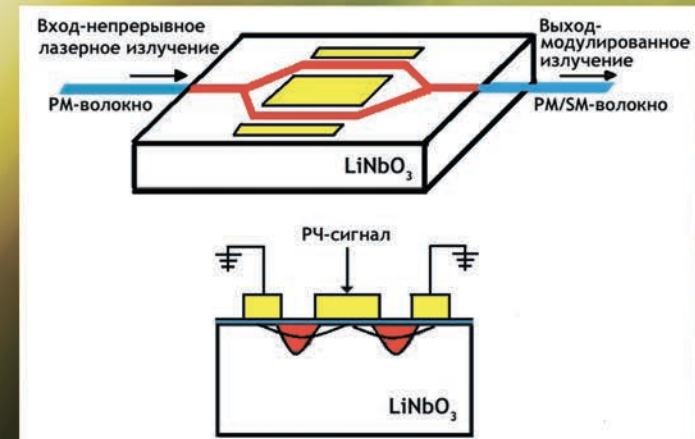


Доклады Омского научного семинара

Современные проблемы радиофизики и радиотехники

Выпуск 5



ISBN 978-5-9909318-1-7



9 785990 931817

ОМСК 2017

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

Современные проблемы радиофизики и радиотехники

Сборник докладов Омского научного семинара

Выпуск 5

Омск – 2017

УДК 621.396+654.02+681.2
ББК 32.95+32.97
С56

Ответственный редактор *С. В. Кривальцевич*

С56 **Современные проблемы радиофизики и радиотехники** : сборник докладов Омского научного семинара. Выпуск 5 / отв. ред. С. В. Кривальцевич. – Омск : ОНИИП, 2017. – 92 с.

ISBN 978-5-9909318-1-7

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

УДК 621.396+654.02+681.2
ББК 32.95+32.97

ISBN 978-5-9909318-1-7

© АО «ОНИИП», 2017
© Авторы, 2017

Содержание

Вступительное слово.....	4
Андрюхов Д. Ю. Исследование вопросов широкополосного согласования комплексных нагрузок в диапазоне СВЧ при помощи согласующе-корректирующих цепей с распределенными параметрами	6
Батырев И. А., Семенов А. М. Результаты моделирования влияния фазовых шумов генератора на качество принимаемого OFDM сигнала	15
Bondareva Inna. Blockchain is distributed ledger technology of reliable data	25
Bondareva Inna, Dror Sam Brama. Blockchain is distributed ledger technology of reliable data. The practice of using technology	30
Горячкин М. Ю. Связанные волноводы	32
Дереча Е. В. Исследование алгоритмов коррекции несущей сигналов в системах спутниковой связи	39
Жильков А. С. Анализ применимости средств повышения помехоустойчивости к измерительным системам антенно-согласующих устройств.....	45
Занкин С. Н. Анализ функциональных возможностей систем моделирования электродинамических характеристик морских радиоэлектронных средств.....	52
Иванов А. В., Коваленко Д. А. Модернизация блока управления токарного станка ЧПУ	62
Кузнецов В. А. Определение характеристик многолучевых каналов связи с помощью метода подпространств	67
Овчаренко Д. Д. Магнитная рамочная антенна.....	73
Томчук М. А. Изучение существующих методов согласования ромбических антенн, их систематизация.....	79
Хазан В. Л., Землянов И. С., Кузнецов Д. И. Методы повышения надежности передачи данных с использованием низкоскоростных OFDM-модемов	84

Вступительное слово

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

Основными целями научного семинара являются:

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

В настоящее время работа семинара организована по следующим предметным секциям:

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

Плановые заседания семинара проводятся в последнюю субботу каждого месяца (за исключением июля) с 11:30. Место проведения: пр. Мира, 55а (1-й корпус ОмГУ, ауд. 301). Регламент проведения семинара: доклад – 15 мин., вопросы – 15 мин., обсуждение – 25–35 минут.

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

В 2010–2016 годах состоялось 85 заседаний семинара, на которых был заслушан 241 доклад.

Год	2010	2011	2012	2013	2014	2015	2016
Кол-во заседаний	12	11	11	14	12	11	14
Кол-во докладов	31	28	31	39	30	36	46

Продолжается работа семинара и в 2017 году: в январе на 86-м очередном заседании было заслушано 2 доклада.

Забота о сайте семинара (www.радиосеминар.рф) лежит целиком и полностью на Александре Леонидовиче Ворожцове, сотруднике АО «ЦКБА». Его усилиями разработан и поддерживается сайт семинара, на котором всегда можно ознакомиться с программой предстоящего заседания, отчетами о предыдущих заседаниях, новостями о конференциях и семинарах, проводимых в

городе Омске. Также на сайте размещаются фотографии с заседаний семинара, презентации докладов и иные материалы, представленные авторами.

Выражаем благодарность за поддержку семинара декану физического факультета ОмГУ им. Ф. М. Достоевского Марии Геннадьевне Потуданской и Черноголовину Борису Анатольевичу – директору ДЮТ им. Ю.А. Гагарина. И, конечно, огромное спасибо всем докладчикам и участникам семинара.

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

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

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

Исследование вопросов широкополосного согласования комплексных нагрузок в диапазоне СВЧ при помощи согласующе-корректирующих цепей с распределенными параметрами

Д. Ю. Андрюхов, магистрант

В работе в качестве комплексной нагрузки будут рассматриваться полевые транзисторы. Представлены подходы к разработке согласующих цепей для широкополосного усилителя мощности. Так же проведен обзор элементной базы отечественных производителей.

Ключевые слова: усилители мощности СВЧ, полевые транзисторы, широкополосное согласование, согласующие цепи, комплексная нагрузка.

В данной работе будут рассмотрены принципы построения широкополосных усилителей мощности. В качестве комплексной нагрузки будут рассматриваться полевые транзисторы СВЧ. Особое внимание будет уделено синтезу согласующих цепей для широкополосного усилителя мощности. Так же проведен обзор элементной базы отечественных производителей.

Необходимо отметить, что в развитие полупроводниковых технологий в течение последних десятилетий вкладывались значительные средства и интеллектуальные силы ведущих мировых электронных компаний и университетов. В связи с этим разрабатывались полупроводниковые приборы, обладающие новыми свойствами, такими как низкий коэффициент шума, высокая подвижность носителей заряда (т.е. более высокие рабочие частоты) и т.д., что в свою очередь расширяло возможности разработчиков аппаратуры.

Целью работы являлась разработка широкополосного усилителя мощности на основе полевого транзистора отечественного производства. Для достижения обозначенной цели в ходе работы были решены следующие задачи:

- обзор современных технологий и структур активных элементов СВЧ,
- обзор современной элементной базы отечественного производства,
- разработка схемы электрической усилителя и моделирование ее работы, анализ работы усилителя в однотоновом режиме,
- выбор структуры для макетирования.

Ниже рассмотрим вопросы, связанные с решением поставленных задач.

Полевые транзисторы

Полевыми транзисторами называют активные полупроводниковые приборы, в которых выходным током управляют с помощью электрического поля (в биполярных транзисторах выходной ток управляется входным током).

Различают два вида полевых транзисторов: с управляющим переходом и с изолированным затвором. Все они имеют три электрода: исток (источник носителей тока), затвор (управляющий электрод) и сток (электрод, куда стекают носители) [1].

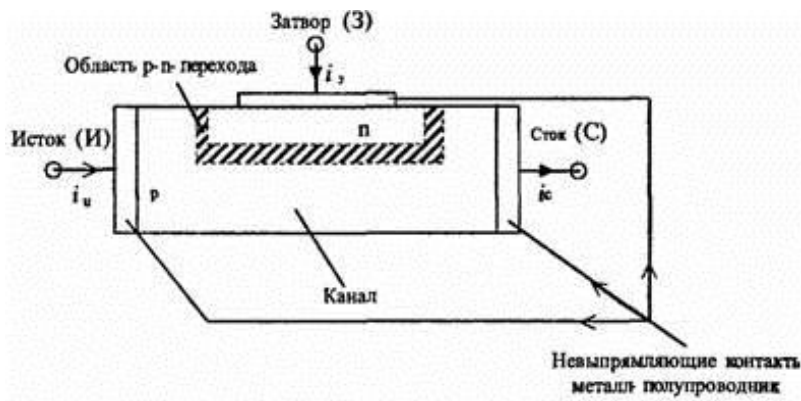


Рис. 1. Устройство транзистора с управляющим p - n переходом

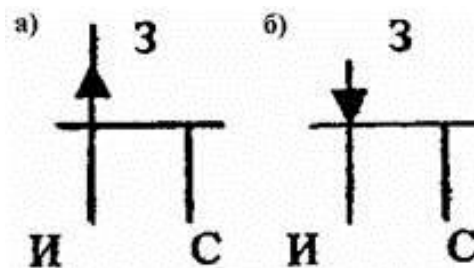


Рис. 2. Графическое изображение транзистора: а – канал p -типа; б – канал n -типа

На рис. 1 изображено устройство транзистора с управляющим p - n переходом, на рис. 2 а и б – схематическое обозначение транзистора p - и n -типов соответственно.

Стрелка в графическом изображении транзистора указывает направление от слоя p к слою n (как и стрелка в изображении эмиттера биполярного транзистора). В интегральных микросхемах линейные размеры транзисторов могут быть составлять менее 1 мкм [2].

Наибольшее распространение получили приборы с затвором, выполненным в виде барьера Шотки. Мощный полевой транзистор представляет собой совокупность соединенных параллельно ячеек. Структура одной ячейки полевого транзистора с барьером Шотки (ПТШ) изображена на рис. 3 [3].

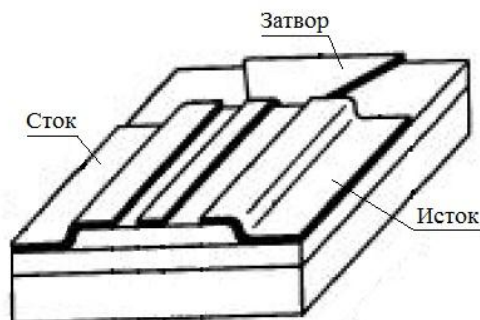


Рис. 3. Структура ячейки полевого транзистора с барьером Шотки

В ПТШ имеются высокоомная подложка (с удельным сопротивлением более 10^7 Ом), буферный слой, активный слой арсенида галлия *n*-типа и контакты металл – полупроводник, причем источник (И) и сток (С) выполнены в виде омических контактов, а затвор (З) – в виде барьера Шотки.

Далее рассмотрим некоторые структуры полевых транзисторов.

1. **МОП-структура** (или MOSFET) – полупроводниковая структура, применяемая при производстве микросхем и дискретных полевых транзисторов. Полупроводниковые приборы на основе этой структуры называют МОП-транзисторами (от слов «металл-оксид-полупроводник»), МДП-транзисторами (от слов «металл-диэлектрик-полупроводник») или транзисторами с изолированным затвором (так как у таких транзисторов затвор отделён от канала тонким слоем диэлектрика) [3].

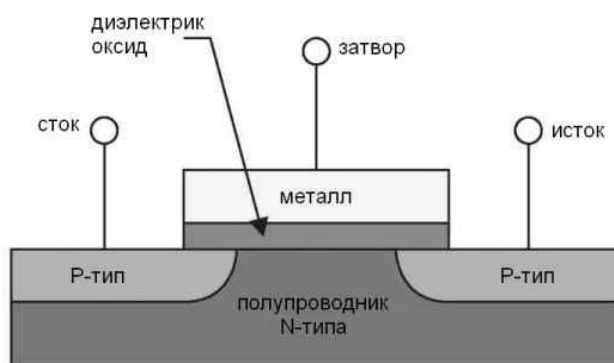


Рис. 4. Структура МОП транзистора

МОП структура используется для реализации мощных усилительных трактов передающих систем. Далее будет описана схема, в которой активным элементом является именно МОП-транзистор.

2. **Транзистор с высокой подвижностью электронов (НЕМТ)** – полевой транзистор, в котором для создания канала используется контакт двух полупроводниковых материалов с различной шириной запрещенной зоны (вместо легированной области как у обычных МОП-транзисторов). Структура НЕМТ приведена на рис. 5 [4].

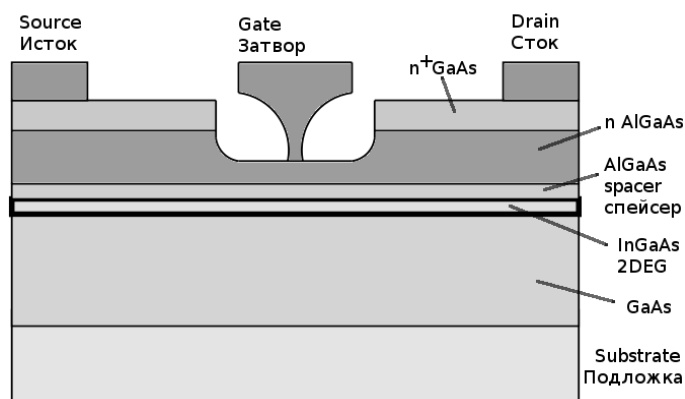


Рис. 5. Пример НЕМТ структуры

Описанная выше НЕМТ структура широко используется для реализации маломощных усилителей приемных трактов.

Обзор элементной базы отечественных производителей

В данной работе будет рассмотрена возможность построения широкополосного усилителя мощности с выходной мощностью 40 Вт на основе полевого транзистора производства ОАО НИИЭТ (г. Воронеж).

В таблице приведены параметры некоторых полевых транзисторов производства ОАО НИИЭТ.

Отечественные полевые транзисторы и их основные характеристики

Обозначение	Выходная мощность $P_{вых}$, Вт	Напряжение питания $U_{с.п}$, В	Диапазон рабочих частот, МГц	Коэффициент усиления по мощности $K_{ур}$, дБ
2П998БС	150	28	100–500	15
2П9103А	10	32	100–860	16
2П9103В	75	32	100–860	15
2П9111А	80	28	100–500	17
2П9111БС	150	28	100–500	16

Входное сопротивление транзистора является комплексной величиной и может быть представлено выражением (1):

$$Z = R + j \cdot X, \quad (1)$$

где R – активное сопротивление, Ом; X – реактивное сопротивление, Ом.

Для транзисторов, указанных в таблице 1, активное и реактивное входное сопротивление составляет единицы Ом. Таким образом проблема широкополосного согласования возникает из-за наличия в тракте низкоомной комплексной нагрузки. Реализация таких согласующих цепей возможна на основе широкополосных трансформаторов на линиях.

Разработка схемы широкополосного усилителя

В ходе работы были разработаны и реализованы в специализированной САПР схемы усилителей на базе рассматриваемых полевых транзисторов, в результате моделирования работы схем были получены их АЧХ и частотные зависимости КСВН.

На рис. 6 приведена схема усилителя на базе транзистора 2П998БС. Были разработаны цепи согласования по входу и выходу, реализованные на основе широкополосных трансформаторов на линиях, что позволило получить для данного транзистора (рассматривается транзисторная сборка) КСВН входа не более 1,8 в диапазоне частот 140–260 МГц и коэффициент усиления не менее 20 дБ в той же полосе, таким образом относительная ширина рабочего диапазона составляет 60 %. Неравномерность АЧХ в диапазоне рабочих частот составляет не более 1 дБ.

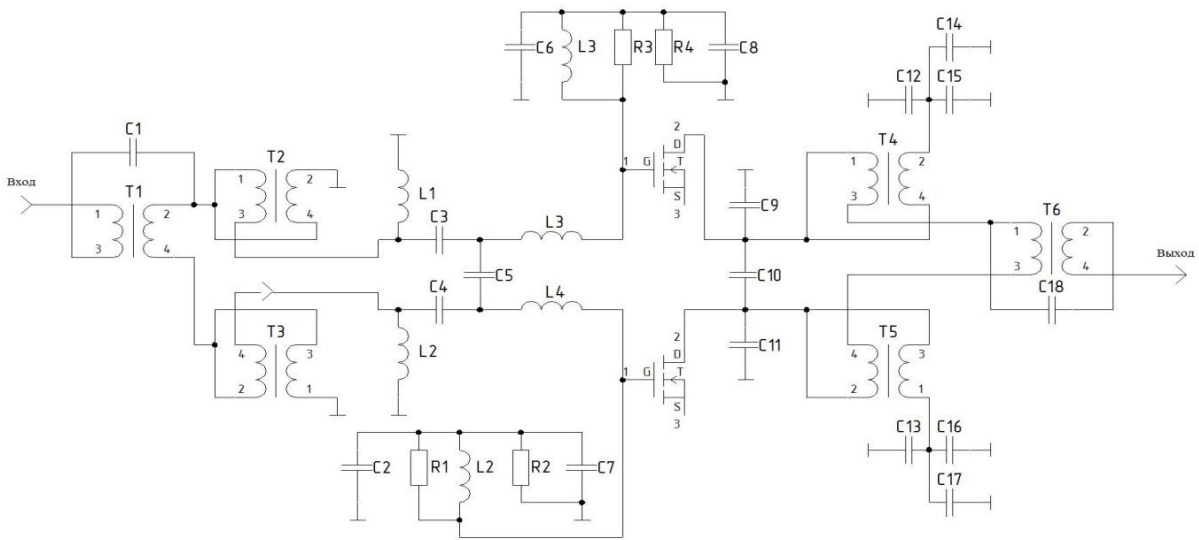


Рис. 6. Схема усилителя на базе транзистора 2П998БС

На рис. 7 приведены графики АЧХ и частотной зависимости КСВН для транзистора 2П998БС.

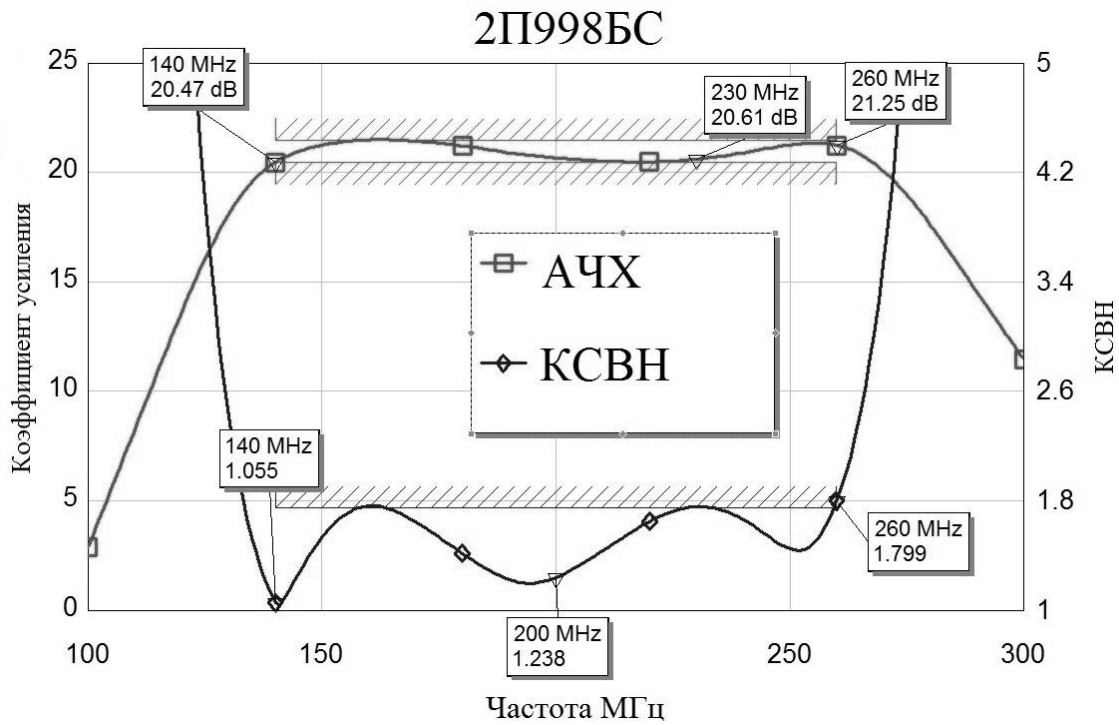


Рис. 7. Графики АЧХ и КСВН для транзистора 2П998БС

На рис. 8 приведена схема усилителя на базе транзистора 2П9103А. Входная согласующая цепь реализована на основе дискретных L- и C-элементов. Данная схема позволила получить в диапазоне частот 140–260 МГц коэффициент усиления не менее 24 дБ при неравномерности АЧХ 0,5 дБ, однако КСВН входа составил не более 1,9.

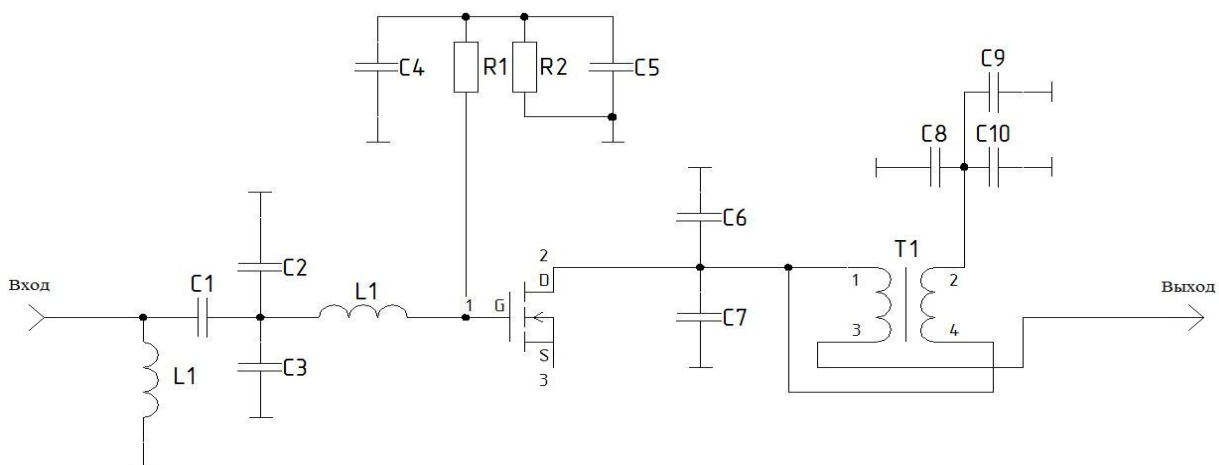


Рис. 8. Схема усилителя на базе транзистора 2П9103В

На рис. 9 приведены графики АЧХ и частотной зависимости КСВН для транзистора 2П9103А. Особенностью этого транзистора также является то, что для его корректной работы требуется напряжение питания 32 В.

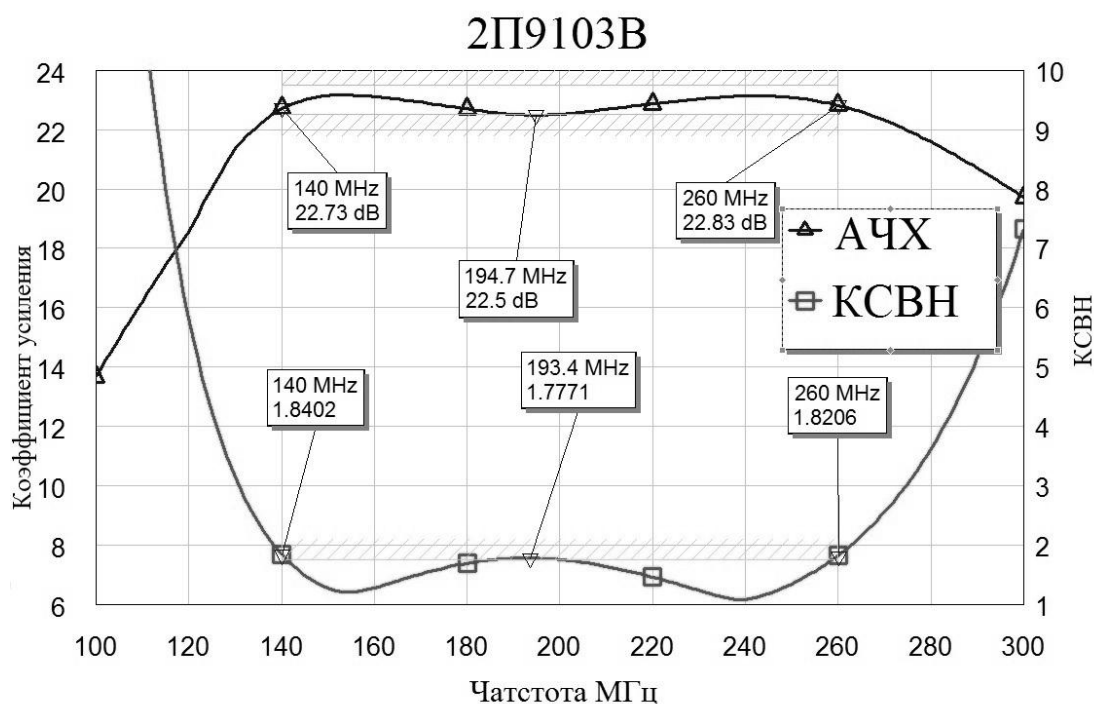


Рис. 9. Графики АЧХ и КСВН для транзистора 2П9103В

На рис. 10 приведена схема усилителя на базе транзистора 2П9111А, она аналогична схеме включения транзистора 2П9103В. Для данного транзистора также необходимо отметить высокий коэффициент усиления не менее 22 дБ в диапазоне 140-260 МГц при малой неравномерности АЧХ ~0,3 дБ, КСВН входа усилителя при этом составил не более 1,75. Данный транзистор на этапе моделирования был выбран самым перспективным для дальнейшей разработки макета. Также нужно отметить, что напряжение питания для 2П9111А составляет 28 В, следовательно, усилитель может быть запитан от стандартной бортовой сети без использования дополнительных преобразователей напряжения.

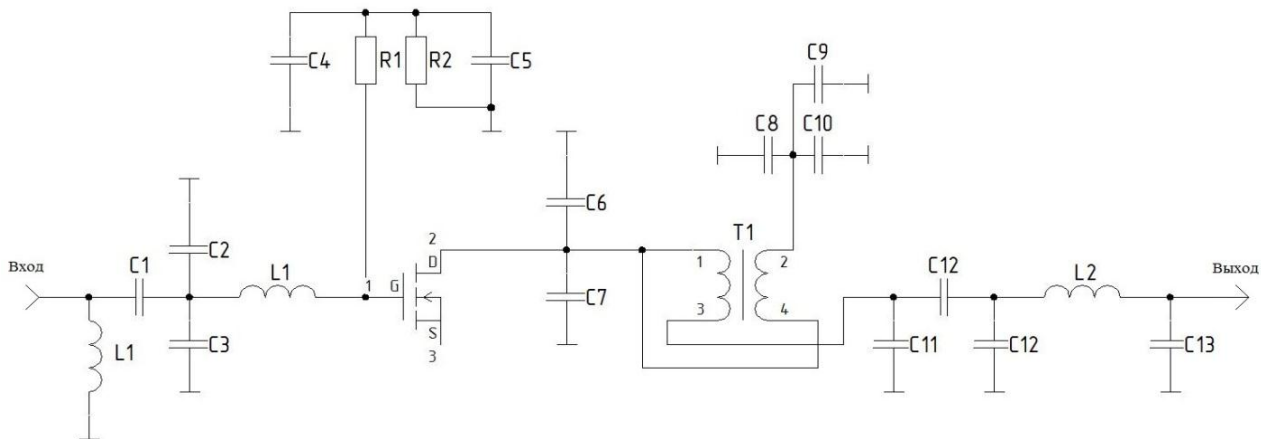


Рис. 10. Схема усилителя на базе транзистора 2П9111А

На рис. 11 приведены графики АЧХ и частотной зависимости КСВН для данного транзистора.

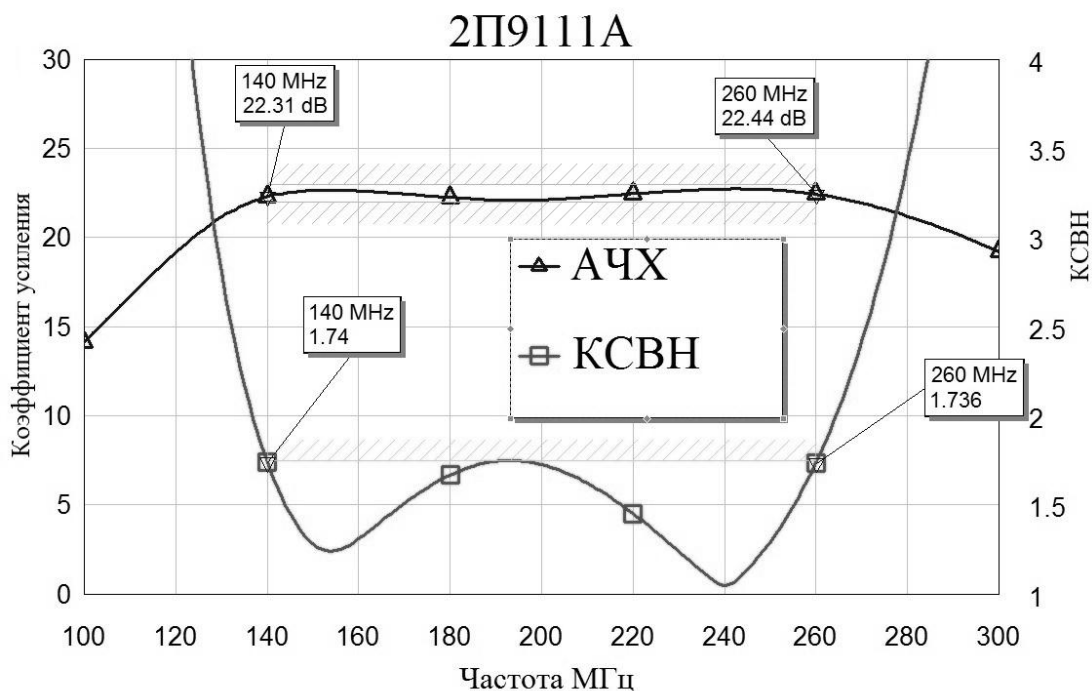


Рис. 11. Графики АЧХ и КСВН для транзистора 2П9111А

На рис. 12 приведена схема усилителя на базе транзистора 2П9111БС. Данная схема аналогична схеме, представленной на рис. 10. Расчетные характеристики аналогичны транзистору 2П9111А. Транзистор 2П9111БС также был выбран для дальнейшего макетирования и проверки нелинейных характеристик.

На рис. 13 приведены графики АЧХ и частотная зависимость КСВН для данного транзистора.

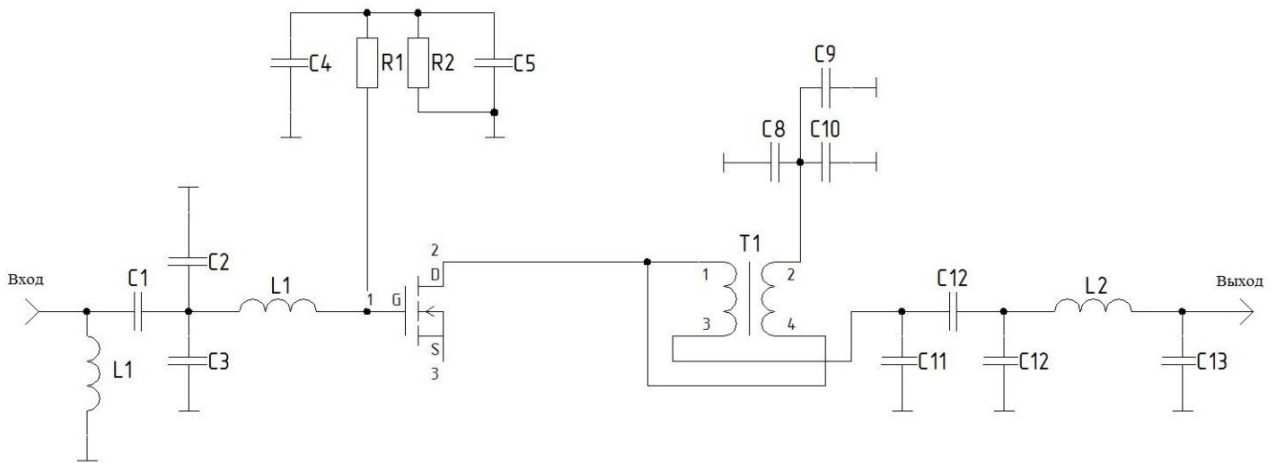


Рис. 12. Схема усилителя на базе транзистора 2П9111БС

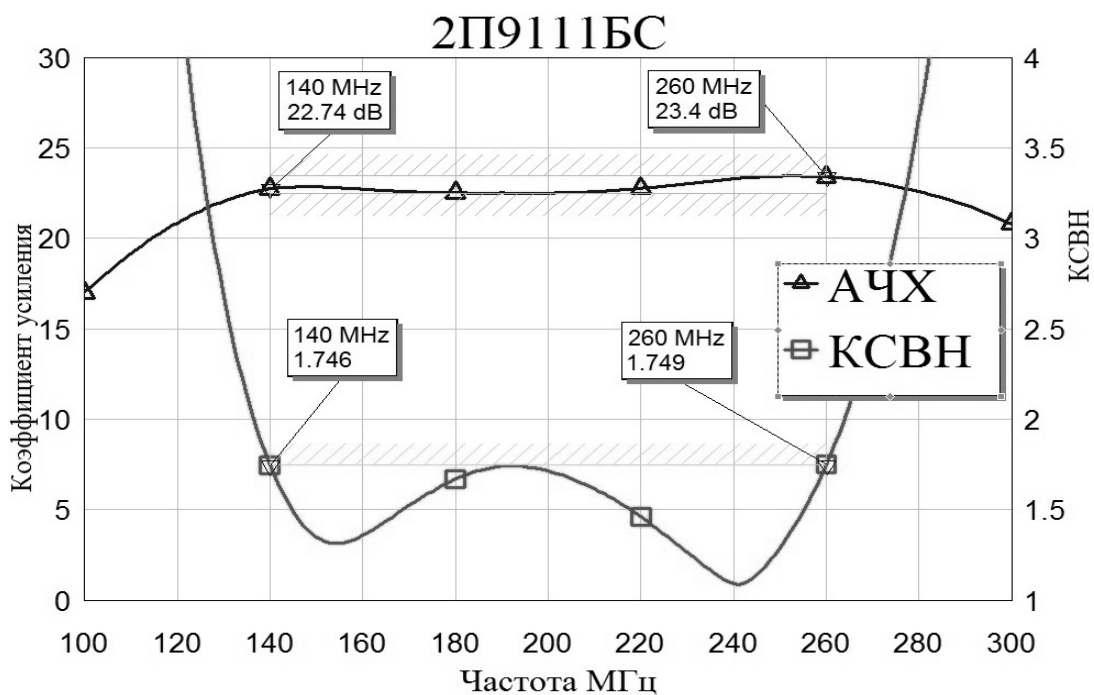


Рис. 13. Графики АЧХ и КСВН для транзистора 2П9111БС

В данной работе были рассмотрены вопросы широкополосного согласования полевых транзисторов СВЧ, которые, в свою очередь, характеризуются комплексным входным и выходным сопротивлением. Также были рассмотрены основные параметры и схемы включения полевых транзисторов.

В ходе разработки схемы широкополосного усилителя мощности был проведен обзор мощных полевых транзисторов диапазона СВЧ производства ОАО НИИЭТ. Были получены S-параметры выбранных транзисторов при различных начальных токах и проведено линейное моделирование в специализированной САПР. Затем в САПР были реализованы входные и выходные цепи согласования, проведено моделирование в диапазоне частот 140-260 МГц, получены графики АЧХ и частотной зависимости КСВН.

Проведя анализ полученных результатов, для дальнейшего макетирования были выбраны два транзистора 2П9111А и 2П9111БС, имеющие наилучшие расчетные характеристики. В ходе макетирования для выбранных транзисторов будет проведен анализ характеристик усилителя при работе в двухтоновом режиме, оценка динамического диапазона, а также работоспособность при воздействии повышенной и пониженной температуры окружающей среды.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Шварц, Н. З. Усилители СВЧ на полевых транзисторах / Н.З. Шварц. – М.: Радио и связь, 1987. – 200 с.
- [2] Кищинский А. Широкополосные транзисторные усилители мощности свч диапазона – смена поколений. А. Кищинский. Электроника: Наука, Технология, Бизнес, 2010. – №2 – С. 17–22.
- [3] Веселов Г. И. (ред.) и др. Микроэлектронные устройства СВЧ: Учеб. пособие для радиотехнических специальностей вузов. – М.: Высш. шк., 1988. – 280 с., ил.
- [4] Полевые транзисторы на арсениде галлия. Принцип работы и технология изготовления / под ред. Д. В. ди Лоренцо, Д. Д. Канделуола. – М.: Радио и связь, 1988. – 496 с.

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

Результаты моделирования влияния фазовых шумов генератора на качество принимаемого OFDM сигнала

И. А. Батырев, научный сотрудник
А. М. Семенов, старший научный сотрудник

В данной статье рассмотрено влияние фазового шума на качество приема OFDM сигнала. Предложен метод моделирования фазовых шумов генератора передатчика и приемника. Представлены результаты моделирования и проведена оценка ухудшения качества принимаемого сигнала.

Ключевые слова: фазовый шум, OFDM, межканальная интерференция, спектральная плотность мощности.

Любая система связи OFDM включает в себя блоки переноса сигнала на несущую частоту в передатчике и обратный перенос в приемнике. Как было показано в [1] из-за рассогласования частот генератора в приемнике и передатчике возникает сдвиг несущей частоты, который не благоприятно сказывается на качестве приема OFDM сигнала. Однако помимо этого существуют еще и фазовые флуктуации генераторов несущей частоты, которые тоже необходимо учитывать, так как они вносят дополнительный мультипликативный источник шума.

На практике генератор не может сформировать спектрально чистый сигнал [2], в нем будет присутствовать фазовый (или частотный) шум, который расширяет спектр сигнала, как показано на рисунке 1. Таким образом, сигнал несущей можно представить в виде

$$e^{j(2\pi \cdot f_c \cdot t + \varphi_N(t))}, \quad (1)$$

где f_c – частота несущей сигнала, а $\varphi_N(t)$ – фазовый шум генератора.

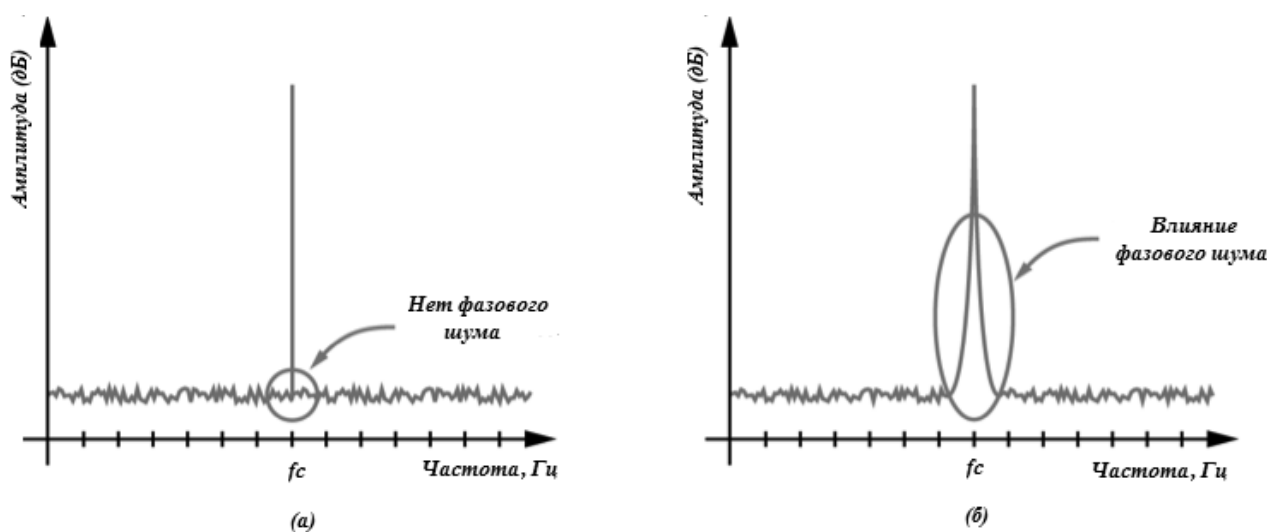


Рис. 1. Влияние фазового шума на спектр сигнала генератора: без фазового шума (а), с фазовым шумом (б)

Рассмотрим влияние фазового шума на OFDM символ при передаче без учета искажений и шумов в канале. При передаче OFDM символа сигнал переносится на несущую частоту:

$$r^\varphi(t) = e^{j(2\pi f_c t + \varphi_{TX}(t))} \cdot r(t) \quad (2)$$

При приеме сигнал переносится обратно:

$$\begin{aligned} r^\varphi(t) &= e^{j(2\pi f_c t + \varphi_{TX}(t))} e^{j(-2\pi f_c t + \varphi_{RX}(t))} \cdot r(t) = \\ &= e^{j\varphi_{RX+TX}(t)} \cdot r(t) \end{aligned} \quad (3)$$

Таким образом, при передаче OFDM символа фазовые шумы приемника и передатчика складываются.

В дискретном представлении формула (3) примет вид

$$r^\varphi(n) = e^{j\varphi_{RX+TX}(n)} \cdot r(n), \quad (4)$$

где n – номер отсчета.

После преобразования Фурье принятый сигнал (4) можно записать как

$$\begin{aligned} R^\varphi(k) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r^\varphi(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}n \cdot k} = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r(n) e^{-j\frac{2\pi}{N}n \cdot k} e^{j\varphi_{RX+TX}(n)} = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} R(l) e^{-j\frac{2\pi}{N}n \cdot (k-l)} e^{j\varphi_{RX+TX}(n)} = \\ &= R(k) \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\varphi_{RX+TX}(n)} + \\ &+ \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq k}}^{N-1} R(l) e^{-j\frac{2\pi}{N}n \cdot (k-l)} e^{j\varphi_{RX+TX}(n)} \end{aligned} \quad (5)$$

где N – размер преобразования Фурье.

Первое слагаемое в формуле (5) представляет собой случайный поворот фазы k -й поднесущей, также называемый общей фазовой ошибкой [3, 4], которая не зависит от индекса поднесущей и может быть оценена и компенсирована при синхронизации. Второе слагаемое является межканальной интерференцией (**МКИ** в англ. литер. **ICI**) от соседних поднесущих из-за нарушения ортогональности (рисунок 2).

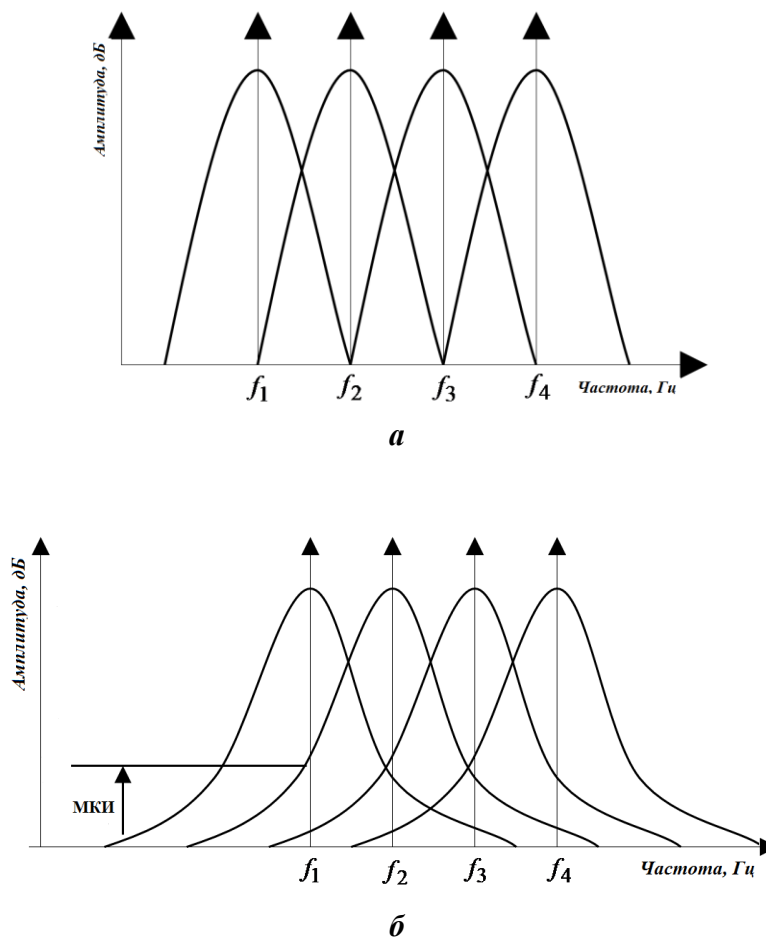


Рис. 2. Влияние фазового шума на OFDM символ:
без фазового шума (а), с фазовым шумом (б)

Точная модель фазового шума генератора является ключевым фактором для анализа и моделирования искажений, вызванных фазовым шумом. Классическим описанием фазового шума во временной области является Броуновское движение, также называемое Винеровским процессом [5], который можно записать как

$$\varphi(t) = \int_0^t \mu(\tau) d\tau. \quad (6)$$

В дискретном виде данное выражение примет вид

$$\varphi(n) = \sum_{i=0}^n \mu(i) \quad (7)$$

По определению Винеровского процесса $\varphi(n) = \varphi(n-1) + \mu(n)$, где μ является независимым случайным приращением, имеющим Гауссовское распределение с нулевым средним и дисперсией [6, 7, 8]:

$$\sigma_\mu^2 = 4\pi\beta_\varphi T, \quad (8)$$

где T – длительность OFDM символа, а β_φ – ширина линии генератора (или ширина резонансной области генератора) в Гц. Ширина линии генератора определяется следующим образом [9]:

$$\beta_\varphi = f_c / Q, \quad (9)$$

где f_c – центральная частота, а Q – добротность генератора.

В частотной области, фазовый шум (7) может быть представлен через Лоренцеву спектральную плотность мощности (СПМ в англ. литер. *PSD*) [8], которая имеет вид

$$S_{\varphi_N}(f) = \frac{\pi\beta_\varphi}{(\pi\beta_\varphi)^2 + (\pi f)^2}, \quad (10)$$

где f – смещение от номинальной центральной частоты f_c – генератора в Гц.

Затухание СПМ является широко используемой величиной для определения свойств фазовых шумов генератора. На рисунке 3 представлена СПМ для фазового шума генератора, рассчитанная по формуле (10).

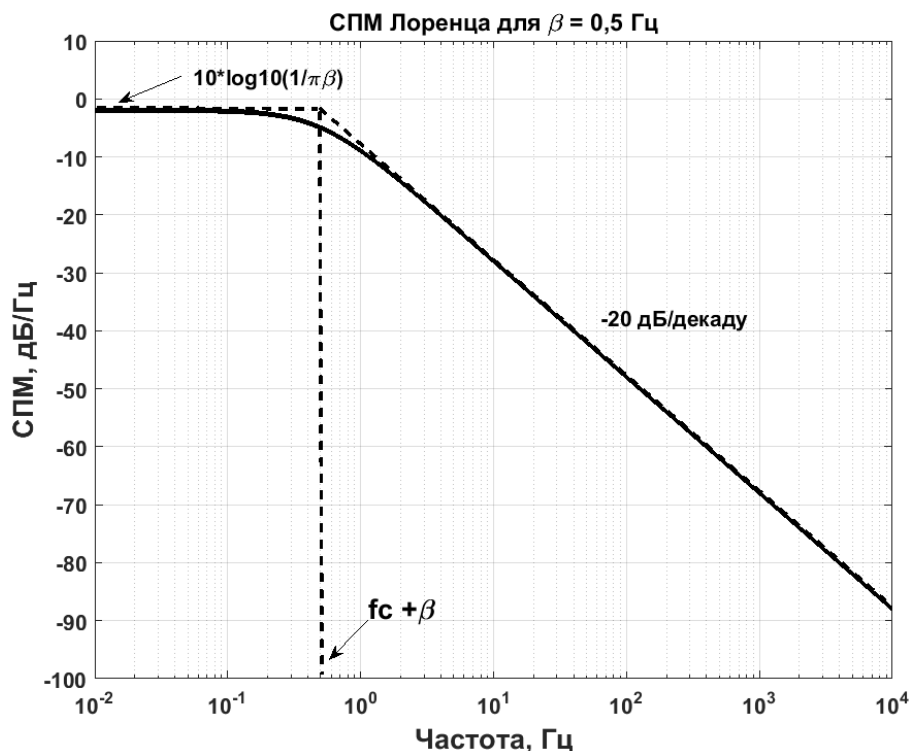


Рис. 3. СПМ фазового шума генератора

Из рисунка видно, что затухание при больших отстройках частоты составляет -20 дБ на декаду, а полоса пропускания по уровню -3 дБ задается параметром β_φ .

Для анализа фазовых шумов при передаче OFDM сигнала используется следующая эквивалентная модель, показанная на рисунке 4. Структура модели основана на предложенной в [10] модели фазового шума.

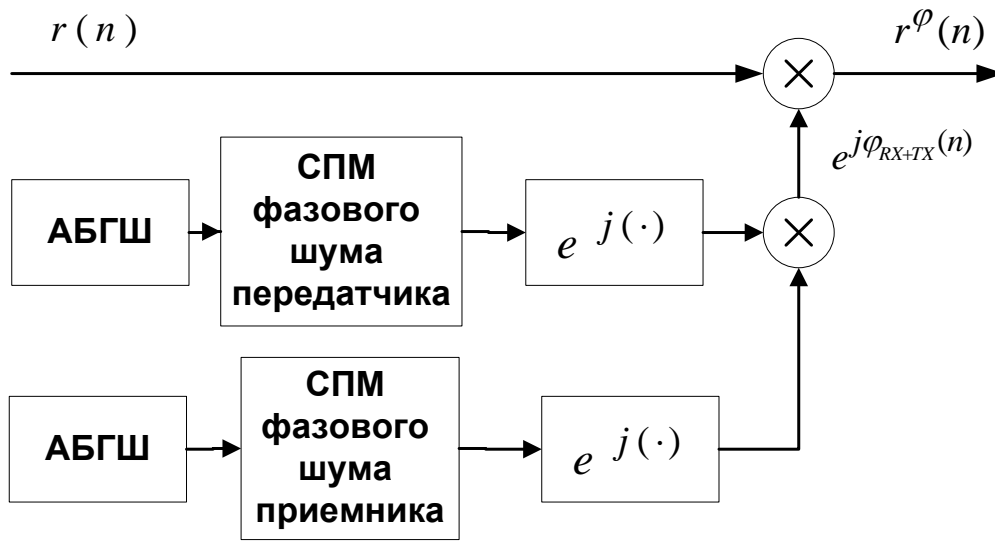


Рис. 4. Модель фазового шума

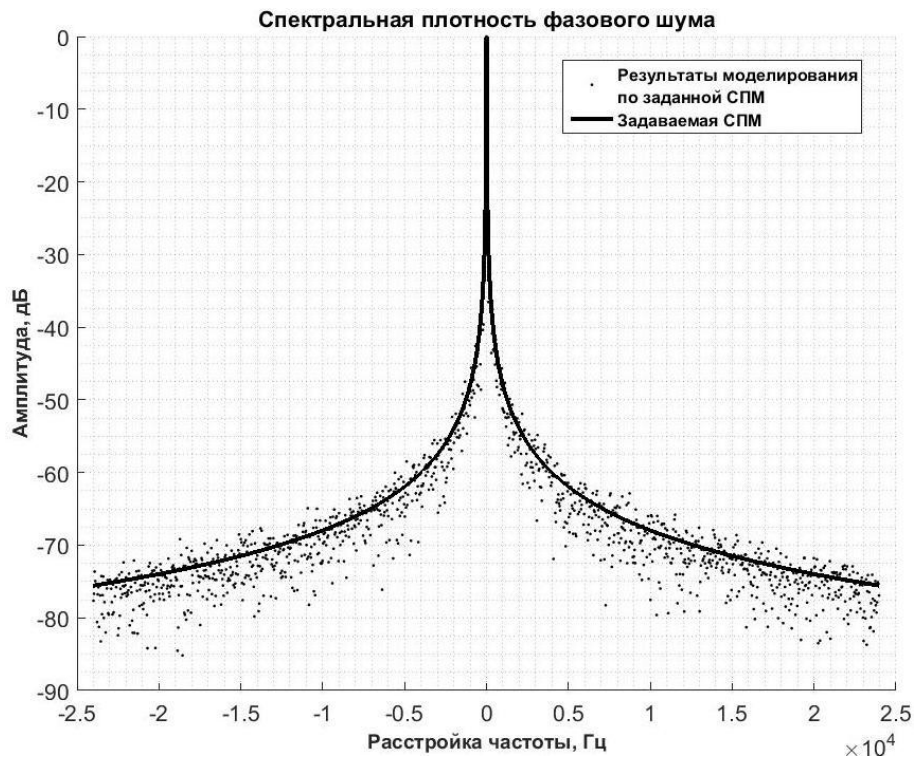
Данная модель позволяет моделировать фазовый шум приемника и передатчика, задавая необходимые параметры СПМ. Моделирование СПМ проводилось на основе стохастического интеграла [11]:

$$\varphi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{jft} \sqrt{S_{\varphi_N}(f)} d\eta(f) \approx \sum_{k=-L}^L e^{jf_k t} \sqrt{S_{\varphi_N}(f_k)} \eta_k, \quad (11)$$

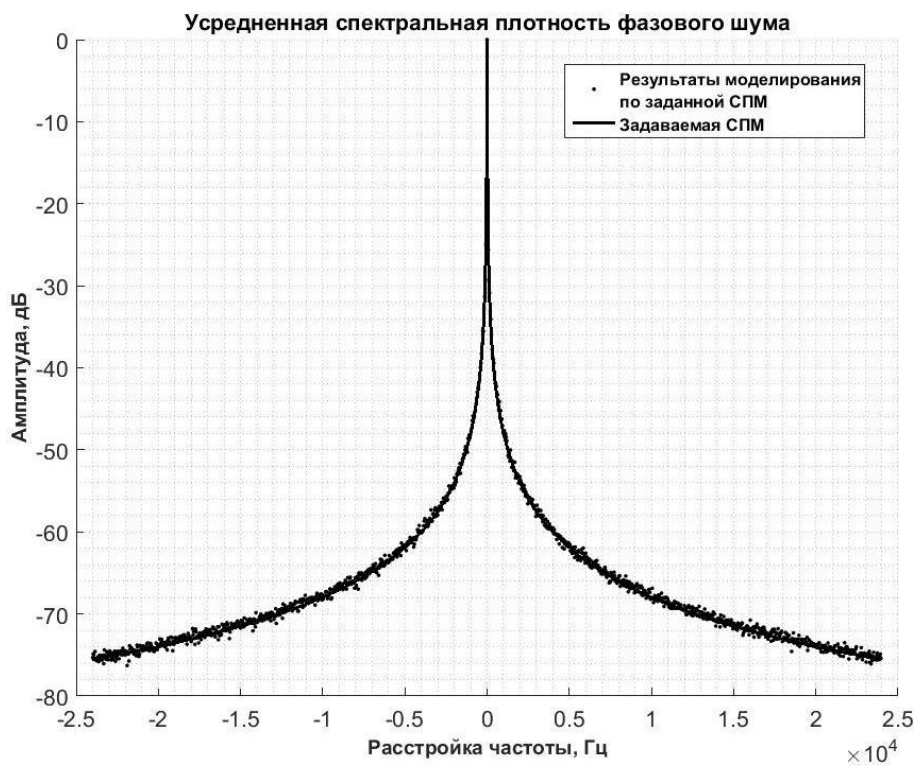
где $\eta(f)$ – аддитивный белый гауссовский шум (АБГШ).

Задавая ступенчатую аппроксимацию спектральной плотности и полагая её равной нулю вне некоторой полосы частот, получим представление процесса $\varphi(t)$ в виде конечной линейной комбинации комплексных экспонент со случайными коэффициентами η_k , представляющими собой некоррелированные нормальные случайные величины с нулевым средним и дисперсиями равными значениям спектральной плотности на некоторой сетке частот f_k . Вычисление данного интеграла было реализовано наложением спектральной маски и вычислением обратного преобразования Фурье.

Для моделирования в качестве входного сигнала $r(n)$ использовался OFDM сигнал стандарта DRM [12] с режимом передачи В, размещением спектра 4, расстоянием между поднесущими $\Delta f = 46,875$ Гц, частотой дискретизации 48 кГц и модуляцией QAM-16. На рисунке 5 представлен результат моделирования заданной СПМ.



a



б

Рис. 5. Результаты моделирования СПМ без усреднения (*a*) и с усреднением (*б*)

На рисунке 6 показано, что при увеличении β_ϕ увеличивается уровень МКИ вследствие нарушения ортогональности, о которой говорилось выше.

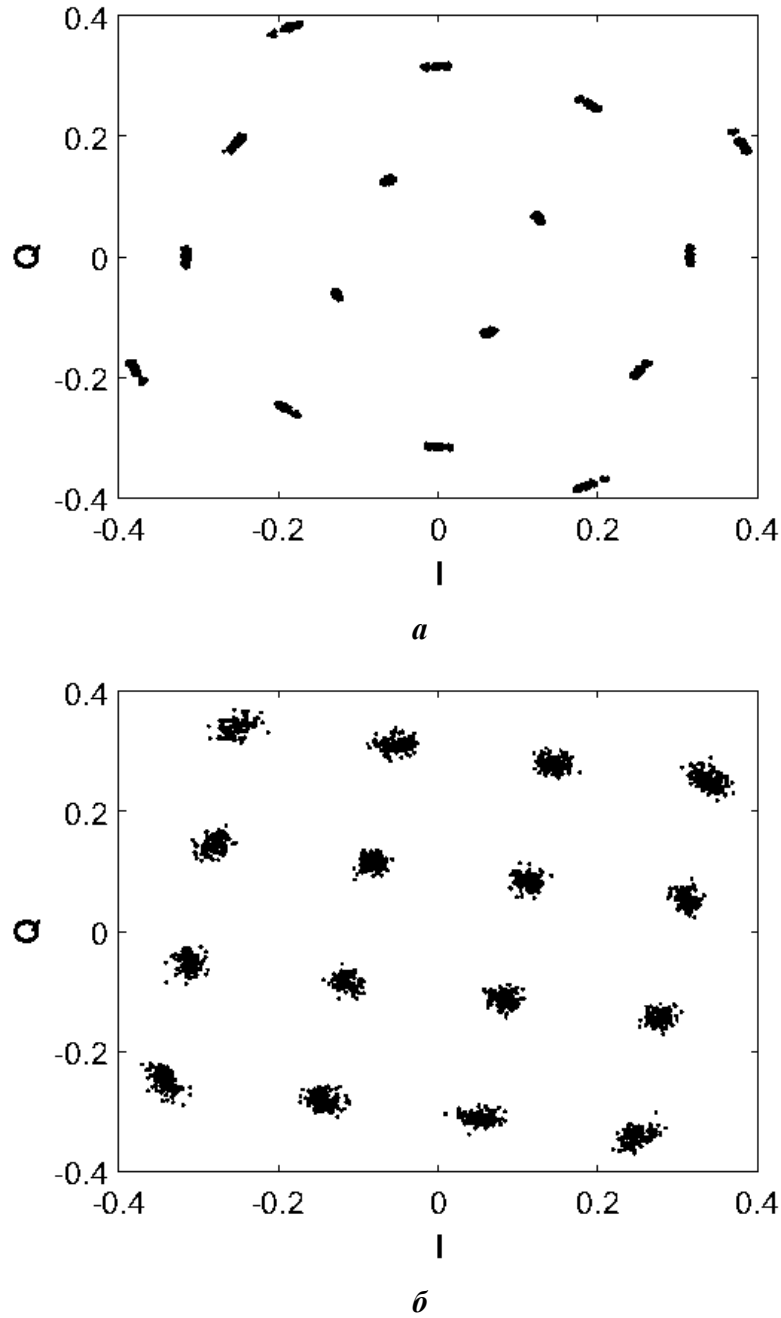


Рис. 6. Созвездие QAM-16 при низком β_ϕ (а), при высоком β_ϕ (б)

Таким образом, фазовый шум приводит к ухудшению отношения сигнал/шум (ОСШ) из-за возникновения МКИ, которое можно рассчитать по следующей формуле[5]:

$$D_{\text{дБ}} \cong \frac{11}{6 \cdot \ln(10)} \left(4\pi \frac{\beta_\phi}{\Delta f} \right) \frac{E_s}{N_0} \quad (12)$$

Из формулы видно, что при увеличении Δf уменьшается ухудшение ОСШ при заданном β_ϕ . На рисунке 7 представлен график ухудшения ОСШ, линиями показаны графики, рассчитанные по формуле (12), а точками результаты предложенного метода моделирования фазовых шумов.

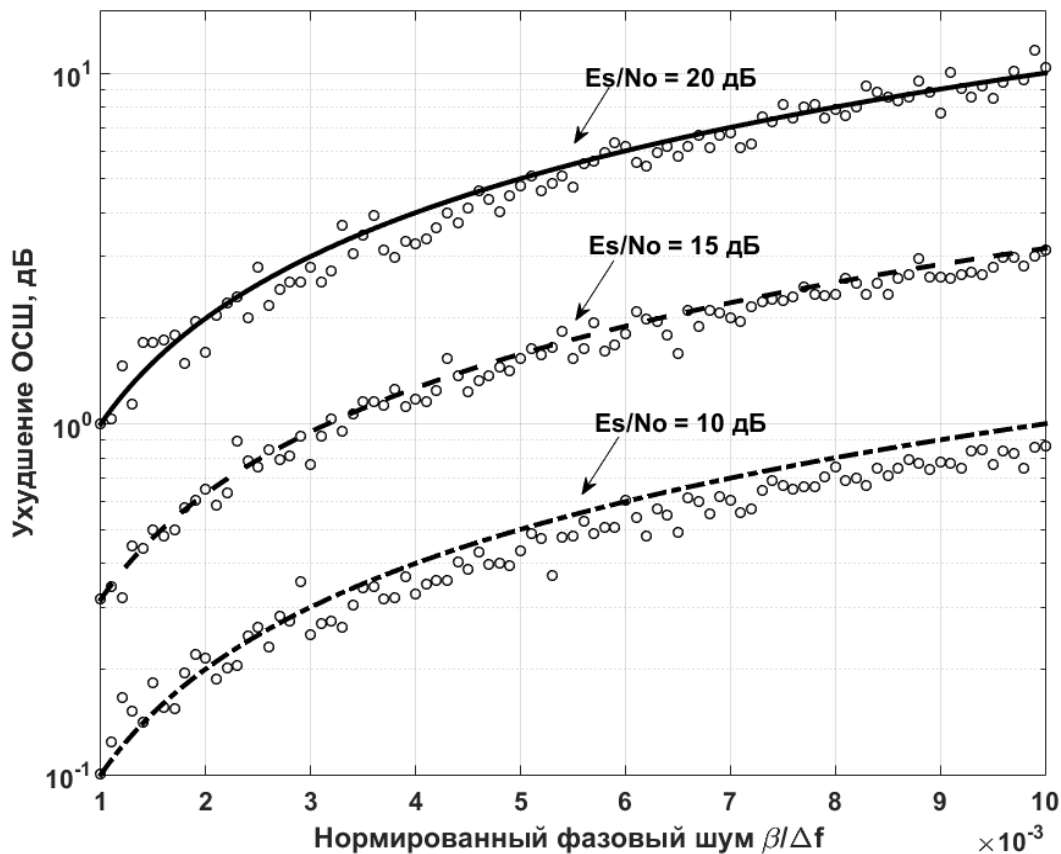


Рис. 7. График ухудшения ОСШ в зависимости от нормированной β_φ

Из графика можно отметить, что при заданном E_s/N_0 увеличение β_φ приводит к ухудшению ОСШ и, как следствие, увеличению битовой ошибки на выходе приемника. Также можно отметить, что результаты моделирования сходятся с аналитическими кривыми, что говорит об адекватности работы модели.

Выводы

При проектировании и формировании параметров OFDM системы следует учитывать ее чувствительность к фазовым шумам генератора. Связано это с тем, что фазовый шум вносит общую фазовую ошибку, а также приводит к возникновению МКИ, что накладывает определенные требования к синхронизации и аппаратной реализации приемных трактов.

Влияние общей фазовой ошибки с определенной точностью может быть компенсировано системой синхронизации. Более серьезным является влияние МКИ, которая ухудшает ОСШ сигнала из-за нарушения ортогональности. Ее влияние напрямую зависит от параметров используемого генератора, как в приемнике, так и в передатчике. Использование высокостабильных генераторов с низким уровнем фазовых шумов значительно повышает стоимость конечного продукта, что является не всегда оправданным. Решением проблемы влияния МКИ на качество приема, является увеличение разноса между поднесущими OFDM сигнала.

Предложенная модель для анализа влияния фазовых шумов генератора показала адекватные результаты моделирования и хорошо согласуется с аналитическими данными. Основным преимуществом данной модели является то, что она позволяет моделировать фазовые шумы приемника и передатчика, путем задания необходимой спектральной плотности мощности генератора. Данная модель может быть использована для:

- 1) расчета энергетического бюджета канала связи;
- 2) анализа помехоустойчивости разрабатываемой системы;
- 3) тестирования методов синхронизации OFDM сигнала;
- 4) формирования требований к параметрам OFDM сигнала и системы в целом.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Батырев И. А. Оценка влияния сдвига несущей частоты на качество принимаемого OFDM сигнала // Омский научный вестник. – 2015. №3(123). – С. 259 – 262.
- [2] Leeson D. B. A simple model of feedback oscillator noise spectrum. Proc. of the IEEE. pp. 329-330, Feb 1966.
- [3]. Armada A. G, Phase Noise and Sub-Carrier Spacing Effects on the Performance of an OFDM Communication System," IEEE Commun. Lett., vol. 2, no. 1, pp. 1113, Jan. 1998.
- [4] Robertson P. and Kaiser S., "Analysis of the Effects of Phase-Noise in Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) Systems", Proceedings of the IEEE ICC'95, pp. 1652 – 1657, June 1995.
- [5] Pollet, T., van Bladel, M., and Moeneclaey, M. (1995) BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and wiener phase noise. IEEE Trans. on Commun., 43(2/3/4), 191–193.
- [6] Pramod Jacob Mathecken Performance Analysis of OFDM With Wiener Phase Noise and Frequency Selective Fading Channel [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://lib.tkk.fi/Dipl/2010/urn100401.pdf> (дата обращения: 05.06.2016).
- [7] M. Hosseinpour and M. Waezi Mitigating Phase Noise Effect in OFDM System Using Partial IFFT/FFT and Adaptive Filtering [Электронный ресурс].
Режим доступа: http://www.ece.mcgill.ca/~mvaezi/papers/ofdm_pimrc03.pdf (дата обращения: 05.06.2016).
- [8] Prabakaran M., Sivabalan A. Compensation of Phase Noise Effect and Performance of Channel Equalizer in OFDM Systems over Fading Channels. – URL: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.677.8097&rep=rep1&type=pdf> (дата обращения: 05.06.2016).
- [9] Белов А. А., Степанов А. В. Кварцевые резонаторы. М.:Московский государственный университет им. Ломоносова. – 2012. – С. 18.
- [10] Крюков Я. В., Рогожников Е. В., Покаместов Д. А. Модель фазового шума с учетом спектральной маски синтезаторов частоты и генераторов сигнала.

[11] Стругов Ю. Ф., Семенов А. М., Добровольский С. М., Батырев И. А. Стохастическое моделирование каналов с аддитивными и мультипликативными помехами. Схема реализации. // Математические структуры и моделирование. – 2015. – №2(34). – С. 48–63.

[12] Digital Radio Mondiale (DRM) System Specification. ETSI ES 201 980 V2.2.1. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.drm.org/wp-content/uploads/2012/10/DRM-System-Specification.pdf> (дата обращения: 05.06.2016).

Иван Александрович Батырев – научный сотрудник центра проектирования СБИС СнК АО ОНИИП. E-mail: b.ivan007@mail.ru.

Александр Михайлович Семенов – доцент, к.ф.-м.н. ОмГУ им. Достоевского, старший научный сотрудник лаборатории центра проектирования СБИС СнК АО ОНИИП. E-mail: alsemenov@mail.ru.

Blockchain is distributed ledger technology of reliable data

Inna Bondareva, CEO

Blockchain is a distributed ledger technology of reliable data that has been applied in the creation of complex systems for interaction between dissimilar objects.

Keywords: blockchain, distributed ledger, consensus, smart contract.

Blockchain revolution

Blockchain — **distributed ledger** representing a network consensus of every transaction that has ever occurred.

Blockchain ecosystem:

Blockchain is a peer-to-peer distributed ledger technology for a new generation of transactional applications that establishes trust, accountability and transparency while streamlining business processes.

According to the IBM report «*Device democracy. Saving the future of the IoT*», in 2016 there was *Network Revolution*. In addition, in fact:

Before 2005, networks were built on the principle of: **Closed** and centralized IoT networks.

Today, networks are: Open-access IoT networks, **centralized cloud**.

In 2025 and beyond, networks will be: Open-access IoT networks **distributed cloud**.

From closed to open networks

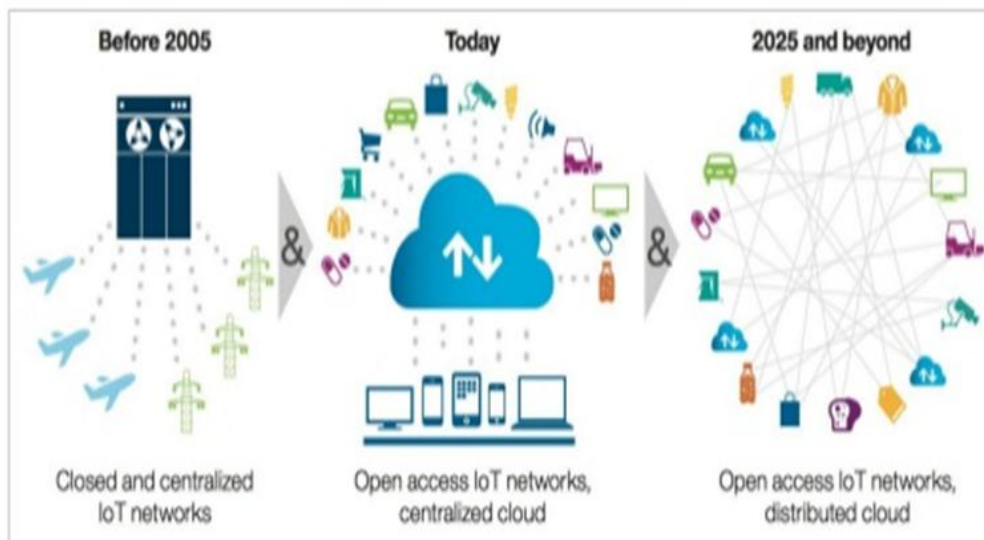


Illustration of reorganization of network depending on modern demands, the record of IBM "Device democracy. Saving the future of the Internet of Things" p.9

Fig. 1. Now there is a transformation from closed to open systems

For open access IoT networks and a distributed cloud, the blockchain is a chain of data blocks where each block is connected with the previous one. The block contains a set of records.

1. Main principles: distribution, openness, security.
2. New blocks are always strongly added to the end of the chain.
3. Data copies or parts of the data copies stored on computers of blockchain users.
4. Everyone is responsible for himself.
5. Each new member strengthens the system.
6. Blocks and the content are open to all.
7. Encryption.



Fig. 2. Structure of blocks

Openness and reliability of blockchains are that anyone can see that someone has one million. Who specifically owns one million anyone can't see until the owner of one million furnishes to it **the special key**, confirming that the owner has one million.

Cryptographic keys

A key is the hashing function algorithm, for example:

1731619542357098500868790785326998466564056403945758400791312963
9935

Properties of a key:

- a. Having a key, it is impossible to learn the initial data set.
- b. Finding other data set that provides the same key is almost unreal.
- c. Changing of the basic data key provides the complete change of the key.

Structure of blockchain network

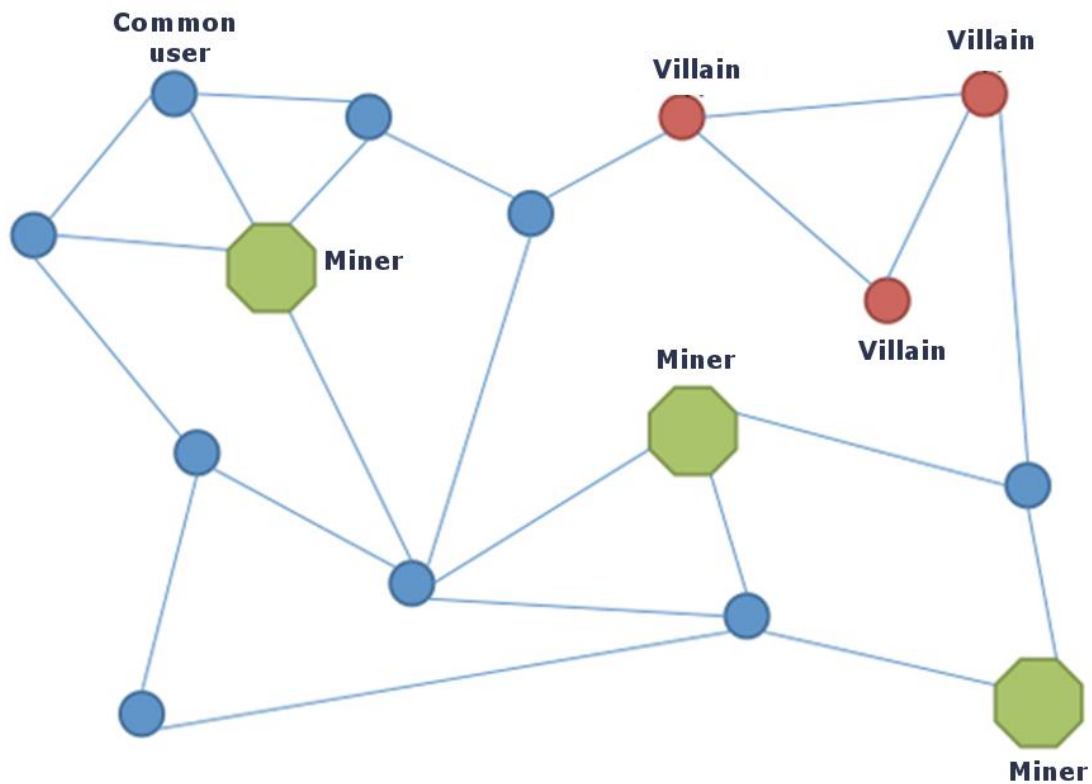


Fig. 3. Structure of P2P-Network



Fig. 4. Structure of a block

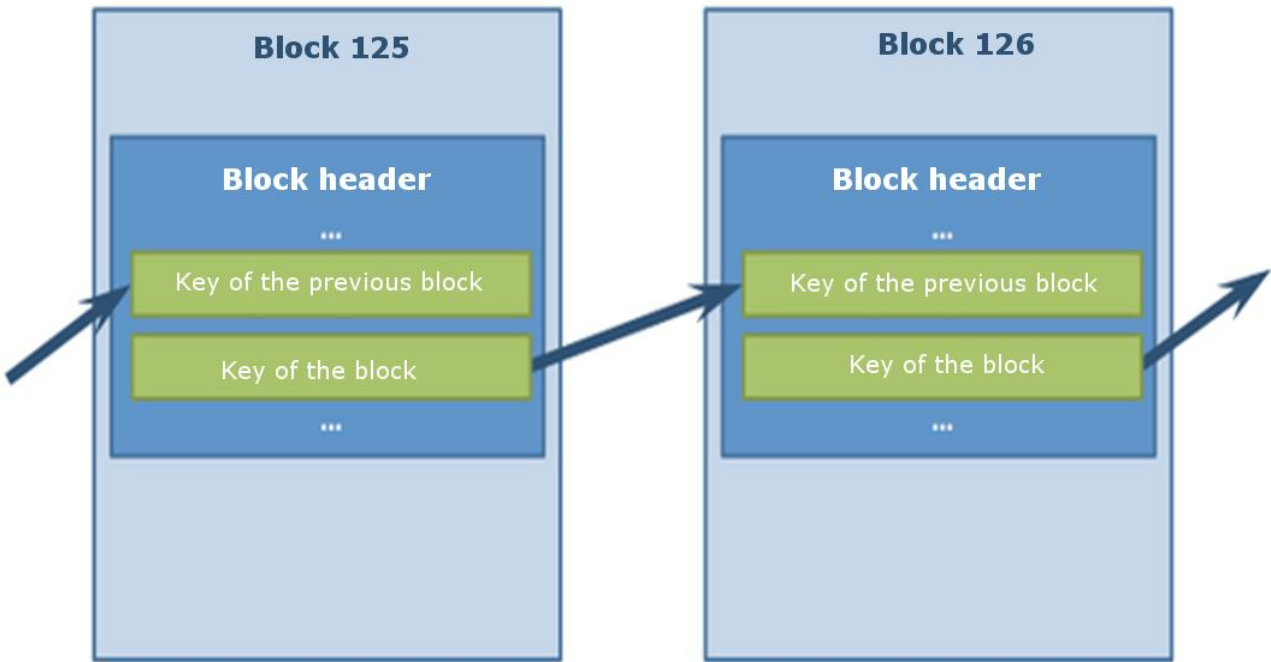


Fig. 5. Blocks relations

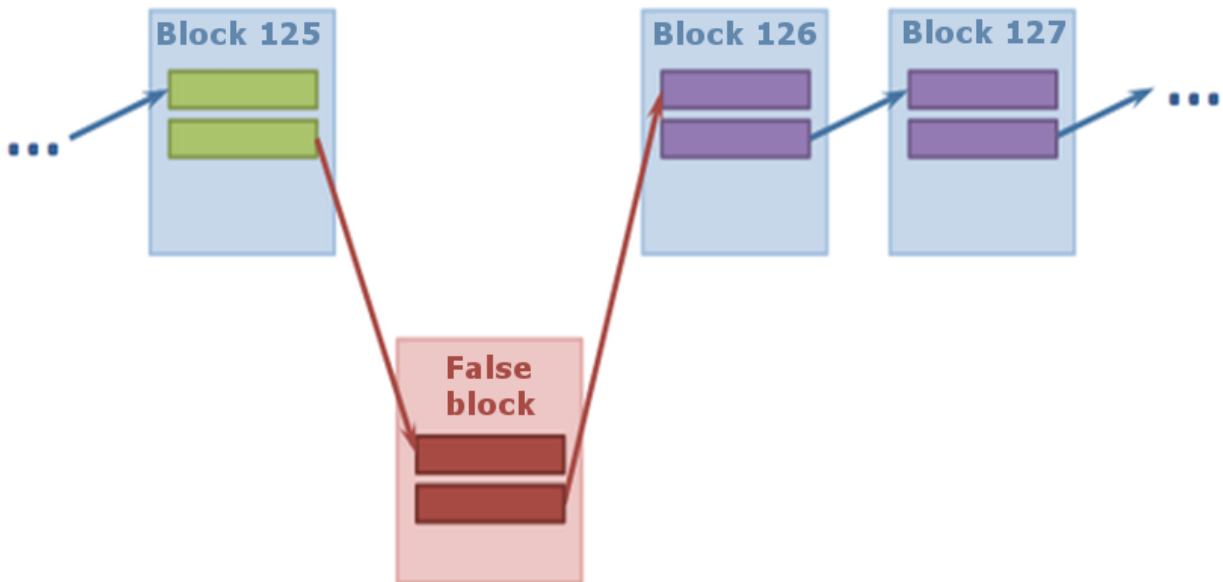


Fig. 6. False block

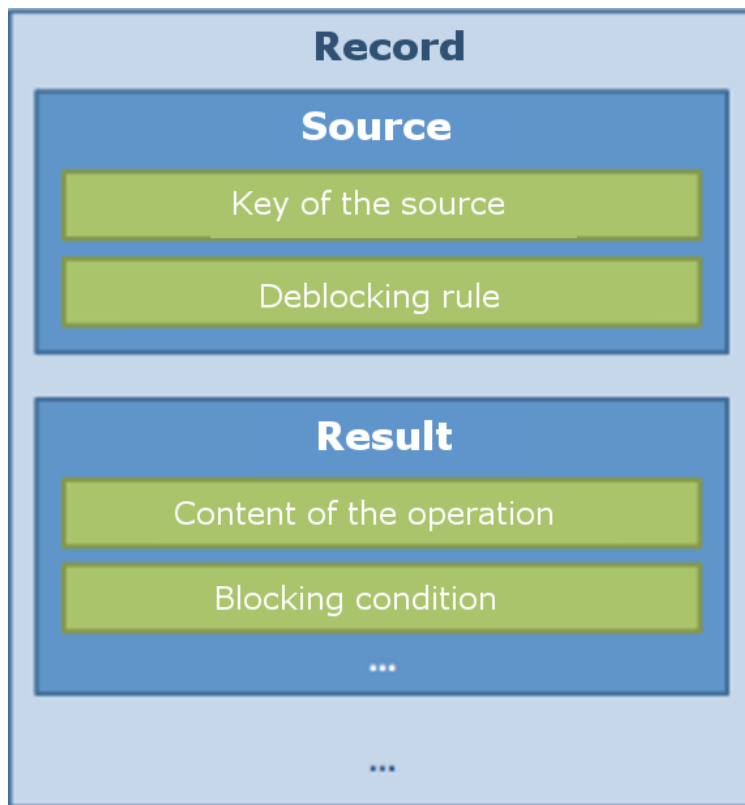


Fig. 7. Structure of a record

Smart contracts

Interfaces:

Human — machine — human

Machine — machine

Human — human.

FrameWorks for the blockchain systems:

- Hyperledger
- Ethereum

SOURCES

[1] Don Tapscott and Alex Tapscott. Blockchain revolution; An imprint of Penguin Rando House LLC 375 Hudson Street, New York, New York 10014, Copyright © 2016 by Don Tapscott and Alex Tapscott, ISBN: 9781101980132.

[2] Forum «Open Innovations. 2016»: forinnovations.ru.

Inna Bondareva, CEO of company «TARGETTA», Moscow, Russia.

Blockchain is distributed ledger technology of reliable data. The practice of using technology

*Inna Bondareva, CEO
Dror Sam Brama, CEO*

Blockchain revolution









Blockchain — a **distributed ledger** representing a network consensus of every transaction that has ever occurred....

Don Tapscott

Blockchain is a peer-to-peer distributed ledger technology for a new generation of transactional applications that establishes trust, accountability and transparency while streamlining business processes.

Hyperledger.org

Projects in the field of distributed ledgers

	50 participants of the consortium (from RF - QIWI) develop platforms Hyperledger and Ethereum 2 stages of technology testing have been carried out		Platform based on PP network for arrangement for cross-currency transboundary money orders
	80+ participants of the project develop platforms for creation of functional open-cross PP-based services Sberbank has participated the project since September 2016		Testing dollar money orders between London and Tokio in a blockchain application for further arrangement for international money orders
	Platform for creation of blockchain networks and smart contracts		Framework Blook ONE ID for creation of applications with the function of users authentication
	Buiseness with a letter of credit through the blockchain Arranging for transboundary payments		Platform for short-term bonds issue

80% of banks declare readiness to implement blockchain-based applications

1.83 billion investments in 872 companies from 24 countries*

90+ companies enter industrial groups and consortiums

*Совместность кредитования и расчетов на базе PP и блокчейн

Drone Employee. Airalab company. Russia

An example of the decentralized dispatching service.

This decentralized dispatching service is created by the blockchain technology and smart contracts. The framework of the scripts is Ethereum.

Interfaces: a drone and a robot-dispatcher, machine – machine without HUMAN!

Medical records tagging for Clinical Research by «LogicalForm» company, Jerusalem, Israel.

Clinical trials and medical records research challenges:

Getting consent to collect and aggregate data for research.

HIPPA: Anonymization “kill the record”. No follow-up.

Augmenting and validating pieces of data from different resources is complicated and prone to errors.

It is difficult to track and audit records as they move between parties.

Why Blockchain-based solution?

Strong cryptography.

Separates authentication from identification.

Decentralized – does not require a single party to control the records.

Enables communications and follow-up on records through anonymization firewall.

Enables validation and tracking of data from multiple sources.

Enables granular and on-going consent.

The solution: security tagging.

Apply a unique tag to every record at origin.

The tag is tracked on block chain system.

Only key holders can see relations between tags or decipher their meaning.

Control of double-blind flow of data records.

Authentication, verification and audit, without centralized data source or identification.

The solution: sensors and IoT security.

Apply unique tag to packet of record at origin.

The tag is tracked on block chain system anonymously.

Only key holders can see relations between tags or decipher their meaning.

Authenticate the sensors in open world.

Authentication, verification and audit, without centralized data source or need for identification.

SOURCES

[1] Don Tapscott. Blockchain revolution (USA).

[2] Dror Sam Brama. Medical records tagging for Clinical Research by LogicalForm (Israel).

[3] Sergey Loshakov. Review of Blockchain technologies (Russia).

[4] Forum «Open innovations 2016». Session of «Bases of Blockchain» (Russia).

Inna Bondareva, CEO of company «TARGETTA», Moscow, Russia.

Dror Sam Brama, CEO of company «LogicalForm», Jerusalem, Israel.

Связанные волноводы

М. Ю. Горячкин, магистрант

В докладе будет рассказано о выводе уравнений с помощью теории возмущений, из которых можно получить напряженности полей, получающихся в результате взаимодействия собственных мод волноводов. Будут определены коэффициенты связи основных мод и ТЕ мод оптических волокон.

Ключевые слова: теория возмущений, оптическое волокно, коэффициент взаимодействия.

Преимущества волоконно-оптических систем связи:

- невосприимчивость к электромагнитным помехам (ЭМП);
- отсутствие риска «короткого» замыкания или замыкания на землю;
- безопасность работы в окружении горючих веществ (топлива);
- безопасность, связанная с радиоперехватом или подслушиванием;
- малые потери при передаче;
- большая пропускная способность;
- малые размеры и вес;
- малая стоимость, использование доступных материалов.

Целью работы было изучить теорию связанных волноводов. Для достижения этой цели были поставлены следующие задачи:

1. Изучить вывод уравнений, из которых находится коэффициент взаимодействия.
2. Выполнить расчет коэффициента взаимодействия ТЕ-мод и основных HE_{11} -мод.

Если два волновода располагаются близко друг к другу, как показано на рис. 1, то моды одного волновода возбуждают моды в другом волноводе (ответвляются) или моды волноводов взаимодействуют (интерferируют) друг с другом. Когда распределение электромагнитного поля взаимодействующих мод мало отличается от распределения поля при отсутствии взаимодействия, можно использовать метод возмущений.

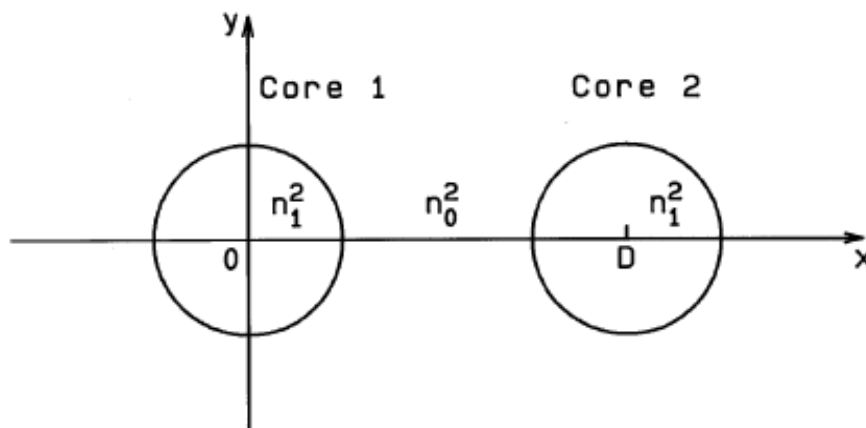


Рис. 1. Поперечные сечения сердцевины оптических волокон, расположенных на расстоянии D друг от друга

Обозначим напряженности электрического и магнитного полей собственных мод в каждом оптическом волноводе при отсутствии взаимодействия $\tilde{\mathbf{E}}_p$ и $\tilde{\mathbf{H}}_p$ $p=1,2$.

Метод возмущений заключается в том, что напряженности полей, получающихся в результате взаимодействия, выражаются в виде линейной комбинации собственных мод волноводов [1]:

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{E}} = A(z)\tilde{\mathbf{E}}_1 + B(z)\tilde{\mathbf{E}}_2 \\ \tilde{\mathbf{H}} = A(z)\tilde{\mathbf{H}}_1 + B(z)\tilde{\mathbf{H}}_2. \end{cases} \quad (1)$$

Представим напряженности в виде произведения функций, зависящих от поперечных и продольной координат:

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{E}}_p = \mathbf{E}_p \exp(-j\beta_p z) \\ \tilde{\mathbf{H}}_p = \mathbf{H}_p \exp(-j\beta_p z). \end{cases} \quad (p=1,2) \quad (2)$$

где β_1 и β_2 – постоянные распространения волн в первом и втором волноводах.

Из того, что $\tilde{\mathbf{E}}_p$, $\tilde{\mathbf{H}}_p$, $\tilde{\mathbf{E}}$ и $\tilde{\mathbf{H}}$ удовлетворяют уравнениям Максвелла, следует система уравнений для определения функций $A(z)$ и $B(z)$:

$$\frac{dA}{dz} + c_{12} \frac{dB}{dz} \exp[-j(\beta_2 - \beta_1)z] + j\chi_1 A + j\kappa_{12} B \exp[-j(\beta_2 - \beta_1)z] = 0, \quad (3)$$

$$\frac{dB}{dz} + c_{21} \frac{dA}{dz} \exp[j(\beta_2 - \beta_1)z] + j\chi_2 B + j\kappa_{21} A \exp[j(\beta_2 - \beta_1)z] = 0, \quad (4)$$

где \mathbf{u}_z – единичный вектор вдоль оси z ; κ_{pq} – коэффициенты взаимодействия мод, c_{pq} – торцовые коэффициенты связи между двумя волноводами; коэффициенты χ_p содержат только характеристики одного из волноводов:

$$\kappa_{pq} = \frac{\omega \varepsilon_0 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (N^2 - N_q^2) \mathbf{E}_p^* \cdot \mathbf{E}_q dx dy}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{u}_z \cdot (\mathbf{E}_p^* \times \mathbf{H}_p + \mathbf{E}_p \times \mathbf{H}_p^*) dx dy}, \quad (5)$$

$$c_{pq} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{u}_z \cdot (\mathbf{E}_p^* \times \mathbf{H}_q + \mathbf{E}_q \times \mathbf{H}_p^*) dx dy}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{u}_z \cdot (\mathbf{E}_p^* \times \mathbf{H}_p + \mathbf{E}_p \times \mathbf{H}_p^*) dx dy}, \quad (6)$$

$$\chi_p = \frac{\omega \varepsilon_0 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (N^2 - N_p^2) \mathbf{E}_p^* \cdot \mathbf{E}_p dx dy}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{u}_z \cdot (\mathbf{E}_p^* \times \mathbf{H}_p + \mathbf{E}_p \times \mathbf{H}_p^*) dx dy}. \quad (7)$$

В (5) и (6) N – показатель преломления системы волноводов в целом, N_q – показатель преломления волновода с номером q . Графики N^2 и разностей $N^2 - N_1^2$, $N^2 - N_2^2$ приведены на рис. 2.

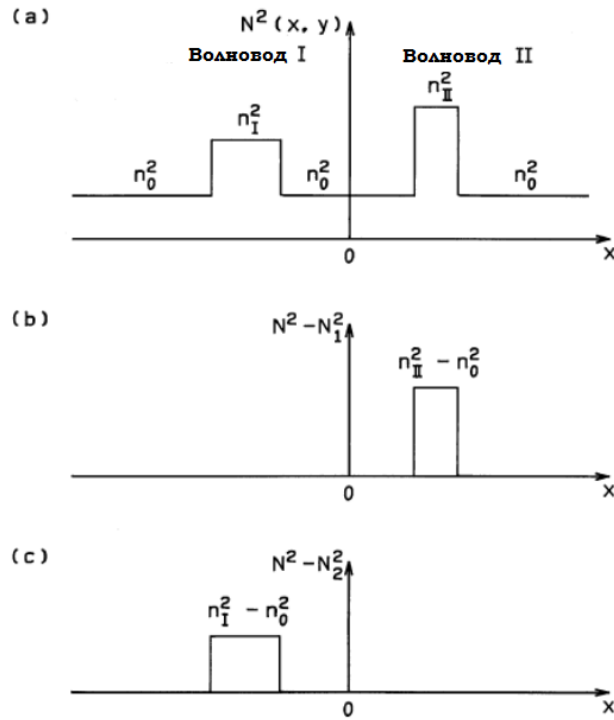


Рис. 2. Графики N^2 и разностей $N^2 - N_1^2$, $N^2 - N_2^2$

Обычно величинами c_{pq} и χ_p пренебрегают, полагая $c_{pq} = \chi_p = 0$. Это оправдано, если волноводы находятся так далеко друг от друга, что напряженности полей первого волновода малы в сердцевине второго волновода и наоборот [1].

Тогда уравнения (3) и (4) принимают вид

$$\frac{dA}{dz} + j\kappa_{12}B \exp[-j(\beta_2 - \beta_1)z] = 0, \quad (8)$$

$$\frac{dB}{dz} + j\kappa_{21}A \exp[+j(\beta_2 - \beta_1)z] = 0, \quad (9)$$

Можно показать, что $\kappa_{21} = \kappa_{12}^*$. Если волны в волноводах распространяются в одном направлении, κ_{pq} принимают действительные значения. Поэтому можно написать

$$\kappa = \kappa_{21} = \kappa_{12} = \frac{\omega\epsilon_0 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (N^2 - N_2^2) \mathbf{E}_1^* \cdot \mathbf{E}_2 dx dy}{\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{u}_z \cdot (\mathbf{E}_1^* \times \mathbf{H}_2 + \mathbf{E}_1 \times \mathbf{H}_2^*) dx dy}, \quad (10)$$

Пусть волны в волноводах распространяются в одном направлении, тогда β_1 и β_2 имеют одинаковые знаки, например, $\beta_1 > 0, \beta_2 > 0$ и решение уравнений (8) и (9) записывается в виде [3]:

$$A(z) = [a_1 e^{jqz} + a_2 e^{-jqz}] \exp(-j\delta z), \quad (11)$$

$$B(z) = [b_1 e^{jqz} + b_2 e^{-jqz}] \exp(j\delta z), \quad (12)$$

где q – неизвестный параметр, подлежащий определению.

Константы a_1, a_2, b_1, b_2 должны удовлетворять начальным условиям:

$$a_1 + a_2 = A(0), \quad (13)$$

$$b_1 + b_2 = B(0). \quad (14)$$

Подставляя уравнения (11), (12) в (8) и (9) и применяя начальные условия, получим

$$A(z) = \left\{ \left[\cos(qz) + j \frac{\delta}{q} \sin(qz) \right] A(0) - j \frac{\kappa}{q} \sin(qz) B(0) \right\} \exp(-j\delta z), \quad (15)$$

$$B(z) = \left\{ -j \frac{\kappa}{q} \sin(qz) A(0) + \left[\cos(qz) - j \frac{\delta}{q} \sin(qz) \right] B(0) \right\} \exp(j\delta z). \quad (16)$$

где $q = \sqrt{\kappa^2 + \delta^2}$.

Случай часто встречающийся на практике – свет при $z=0$ вводится только в волновод I, поэтому выполняются условия $A(0) = A_0, B(0) = 0$. Волноводы образуют устройство, которое называется ответвитель: волна, распространяющаяся в волноводе I, возбуждает моды в волноводе II [1]. Определим P_a , это доля мощности, остающейся в волноводе I, и P_b , это доля мощности, попадающая в волновод II. Обе эти величины зависят от z и записываются в виде [4]:

$$P_a(z) = \frac{|A(z)|^2}{|A_0|^2} = 1 - F \sin^2(qz), \quad (17)$$

$$P_b(z) = \frac{|B(z)|^2}{|A_0|^2} = F \sin^2(qz). \quad (18)$$

где F обозначает максимальную эффективность ответвления

$$F = \left(\frac{\kappa}{q} \right)^2 = \frac{1}{1 + (\delta/\kappa)^2}. \quad (19)$$

На рисунке 3 показана зависимость P_a и P_b от нормированной длины qz для двух направленных ответвителей с $F = 1.0$ и $F = 0.2$, соответственно P_b достигает максимума при

$$z = \frac{\pi}{2q} (2m+1) \quad (m = 0, 1, 2, \dots). \quad (20)$$

Длина z при $m = 0$ называется длиной связи и задается в виде

$$L_c = \frac{\pi}{2q} = \frac{\pi}{2\sqrt{\kappa^2 + \delta^2}}. \quad (21)$$

Когда постоянные распространения двух волноводов равны ($\beta_1 = \beta_2$ и $\delta = 0$), тогда 100% мощности ответвляется при длине

$$L_c = \frac{\pi}{2\kappa} \quad (22)$$

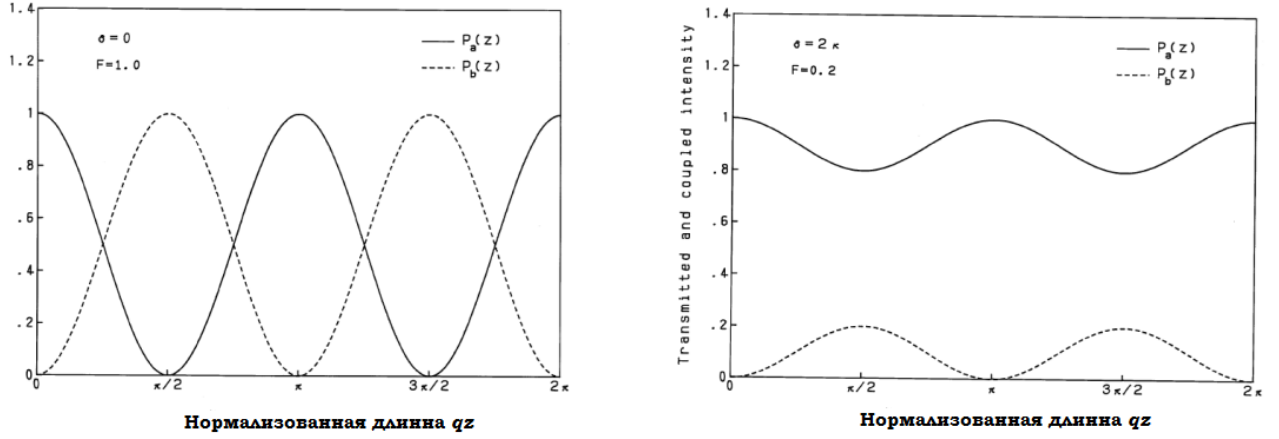


Рис. 3. Зависимости P_a и P_b от нормированной длины

Вычислим коэффициенты взаимодействия мод оптических волокон. Сделаем это для ТЕ-мод.

Проекции напряженностей на оси x и y для сердцевинки волокна и его оболочки имеют вид [2]:

$$E_x = j\omega\mu_0 \frac{a}{u} A J_1\left(\frac{u}{a} r\right) \sin \theta, \quad (23)$$

$$E_y = -j\omega\mu_0 \frac{a}{u} A J_1\left(\frac{u}{a} r\right) \cos \theta, \quad (24)$$

$$E_x = -j\omega\mu_0 \frac{a}{w} \frac{J_0(u)}{K_0(w)} A K_1\left(\frac{w}{a} r\right) \sin \theta, \quad (25)$$

$$E_y = j\omega\mu_0 \frac{a}{w} \frac{J_0(u)}{K_0(w)} A K_1\left(\frac{w}{a} r\right) \cos \theta. \quad (26)$$

где a – радиус сердцевинки волокна; $u = a\sqrt{k^2 n_1^2 - \beta^2}$; $w = a\sqrt{\beta^2 - k^2 n_0^2}$; J_0, J_1 – функции Бесселя; K_0, K_1 – функции Макдональда.

Знаменатель формулы для коэффициента взаимодействия равен учетверенной мощности, переносимой модой через поперечное сечение волокна. Выполняя интегрирование, находим, что мощность равна

$$P = \pi\omega\mu_0\beta |A|^2 \frac{a^4 v^2}{2u^4} J_1^2(u) \frac{K_0(w) K_2(w)}{K_1^2(w)}. \quad (27)$$

где μ_0 – магнитная постоянная; $v = ka\sqrt{n_1^2 - n_0^2}$ – нормированная частота. Модуль постоянной A выражается через мощность.

Для того чтобы вычислить числитель формулы для коэффициента взаимодействия, найдем скалярное произведение напряженностей

$$\mathbf{E}_1^* \cdot \mathbf{E}_2 = -\omega^2 \mu_0^2 \frac{a^2}{uw} |A|^2 \frac{J_0(u)}{K_0(w)} J_1\left(\frac{u}{a} r\right) K_1\left(\frac{w}{a} r\right) \cos \theta. \quad (28)$$

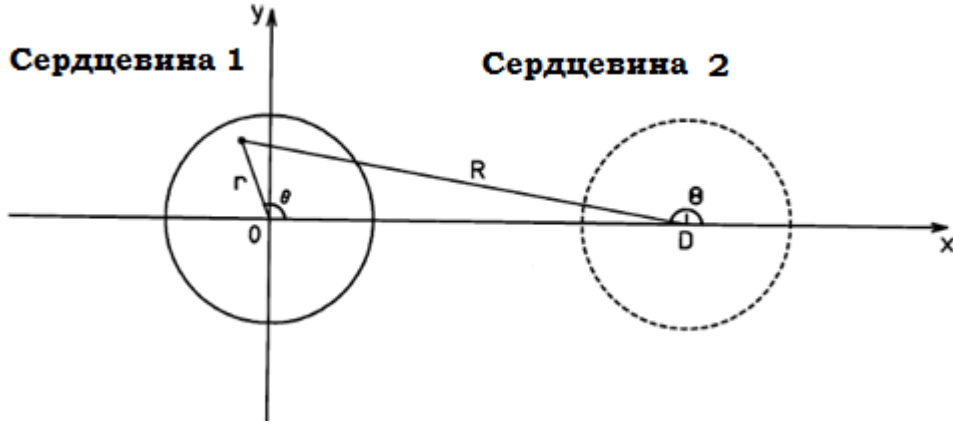


Рис. 4. Связь r, R и угла θ

Рис. 4 показывает, как связаны между собой r, R и угол θ .

В (28) опущены члены, содержащие r/R и $(r/R)^2$. R приближенно записываем в виде

$$R = D - r \cos \theta. \quad (29)$$

Разность квадратов показателей преломления, входящая в числитель, отлична от нуля только внутри сердцевин первого волокна, поэтому интегрирование нужно выполнять только по сердцевине первого волокна.

Используем асимптотическое поведение функций Макдональда [2]:

$$K_m(x) \cong \sqrt{\frac{\pi}{2x}} e^{-x}, \quad (30)$$

Интегральное представление модифицированных функций Бесселя [2]:

$$I_m(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi e^{x \cos \theta} \cos m\theta d\theta, \quad (31)$$

Связь между модифицированными и обычными функциями Бесселя [2]:

$$I_m(x) = e^{-jm\pi/2} J_m(jx), \quad (32)$$

Используем формулу для интеграла от произведения функций Бесселя [2]

$$\int_0^l J_m(\alpha t) J_m(\beta t) t dt = \frac{l [\alpha J_m'(\alpha l) J_m(\beta l) - \beta J_m(\alpha l) J_m'(\beta l)]}{\beta^2 - \alpha^2}. \quad (33)$$

Рекуррентные формулы для производных от функций Бесселя и для коэффициента взаимодействия получаем:

$$\kappa = -\frac{u^3 \sqrt{\Delta} K_1(w) J_0(u)}{a w v^3 J_1(u) K_0^2(w) K_2(w)} \sqrt{\frac{\pi a}{w D}} e^{-\frac{w D}{a}} \quad (34)$$

Был выполнен расчет коэффициента взаимодействия ТЕ-мод и основных НЕ₁₁-мод. На рис. 5 приведена зависимость коэффициента взаимодействия волноводов для случая ТЕ-мод и случая НЕ₁₁.

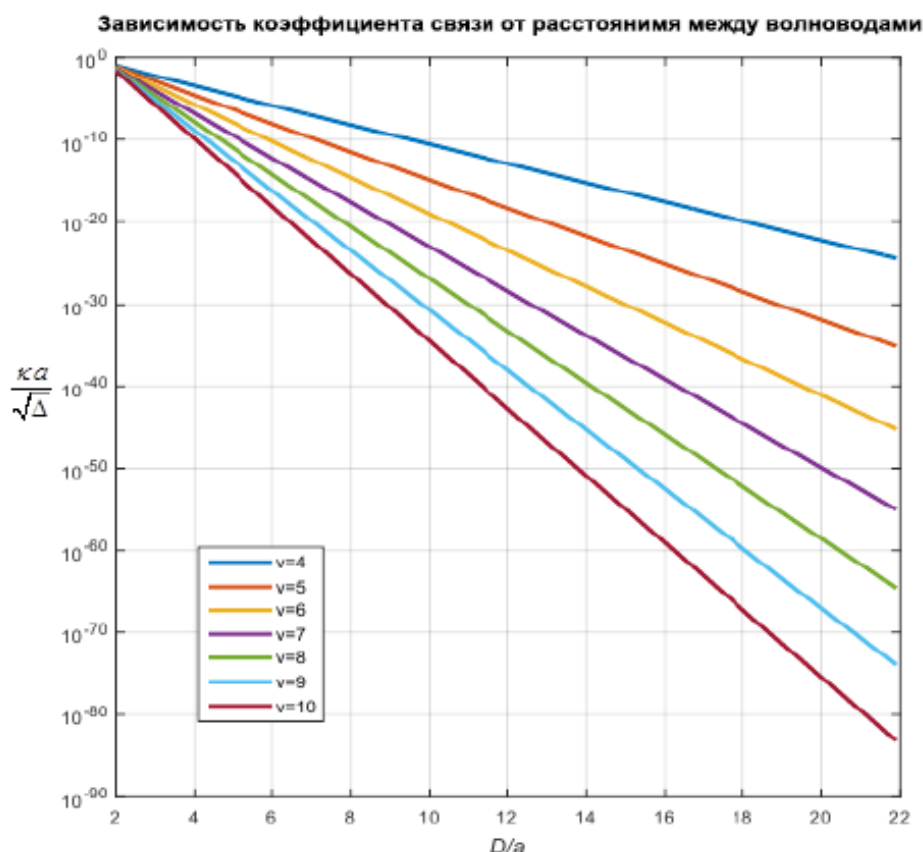


Рис. 5. Зависимость коэффициента взаимодействия волноводов для различных ν

В ходе работы:

- 1) изучена теория связанных волноводов;
- 2) изучен вывод уравнений, из которых находится коэффициент взаимодействия волноводов;
- 3) выполнены расчеты коэффициента взаимодействия для ТЕ-мод и основной моды HE_{11} .

ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Katsunari Okamoto*, Fundamentals of Optical Waveguides/ Katsunari Okamoto; 2006. – 561 с.
- [2] *Унгер Х.-Г.*, Планарные и волоконные оптические волноводы/ Унгер Х.-Г.; Oxford University Press, 1977. – 656 с.
- [3] *Дмитриев С. А., Слепов Н. Н.* Волоконно-оптическая техника: история, достижения, перспективы: сборник статей / под ред. Дмитриева С. А., Слепова Н. Н. – М.: Изд.-во «Connect», 2000. – 376 с.
- [4] *Гауэр, Дж.* Оптические системы связи / Дж. Гауэр. – М.: Радио и связь, 1989. – 504 с.

Максим Юрьевич Горячкин, магистрант ОмГУ им. Ф. М. Достоевского.

Исследование алгоритмов коррекции несущей сигналов в системах спутниковой связи

Е. В. Дереча, магистрант, инженер-программист

Определение частотных сдвигов, вызванных влиянием эффекта Доплера и низкостабильными генераторами опорной частоты, является важной задачей при детектировании сигналов. В данном докладе будет приведён обзор 4-х алгоритмов определения частотного сдвига, исследованы их характеристики и области применения, указаны их преимущества и недостатки.

Ключевые слова: системы спутниковой связи, оценка частоты, искусственный спутник Земли.

В настоящее время одним из перспективных направлений развития систем спутниковой связи (ССС) является обеспечение широкополосной передачи данных. Это объясняется все возрастающей потребностью у населения в высокоскоростном доступе в интернет и телевидении высокой четкости. В таких системах для передачи высокоскоростного потока данных от центральной станции к абонентским терминалам используется широко применяемая технология цифрового широкополосного вещания, реализованная в стандарте DVB-S2.

Поскольку частотный сдвиг в СССР, вызванный влиянием эффекта Доплера и низкостабильными генераторами опорной частоты, может достигать 20% и более относительно символьной скорости передачи данных, крайне важно минимизировать частотный сдвиг до приемлемого уровня еще на начальном этапе обработки принимаемых сигналов.

В работе представлено исследование 4-х различных алгоритмов, призванных осуществить синхронизацию частотного сдвига в системах спутниковой связи. Представлены результаты моделирования, определяющие характеристики данных алгоритмов, их границы применимости, выявлены их преимущества и недостатки.

Оценка частоты несущей сигналов является одним из необходимых этапов решения задачи синхронизации в радиоприемном устройстве [1, 2]. Алгоритмы, выполняющие частотную синхронизацию, можно разделить на три группы: с использованием данных, с использованием символьного синхронизма и без использования данных [3]. В данном докладе рассмотрены алгоритмы с использованием данных применительно к сигналам с линейной модуляцией.

Частным случаем линейной модуляции, является фазовая модуляция. Комплексная огибающая сигнала с такой модуляцией имеет вид

$$s(t) = \sum_i c_i g(t - iT), \quad (1)$$

где $g(t)$ – импульсная характеристика фильтра, T – символьный период, c_k – символы данных, которые принадлежат сигнальному созвездию $\{c_k = e^{j\alpha_k} : \alpha_k = 0, 2\pi/M, \dots, 2\pi(M-1)/M\}$.

Компонента сигнала в приёмнике приобретает искажающий экспоненциальный коэффициент $e^{(2\pi\nu t + \theta)}$ и временную задержку τ , где ν – частотный сдвиг. Также к принимаемому сигналу в канале добавляется белый Гауссов шум $n(t)$

$$r(t) = s(t) + n(t), \quad (2)$$

где $s(t)$ имеет вид

$$s(t) = e^{i(2\pi\nu t + \theta)} \sum_i c_i g(t - iT - \tau). \quad (3)$$

При получении оценки частоты ν' из наблюдаемого сигнала $r(t)$ предполагается, что параметры $\{c_i\}$ и τ являются наблюдаемыми и известными, в то время, как начальная фаза θ неизвестна и может быть любой из интервала $[0, 2\pi)$. Необходимые операции над сигналом $r(t)$ показаны на рис. 1. Здесь фильтр нижних частот выбирается таким, чтобы пропустить сигнал без искажений.

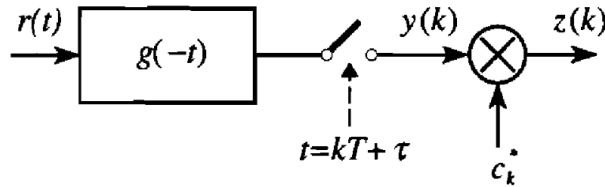


Рис. 1. Иллюстрация к вычислению $z(k)$

На выходе фильтра отсчёты берутся в моменты времени $t = kT + \tau$, и сигнал $x(k)$ формально выглядит так

$$y(k) = e^{(2\pi\nu(kT + \tau) + \theta)} c_k + n(k). \quad (4)$$

Видно, что $x(k)$ зависит от формы модулирующего символа. Но зная, что $|c_k|^2 = 1$, мы можем снять модуляцию умножением $x(k)$ на c_k^* , в результате получаем

$$z(k) = e^{(2\pi\nu(kT + \tau) + \theta)} + n'(k), \quad (5)$$

где $n'(k) := n(k)c_k^*$ – шумовая компонента.

Правая часть (5) представляет собой дискретно-временную синусоиду с шумом, и задачей является получение оценки частоты этой синусоиды.

Для решения этой задачи были использованы следующие алгоритмы оценки частоты: Кея, Фитца, Луизе и Реджианнини (L&R), Менгали и Морелли (M&M). Все эти оценки относятся к максимально правдоподобным.

Оценка Кея [4] выглядит следующим образом:

$$\hat{\nu} = \frac{1}{2\pi T} \sum_{k=0}^{L_0-2} w_k \arg\{z_k^* z_{k+1}\}, \quad (6)$$

где L_0 – длина наблюдаемой последовательности, w_k – сглаживающая оконная функция, которая служит для уменьшения дисперсии оценки

$$w_k = \frac{3}{2} \frac{L_0}{L_0^2 - 1} \left[1 - \left(\frac{2k - L_0}{L_0} \right)^2 \right]. \quad (7)$$

Оценки Фитца [5], L&R [6] и M&M [7] используют в своей основе вычисление автокорреляционной функции $R(m)$

$$R(m) = \frac{1}{L_0 - m} \sum_{k=m}^{L_0-1} z(k) z^*(k - m). \quad (8)$$

Оценка Фитца выглядит следующим образом:

$$\hat{\nu} = \frac{1}{\pi N(N+1)T} \sum_{m=1}^N \arg\{R(m)\}. \quad (9)$$

L&R оценка имеет вид

$$\hat{\nu} = \frac{1}{\pi(N+1)T} \arg\left\{ \sum_{m=1}^N R(m) \right\}. \quad (10)$$

M&M оценка имеет вид

$$\hat{\nu} = \frac{1}{2\pi T} \sum_{k=1}^N l_k \arg\{R(k)R^*(k-1)\}, \quad (11)$$

где l_k – оконная функция

$$l_k = \frac{3(L_0 - k)(L_0 - k + 1) - N(L_0 - N)}{N(4N^2 - 6NL_0 + 3L_0^2 - 1)}. \quad (12)$$

В вышеуказанных формулах N – число автокорреляционных функций. Параметр N подбирается для обеспечения нужной точности и нужного быстродействия вычислений. Для нахождения оптимального значения для параметра N было проведено численное моделирование, и на рис. 2 представлены полученные зависимости.

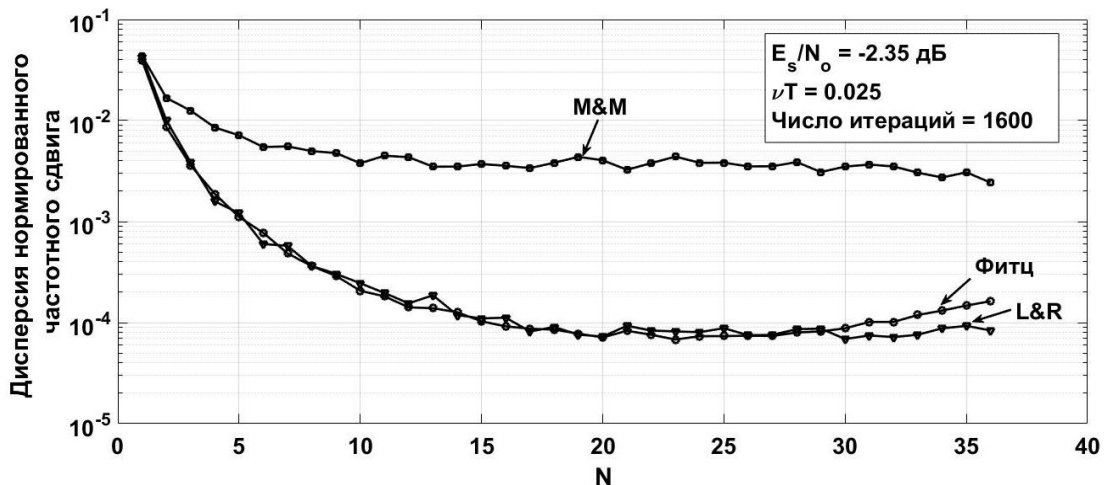


Рис. 2. Зависимости дисперсии нормированной оценки частотного сдвига для различных алгоритмов в зависимости от параметра N

Исходя из зависимостей на рис. 2, можно сделать вывод, что параметр следует выбирать не более половины от длины наблюдаемой полседовательности $N \leq L_0/2$.

Далее необходимо исследовать диапазоны допустимых частотных сдвигов, в пределах которых данные алгоритмы ещё будут применимы. Для этого были построены зависимости оценки частотного сдвига от истинного частотного сдвига для различных алгоритмов, данные зависимости представлены на рис. 3.

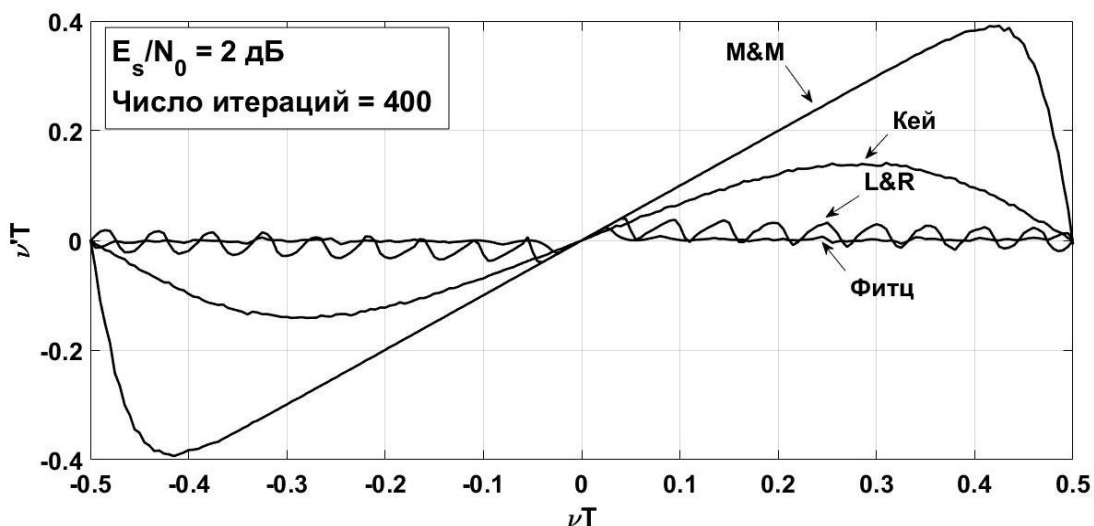


Рис. 3. Зависимость нормированной оценки частотного сдвига от истинного частотного сдвига для различных алгоритмов

Так как рабочий диапазон алгоритмов Фитца и L&R достаточно мал, то для них вышеуказанная зависимость изображена в увеличенном виде на рис. 4.

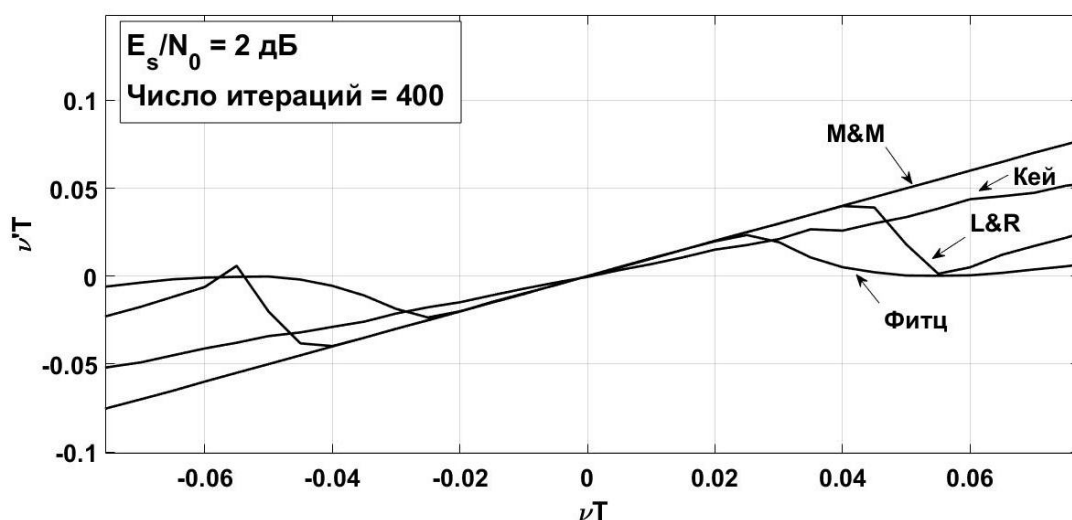


Рис. 4. Зависимость нормированной оценки частотного сдвига от истинного частотного сдвига для различных алгоритмов (рис. 3 увеличенный вблизи начала координат)

На рис. 3 можно увидеть, что оценка Кей получается очень смещённой, так как угол наклона к оси абсцисс данной кривой достаточно далёк от идеальных 45 градусов. Это объясняется тем, что алгоритм Кей имеет достаточно большую

ошибку при больших шумах, в данном случае при $E_s/N_0=2$ дБ. Но при увеличении E_s/N_0 алгоритм Кея, будет давать достаточно хорошую оценку, что можно видеть из рис. 5.

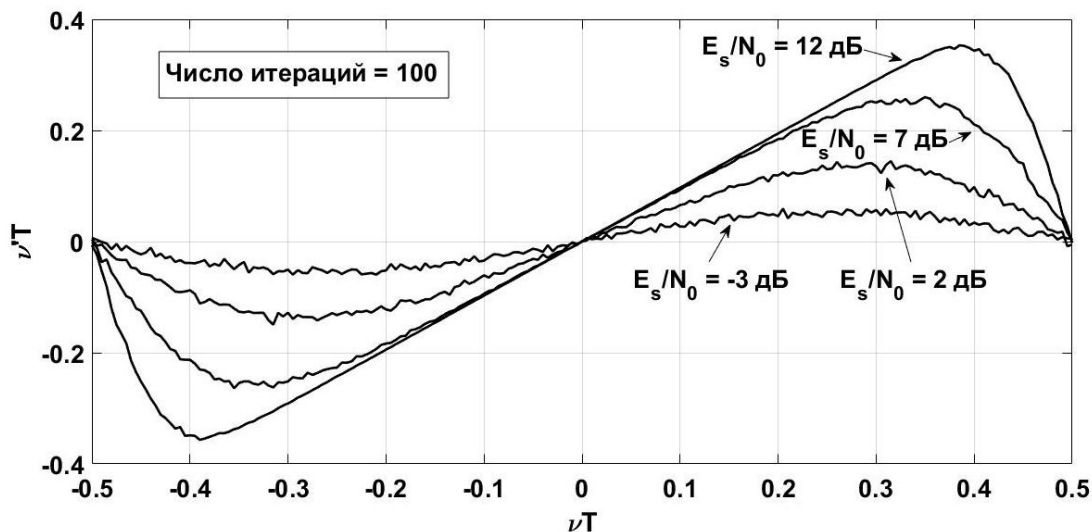


Рис. 5. Зависимость нормированной оценки частотного сдвига от истинного частотного сдвига для алгоритма Кея при различном отношении E_s/N_0

Исходя из вышеприведённых зависимостей, можно сделать вывод, что при высоком отношении E_s/N_0 корректируемый частотный сдвиг относительно символической скорости составляет для алгоритмов Кея и М&М до 40%, для алгоритма L&R – 5%, для алгоритма Фитца – 2,5%.

Зависимость данных алгоритмов оценки от отношения E_s/N_0 представлена на рис. 6.

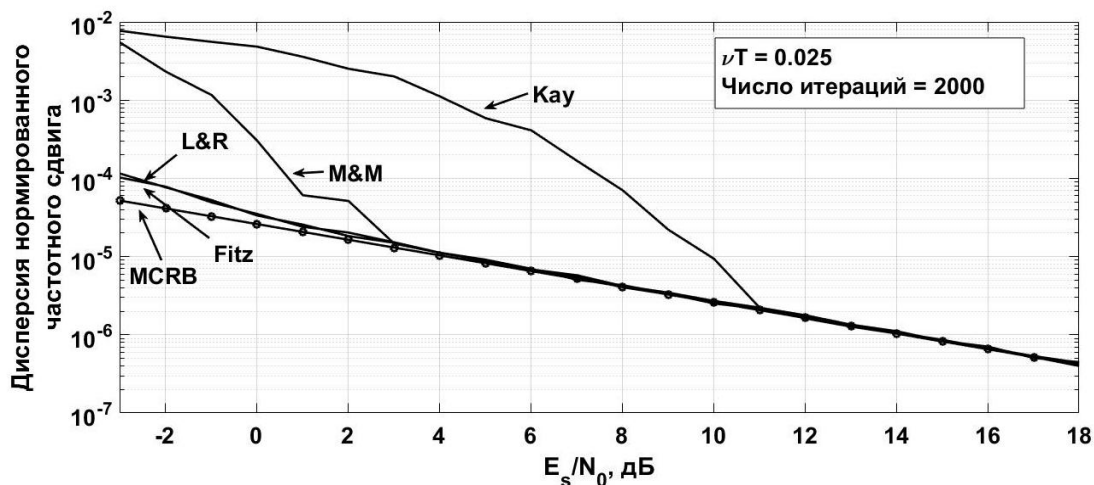


Рис. 6. Зависимость дисперсии нормированной оценки частотного сдвига от отношения E_s/N_0 , полученной с помощью различных алгоритмов

Из рис. 6 видно, что кривая алгоритма Кея приближается к границе Крамера-Рао при $E_s/N_0=11$ дБ, для алгоритма М&М при $E_s/N_0=5$ дБ, а для алгоритмов Фитца и L&R уже при $E_s/N_0=0$ дБ.

Заключение

На основе представленного анализа можно сделать следующие выводы.

1) При достаточно высоких отношениях $E_s/N_0=11$ дБ и выше рекомендуется использовать алгоритм Кея. Однако, следует учитывать значительное повышение дисперсии оценки частоты при увеличении реального частотного сдвига, что ограничивает его применимость на значениях сдвига порядка 35–40 % относительно символьной скорости.

2) Для получения более высокой точности в случае сохранения работоспособности при значительных частотных сдвигах (до 50 %) целесообразно применять алгоритм Менгали и Морелли, показывающий хорошие результаты при $E_s/N_0 > 5$ дБ. Однако данный алгоритм требует значительно больших вычислительных затрат за счет использования автокорреляционных функций.

3) Алгоритмы Фитца и L&R являются наиболее точными из рассмотренных, но способны работать лишь при малом частотном сдвиге (2–5 % относительно символьной скорости).

ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – 2-е изд., испр. Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
- [2] *Голдсмит А.* Беспроводные коммуникации. – М.: Техносфера, 2011. – 904 с.
- [3] *Umberto Mengali, Aldo N. D'Andrea.* Synchronization techniques for digital receivers // Plenum Press, New York, 1997. – 529 p.
- [4] *Kay S. A.,* A Fast and Accurate Single Frequency Estimator // IEEE Trans. Acoust. Speech Sig. Proc., vol. ASSP-37, Dec. 1989. – P. 1987–1990.
- [5] *Fitz M.P.* Planar Filtered Techniques for Burst Mode Carrier Synchronization // IEEE GLOBECOM 91, Phoenix, AZ. - Paper 12.1, Dec. 1991.
- [6] *Luise M., Reggiannini R.* Carrier Frequency Recovery in All-Digital Modems for Burst-Mode Transmissions // IEEE Trans. Commun. – Vol. 43, Feb/March/April 1995. – P. 1169–1178.
- [7] *Morelli M., Mengali U.* Carrier-Frequency Estimation for Transmissions over Selective Channels // IEEE Trans. Commun. – Vol. 48, №9, September 2000. – P. 1580–1589.

Евгений Вадимович Дереча, ФГБОУ ВО «ОмГУ им. Ф. М. Достоевского», физический факультет, АО «ОНИИП».

644077, г. Омск, пр. Мира, 55-А, neytrinoskvant@yandex.ru.

Анализ применимости средств повышения помехоустойчивости к измерительным системам антенно-согласующих устройств

А. С. Жильков, магистрант, инженер-конструктор 3-й категории

Современные стационарные комплексы связи имеют в своем составе множество передатчиков и антенно-фидерных систем. Мощность выходных сигналов передатчиков в таких комплексах на сегодняшний день достигает 100 кВт. При работе нескольких радиопередающих устройств на различные антенны, представляющие собой несогласованные нагрузки, в комплексах связи формируется очень сложная электромагнитная обстановка, которая приводит к невозможности настройки антенно-согласующего устройства и невозможности работы одного или нескольких радиопередающих устройств.

В данной работе будут рассмотрены основные способы повышения помехоустойчивости радиоприемных устройств и проведен краткий анализ их применимости в измерительных системах антенно-согласующих устройств.

Ключевые слова: измерительная система, антенно-согласующее устройство, помехоустойчивость, помехозащищенность.

Электромагнитная помеха [2] – любое электромагнитное явление, которое может нарушить функционирование технического средства.

Радиопомеха [2] – электромагнитная помеха, находящаяся в полосе рабочих частот технического средства.

Существует более конкретизированное определение электромагнитной помехи, согласно открытым интернет-источникам

Электромагнитная помеха – воздействие электрических, магнитных или электромагнитных полей, электрических токов или напряжений внешнего или внутреннего источника, которое нарушает нормальную работу технических средств или вызывает ухудшение технических характеристик и параметров этих средств.

По виду спектра различают несколько видов помех:

- шум – помехи, спектральные составляющие которого равномерно распределены во всем диапазоне частот;
- шумоподобные помехи – помехи, спектральные составляющие которого равномерно распределены в диапазоне рабочих частот;
- сосредоточенные помехи – помехи, имеющие ярко выраженную спектральную составляющую в диапазоне рабочих частот;
- рассредоточенные помехи – помехи, имеющие несколько ярко выраженных спектральных составляющих в диапазоне рабочих частот.

Согласно [3], помехозащищенность РПДУ складывается из его скрытности и помехоустойчивости, т. е. из способов скрыть передаваемый сигнал и способности сохранять работоспособность при возникновении помехи.

Помехоустойчивость [2] – способность технического средства сохранять заданное качество функционирования при воздействии на него внешних помех с регламентируемыми параметрами.

Радиопередающие устройства, как правило, сохраняют работоспособность при высоком уровне наводок за счет того, что они просто излучают информа-

ционный сигнал без его обработки. Главный риск при передаче информации – это вероятность выхода из строя полупроводниковых элементов оконечного усилительного каскада, для чего потребуется входящая энергия, равная почти половине энергии, генерируемой усилительным каскадом.

Радиоприемному устройству же необходимо обеспечить выделение полезного сигнала из всего принятого энергетического потока. При этом входные цепи не должны быть перегружены суммарной энергетикой входящих сигналов.

Измерительная система АнСУ является радиоприемным устройством, входящим в состав РПДУ. Выходной сигнал РПДУ будет являться для нее входным, а по уровню и разности фаз напряженческой и токовой составляющих сигнала измерительная система анализирует импеданс согласующего контура АнСУ в совокупности с излучающей системой.

Помехоустойчивость РПДУ зависит от совокупности множества факторов [3]: вида полезного сигнала и вида помехи, формы диаграммы направленности антенны, структуры приемника, алгоритма обработки сигналов, интенсивности помехи и применяемых средств радиоборьбы.

Обращаясь к [4], остановимся на энергетических показателях сигнала и помехи. Такие показатели являются полными и достаточными для анализа помехоустойчивости.

Известно [4], что максимальное отношение сигнала к шуму не зависит от формы сигнала, и для диапазона частот Δf будет иметь вид

$$q = \frac{P_c}{P_n} * \Delta f * T \quad (1)$$

где q – максимальное отношение сигнала к шуму, P_c – мощность сигнала, P_n – мощность помехи, Δf – диапазон рабочих частот, T – время работы технического средства. При этом помехоустойчивость технического средства будет определяться как

$$q_0 \leq \alpha * q, \quad (2)$$

где α – некоторый коэффициент запаса ≥ 1 , учитывающий потери в тракте, q_0 – отношение сигнала к шуму, а произведение $\alpha * q$ – критическое отношение сигнала к шуму.

Таким образом, существует несколько основных способов повышения помехоустойчивости технических средств, связанных с энергетикой сигнала:

- увеличение отношения сигнала к шуму;
- расширение диапазона рабочих частот;
- уменьшение времени воздействия помехи;
- применение специальных алгоритмов обработки сигнала.

Самым простым способом повышения помехоустойчивости является увеличение мощности тестового сигнала.

Такой способ повышения помехоустойчивости обладает рядом недостатков.

Во-первых, данный метод резко снижает скрытность РПДУ. Мощный тестовый сигнал легко отследить радиолокационными системами противника.

Во-вторых, увеличение мощности тестового сигнала влечет за собой увеличение требований по надежности измерительной системы в целом. Элементы измерительной системы рассчитываются исходя не только из частотного диапазона и эксплуатационной группы РПДУ, но и из их рабочей мощности. Фактор проходящей мощности может сильно сказаться на элементах измерительной системы при работе, например в режиме перестройки по частоте. В данном режиме согласование на одну из частот рабочего диапазона определяется максимальным временем настройки АнСУ и может достигать трех раз в секунду (при использовании цифровой измерительной системы), что потребует дополнительного охлаждения некоторых элементов измерительной системы;

В-третьих, увеличение требований по надежности и возможная необходимость охлаждения некоторых элементов приводит к увеличению массогабаритных свойств и стоимости измерительной системы, что, в свою очередь, сказывается на этих же свойствах АнСУ в целом.

Положительной стороной данного способа повышения помехоустойчивости является возможность применения сигнала РПДУ в качестве тестового (настроечного), что упрощает схемотехнику цифровой измерительной системы.

Уменьшение времени воздействия на измерительную систему подразумевает под собой измерение сопротивления антенны при помощи коротких синусоидальных импульсов. По сути, речь идет о временной селекции сигнала. Данный метод настройки, на самом деле, обладает низкой помехоустойчивостью, если заранее неизвестен тип помехи.

При этом способе измерения импеданса антенны, для повышения достоверности, измерения должны проводиться несколько раз через разные промежутки времени и с разной длительностью импульсов, после чего необходимо применить некий алгоритм для вычисления истинного значения импеданса антенны (например, простое усреднение или сравнение полученных данных с информацией, приведенной в конструкторской документации для данной антенны). Все это в значительной степени увеличивает время настройки АнСУ, что, в некоторых случаях, может послужить критическим фактором его работоспособности и заставит отказаться от применения измерительной системы с данным способом настройки.

Частотная селекция сигнала является одним из самых эффективных, но и одним из самых сложно реализуемых способов повышения помехоустойчивости измерительной системы АнСУ.

Частотная селекция при помощи перестраиваемого полового фильтра (далее ППФ) сама по себе является давно освоенной и, в достаточной степени, легко реализуемой технологией в различных частотных диапазонах.

На рисунке 1 представлена измерительная система с перестраиваемым частотным селектором. Ключи К1 и К2 при этом работают синхронно, обеспечивая подключение и отключение измерительной системы от передающего тракта.

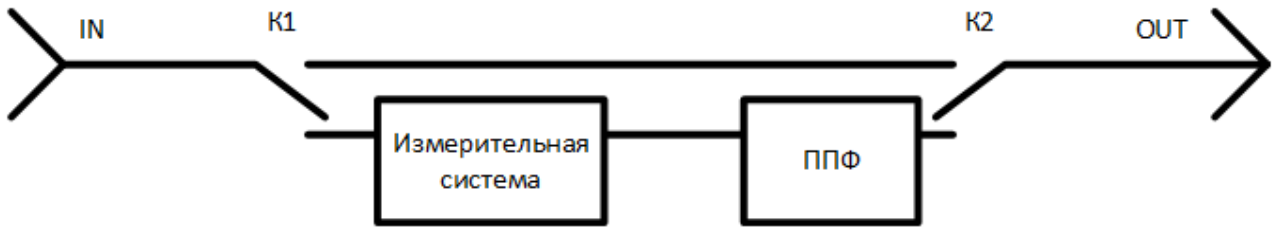


Рис. 1. Применение ППФ с измерительной системой АнСУ

Самый большой недостаток такой системы можно описать уравнениями:

$$R_{\Gamma} = R_{\text{H}} = Z_{\text{СК}} + Z_{\text{a}}, \quad (3)$$

$$R_{\Gamma} = R_{\text{H}} = Z_{\text{СК}} + Z_{\text{a}} + Z_{\text{ППФ}}, \quad (4)$$

где выражение $R_{\Gamma}=R_{\text{H}}$ соответствует условию согласования нагрузки и генератора при чисто активном сопротивлении генератора R_{Γ} , $Z_{\text{СК}}$ – комплексное сопротивление согласующего контура, Z_{a} – комплексное сопротивление антенны, $Z_{\text{ППФ}}$ – комплексное сопротивление ППФ.

Для примера приведем эквивалентную схему антенны, согласующего контура и полосового фильтра (рисунок 2) и аналитически раскроем выражение, показывающее сопротивление нагрузки в данном случае (формула 5):

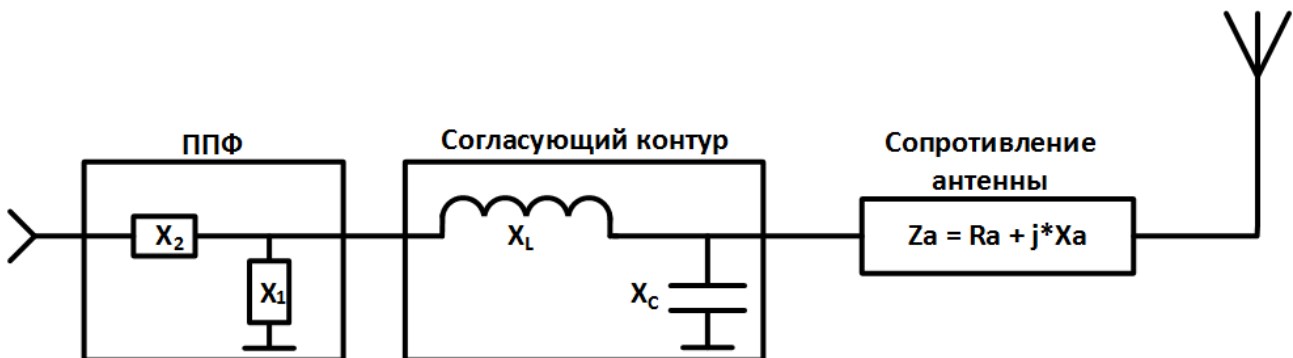


Рис. 2. Эквивалентная схема нагрузки измерительной системы АнСУ с ППФ

$$Z_{\text{H}} = \frac{j * X_1 * \left(\frac{j * X_C (R_a + j * X_a)}{R_a + j * (X_a + X_C)} + j * X_L \right)}{\frac{j * X_C (R_a + j * X_a)}{R_a + j * (X_a + X_C)} + j * (X_1 + X_L)} + j * X_2 \quad (5)$$

Обратим внимание на то, что $X_1 = X_1(\omega)$, $X_2 = X_2(\omega)$, $X_C = X_C(\omega)$, $X_L = X_L(\omega)$, $X_a = X_a(\omega)$ и $R_a = R_a(\omega)$, а полное сопротивление нагрузки можно представить в вид

$$Z_{\text{H}} = |Z_{\text{H}}| * e^{j * \omega * t} \quad (6)$$

Таким образом, видно, что установка ППФ непосредственно в тракт согласования вносит изменения в измерение фазы и модуля импеданса нагрузки.

Отметим, что одним из решений данной проблемы является установка двух идентичных ППФ в сигнальные цепи, идущие от датчиков тока и напря-

жения к АЦП. При такой конфигурации измерительной системы изменение амплитуды снимаемых напряжений легко учитывается, а значение фаз не играет роли, так как важна разность между ними. При этом, не зависимо от смещения фаз тока и напряжения при прохождении ППФ, разность между ними будет соответствовать разности фаз в тракте. Достигается это за счет того, что датчик тока имеет на своем выходе напряжение, фаза которого совпадает с фазой протекающего по нему тока, и через оба датчика проходит напряжение одинаковой частоты, но смещенное по фазе друг относительно друга, как ток и напряжение в измеряемом тракте.

Однако при такой конфигурации измерительной системы возникает проблема идентичности ППФ. Все электрические компоненты имеют некоторое отклонение от номинального значения. С ростом частоты данное отклонение сказывается на показаниях датчика все сильнее. С тем условием, что помехи, пусть и в меньшем количестве, продолжают проникать в измерительную систему, целесообразность применения данного решения требует более глубокого изучения. Наиболее перспективным методом повышения помехоустойчивости измерительной системы АнСУ на данный момент представляется программная обработка сигнала.

Главным ограничением применения данных методов является стоимость технических средств (ПЛИС, микроконтроллеров или микропроцессоров) необходимых для их реализации. Помимо обладания высокой разрядностью, высокой дискретностью и тактовой частотой, такие технические средства должны соответствовать высоким требованиям по надежности военной техники (или техники специального назначения).

Также, такие технические средства обладают ограничениями по уровням тока и напряжения входных сигналов, что приводит к необходимости применения аттенуаторов в сигнальных цепях измерительной системы (рисунок 3).

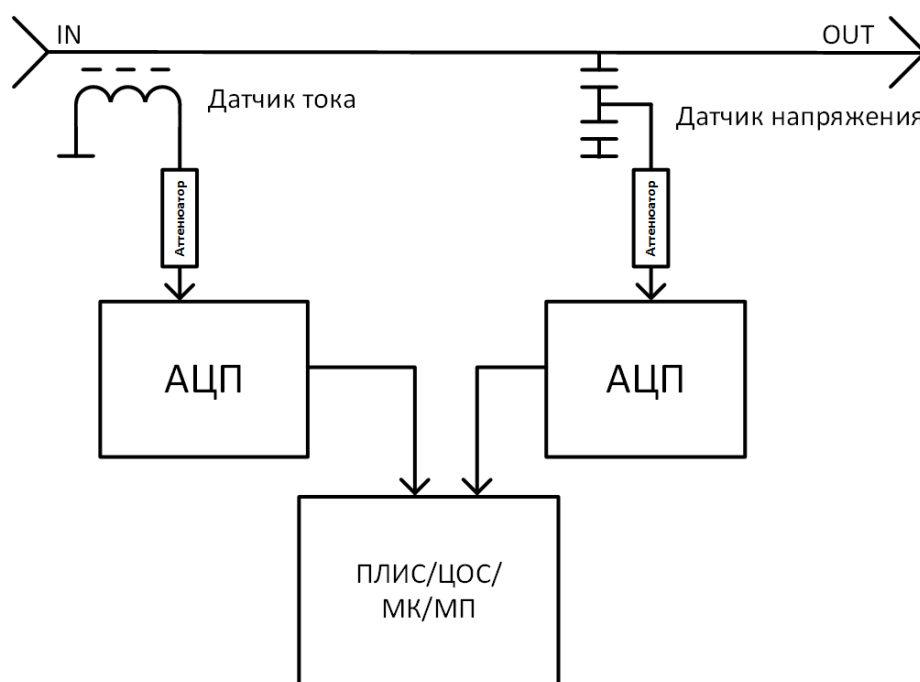


Рис. 3. Цифровая измерительная система с аттенуаторами

Использование такой конфигурации измерительной системы позволяет предохранить АЦП от высоких входных сигналов и выгорания входных портов микросхем.

При обработке сигнала с переменным напряжением можно использовать несколько видов аттенюаторов: индуктивный, емкостной и резистивный. Все они представляют собой делитель напряжения с двумя элементами одного вида. Реактивные элементы требуют высокой степени дискретизации для широкого диапазона частот и могут вносить уже упомянутые реактивные эффекты в измеряемые сигналы. Чем больше элементов в сигнальных цепях, тем больше погрешность измерения фаз сигналов. Использование же резистивных делителей напряжения в качестве аттенюаторов позволяет обойтись небольшим количеством элементов в сигнальных цепях и избежать сильного наложения реактивных эффектов на обрабатываемые сигналы.

Переходя непосредственно к алгоритмам. Современные исследования и разработки в области цифровой обработки сигналов позволяют реализовать программными методами множество реально существующих девайсов, приближая их свойства к идеализированным. Так, с помощью программных методов на ПЛИС можно реализовать различные варианты фильтров. Наиболее интересным для рассмотрения является фильтр-резонатор. Фильтр-резонатор представляет собой резонансный контур, рассчитанный на одну частоту. Амплитудно-частотная характеристика такого фильтра представляет собой ярко выраженный пик на резонансной частоте.

При реализации фильтр-резонатора в аналоговом виде потребуется большое количество дискретных элементов, так как АНСУ работает в широком диапазоне частот, а каждая частота требует собственного резонансного контура. Реализация данного фильтра в цифровом виде позволяет просто менять его коэффициенты для каждой отдельной частоты.

Применение цифрового фильтр-резонатора целесообразно при высоком уровне шумоподобных помех, так как ограничивает частотную область их воздействия до узкой полосы близ резонансной частоты.

Вторым программным способом повышения помехоустойчивости является применение шумоподобного сигнала.

В противовес предыдущему методу, согласование широкополосным шумоподобным сигналом целесообразно при воздействии сосредоточенной или рассредоточенной по диапазону помехи.

Наблюдая процесс согласования через измеритель комплексных коэффициентов передачи и отражения можно увидеть, что пик согласования, с повышением частоты настройки, растягивается в частотной области. Таким образом, анализируя зависимость КСВ от частоты можно определить степень согласования даже на частоте помехи.

На рисунке 4 сплошной линией представлена зависимость измеряемого КСВ некоторой системы «АНСУ-антенна», при воздействии на нее сосредоточенной помехи на частоте $f_{п}$, а штрихованной линией – зависимость измеряемого КСВ без помехи в той же системе.

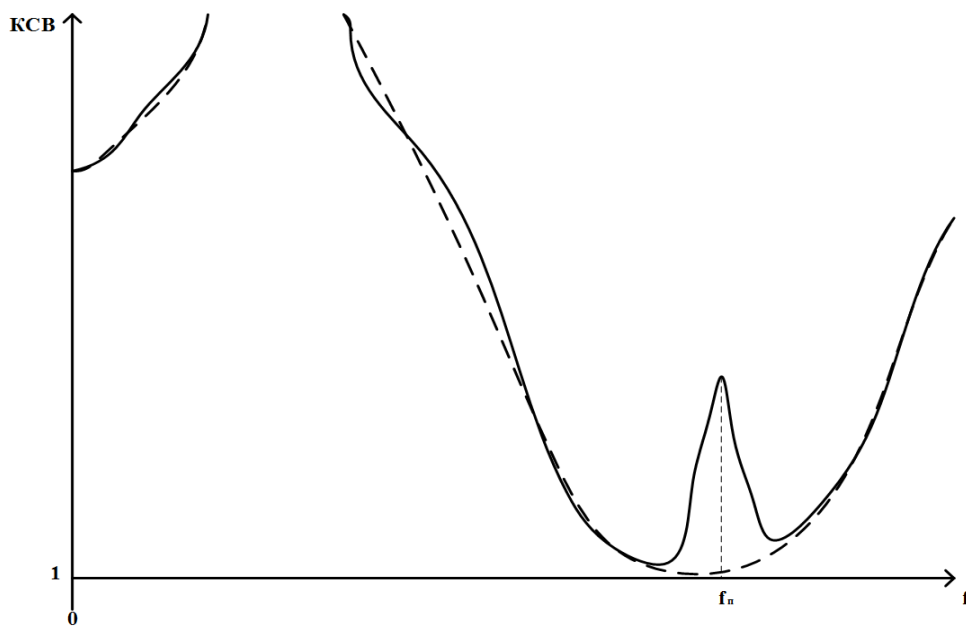


Рис. 4. Зависимость КСВ от частоты с воздействием помехи без него

Таким образом, измеряя значения КСВ в некоторой частотной области, можно графически восстановить степень согласованности нагрузки на заданной частоте с некоторой точностью, зависящей от крутизны пика согласования, интенсивности наведенного сигнала и алгоритма расчета КСВ.

Таким образом, можно заключить, что на сегодняшний день целесообразно повышать помехоустойчивость измерительных систем АНСУ программными средствами, защищая при этом цифровые технические средства классическими аналоговыми решениями.

Варианты конфигураций измерительных систем могут диктоваться условиями эксплуатации, а создание универсального решения может не оправдаться в экономическом плане. Применимость различных технических средств к измерительным системам АНСУ требует дальнейших исследований.

Александр Сергеевич Жильков, магистрант ОмГУ им. Ф.М. Достоевского, инженер-конструктор 3-й категории АО «ОНИИП», г. Омск.

Анализ функциональных возможностей систем моделирования электродинамических характеристик морских радиоэлектронных средств

С. Н. Занкин, старший научный сотрудник

Анализируются тенденции применения математических методов в современных программных комплексах, позволяющих моделировать электродинамические характеристики радиоэлектронных средств морских объектов и оценивать создаваемую этими средствами электромагнитную обстановку.

Ключевые слова: радиоэлектронные средства, электромагнитная совместимость, антенно-фидерные устройства, системы автоматизированного проектирования, электродинамическое моделирование, электрически большой объект.

В процессе проектирования и сопровождения современных многофункциональных морских объектов, а также радиотехнических систем для установки на эти объекты возникают вопросы оптимальной разработки и правильного функционирования радиоэлектронных средств (РЭС) локации и связи. Среди задач электромагнитной совместимости (ЭМС) РЭС и объектов-носителей выделяется проблема влияния верхнепалубных сооружений на электродинамические характеристики оборудования.

В процессе совместного проектирования и исследования АФУ РЭС и корабля, ведущую роль играет применение систем автоматизированного проектирования (САПР) и электродинамического моделирования электромагнитных процессов ВЧ-СВЧ диапазонов.

Используя только информацию из открытых источников и данные открытых сайтов-производителей, проведем анализ современного ПО в зависимости от применяемых методов моделирования.

Так как электромагнитное сопровождение необходимо на всех этапах жизненного цикла технических объектов морского базирования, важна полнота информации об электродинамических характеристиках морских РЭС; так даже на заключительном этапе проектирования морской объект может комплектоваться не только существующими образцами (информация об электродинамических характеристиках РЭС содержится в паспортах или протоколах испытаний), но и проектируемыми или модернизируемыми РЭС (на ранних этапах информация об электродинамических характеристиках содержится в результатах моделирования).

Выделим основные задачи моделирования электродинамических систем морских РЭС:

- анализ соответствия моделей, разработанных образцов антенно-фидерных устройств РЭС заявленным техническим требованиям;
- анализ энергетического потенциала РПДУ;
- анализ чувствительности РПУ;
- оценка объектовой и внутри объектовой электромагнитной безопасности промышленных и биологических объектов;

- оценка внутрисистемной и межсистемной электромагнитной совместимости радиоприемных РПУ;
- оценка электромагнитной стойкости радиоприемных РЭС при воздействии мощных импульсных излучений;
- анализ эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) антенных постов.

Современные вычислительные инструменты моделирования позволяют решать задачи, охватывающие широкий диапазон радиочастот, включают в себя обширный набор конструктивных элементов и материалов для проектирования АФУ и верхнепалубных устройств, моделирования электромагнитной обстановки на объектах морского базирования, анализа электродинамических характеристик АФУ РЭС, а примененный математический аппарат позволяет сокращать затраты на проведение натуральных экспериментов.

Общая схема проведения расчетов АФУ РЭС на современных системах электродинамического моделирования:

- 1) построение геометрии модели;
- 2) определение материалов объектам и свойств средам;
- 3) задание параметров источников электродинамического воздействия;
- 4) задание точек, выводов, граней, поверхностей, областей воздействия электромагнитных возмущений и граничных условий;
- 5) выбор методов расчетов;
- 6) разбиение выбранных объектов на сетку элементарных ячеек;
- 7) проведение расчетов;
- 8) обработка, отображение результатов;
- 9) сохранение данных и формирование отчетов.

Методы расчета выбираются в зависимости от вида и особенностей решаемых задач приведены в таблице 1.

Таблица 1

Характер и перечень классификации решаемых задач

<i>Характер классификации</i>	<i>Перечень классификации</i>
Область расчета	Частотная, временная
Распределение электромагнитного процесса	Ближняя зона, дальняя зона, расчет поверхностных токов, расчет объемных токов
Электрический размер объектов	Электрически малые, электрически средние, электрически большие
Свойства материалов объекта	Проводники, диэлектрики, полупроводники смешанные (многослойные)
Математический аппарат	Точные, приближенные, гибридные

Основой моделирования конкретного РЭС могут служить один, чаще совокупность математических методов; приведем некоторые из них.

МоМ (Method of Moments) – метод моментов. Основан на решении уравнений Максвелла в интегральной форме в частотной области. Дискретизируется только интересующая структура, граничные условия не требуются. Память пропорциональна геометрии задачи и частоте. Применяется при решении задач с токами в проводниках и диэлектриках. Рассчитывает распределение токов на

металлических и диэлектрических структурах и излучение электромагнитного поля (ЭМП) в свободном пространстве.

SEP – принцип эквивалентных поверхностей. Использует понятие эквивалентных электрических и магнитных токов, текущих по поверхности диэлектрического тела конечного размера произвольной формы. Поверхности тел представляются сеткой с треугольными ячейками. Применяется для поверхностей многослойных сред, разбивая их на конечные элементы.

VEP – принцип эквивалентного объема (принцип тетраэдрической сетки). Позволяет создавать диэлектрические тела произвольной формы с использованием тетраэдров, как элементарной ячейки объема. Как правило, в этом случае требуется больше базисных функций, чем в SEP, соседние тетраэдры могут иметь различные электрические и магнитные свойства.

FEM (Finite Element Method) – метод конечных элементов. Это численный метод решения дифференциальных уравнений с частными производными и интегральных уравнений. Суть метода: область, в которой ищется решение дифференциального уравнения, разбивается на конечное число подобластей (элементов). В каждом из элементов произвольно выбирается вид аппроксимирующей функции, равной нулю вне своего элемента. Значения функции на границах элементов (в узлах) являются решением задачи и заранее не известны, а коэффициенты обычно ищутся из условия равенства значения соседних функций на границах между элементами.

Применение: моделирование и расчет электрически больших или неоднородных электрических тел; решение задач в частотной области.

MoM/FEM – гибридный метод моментов/конечных элементов. Весь объем области моделирования на тетраэдры, причем ближе к моделируемому объекту создается более плотная сетка. Эффективен при наличии металлических поверхностей и гетерогенных электрических тел.

MLFMM (Multilevel Fast Multipole Method) – многоуровневый быстрый метод многополюсников, использующий быстрый метод расчета, снижающий требуемые аппаратные ресурсы ЭВМ.

PO (Physical Optics) – метод физической оптики используется в случаях расчета электрически больших металлических или диэлектрических структур, основанный на токах, а не на лучах.

MoM/PO – гибридный метод моментов/физической оптики.

GO (Geometrical Optic) – метод геометрической оптики. Основан на технике распространения луча, при котором модели объектов рассчитываются на основе распространения, преломления и отражения оптического луча.

MoM/GO – гибридный метод моментов/геометрической оптики.

UTD (Unitform Theory of Diffraction) – метод однородной теории дифракции. Служит для приближенного решения задач рассеяния волн на больших объектах. Поверхность представляется набором плоских многоугольников, имеющих общие ребра. Поле, рассеянное многоугольником, разделяется на две составляющие: геометро-оптическая, порожденная плоской поверхностью, и поле, порожденное ребрами.

MoM/UTD – гибридный метод моментов/однородной теории дифракции.

GTD (Geometrical Theory of Diffraction) – метод геометрической теории дифракции. Волновое поле представляется в виде суммы полей лучевого типа. Дифракционная задача сводится к определению амплитуд и фаз квазилучевых полей из граничных условий. Генерация полей лучевого типа происходит на границах раздела сред и на границах «свет-тень».

FDTD (Finite Difference Time Domain) – метод конечных разностей во временной области, основанный на дискретизации уравнений Максвелла, записанных в дифференциальной форме. Изменение электрического и магнитного поля во времени зависит от изменения соответственно, магнитного и электрического поля в пространстве. В рамках этого метода область пространства и временной интервал подвергаются равномерной дискретизации с заданием начальных условий.

Преимущества: простота реализации; быстрый расчет результата для широкого спектра длин волн; получение анимированных изображения распространения волны в счетном объеме; удобство создания анизотропных, дисперсных и нелинейных сред; возможность непосредственно моделировать эффекты на отверстиях и эффекты экранирования.

FIT (Finite Intergation Technique) – метод конечных интегралов, обеспечивающий общий подход, который описывает интегральные уравнения Максвелла на пространственной сетке, с учетом закона сохранения энергии, затем по ним формирует систему специфических дифференциальных уравнений (волновых, Пуассона). Может быть реализован как во временной, так и в частотной области моделирования, поддерживает также не ортогональные сетки.

DGTD (Discontinuous Galerkin Time Domain) – дискретный метод Галеркина. Применяется для решения задач с импульсным источником возбуждения.

PBA (Perfect Boundary Approximation) – идеальное граничное приближение. Метод аппроксимации для идеальных граничных условий, для улучшения моделирования объемных структур произвольной геометрической формы.

FE-BI (Intergal Eguation Method Solve) – метод интегральных уравнений.

SBR (Shooting and Bouncing Ray) – падающий и отраженный лучи.

MEC (Method of Equivalent Currents) – метод эквивалентных токов.

PTD (Physical Theory of Diffraction) – физическая теория дифракции.

ITD (Instrumental Theory of Diffraction) – инструментальная теория дифракции.

MTL (Method of Telegraph Lines) – метод линии передач.

MAS (Method of Auxilaru Sources) – метод вспомогательных источников.

Применение численных методов и вариантов их комбинирования определяется электрическими размерами анализируемых объектов, а также сложностью получаемой модели.

Системы электромагнитного моделирования можно классифицировать как:

– универсальные пакеты моделирования;

– узкоспециализированные пакеты для антенных и фидерных устройств определенного типа.

Рассмотрим ряд программ моделирования.

Программа моделирования антенн MMANA (Япония, Россия) позволяет:

- создавать и редактировать описание антенны из отрезков заданной толщины как координатами, так и мышкой;
- рассчитывать диаграммы направленности (ДН) антенн в вертикальной и горизонтальной плоскостях;
- одновременно сравнивать результаты моделирования нескольких антенн;
- редактировать описание каждого элемента антенны, включая возможность менять форму элемента без сдвига его резонансной частоты;
- редактировать каждый провод, просчитывать комбинированные провода;
- оптимизировать антенну, гибко настраивая ее основные параметры, отображая их в виде графиков;
- сохранять все шаги оптимизации в виде отдельной таблицы;
- автоматически рассчитывать несколько типов СУ;
- выполнять расчет катушек, контуров, СУ на LC элементах, СУ на отрезках длинных линий, индуктивности и емкости, выполненные из отрезков коаксиального кабеля.

Основной метод – МоМ.

Программа Antenna Magus (Magus, ЮАР).

Содержит обширную базу данных по более чем 250 видам антенных и фидерных устройств [1], разрабатываемым по заданным параметрам усиления, полосы пропускания и ширины диаграммы направленности, причем для того или иного параметра синтезируется оптимальная конфигурация выбранного вида устройства.

Алгоритмы разработки антенн проходят серьезные испытания и процедуры верификации для подтверждения их корректности в соответствии с широким набором технических требований антенн. В дальнейшем программа строит 2D и 3D графики электродинамических характеристик.

После получения необходимой конфигурации устройства, созданную модель можно экспортировать в программное обеспечение FEKO, CST MWS.

В соответствии с актуальностью совместного проектирования АФУ РЭС и верхнепалубного окружения морских объектов рассмотрим ряд программных средств, позволяющих моделировать электродинамические процессы на электрически больших объектах для широкого диапазона радиочастот. В нашем случае это морские объекты и авиационные объекты морского базирования.

Программа CST MICROWAVE STUDIO (CST, Германия) предназначена для численного моделирования трехмерных высокочастотных устройств (антенн, фильтров, ответвителей мощности, планарных многослойных структур); анализа проблем целостности сигналов и электромагнитной совместимости РЭС во временной и частотной областях с использованием прямоугольной или тетраэдральной сеток разбиения [2].

Моделируемые устройства: волноводные и микрополосковые направленные ответвители мощности; делители и сумматоры мощности; волноводные, мик-

рополосковые и диэлектрические фильтры; одно- и многослойные микрополосковые структуры; линии передачи; коаксиальные и многовыводные соединители; коаксиально-волноводные и коаксиально-полосковые переходы; оптические волноводы и коммутаторы; различные типы антенн: рупорные, спиральные, планарные.

Применяемые методы: РВА, FDTD, FEM.

Вычислительные особенности:

- вычислительно ядро во временной области (Time Domain Solver);
- расчет характеристик электромагнитных устройств в широком диапазоне частот с высокой разрешающей способностью по частоте;
- снижение вероятности потерь острых резонансных пиков;
- собственный сигнал для каждого порта устройства;
- описание сигналов и материалов могут храниться в базе данных;
- возможность введения в проект так называемых внутренних портов, необходимых для возбуждения антенн типа «волноводный канал»;
- для анализа материала с ярко выраженными дисперсионными свойствами, используются модели Дейбая (Debye), Друда (Drude) и Лоренца (Lorentz);
- для широкополосных расчетов, использующих периодические граничные условия, вместо фазового сдвига для описания направления может использоваться геометрический угол сканирования. Особое внимание уделено вычислению мод в портах устройства, который поддерживает материалы с потерями;
- используемый Floquet – периодический вычислитель мод в граничных портах, обеспечивающий высокую точность для широкого диапазона углов излучения, что необходимо для расчета фазированных антенных решеток;
- возможность задания фронта волны через набор периодических граничных портов, позволяет рассчитать облучение поверхности с частотно-избирательными свойствами (FSS) под любым углом;
- механизм распределенных вычислений на несколько компьютеров в рамках локальной сети.

Пакет электромагнитного моделирования FEKO (Altair, ЮАР).

Позволяет решать целый спектр задач по оценке электромагнитных полей (ЭМП) на кораблях и других объектах, включая ЭМС и электромагнитную безопасность промышленных и биологических объектов [3].

Области применения:

- антенная техника: анализ рупорных, микрополосковых, проволочных, рефлекторных, конформных, широкодиапазонных антенн и антенных решеток;
- размещение антенн: расчет диаграмм направленности, опасных зон и др. параметров и характеристик для антенн, расположенных на объектах сложной формы, например, на кораблях, самолетах, бронемашинах;
- электромагнитная совместимость: анализ различных аспектов электромагнитной совместимости, включая эффективность экранирования корпусов

сом, межкабельное прохождение сигналов при сложных граничных условиях, анализ вредных факторов электромагнитного излучения;

- радиочастотные компоненты: анализ волноводных структур, в частности, фильтров, щелевых антенн, направленных ответвителей;

- трехмерные электромагнитные цепи: анализ микрополосковых фильтров, ответвителей, индукторов и др.;

- устройства ветрозащиты: анализ многослойных покрытий на геометрически сложных объектах;

- задачи рассеяния излучения большими и малыми структурами.

Встроенные численные методы:

- МоМ – рассчитывает распределение токов на металлических и диэлектрических структурах и излучения ЭМП в свободном пространстве;

- FEM – идеально подходит для решения задач, содержащих волноводные структуры и несколько диэлектриков;

- MLFMM – многоуровневый метод моментов;

- PO – для решения задач излучения и рассеяния электрически больших объектов;

- GO – для решения задач рассеяния электрически больших объектов из металла или диэлектрика;

- UTD – для электрически особо крупных объектов и PEC-структур;

- FDTD – для моделирования неоднородных материалов и моделирование широкополосных антенн;

- гибридные методы: МоМ/FEM, МоМ/PO, МоМ/GO, МоМ/UTD.

Вычислительные возможности:

Расширенные вычислительные возможности позволяют эффективно моделировать сложные изделия и включают в себя:

- схема расширенной адаптивной частотной интерполяции для эффективного расчета широкополосного отклика;

- эффективный вычислительный децентрализованный вычислительный модуль (параллельные вычисления) для широкомасштабных задач;

- функции Грина для многослойных плоских задач моделирования влияния земли и многослойных диэлектрических подложек;

- опции для моделирования диэлектрических объектов (объемные, плоские сетки, аппроксимации для земли, тонких листов, изолированных проводов);

- возможность задания частотно-зависимых параметров материалов: Дебая, Cole-Cole и др.;

- интеграция цепей, заданных в виде SPICE-моделей.

Главное преимущество – реализация технологий гибридизации методов расчета.

Программное обеспечение ANSYS HFSS (Ansoft, США).

Пакет программ ANSYS HFSS – отраслевой стандарт для трехмерного электромагнитного моделирования и разработки высокочастотных радиоэлек-

тронных и антенных устройств, использующий новейшие алгоритмы и методы электродинамического расчета [4].

Пользователю предоставляется возможность выбора метода расчета следует использовать в той или иной задаче электромагнитного моделирования. Каждая из вычислительных технологий ANSYS HFSS основана на мощном автоматизированном вычислительном процессе, в котором пользователю требуется задать геометрию, свойства материалов и способ представления результатов.

На основе этих данных автоматически формируется соответствующая сетка разбиения объекта для выполнения быстрого и точного расчета.

Вычислительные возможности: моделирование трехмерного электромагнитного поля; конечные элементы, описываемые тангенциальными векторами; автоматическое адаптивное создание и уплотнение сетки; расчет S-, Y-, Z-параметров через трансфинитные элементы; восстановление модели, отказоустойчивые алгоритмы построения сетки при импорте модели из CAD-системы; базисные функции низшего, среднего и высшего порядков; прямые и итерационные вычислители матриц; обобщенные многорежимные описания портов; автоматическое назначение управляемых портов; различные случайные источники электромагнитных полей, в том числе диполи и плоские волны; разработка СВЧ и антенных устройств.

Методы расчета и вычислители:

- ANSYS HFSS Frequency – метод конечных элементов для решения задач в частотной области;
- ANSYS HFSS Transient – дискретный метод Галеркина для решения задач с импульсным источником возбуждения;
- ANSYS HFSS Hybrid Finite Element – Integral Equation Method Solver (FE-BI) – метод конечных элементов и метод моментов для получения высокой точности модели излучения антенного устройства;
- HFSS Planar EM – планарный EM-вычислитель для проектирования СВЧ интегральных схем;
- Matrix Solver – матричный вычислитель для масштабирования процессов вычислений с помощью многоядерных процессов.

Electromagnetic Professional (EMPro) (Keysight Eesof EDA, США).

Программная платформа электромагнитного трехмерного моделирования для анализа объемных электромагнитных эффектов различных электронных компонентов, включая корпуса высокоскоростных и ВЧ микросхем, соединительные провода, антенны, внутрисхемные и внешние пассивные элементы, межсоединения печатных плат [5].

Современные средства проектирования, моделирования и анализа, высокопроизводительные технологии моделирования, а также возможна интеграция в САПР ADS – систему обработки ВЧ и СВЧ устройств.

Основные преимущества:

- интеграция маршрута проектирования;
- создание 3D компонентов, которые могут моделироваться совместно с

топологиями и схемами средствами САПР ADS при использовании со-симуляции «электромагнитная схема»; широкий набор технологий моделирования;

- настройка и запуск анализа с использованием технологий 3D ЭМ моделирования как в частотной, так и во временной областях;
- удобный конструкторский интерфейс;
- расширенные возможности по созданию скриптов.

Используемые методы: FEM, FDTD.

Среда моделирования EDF-EME (IDS, Италия)

Программная моделирующая среда электромагнитного моделирования кораблей, оперирующая трехмерной моделью корабля.

Позволяет выполнять расчет не только электромагнитной обстановки и уровней ЭМС РЭС, но и проводить оценку электромагнитной безопасности промышленных и биологических объектов, радиоэлектронной заметности корабля, проводя расчет его эффективной площади рассеяния, в том числе с учетом влияния подстилающей морской поверхности.

Применяемые методы: МоМ, MLFMM, UTD/GTD, PO, PTD, ITD, МоМ/UTD, МоМ/PO. Данные о объектах моделирования и применяемых методах представлены в таблице 2.

Таблица 2

Соответствие объектов/процессов моделирования и математических методов

Моделируемые объекты/процессы	Объекты со сложной геометрией			Электрически большие объекты			
	МоМ	FEM, FEM/МоМ	FDTD	MLFMM	FEM/MLFMM	PO, RL-GO, МоМ/PO, МоМ/GO, MLFMM/PO	UTD, МоМ/UTD
1	2	3	4	5	6	7	8
Микрополосковые антенны	±		+	+			
Апертурные антенны	±	±	±	+	+		
Рефлекторные антенны	±	+	+	+	+		
Конформные антенны	±			±			
Широкополосные антенны	±	±		±	±		
Антенные решетки	±	±		±	±		
Линзовые антенны	+	+	+	+	+	±	
Расчет распределения излучений	±	+	+	±	±	±	±
Расчет взаимодействия	±	+	+	±	±	+	+
SAR	+	±	±	+	±		
Расчет опасных зон излучения	±	±	+	±	±	±	+
Периодические структуры	±	+		+	+		

1	2	3	4	5	6	7	8
Рассеяние плоской волны	±	+	+	±	+	±	
Рассеяние поля от сосредоточенного источника	±	+		±	+	±	±
Электромагнитное взаимодействие, интерференция и экранирование	±	±		±			
Взаимодействие внутри кабеля	±			±			
Волноводные компоненты	±	±			+		
Разъемы	±	±	+				
Микрополосковые цепи	±	±	±	+	+		

Знак “+” означает, что данный метод лучше других подходит для моделирования данного объекта (процесса). Знак “±” означает, что данный метод применим, но этот метод лучшим не является.

В настоящее время существует большой список программных средств, позволяющих решать задачи электродинамического моделирования.

Характер решаемой задачи определяет подходящие математические методы расчета и обуславливает выбор предпочитаемой среды моделирования.

Данный материал может помочь в выборе методов расчета и САПР для решения конкретной прикладной задачи.

Для полномасштабного электродинамического моделирования морского объекта требуется применять параллельные вычисления с помощью микропроцессорных систем и графических ускорителей.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Сайт компании Евроинтех www.euointech.ru/antennamagus.
- [2] *Курушин А. А.* Проектирование СВЧ устройств в среде CST Microwave Studio / А.А. Курушин, А.Н. Пластиков. М.: Московский энергетический институт, 2011.
- [3] *Банков С. Е.* Системы проектирования. Расчет излучаемых структур с помощью FEKO/ С. Е. Банков, А. А. Курушин. М., 2008.
- [4] Практическое применение ANSYS/ CADFEM REVIEW, 02/2015.
- [5] Сайт компании Agilent Technologies www.agilent.com/find/miagilent.

Сергей Николаевич Занкин, старший научный сотрудник АО «ОНИИП».

Модернизация блока управления токарного станка ЧПУ

А. В. Иванов, учащийся

Д. А. Коваленко, учащийся

Ю. В. Калижников, педагог дополнительного образования

Введение

Изобретателем первого станка с числовым управлением является Джон Пэрсонс (John T. Parsons), работавший инженером в компании своего отца Parsons Inc, выпускавшей в конце Второй мировой войны пропеллеры для вертолётов. Он впервые предложил использовать для обработки пропеллеров станок, работающий по программе, вводимой с перфокарт.

В 1949 году США профинансировали Parsons Inc разработку станка для контурного фрезерования сложных по форме деталей авиационной техники. Однако компания не смогла самостоятельно выполнить работы и обратилась за помощью в лабораторию сервомеханики Массачусетского технологического института (MIT). Сотрудничество Parsons Inc с MIT продолжалось до 1950 года. В том же году MIT приобрел компанию по производству фрезерных станков Hydro-Tel и отказался от сотрудничества с Parsons Inc, заключив самостоятельный контракт с BBC на создание фрезерного станка с числовым программным управлением.

Первыми советскими станками с ЧПУ промышленного применения являются токарно-винторезный станок 1К62ПУ и токарно-карусельный 1541П. Эти станки были созданы в первой половине 1960-х годов. Станки работали совместно с управляющими системами типа ПРС-3К и другими. Затем были разработаны вертикально-фрезерные станки с ЧПУ 6Н13 с системой управления «Контур-3П». В последующие годы для токарных станков наибольшее распространение получили системы ЧПУ советского/ российского производства 2Р22 на базе ЗВМ «Электроника НЦ-31».

Наряду с расширенной функциональностью, станки с ЧПУ отличаются от токарного оборудования других типов высоким уровнем автоматизации производственного процесса. То есть, все операции резания, нарезания резьбы, сверления, торцевания и другие выполняются по заранее установленной программе.

Эксплуатация токарных станков с ЧПУ способствует снижению производственных затрат, повышению производительности, минимизации расхода материала и уменьшению количества бракованной конечной продукции. Важнейшее достоинство этого оборудования – исключительно высокая точность обработки изделия при относительно низкой его себестоимости.

Актуальность исследования заключается в том, что токарный станок ЧПУ марки W-240, находящийся в нашей лаборатории имел электронный управляющий модуль, который был неисправен и не позволял запустить станок. Поэтому мы решили исследовать характеристики и возможности микропроцессора Atmega2560 и создать конструкцию управляющего модуля шаговыми двигателями станка. За передвижением рабочих инструментов отвечает система привода шаговыми двигателями передвижения суппорта и каретки токарного станка.

Целью данной работы является исследование и изготовление блока управления ЧПУ для токарного станка W-240.

Задачи:

1. Изучить существующую литературу и возможность реализации модуля управления шаговыми двигателями на токарном станке ЧПУ.
2. Провести исследование системы управления шаговыми приводами технологического оборудования.
3. Изготовить образец блока управления шаговыми двигателями с помощью микроконтроллера на микропроцессоре Atmega 2560.
4. Разработать опытный образец детали в программе «Компас-3D».
5. Написать программу управления токарным станком.
6. Испытать управление токарным станком с помощью программы.

Основные характеристики токарного станка ЧПУ

Современные станки с ЧПУ отличаются высокой функциональностью и возможностью настройки практически всех параметров. Современное программное обеспечение дает возможность эксплуатировать их практически в автономном режиме. Благодаря этому свойству оборудование может быть применено для изготовления сложных изделий за короткое время.



Рис. 1. Токарный станок ЧПУ

Конструктивно токарные станки с блоком ЧПУ мало чем отличаются от обычных моделей. Разница заключается в установленном блоке электронного управления работой основных компонентов.

С помощью токарных станков с ЧПУ можно делать следующие виды обработки:

- изготовление сложных деталей методом точения по внешней и внутренней плоскости;
- выполнять операции точения вдоль заготовки;
- максимально точное отрезание элементов детали нужной длины;
- многие виды расточки — формирование пазов, отверстий и выемок;
- изготовление резьбы любой конфигурации.

Важным элементом оборудования является программное обеспечение. От корректности его составления зависит качество токарной обработки, а также время ее выполнения. Но при этом интерфейс управления должен быть максимально простым.



Рис. 2. Обработка деревянной заготовки

Основные технические и эксплуатационные параметры токарных станков с ЧПУ:

- максимально допустимый диаметр заготовки. Учитывается способ установки – над суппортом или над станиной;
- длина детали и ее масса;
- величины смещения каретки по осям координат. Для этого показателя важным является степень погрешности;
- пределы частот вращения шпинделя головки, об/мин;
- диаметр отверстия шпинделя;
- характеристики подач;
- параметры револьверной головки. Количество устанавливаемых инструментов;
- характеристики резьбы, их тип и параметры формирования.

Изготовление образца блока управления

1. Демонтаж существующего блока управления.
2. Разработка конструкции блока управления шаговыми двигателями на базе микропроцессора Atmega 2560.
3. Сборка блока управления и установка на станок.

Программное обеспечение

Под управлением станком понимается совокупность воздействий на его механизмы, обеспечивающие выполнение технологического цикла обработки, а под системой управления – устройство или совокупность устройств, реализующих эти воздействия.

Числовое программное управление (ЧПУ) – это управление, при котором программу задают в виде записанного на каком-либо носителе массива информации.

После того как нами была составлена управляющая программа, оператор при помощи программатора вводит её в контроллер. Команды управляющей программы размещаются в оперативное запоминающее устройство (ОЗУ). В процессе создания или после ввода управляющей программы оператор может отредактировать её, включив в работу системную программу редактора и выво-

дя на дисплей всю или нужные части управляющей программы и внося в них требуемые изменения. При работе в режиме изготовления детали управляющая программа *кадр за кадром* поступает на выполнение. В соответствии с командами управляющей программы контроллер вызывает из ПЗУ соответствующие системные подпрограммы, которые заставляют работать подключенное к ЧПУ оборудование в требуемом режиме – результаты работы контроллера в виде электрических сигналов поступают на исполнительное устройство – приводы подачи, либо на устройства управления автоматикой станка.

Управляющая система считывает инструкции специализированного языка программирования программы, который затем интерпретатором системы ЧПУ переводится из входного языка в команды управления.

Для определения необходимой траектории движения рабочего органа в целом (инструмента/заготовки) в соответствии с управляющей программой используется интерполятор, рассчитывающий положение промежуточных точек траектории по заданным в программе конечным.

Заключение

При поставленной нами цели – разработать, исследовать и изготовить блок управления ЧПУ на базе станка W-240 – были использованы следующие комплектующие:

- микроконтроллер Atmega2560,
- плата расширения Ramps 1.4,
- модули шаговых двигателей на микросхеме A4988.

Проведено испытание работы нашего блока управления в составе станка W-240 и практическое изготовление детали из деревянной заготовки.

Наши исследования доказали основные преимущества станков с ЧПУ:

- производительность станка повышается в 1,5- 2,5 раза по сравнению с производительностью аналогичных станков с ручным управлением;
- сочетается гибкость универсального оборудования с точностью и производительностью станка с ЧПУ;
- детали, изготовленные по одной программе, являются взаимозаменяемыми, что сокращает время пригоночных работ в процессе сборки;
- сокращаются сроки подготовки и перехода на изготовление новых деталей благодаря предварительной подготовке программ, более простой и универсальной технологической оснастке;
- снижается продолжительность цикла изготовления деталей.

Собранная конструкция подтвердила свою работоспособность и простое использование в управлении токарного станка.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Сосонкин В. Л., Мартинов Г. М. Системы числового программного управления. Учебное пособие для вузов. Изд-во: Логос, 2005. 296 с.
- [2] Босинзон М. А. Современные системы ЧПУ и их эксплуатация. Учебник для нач. проф. образования. Изд-во Academia, 2009.

[3] Ловыгин А. А., Васильев А. В. Современный станок с ЧПУ и CAD/CAM система. Изд. Эльф ИПР, 2006.

[4] Официальный сайт ArtSoft Mach3: www.machsupport.com.

[5] Официальный сайт <http://bibt.ru>.

Арсений Витальевич Иванов, учащийся лицея №145 г. Омска, БОУ ДО г. Омска «ДЮТ им. Ю. А. Гагарина».

Дмитрий Алексеевич Коваленко, учащийся лицея №145 г. Омск, БОУ ДО г. Омска «ДЮТ им. Ю. А. Гагарина».

Юрий Владимирович Калижников, педагог дополнительного образования БОУ ДО г. Омска «ДЮТ им. Ю. А. Гагарина».

Определение характеристик многолучевых каналов связи с помощью метода подпространств

В. А. Кузнецов, магистрант

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

Ключевые слова: метод подпространств, каналы с малым уширением, низкоскоростная выборка, временные задержки, доплеровские сдвиги, коэффициент ослабления.

Целью данной работы было определение временных задержек и коэффициентов ослабления многолучевого канала связи с помощью метода подпространств.

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

$$x(t) = \sum_{m=1}^{N_{sym}} b[m]g(t - (m-1)T), \quad (1)$$

где

$$g(t) = \begin{cases} 1, & -\gamma T \leq t \leq \gamma T, \\ 0, & t < -\gamma T \quad t > \gamma T, \end{cases} \quad (2)$$

$b[m]$ – m -й информационный бит, N_{sym} – число передаваемых битов, $0 < \gamma < 1$ – число. Тогда отклик $y(t)$ многолучевого канала с малым уширением на этот сигнал имеет вид [1]:

$$y(t) = \sum_{k=1}^{K_r} \sum_{m=1}^{N_{sym}} b[m]a_k[m]g(t - \tau_k - (m-1)T) + n(t), \quad (3)$$

где K_r – число каналов, τ_k – задержка в k -м канале, $a_k[m]$ – коэффициент ослабления в k -м канале в промежуток времени от $(m-1)T$ до mT , $n(t)$ – шум.

Рассмотрим схему определения характеристик многолучевого канала, приведенную на рисунке 1 [2]. Принимаемый сигнал (3) подается на фильтры, число которых равно K . $K > K_r$.

После фильтрации выбираются отсчеты сигналов $c_l(t)$ ($l=1, \dots, K$) в моменты времени, кратные T . Скорость выборки этой схемы равна K/T и может быть гораздо меньше частоты Найквиста. Выбираем фильтры так, чтобы их полосы пропускания были ограничены и содержались в области частот: $\Omega = [0, 2\pi K/T]$.

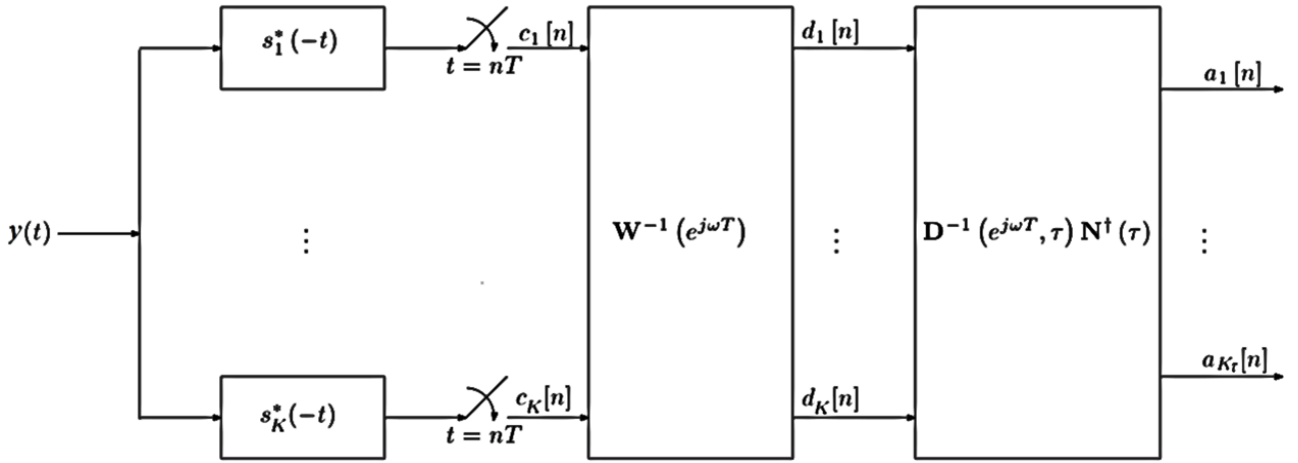


Рис. 1. Схема определения характеристик многолучевого канала

Тогда для выходов фильтров в частотной области можно написать:

$$\bar{\mathbf{c}}(e^{j\omega T}) = \mathbf{W}(e^{j\omega T}) \mathbf{N}(\tau) \bar{\mathbf{b}}(e^{j\omega T}), \quad (4)$$

где $\bar{\mathbf{c}}$ – вектор-столбец, элементы которого равны $C_l(e^{j\omega T})$ – Фурье-образам сигналов $c_l(t)$, $\mathbf{W}(e^{j\omega T})$ – диагональная матрица, элементы которой определяются по формуле

$$W_{mm}(e^{j\omega T}) = \frac{1}{T} G\left(\omega + \frac{2\pi}{T}(m-1)\right), \quad (5)$$

$G(\omega)$ – Фурье-образ функции $g(t)$, $\mathbf{N}(\tau)$ – матрица Вандермонда, элементы которой определяются так:

$$N_{mk}(\tau) = e^{-j\frac{2\pi}{T}(m-1)\tau_k}, \quad (6)$$

$\bar{\mathbf{b}}$ – вектор-столбец, элементы которого B_k выражаются через $A_k(e^{j\omega T}) = \sum_{m=1}^{N_{sym}} a_k[m] e^{-j\omega m T}$ и задержки:

$$B_k(e^{j\omega T}) = e^{j\omega \tau_k} A_k(e^{j\omega T}). \quad (7)$$

Будем считать, что Фурье-образ $g(t)$ одинаков при всех частотах: $G(\omega) = T$. Тогда $\mathbf{W}(e^{j\omega T})$ – единичная матрица. $\mathbf{N}(\tau)$ не зависит от ω , поэтому из линейности преобразования Фурье следует выражение, связывающее последовательности $\bar{\mathbf{c}}[n]$ и $\bar{\mathbf{b}}[n]$:

$$\bar{\mathbf{c}}[n] = \mathbf{N}(\tau) \bar{\mathbf{b}}[n], \quad (8)$$

где $\bar{\mathbf{c}}$ – вектор-столбец, элементы которого равны выборкам сигналов на выходах фильтров $c_l(nT)$.

Так как выполняется соотношение (8), для определения задержек τ_k можно использовать алгоритм, основанный на методе подпространств. Введем корреляционную матрицу \mathbf{R}_{cc} [3]:

$$\mathbf{R}_{cc} = \sum_{n \in \mathbf{Z}} \bar{c}[n] \bar{c}^H[n]. \quad (9)$$

Выполняем ее сингулярное разложение.

$$\mathbf{R}_{cc} = \mathbf{U} \mathbf{V} \mathbf{W}, \quad (10)$$

где \mathbf{U} – матрица, столбцы которой равны левым сингулярным векторам, \mathbf{W} – матрица, столбцы которой равны правым сингулярным векторам, \mathbf{V} – диагональная матрица, на главной диагонали которой стоят сингулярные значения.

Введем \mathbf{E} – матрицу, столбцы которой равны левым сингулярным векторам, соответствующим ненулевым сингулярным значениям матрицы \mathbf{R}_{cc} . Обозначим \mathbf{E}_\downarrow матрицу, полученную из матрицы \mathbf{E} , вычеркиванием из нее последней строки. Обозначим \mathbf{E}_\uparrow матрицу, полученную из матрицы \mathbf{E} , вычеркиванием из нее первой строки.

Определим матрицу Φ следующим образом:

$$\Phi = \mathbf{E}_\downarrow^H \mathbf{E}_\uparrow. \quad (11)$$

Вычислив собственные значения λ_k матрицы Φ , можно определить задержки:

$$\hat{\tau}_k = -\frac{T}{2\pi} \arg(\lambda_k). \quad (12)$$

Погрешность при вычислении задержек уменьшается, если провести расчеты с помощью сглаженной корреляционной матрицы ($M = K/2$):

$$\bar{R}_{cc} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \sum_{n \in \square} \bar{c}_m[n] \bar{c}_m^H[n], \quad (13)$$

$$\bar{c}_m[n] = [\bar{c}_m[n] \quad \bar{c}_{m+1}[n] \quad \dots \quad \bar{c}_{m+M}[n]]^T. \quad (14)$$

Ниже приведены расчеты временных задержек и вещественных частей коэффициентов ослабления в первом канале при использовании несглаженной корреляционной матрицы (9). Расчеты временных задержек выполнены при следующих параметрах: $N_{sym} = 128$, $T = 1$, $\gamma = T/256$, $\Delta t = T/2048$. Коэффициенты $a_k[m]$ моделировались с помощью модели Джейкса [4]. Отношение сигнал/шум (далее – ОСШ) – 15 дБ. Число каналов равно 4. Число используемых фильтров – 5. Результаты, усредненные по 1000 экспериментам, приведены в таблице 1. Максимальная относительная погрешность составила 0,3 %.

Таблица 1

**Результаты определения временных задержек
при использовании неглаженной корреляционной матрицы**

Заданные задержки, сек	0,2200	0,4200	0,5800	0,7800
Измеренные задержки, сек	0,2194	0,4206	0,5805	0,7800

Результаты вычисления среднеквадратичной ошибки определения задержек в зависимости от ОСШ выполнены при вышеуказанных параметрах. ОСШ – в диапазоне (-5:25) дБ. Число каналов равно 2. Число используемых фильтров – 4. Среднеквадратичная ошибка (далее – MSE) вычислялась в децибелах по формуле

$$MSE = 10 \lg \left(\frac{1}{K_\tau} \sum_{k=1}^{K_\tau} \left(\frac{\hat{\tau}_k - \tau_k}{\max(\tau)} \right)^2 \right). \quad (15)$$

Результаты вычисления MSE определения задержек в зависимости от ОСШ приведены на рисунке 2. Сплошная прямая это граница Крамера–Рао, указывающая минимальное значение MSE.

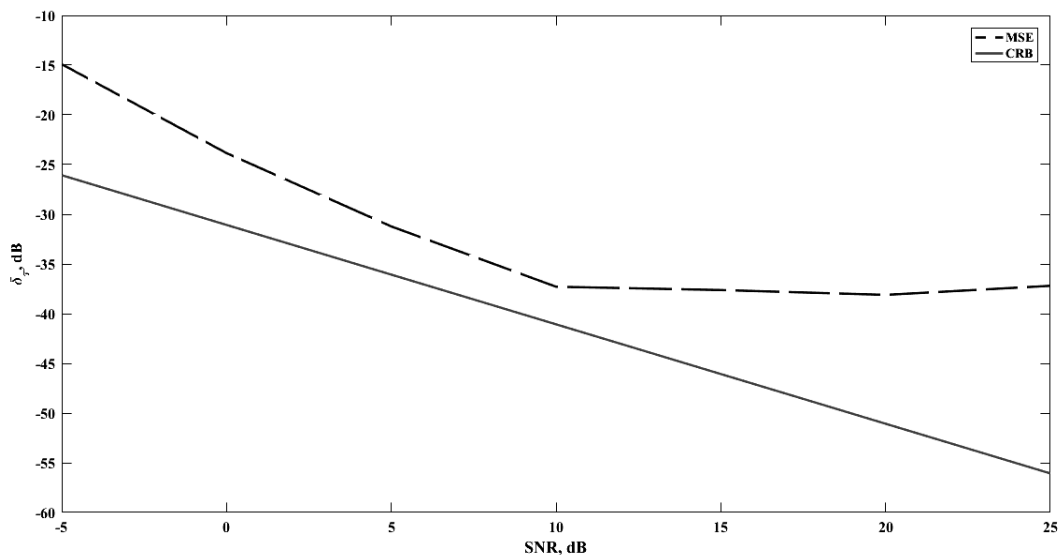


Рис. 2. Зависимость MSE от отношения сигнал/шум

Коэффициенты ослабления в канале определяются по формуле

$$\bar{\mathbf{a}}(e^{j\omega T}) = \mathbf{D}^{-1}(e^{j\omega T}, \tau) \mathbf{N}^\dagger(\tau) \bar{\mathbf{c}}(e^{j\omega T}), \quad (16)$$

где \mathbf{N}^\dagger – псевдообратная матрица Мура-Пенроуза, $\mathbf{D}(e^{j\omega T}, \tau)$ – диагональная матрица размера $K_\tau \times K_\tau$ с k -ым диагональным элементом $e^{-j\omega \tau_k}$. Расчеты коэффициентов ослабления выполнены при вышеуказанных параметрах. ОСШ – 15 дБ. Число каналов равно 4. Число используемых фильтров – 5. Результат определения коэффициентов ослабления в первом канале представлен на рисунке 3. На графике приведены вещественные части коэффициентов ослабления.

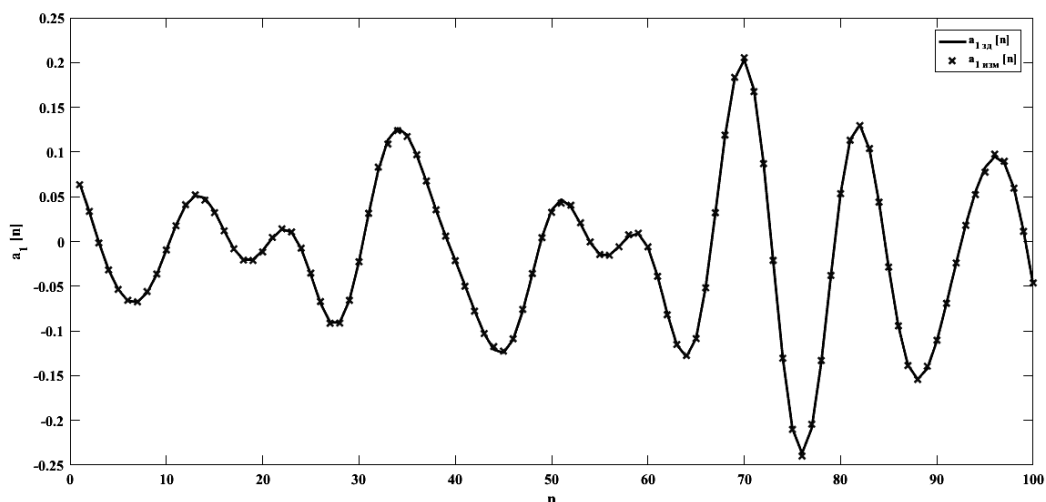


Рис. 3. Вещественные части коэффициентов ослабления в первом канале в зависимости от времени

Ниже приведены результаты расчетов временных задержек и вещественных частей коэффициентов ослабления в первом канале при использовании сглаженной корреляционной матрицы. Расчеты временных задержек выполнены при вышеуказанных параметрах. Число каналов равно 4. Число используемых фильтров – 8. Результаты определения временных задержек представлены в таблице 2. Максимальная относительная погрешность составила 0,05 %.

Таблица 2

**Результаты определения временных задержек
при использовании сглаженной корреляционной матрицы**

Заданные задержки, сек	0,2200	0,4200	0,5800	0,7800
Измеренные задержки, сек	0,2199	0,4199	0,5800	0,7804

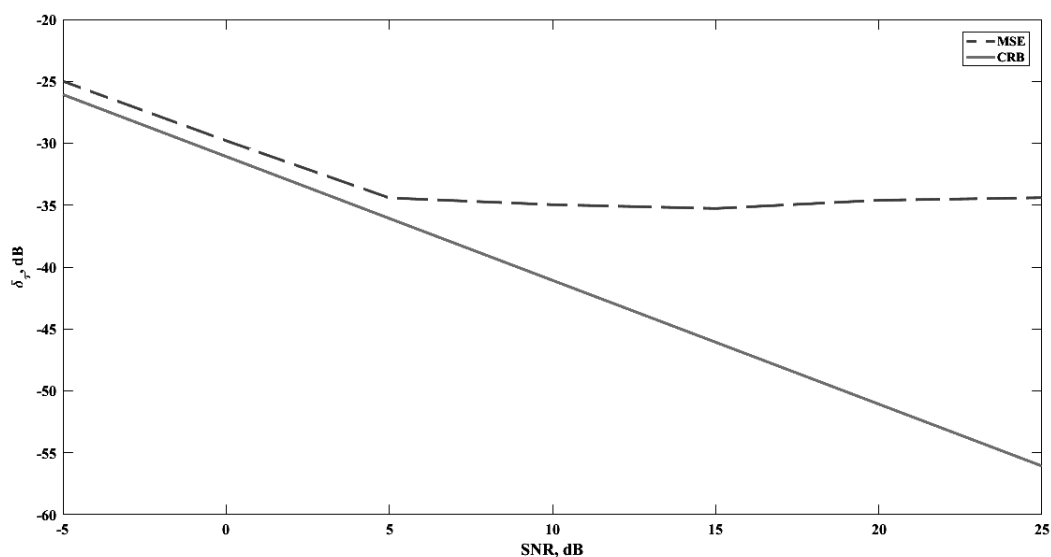


Рис. 4. Зависимость MSE от отношения сигнал/шум

Результаты вычисления среднеквадратичной ошибки определения задержек в зависимости от ОСШ выполнены при вышеуказанных параметрах. ОСШ

– в диапазоне (-5:25) дБ. Число каналов равно 2. Число используемых фильтров – 4. Результаты вычисления MSE определения задержек в зависимости от ОСШ приведены на рисунке 4. Расчеты коэффициентов ослабления выполнены при вышеуказанных параметрах. ОСШ – 15 дБ. Число каналов равно 4. Число используемых фильтров – 8. Результат определения коэффициентов ослабления в первом канале представлен на рисунке 5. На графике приведены вещественные части коэффициентов ослабления.

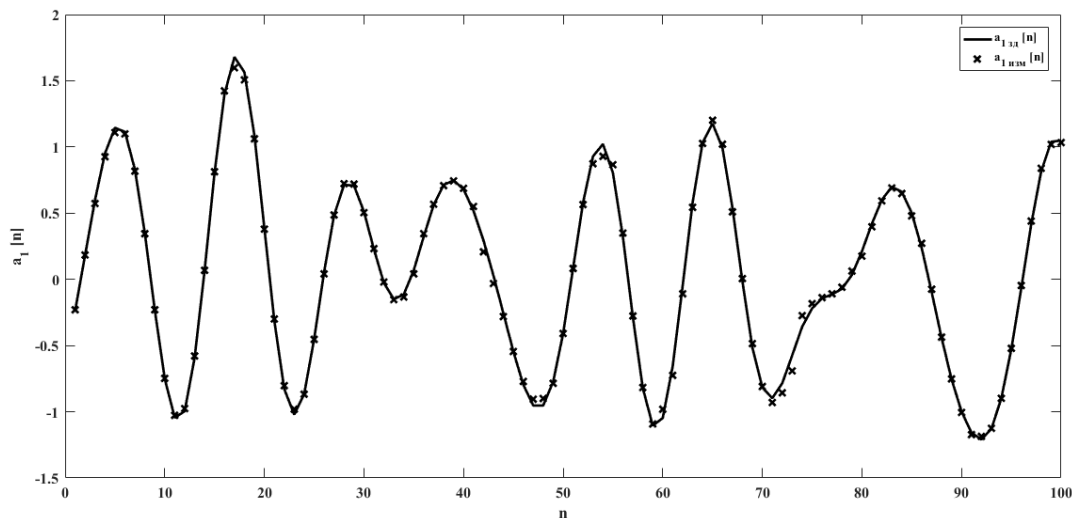


Рис. 5. Вещественные части коэффициентов ослабления в первом канале в зависимости от времени

В заключение можно сказать, что использование сглаженной корреляционной матрицы при определении временных задержек дает лучшие результаты, чем использование несглаженной корреляционной матрицы, однако время работы алгоритма увеличивается. В дальнейшем использованный в данной работе метод предполагается применить для определения характеристик каналов, не являющихся каналами с малым уширением.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Bajwa W. U., Eldar Y. C., Gedalyahu K.* Identification of parametric underspread linear systems and super-resolution radar / *W. U. Bajwa, K. Gedalyahu, Y. C. Eldar*, IEEE Trans. Sign. Proc., June 2011.
- [2] *Eldar Y. C., Gedalyahu K.* Time delay estimation from low rate samples: a union of subspaces approach/ *K. Gedalyahu, Yonina C. Eldar*, IEEE Transaction on signal processing, vol. 58, No. 6, June 2010.
- [3] *Kailath T, Richard R.* ESPRIT – estimation of signal parameters via rotational invariance techniques / *R. Richard, T. Kailath*, IEEE Transactions on acoustics, speech and signal processing, vol. 37, No. 7, July 1989.
- [4] *Jakes W. C.* Microwave mobile communications/ *W. C. Jakes*, Wiley, New York, 1974.

Владимир Александрович Кузнецов, ФГБОУ ВПО «ОмГУ им. Ф. М. Достоевского», физический факультет,
644077, г. Омск, пр. Мира, 55-А, volodya_KZ55@mail.ru.

Магнитная рамочная антенна

*Д. Д. Овчаренко, учащийся
С. П. Паюк, педагог*

Введение

Магнитные антенны для профессиональной радиосвязи применяются с середины 50-х годов XX века. Один из примеров – использование антенн в армии и радиолюбителями.

Коротковолновики – наблюдатели нередко не имеют возможности использовать наружную антенну и вынуждены в таких случаях довольствоваться комнатной. И если радиолюбитель живет в городской квартире, то антенна нередко оказывается как бы в экранированной камере, образованной арматурой бетона. Это не только ослабляет полезные сигналы, но и усиливает поля местных помех. В подобной ситуации целесообразно использовать антенну с минимальной чувствительностью к помехам, разместив ее в проеме окна или на балконе [2]. Один из возможных вариантов решения этой задачи – применение небольших рамочных антенн, периметр которых не превышает четверти длины волны. Такие антенны уже широко применяются в качестве приемопередающих на любительских радиостанциях. Наличие ярко выраженного минимума в диаграмме направленности рамки позволяет в ряде случаев ослабить помехи. Изменяя положение антенны в вертикальной и горизонтальной плоскостях, можно улучшить качество приема даже в том случае, если сигнал и помеха приходят с одного направления, но под разными углами к горизонту.

В некоторых случаях с помощью рамочной антенны, используя методы компонентной селекции, удастся повысить помехозащищенность и реальную избирательность радиоприемника вблизи источников помех. Кроме того, так как такая антенна не требует применения заземления, уменьшается вероятность появления мультипликативного фона, а благодаря ее настройке в резонанс повышается избирательность приемника по зеркальному и другим побочным каналам.

Данная тема, на наш взгляд, актуальна в силу того, что магнитная рамочная антенна может применяться в разных условиях и с разной целью широкой аудиторией: 1) возможно применение подобного рода антенн в быту (общение между радиолюбителями); 2) в военной промышленности (для связи между военными объектами), 3) в походных условиях (в силу её компактности и легкости), 4) в чрезвычайных ситуациях; 5) мы предполагаем, что применение подобного рода антеннам возможно на территории Арктики, Северного и Южного полюсов, в труднодоступных местах (тайга) и местах с неблагоприятными природными и погодными условиями.

Цели: исследование возможностей рамочных магнитных антенн; определение, выявление возможности применения подобного рода антенн в различных сферах: в быту, в военной промышленности, в труднодоступных местах, полицией и т.д.

Задачи:

1. Исследовать литературу по данной проблеме.
2. Рассмотреть чертежи для сборки рамочной магнитной антенны, схемы.
3. Осуществить сборку антенны.
4. Апробировать антенну в условиях мегаполиса, в осенний и зимний периоды, доработать при необходимости.
5. Определить достоинства и недостатки рамочных магнитных антенн.

Гипотеза: предполагаем, что применение подобного рода антенны возможно и в различных сферах: в быту, в военной промышленности, в труднодоступных местах, полицией и т.д.

Описание рамочной магнитной антенны

Характеристика антенны: вес 900 г, диаметр оболочки (обруча) 90 см, работает в диапазонах от 1,8 МГц до 30 МГц.

Расстояние приема антенны зависит от состояния ионосферы (отражающий экран), времени суток (день — ночь), солнечной активности, выходной мощности передатчика и от чувствительности приемника. При малых размерах рамки амплитуда и фаза колебаний тока, протекающего в рамке, практически постоянны по всему периметру. Максимум интенсивности излучения соответствует плоскости рамки. В перпендикулярной плоскости рамки, диаграмма направленности имеет острый минимум, а общая диаграмма рамочной антенны имеет форму «восьмёрки» (рис. 1).

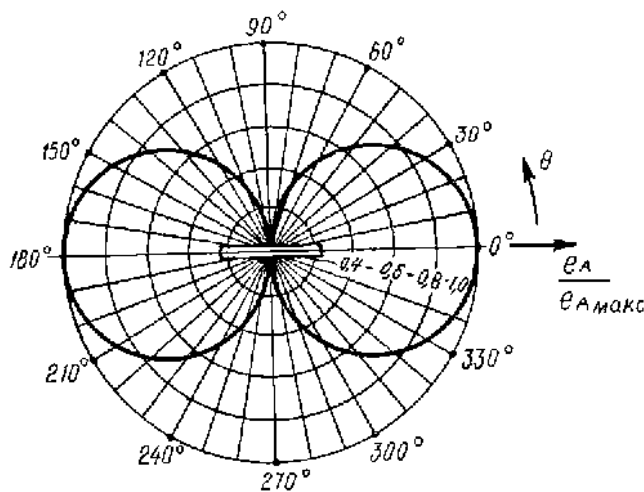


Рис. 1. Диаграмма направленности рамочной антенны

Наибольшее распространение рамочные антенны получили в качестве приёмных антенн радиопеленгаторов и радиовещательных приёмников, работающих в диапазонах длинных, средних и коротких волн. Такие антенны используются чаще всего в походных условиях, и могут перестраиваться по диапазону с трехкратным изменением по частоте. КПД антенны зависит от ее геометрических размеров относительно длины волны (рис. 2).

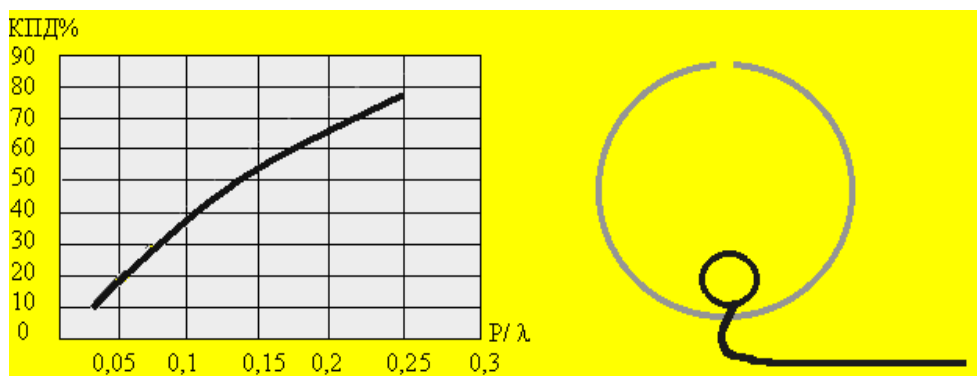


Рис. 2. Зависимость КПД рамочной антенны от ее размера

Достоинства и недостатки магнитных рамочных антенн

Достоинства магнитной рамочной антенны:

- 1) малогабаритность и мобильность (возможность легкого разворота антенны на любой угол позволяют ей поменять направление с целью отстроиться от помех, и поймать нужную передающую станцию);
- 2) механическая прочность (не подвержена ветровым нагрузкам);
- 3) малогабаритность (можно легко спрятать);
- 4) малый вес антенны (900–1000 г);
- 5) узкая полоса пропускания, обусловленная высокой добротностью.
- 6) возможность пространственной и частотной селекции радиосигнала, т.е. ориентирование антенны по максимуму полезного сигнала или по минимуму сигнала помехи;
- 7) выделение полезного сигнала методом отстройки по частоте, а также ее малые геометрические размеры относительно длины волны.

Недостатки магнитной рамочной антенны: наличие слепых зон, при смене диапазона также приходится настраивать положение ручки конденсатора (тем самым мы улучшаем качество принимаемого сигнала), что занимает время и снижает оперативность работы с антенной.

Конструирование магнитной рамочной антенны

Конструирование рамочной магнитной антенны в условиях радиолaborатории «Дальняя радиосвязь» БОУ ДО г. Омска «ДЮТ им. Ю.А. Гагарина» строилась по следующему плану:

1. Изучение чертежей, схем магнитных рамочных антенн.
2. Разработка модели антенны в программе Компас 3D.
3. Сборка отдельных комплектующих антенны (объектов): корпус, оболочка антенны.
4. Сборка антенны:
 - 1) подготовка кабеля (коаксиальный кабель РК – 50);
 - 2) подготовка оболочки антенны (обруча);
 - 3) изготовление корпуса;
 - 4) доработка опорной стойки.

Материалы: железный корпус, болты гайки, краска, обруч, конденсатор, соединительные гнезда, коаксиальный кабель, опорная стойка(деревянный брусок).

Описание сборки антенны

Для начала был взят кабель и сняты в середине две оплётки. Далее взяли спортивный пластмассовый обруч, разрезали его посередине и заложили в полость обруча коаксиальный кабель. Начали разработку корпуса с того, что по размерам вырезали железный лист, потом согнули. Вырезали также переднюю и заднюю панели.

Осуществили сборку деталей корпуса. Следующим этапом было сверление и формовка отверстий под каждую деталь. Изготовление железного уголка, для крепежа деревянной опорной стойки, делающей конструкцию более устойчивой, для уменьшения паруса антенны

Далее корпус был покрашен. На соответствующие места в корпусе установили комплектующие (переменный конденсатор, соединительные гнезда). Крепление обруча – оболочки антенны. Пайка деталей – комплектующих (рис. 3).

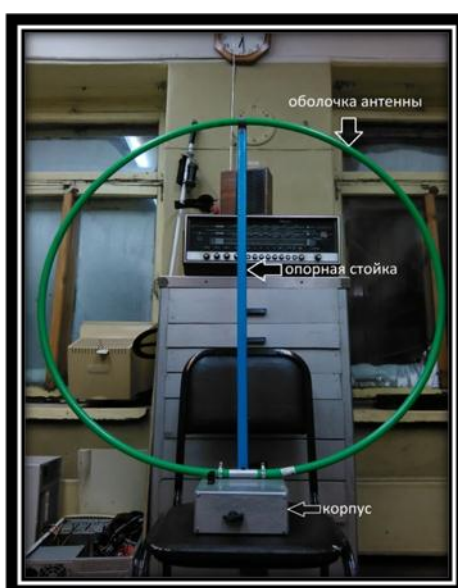


Рис. 3. Составляющие магнитной рамочной антенны

На рис. 4 представлена электрической схема, по которой и совершалась пайка комплектующих деталей корпуса антенны.

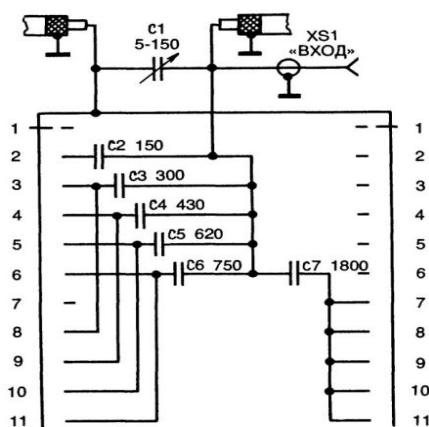


Рис. 4. Схема пайки комплектующих корпуса антенны

В ходе сборки антенны данная схема претерпела изменения: конденсаторы (С2—С7) были заменены на один переменный конденсатор, т.к. он перекрывает по своей емкости все остальные конденсаторы (С2—С7) вместе взятые; также были убраны 2 кнопки – переключатели.

На рис. 5 представлена магнитная рамочная антенна, смоделированная в программе Компас 3D (рис. 5).



Рис. 5. Модель антенны, разработанная в программе Компас 3D

Испытание сконструированной антенны

Испытание №1 антенны было произведено 15.10.2015г. в 16.00 по МСК времени. Испытание включало в себя: подключение радиостанции, поиск диапазонов. Ориентировка в пространстве (северо-восток). В данных условиях в 16ч. 25м. 23с. был принят сигнал радиолюбителей Краснодарского края (6 район). Погодные условия были не очень хорошими: шел дождь, были помехи от леб проводов – мокрые от дождя, они создавали помехи (в эфире стоял треск).

Испытания № 2, 3 антенны (31.01.2016 и 01.02.2016) – ничего не удалось принять. Возможно, из-за того, что приём происходил в разное время суток (днём и вечером, в условиях пасмурной погоды).

Испытание № 4 антенны проходило 03.02.2016 в 15:30 по МСК. В 15.34 был принят 4 район (Йошкар-Ола), Урал (Нижний Тагил). Приём осуществлялся на диапазоне 80 метров. На этом диапазоне был хороший приём. Осадков не было, была солнечная погода днем, на закате, соответственно, можно сделать вывод о том, что прием сигнала все же будет зависеть от погодных условий.

Кроме того, в результате испытания антенны возникла необходимость в ее доработке: 1) ввести изменения в корпус (по-другому разместить конденсатор переменной емкости ближе к выводам антенны, чтобы повысить добротность контура антенны); 2) заменить соединительные гнезда на специальный антенный разъем.

Заключение

После проведенных нами исследований выяснилось, что магнитные рамочные антенны имеют свои достоинства и недостатки, а работа нашей принимающей антенны зависит от погоды на участке ее размещения, а именно: при плохих погодных условиях наблюдаются: треск в эфире и уменьшение дальности приема антенны.

Вполне возможно, что применение подобного рода антенн в условиях Северного и Южного полюсов будет невозможно.

В силу определенных обстоятельств нам не удалось пока протестировать антенну в условиях пониженной температуры (- 30 °С и ниже), но это вопрос времени. Тестирование, проведенное при низких температурах поможет ответить на вопрос: «Как поведет себя антенна в условиях с низким температурным режимом?».

Дальнейшая модернизация антенны

В дальнейшем исследовании антенны планируется модернизировать антенну подключением дополнительного усилителя, который в разы повысит добротность антенны.

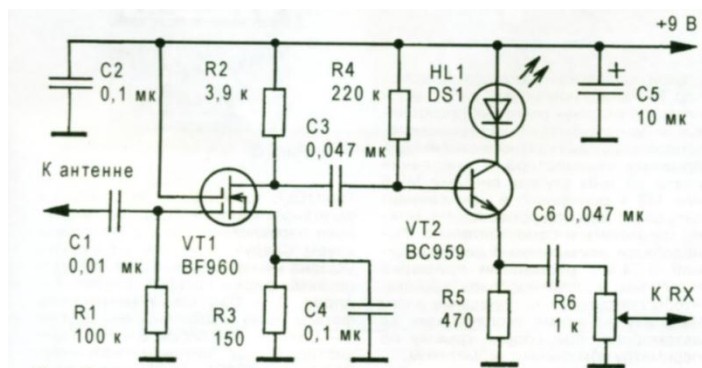


Рис. 6. Схема модернизации магнитной рамочной антенны

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Журнал «Радио», 2015 г., № 6.
- [2] Гончарский В. Н., Гончарский В. В., Члиянц Г. Любительские антенны низкочастотных диапазонов. – Радиолюбитель, 1988.
- [3] Григоров И. Н. Все об антеннах. – М.: ДМК Пресс, 2009.
- [4] Магнитная антенна [Электронный ресурс]. URL: <http://allencyclopedia.ru/43625>.
- [5] Иванов Б. С. Энциклопедия начинающего радиолюбителя. Описания практических конструкций. – М.: Патриот, 1992.
- [6] Магнитная антенна. Сайт журнала «Радон» [Электронный ресурс]. URL: http://radon.org.ua/index.php?option=com_content&view=article&id=6215&catid=54&Itemid=792.
- [7] Мир электроники. Комнатная магнитная антенна [Электронный ресурс]. URL: http://ra4nal.qrz.ru/antenna_88.shtml.
- [8] Энциклопедии и Словари. Магнитная антенна [Электронный ресурс]. URL: http://enc-dic.com/enc_physics/Magnitnaja-antenna-1262.
- [9] Чистяков Н. Справочная книга радиолюбителя-конструктора. – М., 1990.
- [10] Шмаков С. Энциклопедия радиолюбителя. Современная элементная база. – М., 2012.

Данила Дмитриевич Овчаренко, учащийся СОШ № 89, БОУ ДО г. Омска «ДЮТ им. Ю. А. Гагарина».

Сергей Павлович Паюк, педагог дополнительного образования БОУ ДО г. Омска «ДЮТ им. Ю. А. Гагарина».

Изучение существующих методов согласования ромбических антенн, их систематизация

М. А. Томчук, магистрант

Обзор наиболее часто используемых типов согласования ромбических антенн (РА). Описание согласования изменением размеров антенны, согласующим устройством на сосредоточенных LC элементах, одним отрезком линии, двумя последовательными отрезками линии.

Ключевые слова: согласование антенн, ромбическая антенна, РА, типы согласования.

В любительской практике крайне редко используются антенны, входное сопротивление которых равно волновому сопротивлению фидера, и в свою очередь, выходному сопротивлению передатчика (идеальный вариант согласования). Чаще всего такого соответствия нет, и приходится применять специальные согласующие устройства. Антенну, фидер и выход передатчика следует рассматривать как единую систему, в которой передача энергии должна осуществляться без потерь.

Реализация этой непростой задачи потребует согласования в двух местах: в точке соединения антенны с фидером и фидера с выходом передатчика. Наиболее популярны различного рода трансформирующие устройства: от резонансных колебательных контуров до коаксиальных трансформаторов в виде отрезков коаксиального кабеля требуемой длины. Все они нужны для согласования сопротивлений, что в конечном итоге и приводит к минимизации потерь в линии передачи. И, самое главное, к снижению внеполосных излучений.

Нагрузка линии передач (т.е антенна) должна иметь чисто активное входное сопротивление равное волновому Z_0 используемой линии. Антенна - устройство физическое. Её входной импеданс зависит от множества причин: размеров, формы, конструкции, высоты подвеса, материалов, качества земли и т.д. - и редко сразу после изготовления совпадает с волновым сопротивлением линии. Приходится применять специальные меры, чтобы и линия «видела» бы перед собой согласованную нагрузку, и мощность бы целиком передавалась в антенну. Эти меры именуется согласованием антенн и включают в себя целый ряд различных приемов.

Согласование изменением геометрических размеров антенны

Самый простой и распространенный метод – изменение размеров антенны. Реактивная часть входного импеданса антенны (jX_a) очень сильно изменяется в обе стороны при весьма небольшом изменении размеров антенны. Поэтому таким изменением легко компенсировать влияние всех факторов и добиться $jX_a = 0$. Этот процесс именуется настройкой антенны на рабочую частоту. Если активная часть входного импеданса антенны $R_a = Z_0$, то достигается $K_{СВ} = 1$ и ничего более не требуется [1]. Кстати, именно поэтому многие антенны изначально проектируются таким образом, что бы R_a было бы равно или близко к волновому сопротивлению Z_0 линии питания. В некоторых типах антенн (рамочных) есть возможность изменением формы подстроить R_a .

Однако возможность подстроить R_a только геометрией антенны есть не всегда. Нередко R_a кардинально отличается от Z_0 и никакими манипуляциями с антенной к нему не сводится. Более того, часто входной импеданс антенны имеет заметную реактивность, устранить которую изменением размеров антенны по каким-то соображениям может быть невозможным (один вибратор в нескольких диапазонах).

Тут уместно заметить, что не следует относиться к антенне, имеющей комплексный входной импеданс $Z_0 = R_a + jX_a$, отличающийся от Z_0 , как к плохой. А к антенне, имеющей $Z_a = Z_0$ как к единственно правильной. Эффективность антенны как излучателя электромагнитной волны зависит от её размеров, распределения тока, высоты подвеса, усиления, КПД. Но от входного импеданса эффективность антенны не зависит. Вернее на Z_a упомянутые причины влияют, конечно. Но обратной зависимости нет - хорошо излучающая, высокоэффективная антенна, в принципе, может иметь какой угодно входной импеданс.

При проектировании антенн отсутствие необходимости добиваться $Z_a = Z_0$ дает конструктору дополнительную степень свободы. Позволяет добиваться оптимального распределения токов, нужной ДН, широкую полосу частот, оптимальной привязки формы антенн к местным условиям.

Согласующее устройство на сосредоточенных LC элементах

Относительная полоса антенны (в пределах одного диапазона) относительно мала в сравнении со средней частотой - единицы процентов. Поэтому для трансформации Z_a в Z_0 можно использовать резонансную цепь на сосредоточенных L и C элементах. Любой произвольный комплексный импеданс Z_a может быть трансформирован в любое необходимое Z_0 при помощи LC цепи всего лишь из двух элементов (больше - незачем).

Можно выбрать желаемую конфигурацию схемы: конденсатор в параллельной или в последовательной ветви. Это может иметь значение при использовании в КПЕ с заземленным ротором. В зависимости от сочетания Z_0 и Z_a схема согласующего устройства бывает и чуть иной: параллельный элемент может быть подключен не к антенне, а к фидеру. Кроме того, это не обязательно будет L и C, возможно, что согласующее устройство будет состоять из двух конденсаторов или из двух катушек. Методика следующая:

1) Берется простейшее Г-образное согласующее устройство, сделанное специально для настройки: конденсатор переменной емкости с большим перекрытием и вариометр (или обычная катушка с множеством отводов).

2) Включаем сначала Г-образное согласующее устройство на вход - параллельно неизвестной нагрузке. Первоначально величина катушки не очень важна. Вращаем ротор конденсатора переменной нагрузки до минимума КСВ (он будет равен 1). Запоминаем величину этого минимума.

3) Уменьшаем катушку на виток - полвитка (в зависимости от диапазона) и снова вращаем КПЕ до получения нового минимума КСВ. Если это значение меньше минимума, полученного ранее - действия верны, необходимо и далее уменьшать катушку пока КСВ не станет равен 1.

Далее следует простая замена вариометра и КПЕ постоянными L и C – согласующее устройство готово. Реактивная мощность используемых в таком согласующем устройстве элементов, должна быть в Q_n раз выше мощности передатчика. Q_n – нагруженная добротность системы. Согласующее устройство – антенна, которую можно примерно оценить как

$$Q_n = (X_a + R_a)/Z_0. \quad (1)$$

В большинстве практических случаев Q_n не превышает нескольких единиц. КПД такого согласующего устройства такой же, как и у любого нагруженного LC контура, зависит от холостой добротности Q_{xx} элементов (в первую очередь катушки):

$$N_{cy} = 1 - Q_n/Q_{xx}. \quad (2)$$

Такая схема согласующего устройства справедлива для несимметричной линии передачи (коаксиала), подключенной к несимметричной же антенне.

В случае использования симметричных линий и антенны в полученную ранее схему согласующего устройства необходимо внести следующие изменения:

- элемент, состоящий в последовательной ветви, разделить на два одинаковых (если это индуктивность L , то на две катушки вдвое меньшей индуктивности, а если емкость C , то на два конденсатора вдвое большей емкости);
- включить по одному последовательному элементу в каждый провод линии [4].

Элемент, подключенный параллельно, остается без изменений. Показывает это преобразование рисунок 1, на котором слева даны схемы пары вариантов согласующего устройства для несимметричной линии (или антенны), а справа – их аналоги для симметричной.

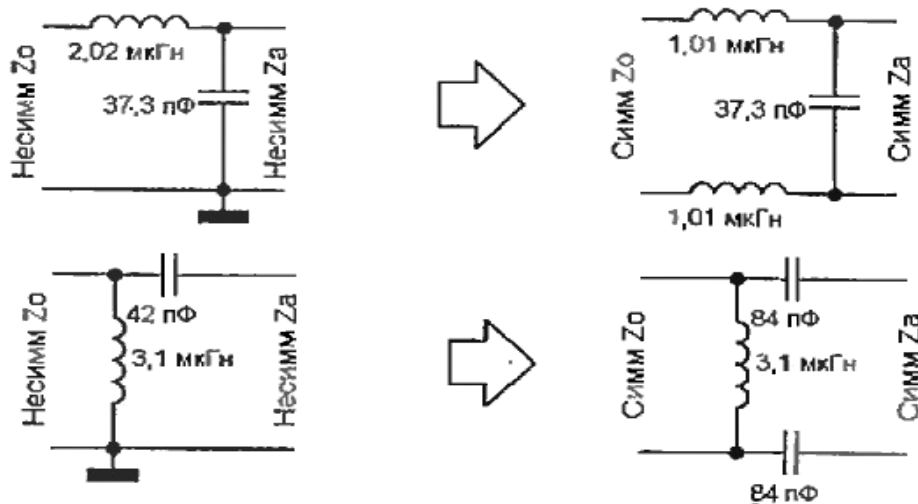


Рис. 1. Схемы СУ

Согласование на сосредоточенных LC элементах сводится к тому, что любой комплексный импеданс Z_a можно трансформировать в необходимое волновое сопротивление Z_0 при помощи LC цепи всего лишь из двух элементов (см. рисунок 2).

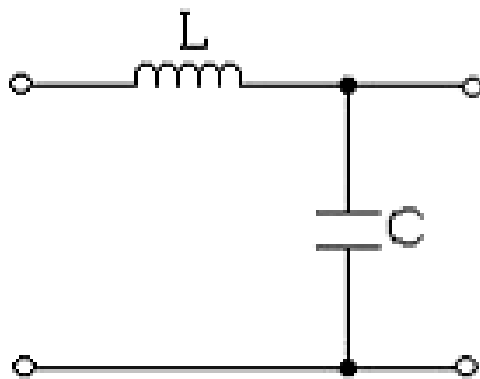


Рис. 2. Общая схема СУ

Согласование одним отрезком линии. Четвертьволновые трансформаторы

Отрезок линии трансформирует импеданс. А это то, что и требуется от согласующего устройства. Но линия трансформирует импеданс по физике своей работы, а не так как необходимо нам по условиям задания. Поэтому такое согласование возможно не всегда. И, несмотря на предельную простоту данного способа, необходимо рассмотреть данный путь.

Стоит отметить, что такое согласование возможно только в том случае, если волновое сопротивление линии Z_0 , используемой для согласующего отрезка, отличается от волнового сопротивления основной линии Z_j , идущей к передатчику. Если основная линия, например кабель 50 Ом, то согласующий отрезок ни в коем случае не может быть тоже 50 Ом. То есть невозможно согласовать антенну простым изменением длины питающего кабеля[2,3].

Если $Z_0 < Z_1$, то:

- при длине согласующего отрезка $0 < L < \lambda/4$ можно согласовать антенну, которая имеет $R_a < Z_a$ и $jX > 0$;
- при длине $\lambda/4 < L < \lambda/2$ можно согласовать одну антенну, которая имеет $R_a < Z_i$ и $jX < 0$. Например, таким образом можно согласовать укороченную антенну, имеющую $R_a < Z_i$ и емкостную jX_a .

Если $Z_0 > Z_i$, то:

- при длине согласующего отрезка $0 < L < \lambda/4$ можно согласовать антенну, которая имеет $R_a > Z_j$ и $jX < 0$;
- при длине $\lambda/4 < L < \lambda/2$ можно согласовать антенну, которая имеет $R_a > Z_i$ и $jX > 0$ [2].

Линия длиной $\lambda/4$ трансформирует активное сопротивление RL в активное же сопротивление R_i в отношении:

$$R_i = (Z_0^2 / RL). \quad (3)$$

Согласование двумя последовательными отрезками линий

Согласование одним отрезком линии имеет тот недостаток, что оно не всегда возможно. И расширить область применения можно, если включить после-

довательно с антенной не один, а два отрезка линий с разными волновыми сопротивлениями.

Важно выбрать волновые сопротивления первого и второго отрезков Z_{01} и Z_{02} верно, т.к. Z_{01} ни при каких условиях не должен быть равен нагрузочному сопротивлению. А Z_{02} может и совпадать с нагрузкой.

ЛИТЕРАТУРА

[1] Айзенберг Г. З., Белоусов С. П., Журбенко Э. М., Клигер Г. А., Курашов А. Г. КВ антенны / под ред. Айзенберга Г. З. – 2-е изд. – М.: Радио и связь, 1985. – 536 с.

[2] Белоцерковский Г. Б. Основы радиотехники и антенны. М.: Радио и связь, 1983.

[3] Гончаренко И. В. Антенны КВ и УКВ. Ч. 2. Основы и практика. – М.: ИП РадиоСофт, журнал «Радио», 2005. – 288 с.

[4] Ротхаммель К., Кришке А. Антенны. Т. 1. М.: Лайт Лтд, 2000. – 416 с.

Марк Александрович Томчук, ОмГУ им. Ф. М. Достоевского, физический факультет,
644077, г. Омск, пр. Мира 55-А, 89091120434, marik1158@mail.ru.

Методы повышения надежности передачи данных с использованием низкоскоростных OFDM-модемов

В. Л. Хазан, д.т.н., профессор

И. С. Землянов, к.т.н., старший научный сотрудник

Д. И. Кузнецов, аспирант, инженер-программист

Методом имитационного моделирования исследована помехоустойчивость различных алгоритмов демодуляции сигналов с ортогонально-частотным разделением каналов (OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Исследование проводилось в каналах с аддитивным белым гауссовским шумом и в многолучевых каналах связи, заданных по ITU-R 1487. Проведён выбор наилучшего по помехоустойчивости алгоритма демодуляции.

Ключевые слова: помехоустойчивость, коротковолновой диапазон, низкоэнергетичные передатчики, OFDM-модем, алгоритмы демодуляции, передача данных, чрезвычайная ситуация, повышение надежности.

Обеспечить связь на случай чрезвычайной ситуации на всей территории нашей страны – весьма непросто. А связь эта, порой, жизненно необходима. Каждую зиму в России из-за отсутствия связи при ЧС гибнут десятки людей. Например, большой проблемой является связь у водителей-дальнобойщиков, как, впрочем, и у жителей отдаленных поселков. Используемые сейчас дальнобойщиками радиостанции, работающие в Си-Би диапазоне, позволяют связаться на расстоянии прямой видимости, что составляет около 30км. Если не окажется в этом радиусе услышавших призыв о помощи, водитель рискует погибнуть. Спутниковая связь же требует больших материальных затрат (закупка дорогостоящего оборудования, плата за объем переданных данных).

Для подобного рода задач подходят только КВ- и спутниковая связь. Выбор пал на дешевую и эффективную КВ-связь. В качестве модема используется низкоскоростной OFDM-модем, который обеспечивает наиболее полное использование полосового спектра. Преимущество OFDM-модемов заключается также в устойчивости к вызванным многолучевостью селективным замираниям, а также к стационарным и импульсным помехам.

Задача повышения надежности связи может быть решена при использовании относительной фазовой манипуляции вдоль оси частот. Близкое расположение частот соседних поднесущих обеспечивает высокий коэффициент взаимной корреляции передаваемых по ним сигналов, что снижает влияние характеристик многолучевого канала связи на параметры сигнала и позволяет добиться более высокой помехоустойчивости при передаче сообщений. Для этого на каждой поднесущей формируются два символа, соответствующих битам «0» и «1». Следовательно, каждому символу соответствует набор векторов, располагающихся на кратных частотах, которые в совокупности передают одну и ту же информацию. Вектора поднесущих могут принимать два значения $0+j$ и $0-j$ и формируется случайным образом с использованием генератора случайных чисел.

Помехоустойчивость такого модема во многом определяется алгоритмом принятия решения «0» или «1». Зависимости вероятности ошибки для различных алгоритмов принятия решения от отношения сигнал/шум в канале с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) проведены на (рис. 1).

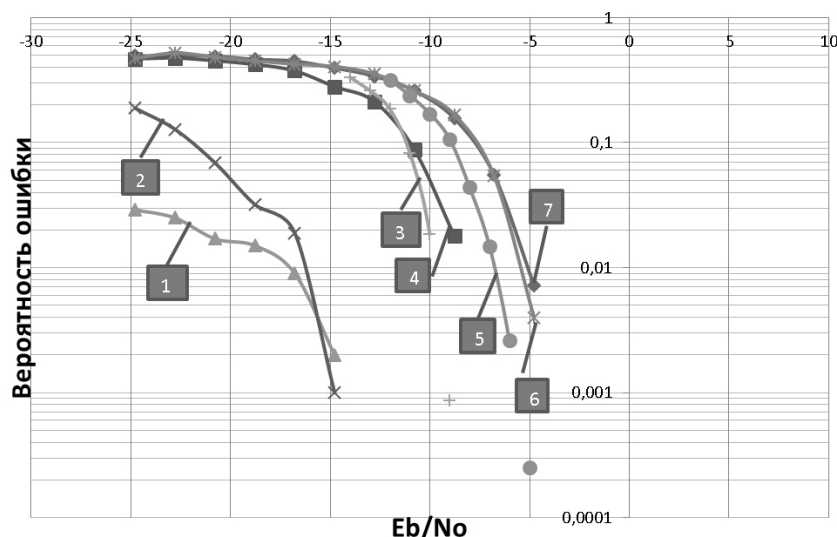


Рис. 1. Зависимости вероятности ошибки для различных алгоритмов принятия решения от отношения сигнал/шум

На рисунке 1 цифрами обозначены зависимости, соответствующие следующим алгоритмам принятия решений.

1 – алгоритм, основанный на синфазном сложении (когерентный приём [1]), заключающийся в суммировании всех векторов в пределах полосы принимаемого сигнала и принятия решения по наибольшему из возможных решений.

Первое решение соответствует синфазным информационным составляющим и представляет собой модуль векторной суммы всех поднесущих в полосе когерентности.

$$S_S = \left| \sum_{k=1}^N \vec{y}_k \right| \quad (1)$$

Второе решение соответствует противофазным компонентам и представляет собой модуль разности синфазных и противофазных компонентов.

$$S_A = \left| \sum_{k=1}^{N/2} \vec{y}_{2k} - \sum_{k=1}^{N/2-1} \vec{y}_{2k-1} \right| \quad (2)$$

2 – алгоритм принятия решения, основанный на измерении величины взаимной корреляции прошедшего через канал связи сигнала с неискажёнными, известными на приёмном конце сигналами, соответствующими символам 0 и 1. В качестве принятого символа выбирается тот, у которого коэффициент взаимной корреляции с принятым сигналом больше. Если S – принятый сигнал, прошедший канал связи, то выражение, определяющее принятый символ, можно записать следующим образом:

$$B = \left| \frac{\sum_{i=1}^N (S_i - \bar{S}) \cdot (x_i - \bar{x})}{\sigma_s \sigma_x} \right| > \left| \frac{\sum_{i=1}^N (S_i - \bar{S}) \cdot (y_i - \bar{y})}{\sigma_s \sigma_y} \right|, \quad (3)$$

где x – синфазный сигнал, соответствующий передаче «0», y – противофазный сигнал, соответствующий передаче «1», соответственно $\sigma_s, \sigma_x, \sigma_y$ – среднеквадратичные значения сигналов.

тичное отклонение, а $\bar{S}, \bar{x}, \bar{y}$ – математическое ожидание принятого сигнала, математическое ожидание исходного синфазного сигнала, соответствующего «0», математическое ожидание противофазного сигнала, соответствующего «1».

$$R_0 = \frac{\sum_{i=1}^N (S_i - \bar{S}) \cdot (x_i - \bar{x})}{\sigma_s \sigma_x} - \text{коэффициент взаимной корреляции принятого сигнала и сигнала соответствующего символу 0,}$$

на и сигнала соответствующего символу 0,

$$R_1 = \frac{\sum_{i=1}^N (S_i - \bar{S}) \cdot (y_i - \bar{y})}{\sigma_s \sigma_y} - \text{коэффициент взаимной корреляции принятого сигнала и сигнала, соответствующего символу 1,}$$

на и сигнала, соответствующего символу 1,

операция $|\cdot|$ – логическая операция округления, принимающая два значения «0», если $|R_0 \geq R_1|$ и «1», когда $|R_0 < R_1|$.

3 – алгоритм, основанный на нахождении проекции от векторного сложения поднесущих с амплитудами, равными амплитудам поднесущих, и фазами, равными разности фаз между ближайшими по частоте поднесущими.

$$S_s = \text{Re} \left[\sum_{k=1}^{M-1} |\vec{y}_{k+1}| e^{j\Delta\varphi_k} C_k^s \right], \quad (4)$$

$$S_A = \text{Re} \left[\sum_{k=1}^{M-1} |\vec{y}_{k+1}| e^{j\Delta\varphi_k} C_k^A \right]. \quad (5)$$

4 – алгоритм, основанный на векторном сложении поднесущих с амплитудами, равными амплитудам поднесущих, и фазами, равными разности фаз между ближайшими по частоте поднесущими.

$$S_s = \left| \sum_{k=1}^{M-1} |\vec{y}_{k+1}| e^{j\Delta\varphi_k} C_k^s \right|, \quad (6)$$

$$S_A = \left| \sum_{k=1}^{M-1} |\vec{y}_{k+1}| e^{j\Delta\varphi_k} C_k^A \right|. \quad (7)$$

5 – алгоритм принятия решения, заключающийся в нахождении скалярного произведения между соседними векторами поднесущих и последующего сложения получившихся результатов.

$$R_1 = \left| \sum_{i=2}^N \vec{a}_i \cdot \vec{a}_{i-1} \right| - \text{для синфазного случая,}$$

$$R_2 = \left| \sum_{i=2}^N \vec{a}_i \cdot (-\vec{a}_{i-1}) \right| - \text{для противофазного случая,}$$

где N – общее число поднесущих, $B = |R_1 > R_2|$ – значение принятого символа.

6 – «жесткий» алгоритм принятия решения, если фазовый сдвиг вектора относительно предыдущего равен нулю, ему присваивается значение 1, если 180° , то минус 1, все значения векторов с фазой, отличной от нуля или 180° , не

учитываются, затем все присвоенные значения суммируются, и принимается решение, если сумма отрицательная – «0», если положительная – «1».

7 – «мягкий» алгоритм принятия решения с доверительным интервалом $\pm \pi/4$, т.е. если фазовый сдвиг вектора относительно предыдущего равен $\pm \pi/4$, ему присваивается значение 1, если $180^\circ \pm \pi/4$ то минус 1. После чего, как в предыдущем случае, все присвоенные значения суммируются и принимается решение, если сумма отрицательная «0», если положительная – «1», но при этом учитываются все векторы, имеющие фазовый сдвиг в пределах доверительного интервала.

Как видно из рисунка 1, наибольший интерес представляют первые два алгоритма демодуляции сигнала, обладающие наибольшей помехоустойчивостью. Однако третий алгоритм хоть и имеет меньшую помехоустойчивость, но обладает низкой чувствительностью к временной рассинхронизации, поэтому он может использоваться совместно с первыми двумя для первичной (грубой) оценки. Далее по тексту будем обозначать эти алгоритмы соответственно 1, 2 и 3.

На этапе измерения помехоустойчивости методом имитационного моделирования в условиях рэлеевского канала связи для алгоритма 2 была установлена зависимость помехоустойчивости от ширины окна векторного суммирования поднесущих (рис. 2).

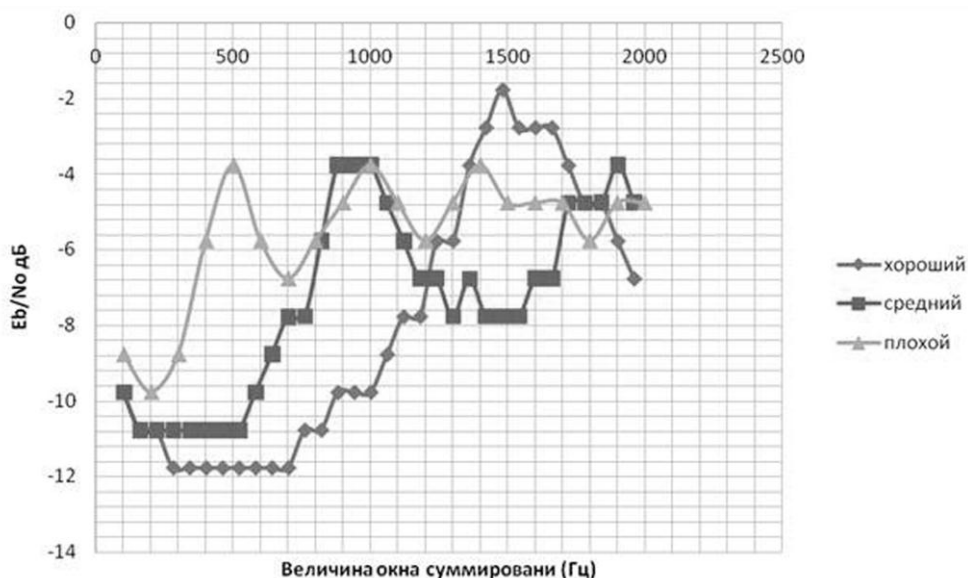


Рис. 2. Зависимость помехоустойчивости от ширины окна векторного суммирования поднесущих

Из зависимостей, приведенных на рисунке 2, видно, что наилучшая помехозащищенность сигнала обеспечивается, когда все составляющие спектра элементарной посылки сосредоточены в интервале частотной корреляции канала связи, который для двухлучевого канала [2] определяется как полоса частот, внутри которой приращение фазы происходит не больше, чем на π .

Так как для формирования сигнала на отдельных поднесущих используется двоичная фазовая манипуляция (BPSK – binary phase-shift keying), то интер-

вал смены фаз лежит в первой и четвёртой полуплоскости, следовательно, вклад в результирующую сумму будут вносить только те компоненты, которые имеют фазу, отличающуюся от начальной не больше чем на $\pi/2$. Из этого можно сделать вывод, что оптимальный размер окна суммирования должен составлять половину интервала частотной корреляции канала связи.

Для хорошего канала это – 500 Гц, для среднего канала – 250 и для плохого канала в районе 125 Гц [3]. Выбор размера окна суммирования позволяет адаптироваться к существующим в канале радиосвязи условиям. Значения интервала суммирования поднесущих можно оценить с помощью формулы

$$\Delta f = \frac{f_{\text{когер}}}{2} = \frac{1}{2\tau},$$

τ – интервал межлучевой задержки распространения; Δf – половина интервала когерентности.

Следовательно, для хорошего, среднего и плохого канала оптимальные значения окна суммирования будут равны соответственно: 1000 Гц, 500 Гц и 250 Гц – это соответствует значениям определённым методом имитационного моделирования.

Методом имитационного моделирования [3] была измерена зависимость помехоустойчивости от ширины полосы пропускания сигнала для случая АБГШ канала связи и различных условий, возможных в рэлеевском канале связи (рис. 3).

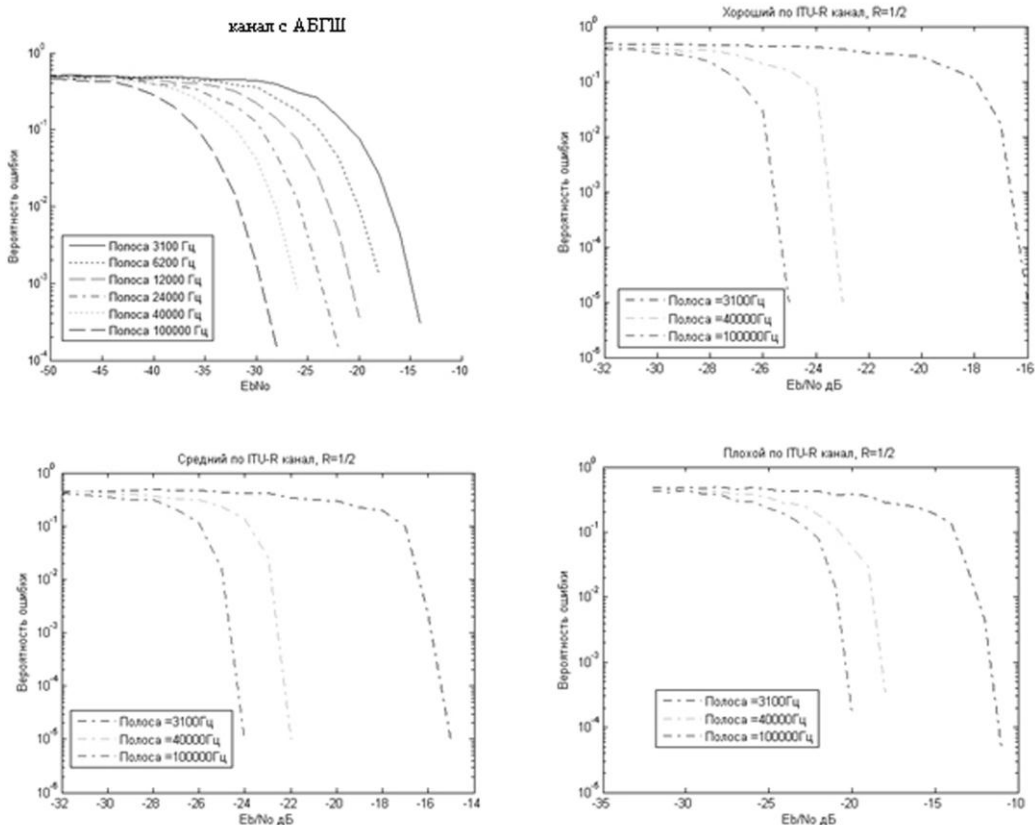


Рис. 3. Зависимость помехоустойчивости от ширины полосы пропускания сигнала (алгоритм 2)

Для анализа возможности использования данных сигналов в условии коротковолнового (КВ) канала дальней радиосвязи методом имитационного моделирования была измерена помехоустойчивость предлагаемого вида модуляции в условиях хорошего, среднего и плохого среднеширотных радиотрасс для рабочих полос канала 3.1, 40, 100 кГц (рис. 4). Кодовая скорость была равна 1/2, скорость передачи данных с учётом кода 4 бит/с, длина одного кодового слова была равна 1000 бит.

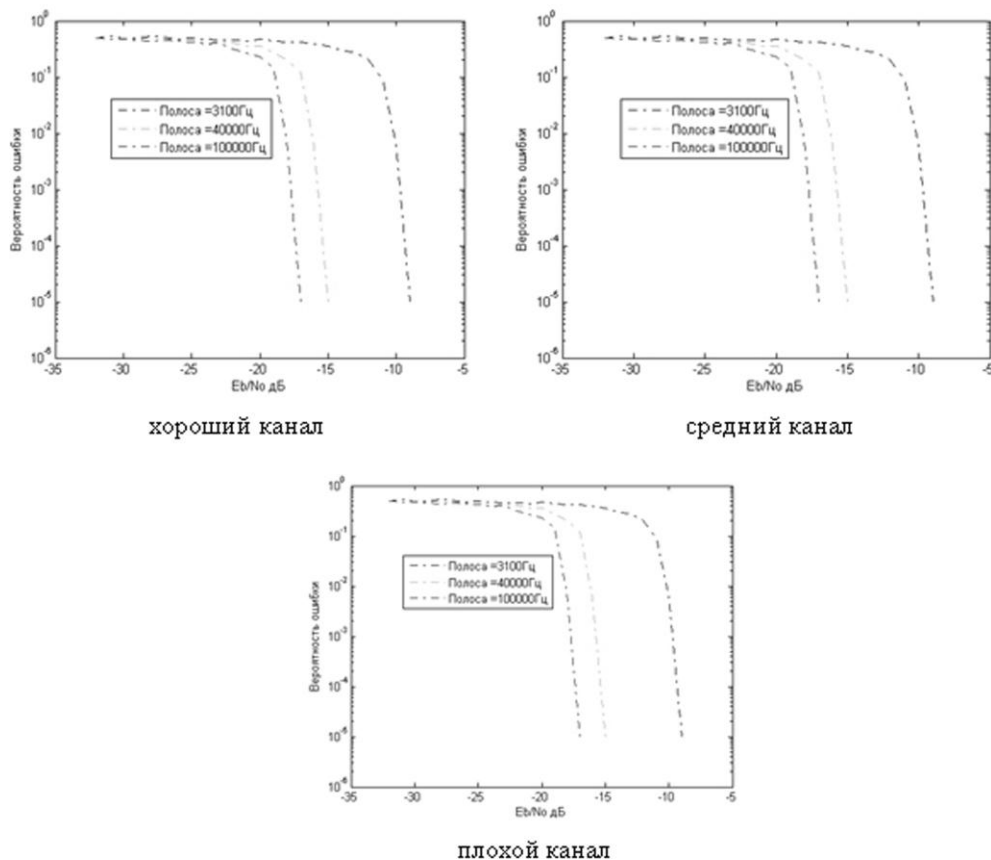


Рис. 4. Зависимость помехоустойчивости от ширины полосы пропускания сигнала (алгоритм 3)

Таким образом, проведенные исследования показали возможность приема данных в полосе телефонного канала со скоростью до 40 бит/с при отношении энергии сигнала к мощности шума минус 16 ÷ 19 дБ. Модем, реализованный с использованием алгоритмов 2 и 3, может быть использован с компактными мобильными низкоэнергетичными радиостанциями.

В рассмотренном примере с дальнобойщиками или жителями удаленных поселков использование такого модема означает, что все сигналы о бедствии могут с высокой вероятностью быть приняты службами по борьбе с ЧС даже за тысячи км.

Применение, конечно, этим не ограничивается. Подобная система найдет место как гражданских, так и ведомственных структурах.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений / Л.М. Финк. – М.: Сов. радио, 1970. – 728 с.
- [2] Кловский Д. Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. – М.: Радио и связь, 1982. – 304 с.
- [3] Recommendation ITU-R F/1487 (05/2000) Testing of HF modems with bandwidths of up to about 12 kHz using ionospheric channel simulators. URL: <http://www.itu.int/rec/R-REC-F.1487-0-200005-I/en> (дата обращения: 10.11.2016).
-

Виталий Львович Хазан, д.т.н., профессор, Омский государственный технический университет, 644050, Омск, пр. Мира, 11, (3812) 65-34-07.

Иван Сергеевич Землянов, к.т.н., старший научный сотрудник, Омский НИИ приборостроения, 644009, Россия, г. Омск, ул. Масленникова, 231, +7-923-674-67-90, zemlyanov2006@yandex.ru.

Дмитрий Игоревич Кузнецов, аспирант, АиСУ, Омский государственный университет путей сообщения, 644046, Россия, г. Омск, пр. Маркса, 35, инженер-программист, Омский НИИ приборостроения, 644009, Россия, г. Омск, ул. Масленникова, 231, +7-950-780-5752, kuznecov.dmitri@gmail.com.

Для заметок

Научное издание

Современные проблемы радиофизики и радиотехники

*Сборник докладов
Омского научного семинара*

Выпуск 5

Ответственный редактор *С. В. Кривальцевич*

В авторской редакции

Дизайн обложки *А. Л. Ворожцов*

Подписано в печать 02.02.2017
Формат 60x84 1/16. Бумага типографская.
Усл. печ. л. 5,6 Уч.-изд. л. 5,4 Тираж 60 экз.

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