания операционного усилителя. Выход операционного усилителя подключен к затвору MOSFET транзистора. При открытии

транзистора ток, проходящий через токоизмерительный шунт, возрастает, следовательно, напряжение падения шунта также увеличивается, разница между входами операционного усилителя уменьшается, что снижает напряжение на выходе и уменьшает напряжение на затворе транзистора, уменьшая силу тока, проходящего через токоизмерительный шунт. Таким образом, напряжение на линии «IN» регулирует силу тока, проходящего через шунт.

ESP32 объединяет интерфейс SD-устройства, соответствующий отраслевому стандарту SDIO Card Specification Version 2.0, и позволяет хост-контроллеру получать доступ к SoC, используя интерфейс и протокол шины SDIO. ESP32 действует как ведомое устройство на шине SDIO. Хост может напрямую обращаться к регистрам интерфейса SDIO и к разделяемой памяти через механизм DMA, тем самым увеличивая производительность без задействования ядер процессора. Flash-память, где хранится код исполняемой программы, подключена по интерфейсу SPI. Так как в ESP32-D0WDQ6 интерфейсы SPI и SDIO объединены в один контроллер, то при использовании SD карты может возникнуть коллизия.

Разработка программного обеспечения

Разработка веб-приложения осуществлялась для микроконтроллера ESP32 на языке C++. Важной особенностью является отсутствие пользовательской энергонезависимой памяти на кристалле. Программа выполняется от внешней SPI ПЗУ при помощи динамической загрузки необходимых элементов программы. Доступ к внутренней периферии можно получить не из ассемблерных команд, а из API набора библиотек.

На ESP32 реализован веб-сервер, который контролирует доступ веб-пользователей к размещённым на сервере файлам. Сервер состоит из HTTP-, FTP- (протокол передачи файлов) и Telnet-сервера. HTTP-сервер – это часть ПО, которая понимает URL-адреса (веб-адреса) и HTTP. Файлы, необходимые для сайта, HTML-страницы, JS-файлы, картинки, находятся на SD-карте и подгружаются при запросе у сервера. Telnet – это компьютерный протокол, созданный для взаимодействия с удалёнными компьютерами.

Внешний вид страницы состояния показан на рис. 3. Вверху находится меню выбора отображаемой страницы, состоящее из пунктов: состояние, измерения, профили разряда, настройки. На странице «Состояние» отображается текущее состояние измерителя: время работы, температура, измеренное напряжение на входе измерителя, измеренная сила тока на токоизмерительном шунте, текущее состояние измерения (MSMNT_IDLE – ожидается запуск измерения, MSMNT_ACTIVE – измерение активно, MSMNT_STOP – измерение завершено), продолжительность измерения, потребленная емкость в мАч.

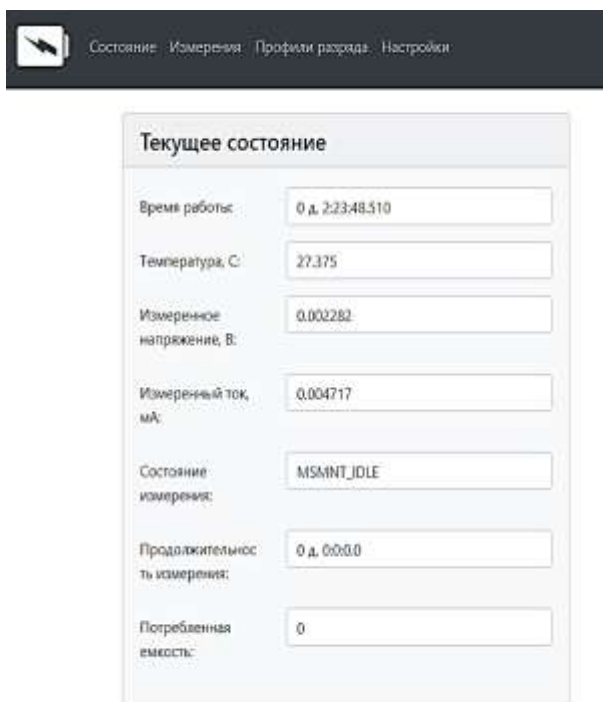


Рис. 3. Главная страница веб-интерфейса

На странице «Измерения» можно создать новое измерение, также показывается список уже готовых измерений. При нажатии

на название измерения открывается страница с подробной информацией. Справа от каждого названия есть выпадающее меню с действиями. Над готовыми измерениями можно совершить два действия: скачать файл измерения формата «.fulldump» или удалить измерение, хранящееся на SD-карте.

На странице «Профили разряда» можно создать новый профиль, также показывается список уже готовых профилей. При нажатии на название профиля открывается страница с подробной информацией, где отображается название профиля, его идентификатор, установленный тип регулировки по силе тока или мощности, а также таблица, содержащая информацию об этапах профиля. Справа от каждого названия есть выпадающее меню с действиями. Над готовыми профилями можно совершить два действия: скачать файл измерения формата «.dpl» или удалить профиль, хранящийся на SD-карте.

Проведение испытаний

В условиях отрицательной температуры окружающей среды (минус 40 °С) было проведено испытание коммерческих элементов питания GP - Ultra Plus типоразмера AA с номинальным напряжением 1,5 В.

Перечисленные элементы питания были выдержаны в камере холода до достижения теплового равновесия, после чего без теплоизоляции они подключались к управляемой токовой нагрузке, воспроизводящей профиль, представляющий собой последовательные циклы, состоящие из периода разряда током (500, 250, 100, 50, 25, 5 мА) и периода релаксации (потребление отсутствует). Одновременно с разрядом управляемая токовая нагрузка регистрировала изменение напряжения на выходе элемента питания.

При отсутствии нагрузки все элементы питания обеспечивали формирование напряжения уровнем не менее 1,36 В. В моменты появления нагрузки напряжение элементов значительно понижалось до проявления эффекта саморазогрева элемента.

Щелочные цилиндрические батареи GP – Ultra Plus и Super – обладают более высокой плотностью энергии и, следовательно, обеспечивают длительный срок службы для поддержки промышленного использования. Щелочные батареи имеют сравнительно

высокую плотность энергии и длительное время работы, при этом вырабатывая почти такой же уровень напряжения. Он широко используется во всех сферах применения. Благодаря этому технология щелочных батарей занимает доминирующее положение на рынке портативных батарей благодаря их надежной и длительной работе. Щелочные батареи GP доступны в широком диапазоне размеров, чтобы соответствовать большинству приложений [3]. Также доступны батареи разных классов с самыми популярными размерами. Super и Ultra Plus предназначены для удовлетворения различных потребностей приложений, в том числе для всех областей с легким, средним и высоким уровнем утечки. Каждый из этих классов щелочных батарей разработан, чтобы максимизировать цену и производительность для определенного сегмента электронных устройств. График изменения напряжения представлен на рис. 4.

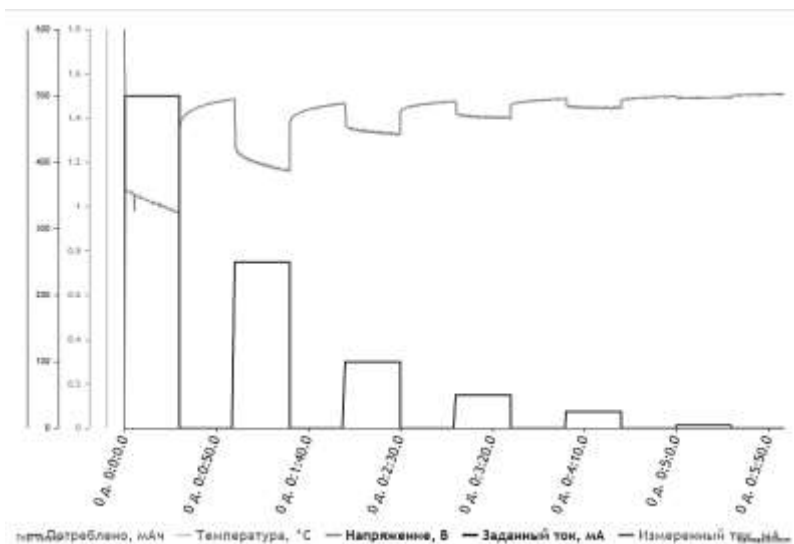


Рис. 4. График разряда GP Super

Анализируя полученные результаты, можно сделать вывод, что не все доступные на рынке элементы питания типоразмера AA могут обеспечить одинаковую (прогнозируемую) токоотдачу

в условиях отрицательной температуры окружающей среды. Более того, при отрицательных температурах подобные элементы питания способны питать устройства либо с продолжительным постоянным потреблением, достаточным для саморазогрева элементов, либо с редким импульсным потреблением с длительностью импульса менее 0,5 С.

Заключение

Было разработано устройство анализатора источников тока и веб-интерфейс для удаленного управления. Получены навыки разработки электронного устройства, программного обеспечения для микроконтроллера, веб-сайтов и приложений, взаимодействия их компонентов.

Были выполнены следующие задачи:

–обоснована актуальность и подтверждена практичность и необходимость разрабатываемого устройства;

–рассмотрены модели источников тока, упрощающие поиск зависимостей между экспериментальными данными;

–разработаны:

алгоритм формирования и моделирования профилей разряда, алгоритм измерения, обработки и логирования данных проведенных испытаний;

программное обеспечение веб-сервера, реализующего веб-интерфейс для удаленного управления;

принципиальная схема и проект печатной платы;

–проведены испытания химических источников тока с помощью разработанного устройства.

Анализатор источников тока может проводить испытания для источников с напряжением до пяти вольт, максимальный ток разряда при этом будет полтора ампера. При большей силе тока будет рассеиваться слишком большая мощность на пассивное охлаждение для данного технического решения, что может привести к выходу устройства из строя. Технически возможно рассеивать большую мощность, но это потребует использования сторонних средств для понижения температуры устройства.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Analog Devices : AD7799 Datasheet. URL: <https://www.analog.com/en/products/ad7799.html#product-overview>.
- [2] Espressif : ESP-WROOM-32 Datasheet. URL: <https://www.espressif.com/>.
- [3] GP batteries. URL: <https://www.gpbatteries.com/products/gp-ultra-plus-alkaline-aa>.

Хромов Александр Евгеньевич, сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, lame1997@mail.ru.

Научное издание

Современные проблемы радиофизики и радиотехники

*Сборник докладов
Омского научного семинара*

Выпуск 9

Ответственный редактор *С. В. Кривальцевич*

Доклады печатаются в соответствии с авторской редакцией.

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

Подписано в печать 30.11.2021
Формат 60x84 1/16. Бумага типографская.
Усл. печ. л. 7,3. Уч.-изд. л. 7,9. Тираж 70 экз.

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

ISBN 978-5-6046517-0-4



9 785604 651704