

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
МЕЖДУНАРОДНАЯ АКАДЕМИЯ ИНФОРМАТИЗАЦИИ
СОЮЗ МАШИНОСТРОИТЕЛЕЙ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
МИНИСТЕРСТВО ПРОМЫШЛЕННОСТИ, ИННОВАЦИОННЫХ
И ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ РЯЗАНСКОЙ ОБЛАСТИ
РЯЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИМЕНИ В.Ф. УТКИНА

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ

СТНО-2021

IV МЕЖДУНАРОДНЫЙ НАУЧНО- ТЕХНИЧЕСКИЙ ФОРУМ

Сборник трудов

Том 1

Рязань
Book Jet
2021

УДК 004 + 001.1 + 681.2+ 681.2+ 681.3+681.5
С 568

Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2021 [текст]: сб. тр. IV междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. Т.1./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2021; Рязань. —с.,: ил.

Сборник включает труды участников IV Международного научно-технического форума «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2021.

В сборнике освещаются вопросы математического моделирования, новых технологий в радиотехнике, телекоммуникациях, электротехнике и радиоэлектронике, вопросы полупроводниковой наноэлектроники, приборостроения, лазерной, микроволновой техники, силовой промышленной электроники, новые технологии в измерительной технике и системах, биомедицинских системах, алгоритмическое и программное обеспечение вычислительной техники, вычислительных сетей и комплексов, вопросы систем автоматизированного проектирования, обработки изображений и управления в технических системах, перспективные технологии в машиностроительном и нефтехимическом производствах, новые технологии и методики в высшем образовании, в т.ч. вопросы гуманитарной и физико-математической подготовки студентов, обучения их иностранным языкам, перспективные технологии электронного обучения, в том числе, дистанционного, вопросы экономики, управления предприятиями и персоналом, менеджмента, а также вопросы гуманитарной сферы.

Авторская позиция и стилистические особенности сохранены.

УДК 004 + 001.1 + 681.2+ 681.2+ 681.3+681.5

ISBN 978-5-7722-0301-9

© Рязанский государственный
радиотехнический университет, 2021
© Издательство «Book Jet»,
макет, 2021

ИНФОРМАЦИЯ О IV МЕЖДУНАРОДНОМ ФОРУМЕ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ» СТНО-2021

IV Международный научно-технический форум «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2021 состоялся 03.03.2021-05.03.2021 в г. Рязань в Рязанском государственном радиотехническом университете имени В.Ф. Уткина.

В рамках форума «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2021 состоялась работа четырех Международных научно-технических конференций:

«Современные технологии в науке и образовании. Радиотехника и электроника», секции

- Радиотехнические системы и устройства;
- Телекоммуникационные системы и устройства;
- Цифровые информационные технологии реального времени;
- Промышленная силовая электроника, электроэнергетика и электроснабжение;
- Физика полупроводников, микро- и нанoeлектроника;
- Микроволновая, оптическая и квантовая электроника;
- Актуальные задачи химических технологий;

«Современные технологии в науке и образовании. Вычислительная техника и автоматизированные системы», секции

- Алгоритмическое и программное обеспечение вычислительных систем и сетей;
- ЭВМ и системы;
- Системы автоматизированного проектирования;
- Информационные системы и защита информации;
- Математические методы в научных исследованиях;
- Обработка изображений и управление в технических системах;
- Геоинформационные и космические технологии;
- Автоматизация производственно-технологических процессов в приборо- и машиностроении;

- Информационно-измерительные устройства и системы в технике и медицине.

Стандартизация и управление качеством;

- Информационные системы и технологии;

«Современные технологии в науке и образовании. Экономика и управление», секции;

- Современные технологии государственного и муниципального управления;
- Экономика, менеджмент и организация производства;
- Бухгалтерский учет, анализ и аудит;
- Управление персоналом;
- Экономическая безопасность;

«Современные технологии в науке и образовании. Новые технологии и методы в высшем образовании», секции

- Современные технологии электронного обучения;
- Иностранный язык в техническом вузе;
- Лингвистика и межкультурная коммуникация;
- Направления и формы гуманитаризации высшего образования и гуманитарная

подготовка студентов;

- Методы преподавания и организация учебного процесса в вузе;
- Физико-математическая подготовка студентов;
- Особенности военного образования на современном этапе.

Организационный комитет Форума:

Чиркин М.В., ректор, д.ф.-м.н., проф. – председатель

Гусев С.И., проректор по научной работе и инновациям, д.т.н., проф. – зам. председателя;

Бабаян П.В., проректор по учебной работе и информатизации, к.т.н., доц. – зам. председателя;

Миловзоров О.В., зам. начальника управления организации научных исследований, к.т.н, доц. – координатор;

Устинова Л.С., начальник отдела информационного обеспечения – отв. за информационную поддержку;

Трубицына С.Г., вед. инженер – секретарь оргкомитета;

Благодарова И.А., ведущий программист – секретарь оргкомитета;

члены оргкомитета:

Авилкина С.В., начальник управления по воспитательной работе, к.п.н., доц.;

Алпатов Б.А., профессор кафедры автоматизации и информационных технологий в управлении, д.т.н., проф.;

Бухенский К.В., зав. кафедрой высшей математики, к.ф.-м.н., доц.;

Витязев В.В., зав. кафедрой телекоммуникаций и основ радиотехники, д.т.н., проф.;

Евдокимова Е.Н., зав. кафедрой экономики, менеджмента и организации производства, д.э.н., проф.;

Еремеев В.В., директор НИИ «Фотон», д.т.н., проф.;

Есенина Н.Е., зав. кафедрой иностранных языков, к.п.н., доц.;

Жулев В.И., зав. кафедрой информационно-измерительной и биомедицинской техники, д.т.н., проф.;

Кириллов С.Н., зав. кафедрой радиоуправления и связи, д.т.н., проф.;

Клейносова Н.П., директор центра дистанционного обучения, к.п.н., доц.;

Ключко В.К., профессор кафедры автоматизации и информационных технологий в управлении, д.т.н., проф.;

Коваленко В.В., зав. кафедрой химической технологии, к.т.н., доц.;

Корячко В.П., зав. кафедрой систем автоматизированного проектирования вычислительных средств, д.т.н., проф.;

Костров Б.В., зав. кафедрой электронных вычислительных машин, д.т.н., проф.;

Кошелев В.И., зав. кафедрой радиотехнических систем, д.т.н., проф.;

Круглов С.А., зав. кафедрой промышленной электроники, к.т.н., доц.;

Куприна О.Г., доцент кафедры иностранных языков, к.филол.н., доц.;

Литвинов В.Г., зав. кафедрой микро- и нанoeлектроники, д.ф.-м.н., проф.;

Лукиянова Г.С., доцент кафедры высшей математики, к.ф.-м.н., доц.;

Мусолин А.К., профессор кафедры автоматизации информационных и технологических процессов, д.т.н., проф.;

Овечкин Г.В., зав. кафедрой вычислительной и прикладной математики, д.т.н., проф.;

Паршин Ю.Н., зав. кафедрой радиотехнических устройств, д.т.н., проф.;

Перфильев С.В., зав. кафедрой государственного, муниципального и корпоративного управления, д.э.н., проф.;

Пржегорлинский В.Н., зав. кафедрой информационной безопасности, к.т.н., доц.;

Пылькин А.Н., профессор кафедры вычислительной и прикладной математики, д.т.н., проф.;

Рохлина Т.А., доцент кафедры иностранных языков, к.филол.н., доц.;

Серебряков А.Е., зам. зав. кафедрой электронных приборов, к.т.н.;

Соколов А.С., зав. кафедрой истории, философии и права, д.и.н.;

Таганов А.И., профессор кафедры космических технологий, д.т.н., проф.;

Харитонов А.Ю., нач. военного учебного центра, полковник, к.т.н., доц.;

Холопов С.И., декан ф-та автоматизации и информационных технологий в управлении, к.т.н., доц.;

Чеглакова С.Г., зав. кафедрой экономической безопасности, анализа и учета, д.э.н., проф..

МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ. РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА»

СЕКЦИЯ «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»

УДК 537.872

ОБНАРУЖЕНИЕ БПЛА ЛОКАТОРАМИ МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

И.В. Васильев

*Специальное конструкторско-технологическое бюро «Гранит»,
Казахстан, Алматы, iv@granit.kz*

Аннотация. В работе делается оценка перспективности использования радиолокаторов метровых волн для раннего обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов. Приводится функциональная схема радиолокатора непрерывного облучения, предназначенного для обнаружения малоразмерных целей.

Ключевые слова. БПЛА, когерентность, метровый диапазон, радиолокация, ЭПР.

UAV DETECTION BY VHF BAND LOCATORS

I.V. Vassilyev

*JSC "Special Design and technology Bureau "Granite",
Kazakhstan, Almaty, iv@granit.kz*

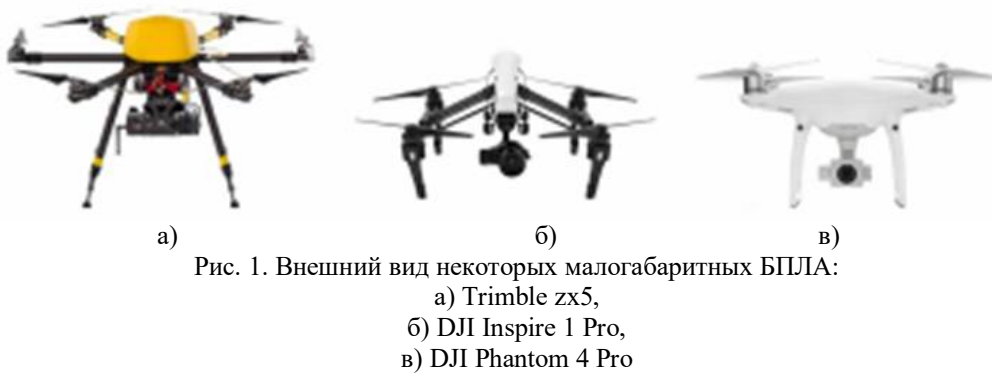
Abstract. The paper assesses the prospects of using meter wave radars for early detection of small unmanned aerial vehicles. A functional diagram of a continuous radiation radar designed to detect small targets is presented.

Keywords: UAV, coherence, meter range, radar, ESA.

Опасность малоразмерных беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) является особо актуальной ввиду их доступности, а также возможностью использования их террористами. При этом, возможность выполнения БПЛА своих задач по заранее заданной программе, без использования каналов телеуправления и телеметрии, а также малый уровень создаваемого ими акустического шума делает радиолокационные станции (РЛС) основным средством их обнаружения в настоящее время. В работе [1] приведены расчётные дальности обнаружения малых БПЛА при различных значениях эффективных поверхностей рассеивания:

- для РЛС метрового диапазона – 8–14 км для БПЛА с ЭПР около $0,1 \text{ м}^2$ и 0,1–1,5 км для БПЛА с ЭПР, равной $0,01 \text{ м}^2$;
- для РЛС дециметрового диапазона – 9–16 км (ЭПР = $0,1 \text{ м}^2$) и 0,8–2,0 км (ЭПР = $0,01 \text{ м}^2$);
- для РЛС сантиметрового диапазона, соответственно – 12–25 км и 1,4–2,8 км.

Приведённые в данной работе цифры сделаны для фиксированных ЭПР целей, хотя, на практике, уровень отражённого целью сигнала очень сильно зависит от частоты облучения. Достоверных данных о значениях реальных малогабаритных БПЛА, подобных тем, которые приведены на рисунке 1, в открытой литературе нет. Хотя в иностранных источниках встречаются упоминания, что такие работы проводились, но их результаты не публикуются из соображений конфиденциальности.



В презентации, подготовленной в Сибирском федеральном университете для офицеров РТВ [2], утверждается, что ЭПР малоразмерных управляемых реактивных снарядов (УРС) в метровом диапазоне частот практически в 100 раз больше, чем в сантиметровом диапазоне (рисунок 2).

Эффективные поверхности рассеяния СВН, м ²									
	Диапазон волн								
	Сантиметров.(3..10)			Дециметров(10..100)			Метровый(150..200)		
	ППС	борт	ЗПС	ППС	борт	ЗПС	ППС	борт	ЗПС
СРЭМ (УРС)	0,02.. ..0,03	0,07.. ..0,08	0,1..0, 2	0,03.. ..0,07	0,3...0, 8	0,2...0, 5	0,7.. ..2,5	0,8.. ..0,9	0,5.. ..1,0
АЛКМ	0,1.. ..0,2	0,35.. ..0,4	0,2.. ..0,3	0,1.. ..1,0	0,4...1,8	0,2...0, 4	1...2	1,8.. ..3,0	0,4.. ..4,8
В-1А (СА)	10..14	50	45	14..40	50...100	35..45	40...50	100	35..80
В-52 (СА)	75..80	63..70	120.. ..125	55..75	53..63	30...120	50..55	53..63	27..30
FB-111 (ТА)	8...8,5	10...11	7...7,5	8,5	9...11	7,5...8, 5	8,5...9	9...13	8,5..15
В-4,-5 (ТА)	7...10	6...7	15..20	10..20	7...15	10..15	14..17	15..29	10..15

Рис. 2. Зависимость ЭПР различных типов целей от диапазона волн

В статье [3] приводится график зависимости ЭПР баллистической цели от частоты (рисунок 3).

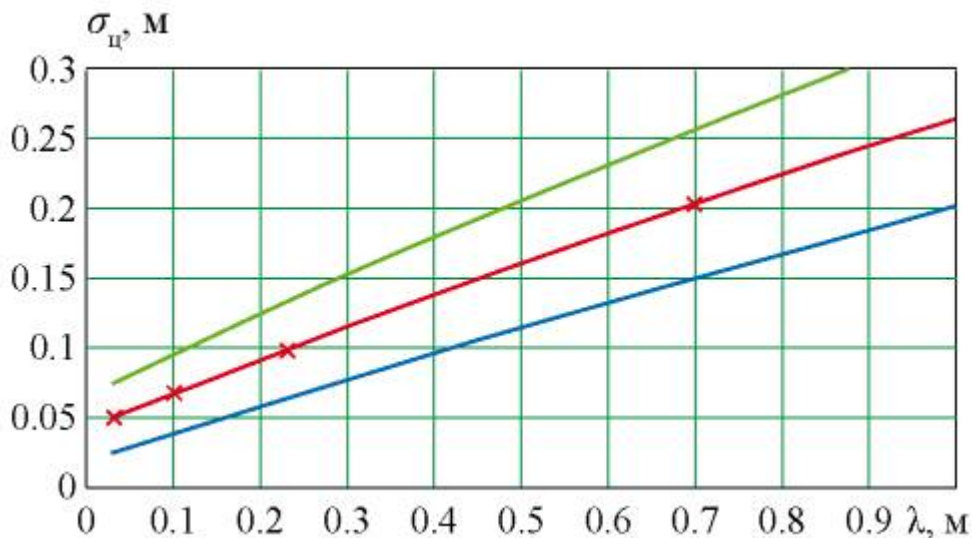


Рис. 3. Зависимость ЭПР баллистической цели от длины волны

И хотя зависимость не такая сильная, как на рисунке 2, но изменение ЭПР в 10 раз нельзя не учитывать при выполнении расчётов. Разработчики РЛС «Резонанс», приводящие в своих рекламных проспектах подобные цифры, объясняют эффект увеличения ЭПР в метровом диапазоне волн резонансным рассеиванием, так как размеры элементов конструкции летательных аппаратов становятся соизмеримыми с длиной волны.

В работе [4] показана перспективность использования радиолокаторов метрового диапазона с когерентным накоплением. В этой работе даны примеры обнаружения малоразмерных судов на дистанциях до 20% превышающих радиогоризонт, а также вертолётов в горных ущельях.

ЭПР БПЛА в метровом диапазоне волн должно формироваться переизлучением проводов, которые соединяют различные элементы аппаратуры управления БПЛА. Их длина соизмерима с геометрическими размерами БПЛА, а располагаются они, как правило, в горизонтальной плоскости. Это предполагает, что РЛС, создаваемая для обнаружения таких целей должна иметь горизонтальную поляризацию. Из [5] известно, что максимальная ЭПР диполя $0,856\lambda^2$, а средняя его ЭПР равна $0,172\lambda^2$. Для длины волны 2 метра (на которых работают все «клоны» РЛС РТВ серии П-18) максимальное значение поверхности рассеивания составит 3,4 квадратных метра, а среднее значение - 0,7 квадратного метра. Это существенно превышает ЭПР, используемые в расчётах [1]. Результаты испытаний с РЛС «Малахит» (один из вариантов модернизации РЛС П-18) [6] также показывают, что дальность обнаружения БПЛА этим локатором соизмерима с дальностью обнаружения РЛС сантиметрового диапазона ПРВ-13.

Всё вышеизложенное свидетельствует о том, что для обнаружения малоразмерных БПЛА перспективно использовать радиолокаторы непрерывного излучения метрового диапазона волн, аналогичные по своей структуре тем, которые использовались и используются в настоящее время в системе предупреждения о ракетном нападении (СПРН) [7] ПРО, такие как «Дунай», «Днепр», «Дарьял». Эти локаторы способны обнаруживать цели размером от 15 до 40 см на дальностях в тысячи километров. Уменьшение требуемых диапазонов дальностей в 100 раз позволит снизить требуемый энергетический потенциал локатора не менее чем на 4 порядка относительно радиолокаторов СПРН. Ещё около 3 порядков можно «выиграть» в энергетическом потенциале локатора за счёт увеличения времени когерентного накопления сигнала отражённого от БПЛА, учитывая, что движутся они в пространстве со скоростями несоизмеримыми с космическими, характерными для баллистических ракет. То есть избыток

энергетического потенциала РЛС СПРН для решения задач по обнаружению БПЛА можно оценить около 70 дБ.

Взяв за основу для расчётов характеристики Иркутского радара некогерентного рассеивания [8], созданного на базе оборудования РЛС СПРН «Днепр», можно оценить требования к характеристикам радиолокатора непрерывного излучения метрового диапазона, для обнаружения БПЛА на расстояниях около 15-20 км. Примем мощность такого радара, равной мощности современных версий модернизации РЛС П-18 около 8 кВт. Так как излучаемая мощность Иркутского радара равна 2,8 МВт, то энергетический проигрыш составит 350 раз (25 дБ). За счёт оставшегося избытка энергетического потенциала $70-25=45$ дБ можно снизить коэффициент усиления приёмно-передающей антенны приблизительно на 22 дБ. Если коэффициент усиления антенны Иркутского радара равен 35 дБ, то можно его снизить до величины 13 дБ, что лишь на одну децибелу превышает коэффициент усиления одиночного излучателя радиолокатора П-18.

На основании этих расчётов была предложена схема построения радиолокатора непрерывного излучения для обнаружения малоразмерных целей в пределах радиогоризонта [9]. Радиолокатор содержит (рисунок 4) два приёмных тракта, каждый из которых включает последовательно соединённые приёмную антенну **1** (**14**), маломощный усилитель **2** (**15**), смеситель **3** (**16**), фильтр основной селекции **4** (**17**), усилитель промежуточной частоты **5** (**18**) и аналого-цифровой преобразователь **6** (**19**). Приёмные тракты через интерфейс обмена данными **12** подключены к компьютеру **13**, к которому через этот же интерфейс **12** подключён вход блока управления локатором **11**, выход которого связан с последовательно соединёнными генератором зондирующего сигнала **10**, усилителем мощности **9**, направленным ответвителем **8** и передающей антенной **7**. Второй выход направленного ответвителя **8** соединён с другими входами смесителей **3** (**16**), а приёмные антенны **1** и **14** расположены рядом с передающей антенной **7**, и отстоят друг от друга на расстоянии L .

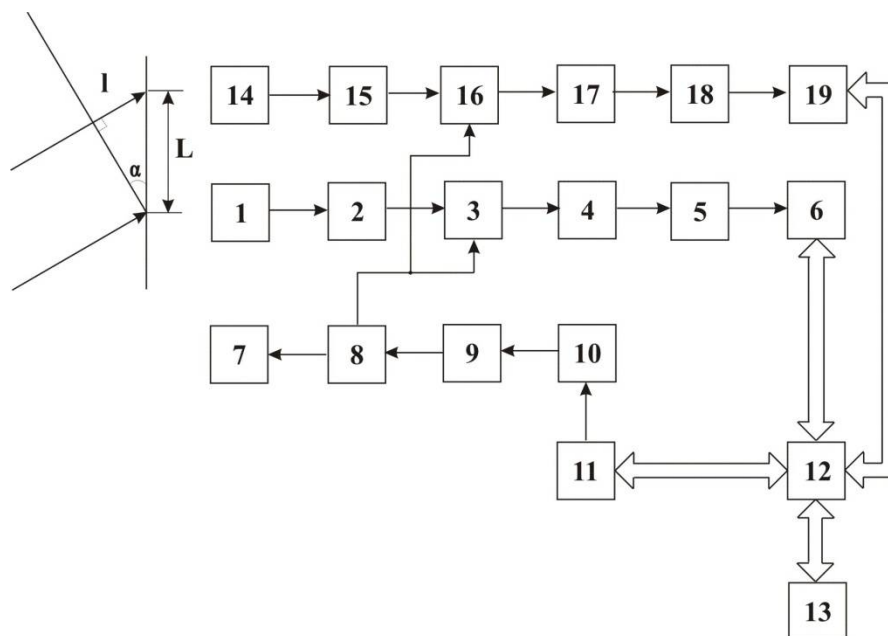


Рис. 4. Структурная схема радиолокатора непрерывного излучения

Так как приёмные антенны **1** и **14** разнесены в пространстве на расстояние L между собой, то отражённый от цели радиосигнал приходит к ним в разное время, зависящее от направления на цель $90^\circ + \alpha$, создавая при этом разность фаз принятых сигналов $\Delta\varphi$. При этом исчезает необходимость в управлении углом поворота приёмных **1** (**14**) и передающей **7** антенн блоком управления **11**.

Азимут определяется по разности фаз сигналов принятой приёмными антеннами **1** и **14**.

При угле направления на цель α при расстоянии между антеннами L разность пути, который проходит радиоволна от цели до приёмных антенн составляет:

$$l = L \cdot \sin \alpha . \quad (1)$$

Разность фаз сигналов, принятых антеннами **1** и **14** составляет:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot L \cdot \sin \alpha . \quad (2)$$

Азимут вычисляют по формуле:

$$\alpha = \arcsin \frac{\Delta\varphi \cdot \lambda}{2\pi L} . \quad (3)$$

где α - угол направления на цель;

$\Delta\varphi$ - разность фаз сигналов, принятых первой и второй приёмными антеннами;

L - расстояние между антеннами первой и второй приёмными антеннами.

Заключение

Применение антенн с относительно невысоким коэффициентом усиления позволяет расширить сектор облучения и, тем самым отказаться от поворота антенн или сканирования лучём.

Библиографический список

1. Е. Д. Филин, Р. В. Киричек Методы обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов на основе анализа электромагнитного спектра // Информационные технологии и телекоммуникации. 2018. Т. 6. № 2 стр. 87-93.
2. Основы теории радиолокации. радиолокационная система ртв // Сибирский федеральный университет, <https://ppt-online.org/199185>, посещение 23 февраля 2021г.
3. Друзин С.В., Горевич Б.Н. Методика формирования облика радиолокационных станций перспективной системы вооружения войсковой ПВО // *Вестник концерна ВКО «Алмаз – Антей»*. 2020;(2): стр. 6-31. <https://doi.org/10.38013/2542-0542-2020-2-6-31>.
4. Вопросы перспективной радиолокации. коллективная монография // под ред. А.В. Соколова. М.: Радиотехника, 2003. – 512с.: ил.
5. Бакулев П.А. Радиолокационные методы селекции движущихся целей // учебное пособие. М.: Оборонгиз, 1958. - 100 с.
6. С.Д. Вишневский, Л.В. Бейлис, В.И. Климченко Потенційні можливості РЛС РТВ з виявлення оперативного-тактичних та тактичних безпілотних літальних апаратів // Розвиток, бойове застосування та озброєння радіотехнічних військ. Наука і техніка повітряних сил збройних сил України. 2017. № 2(27), стр. 92-98.
7. С. Зимин, РЛС дальнего обнаружения для ПРО // ПРО «Ветераны полигона ПРО», <https://veteran.priozersk.com/articles/3355>, посещение 24 февраля 2021г.
8. Д.С. Кушнарёв и др., Модернизация иркутского радара некогерентного рассеивания // Солнечно-земная физика, 2017, т.3, №3. стр. 88-94, doi: 10.12737/szf-33201708.
9. Радиолокатор с непрерывным излучением : пат.34521 РК : МПК8 G01S 13/00 (2006.01);G01S 3/46 (2006.01) // Алтынбеков Р.М.; Васильев И.В.; Мартикян А.С.; Салий С.М.; Съедин Д.Б.; заявитель и патентообладатель Съедин Дмитрий Борисович — № 2019/0468.1; заявл. 25.06.2019 ; опубл. 21.08.2020, бюл. №33. выдан 21.08.2020, <https://ebulletin.kazpatent.kz/invention/details/285510>, посещение 24 февраля 2021г.

УДК 004.93+519.81+537.86+621.396.96; ГРНТИ 47.49.02

ФРАКТАЛЬНЫЙ МОНИТОРИНГ В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ: ОТ РАДАРА ДО ЭКОНОМИЧЕСКИХ КРИЗИСОВ

А.А. Потапов

*Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук,
Совместная китайско-российская лаборатория информационных технологий и
фрактальной обработки сигналов,
Университет Цзинань, Китайская народная республика, Гуанчжоу,
Российская Федерация, Москва, potapov@cplire.ru*

Аннотация. В работе представлены некоторые результаты применения интеллектуальных методов теории фракталов и эффектов скейлинга в различных системах мониторинга.

Ключевые слова: радиофизика, радиолокация, мониторинг, теория рисков, текстура, фрактал, скейлинг, кризисы, пандемия.

FRactal MONITORING IN A WIDE RANGE: FROM RADAR TO ECONOMIC CRISES

A.A. Potapov

*Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics (IREE) of Russian Academy of Sciences,
JNU-IREE RAS Joint Laboratory of Information Technology and Fractal Processing of Signals,
Department of Electronic Engineering, College of Information Science and Technology,
Jinan University, Guangzhou, People's Republic of China,
Russia, Moscow, potapov@cplire.ru*

Abstract. The paper presents some results of the application of intelligent methods of the theory of fractals and scaling effects in various monitoring systems.

Keywords: radiophysics, radar, monitoring, risk theory, texture, fractal, scaling, crises, pandemic.

Исходя из того, что мониторинг - система постоянного наблюдения за явлениями и процессами, проходящими в окружающей среде и обществе, в данной работе кратко изложены следующие наиболее характерные результаты (более подробно см. [1-13]).

1. Для автоматизированного анализа текстурных изображений объектов радиолокационного мониторинга использованы методы фрактального анализа [1-5]. Рассмотрены случаи фрактального обнаружения лесных пожаров и разливов нефти на морской поверхности.

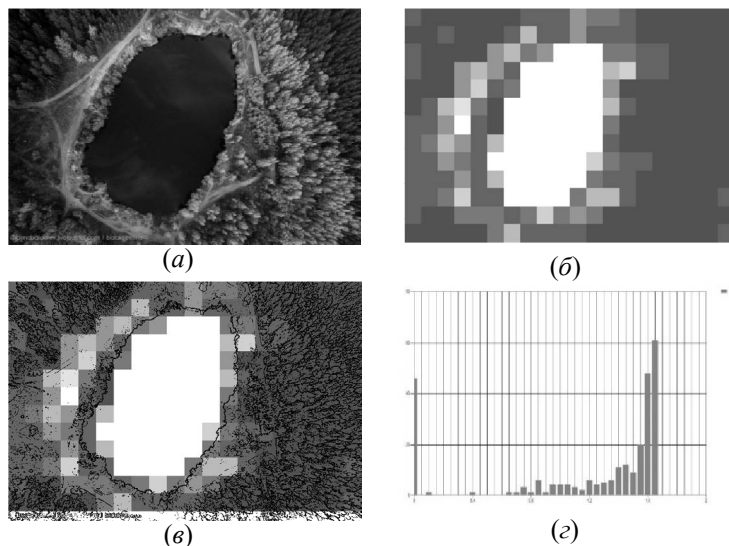


Рис. 1. Результаты фрактального анализа изображения:

(a) – исходное изображение, (б) – карта фрактальной размерности, (в) – комбинированное изображение, (г) – гистограмма фрактальной размерности D изображения.

1-а. На рисунках 1,а-в представлен фрагмент изображения, содержащий лес, водоем, сеть грунтовых дорог, а также результаты измерения. При предварительной обработке изображения применялось преобразование Собеля.

Гистограмма фрактальной размерности D имеет три явных всплеска в интервалах 0 - 0.1; 0.6 - 1.0; 1.4 - 1.65. Первый интервал соответствует фрактальной размерности зеркала водоема, второй - области занятой грунтовыми дорогами и порослью кустарника; третий - лесному массиву.

Следует отметить, что карта фрактальной размерности D позволяет однозначно выделить

такие объекты на изображении, как береговую линию водоема, поросшую кустарником и отдельно стоящими деревьями, лес, поверхность водоема. Анализ полученной гистограммы

фрактальной размерности (рис. 1,з) позволил оценить доли площади, занимаемыми на изображении, такими объектами, как лес и водоем. Так для изображения, представленного на рис. 1,а, доля леса составляет 52 %, а площадь, занимаемая озером – 21 % от общей площади изображения, для которой построена гистограмма.

1-б. На рисунках 2,а-г представлен участок леса с очагом пожара с соответствующей картой и гистограммой фрактальной размерности. Фрактальная размерность D участков изображения соответствующая лесному массиву находится в интервале 1.50 - 1.65.

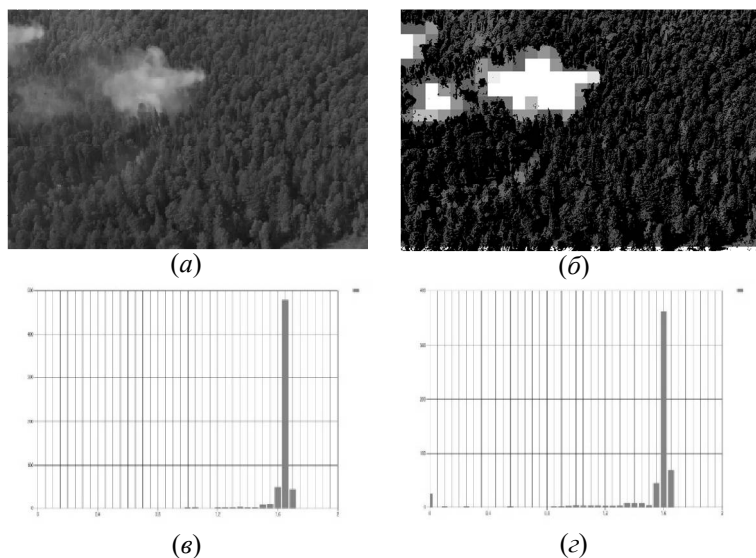


Рис. 2. Результаты фрактального анализа изображения леса с очагом пожара: (а) – исходное изображение, (б) – комбинарованное изображение, (в) – гистограмма фрактальной размерности D изображения исходного участка леса, (г) – гистограмма фрактальной размерности изображения участка леса с пожаром.

1-в. На рисунке 3,а представлен фрагмент изображения, содержащий участок морской поверхности с разливом нефти. В связи с тем, что поверхность моря на рис. 3, незагрязненная

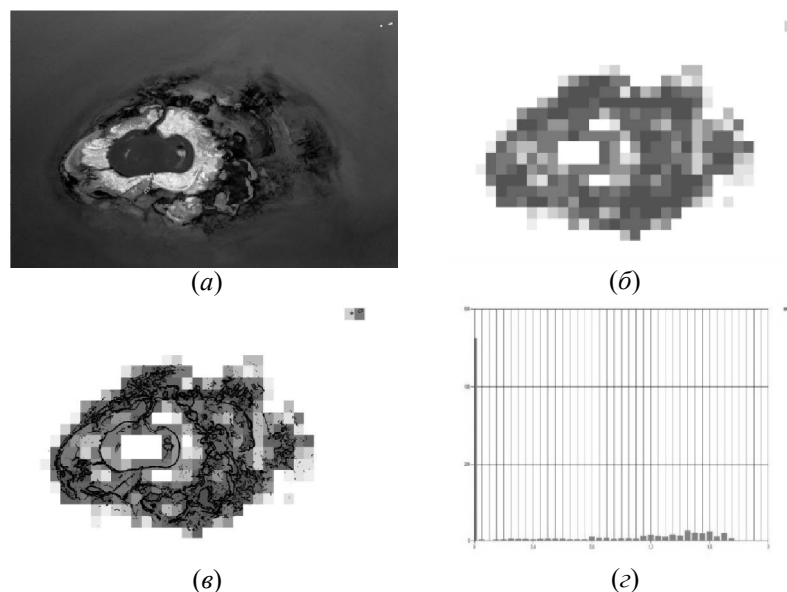


Рис. 3. Результаты фрактального анализа изображения участка морской поверхности с разливом нефти: (а) – исходное изображение, (б) – карта фрактальной размерности, (в) – комбинарованное изображение, (г) – гистограмма фрактальной размерности D изображения.

На рисунках 2,в и 2,г представлены гистограммы фрактальной размерности исходного участка леса и того же участка с очагом пожара. Наличие задымления вследствие лесного пожара снижает контрастность и текстурированность соответствующих участков изображения, что приводит к появлению на гистограмме областей соответствующих фрактальной размерности в интервале от 0 до 1.15, отсутствующих на гистограмме исходного изображения леса. Анализ гистограммы (рис. 2,г) позволяет сделать вывод о наличии очага возгорания и осуществить грубую оценку его местоположения (по зонам наибольшего задымления) и площади (порядка 5 % от площади изображения).

нефтью, не имеет ярко выраженной структуры (индекс наличия текстуры стремится к нулю), то после применения преобразования Собеля, фрактальная размерность таких участков изображения будет близка к нулю, что отчетливо видно на гистограмме (см. рис. 3,г).

Участки изображения, соответствующие областям поверхности моря, подвергшимся загрязнению, имеют фрактальную размерность D , отличную от нуля.

В рассматриваемом случае площадь загрязнения соответствует 47 % общей площади изображения.

2. На основе полученных гистограмм фрактальной сигнатуры возможна организация на основе нейронных сетей автоматизированной классификации объектов на анализируемом изображении и их кластеризация [1-7]. Для уверенного распознавания объектов часто используют комплексные системы распознавания, использующие в своей работе информацию от нескольких источников (каналов). Схема функционирования многоканальной системы распознавания представлена на рис. 4. Кроме того, для повышения достоверности распознавания объектов могут использоваться априорная информация и дополнительные характеристики объектов, получаемые в ходе обработки данных, поступающих от различных источников. При этом каждый вид изображения подается на предварительную обработку перед поступлением на вход системы распознавания, например, на вход соответствующей искусственной нейронной сети (ИНС).

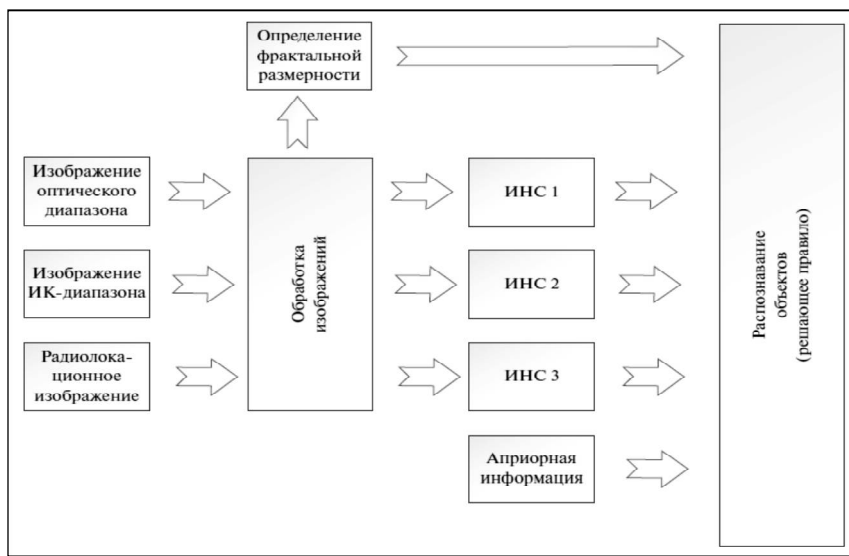


Рис. 4. Схема функционирования многоканальной системы распознавания [6].

В качестве дополнительного перспективного признака, характеризующего объект в системе распознавания, является использование результатов *фрактально-скейлингового анализа* его изображения, например, оценки фрактальной сигнатуры D .

Результаты распознавания каждого вида изображений совместно с априорной информацией и результатом оценки фрактальной размерности (фрактальной сигнатуры) D объектов поступают на вход блока решающего правила. Такой вариант построения интеллектуальной системы позволяет обеспечить надежное распознавание объектов независимо от условий, в которых получены изображения [1-7].

3. Хорошим примером *фрактальной системы* может служить последовательность значений биржевых цен. Эта особенность привлекла в свое время внимание Мандельброта, Петерса и других исследователей, которые сформулировали и применили математический аппарат фракталов к финансовым объектам. При этом, у нас появляется еще один проверенный на практике инструмент оценки рисков, что само по себе замечательно.

Основными постулатами *гипотезы фрактальных рынков* [8] (я предпочитаю аббревиатуру “ФМР” - *фрактальный мониторинг рынка*) являются следующие:

• Главным фактором, лежащим в основе здорового функционирования рынков, является ликвидность – обеспеченность спроса и предложения большим количеством участников торгов с разными горизонтами инвестирования.

• Цели и горизонты инвестирования участников рынка неоднородны и включают в себя широкий временной диапазон, начиная от спекулятивной торговли на минутных графиках и заканчивая многолетними инвестициями.

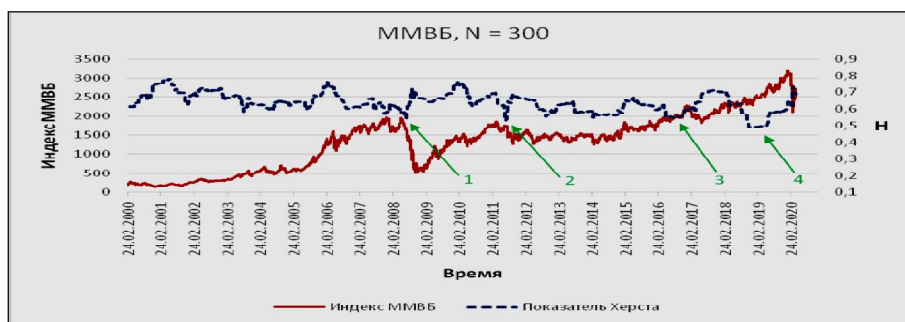
• Одна и та же информация по-разному трактуется разными участниками торгов и вследствие этого обеспечивается ликвидность. На краткосрочных падениях спекулянты начинают продавать, а долгосрочные инвесторы, напротив, видят в этом возможность закупиться по сниженным ценам.

• Цена отражает комбинацию ожиданий спекулянтов (технический анализ) и долгосрочных инвесторов (фундаментальный анализ).

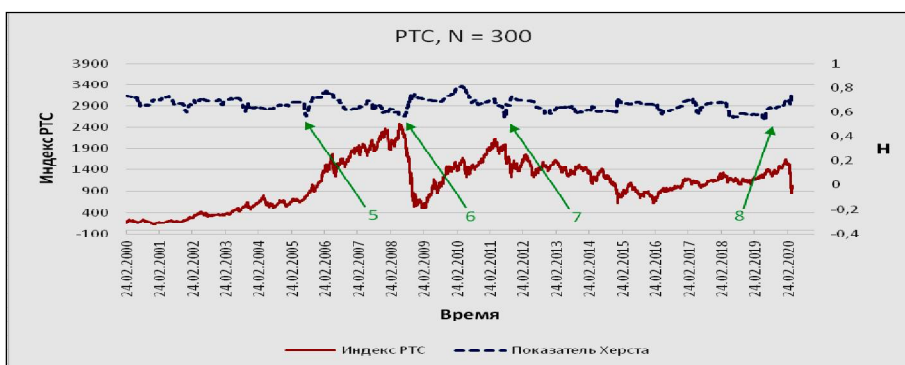
• При сомнении в фундаментальной информации долгосрочные инвесторы либо покидают рынок, либо становятся краткосрочными. В зависимости от глобальности этого явления начинается либо временная паника, либо кризис.

4-а. Целью наших работ [8, 9] является ретроспективный анализ корреляций между биржевыми колебаниями российского рынка и соответствующих изменений показателя Херста H . В главе [8] ранее мы построили диаграммы показателя Херста H от количества наблюдений для восьми крупнейших российских компаний и для двух биржевых индексов: МОЕХ (Moscow Exchange) и RTS (Russian Trade System). Каждая диаграмма была построена на трех разных масштабах: дневном, часовом и минутном. Основными событиями, вокруг которых мы далее строили свое рассмотрение [9], являются мировой финансовый кризис 2008 года, а также обвал цен в марте 2020 года в результате распространения пандемии COVID-19.

Иначе говоря, в области *статистической теории рисков* рассчитаны вариации фрактального показателя Херста H на основе 20-летних временных рядов изменений дневных котировок индексов Московской межбанковской валютной биржи (ММВБ) и Российской торговой системы (РТС). Для расчета показателя Херста был использован простой надежный и эффективный R/S метод. Используя метод скользящего окна, мы вычислили значения показателя Херста для каждого из дней за указанный период – рисунок 5.



(а)



(б)

Рис. 5. (а) - индекс ММВБ за 20-летний период и соответствующий показатель Херста (пунктир), (б) - индекс РТС за 20-летний период и соответствующий показатель Херста (пунктир).

Предполагается, что процессы с долговременной памятью в большинстве систем не бесконечны, - они имеют предел. Необходимо определиться с достаточным для анализа количеством данных. Если можно оценить длину цикла, то следует использовать 10-цикловый общий курс как совокупность адекватных данных. Длина цикла или количество точек, которые обеспечивают наилучший эффект памяти, было найдено равным 300 [8].

Рассматривались данные котировок индексов РТС и ММВБ за период с 24 февраля 1999 г. по 17 апреля 2020 г. В качестве точек использованы дневные цены закрытия.

На рисунке 5 представлены результаты вычисления для колебаний показателя Херста в сравнении с изменениями дневных котировок индексов ММВБ и РТС. На рисунке 5,а явно видны четыре локальных минимума показателя Херста H : 0.59 от 21.07.2008 (1), 0.55 от 18.07.2011 (2), 0.55 от 15.07.2016 (3) и 0.49 от 13.11.2018 (4). На рисунке 5,б также видны четыре похожих минимума H : 0.57 от 03.08.2005 (5), 0.56 от 14.07.2008 (6), 0.56 от 03.08.2011 (7), 0.53 от 19.06.2019 (8). Рассмотрим их подробнее.

Минимум (1) относится к 21 июля 2008 года. Как видно, спустя несколько недель начнется самый крупный обвал цен за всю историю российского рынка, который продлится до конца 2008 года. Падение составило порядка 70 – 80 %. Минимум (2) не предшествует глобальному кризису, однако через несколько недель происходит падение индекса на 25 % с 1700 до 1200. Минимум (3) предшествовал снижению индекса на 20 %. Стоит отметить, что последующее снижение произошло не через несколько недель, как в предыдущих двух случаях, а через несколько месяцев. Интересная ситуация наблюдается для минимума (4). Показатель Херста опустился ровно до 0.5 и находился там на протяжении полугода. Еще через полгода произошло падение рынка в 30 % (и индекс продолжает падать на момент написания статьи [9]), вызванное распространением коронавируса.

В последнем случае корреляция сильно нивелируется большим промежутком времени между минимумом показателя Херста и последующим началом кризиса на рынке. Однако если рассматривать данную ситуацию с точки зрения долгосрочного инвестирования, то наличие подобного сигнала помогает воздержаться от серьезных вложений накануне паники. Если перейти к индексу РТС (рис. 5,б), то в целом картина наблюдается похожая, за редким исключением. Минимум (5) предшествовал падению 25 % через 8 месяцев. Минимум (6) по аналогии с минимумом (1) произошел за несколько недель самого крупного на данный момент кризиса российского рынка. Минимум (7) наступил на несколько недель раньше начала падения в 35 %. Ну, и наконец, минимум (8) произошел за 8 месяцев до начала падения в марте 2020. На момент написания статьи [9] размер падения составил 50 %. Естественно, наши исследования в данном направлении продолжаются и в настоящий момент.

На основе полученных результатов можно сделать несколько выводов. Очевидно, что существует корреляция между достижением показателем Херста минимума и последующими существенными снижениями рынка. В каких-то случаях между этими событиями проходит несколько недель, в каких-то – несколько месяцев. В любом случае, на данной взаимосвязи можно построить стратегию управления *риском*, как для долгосрочных инвесторов, так и для краткосрочных. Например, если H достигает минимума < 0.6 , то долгосрочный инвестор должен продать активы в течение нескольких недель. И наоборот, краткосрочный инвестор может, как минимум в течение нескольких недель еще покупать.

4-б. Другое математическое направление развивается автором с коллегами в [10], где предложена новая *реакционно-диффузионная модель эпидемии COVID-19*. Бегущие волны в реакционно-диффузионных моделях имеют огромное прикладное значение в теплофизике, ядерных реакциях, химии, коррозии металлов, эпидемиологии. В работе [10] рассматривается динамика пандемии COVID-19 в реакционно-диффузионной SIR модели:

$$\partial_t s = \partial_x \left[\frac{d_s}{1 + \sigma i^2} \partial_x s \right] - \frac{\alpha s i}{1 + \delta i^2}, \quad \partial_t i = d_i \partial_x^2 i + \frac{\alpha s i}{1 + \delta i^2} - \gamma i,$$

$$s(x, 0) = \phi(x), \quad i(x, 0) = \psi(x), \quad x \in \mathbf{R}, \quad t \in [0, +\infty).$$

Вопросы существования в модели бегущих эпидемиологические волн $s(x, t) = s(\xi)$, $i(x, t) = i(\xi)$, $\xi = x - ct$ сводятся к изучению системы дифференциальных уравнений с положительными параметрами [10]. В данном исследовании участвуют: автор данной статьи - ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН (Москва), НИЦ “Курчатовский институт” (Москва), Институт физики ДФИЦ РАН (Махачкала), НИУ “Высшая школа экономики” (Нижний Новгород). Сейчас изучаются локальные и глобальные социальные факторы, существование бегущих эпидемиологические волн и критические скорости их распространения.

5. Современные интеллектуальные методы фрактально-скейлингового анализа и синтеза, созданные автором в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН и непрерывно развиваемые им с учениками более 40 лет, позволяют успешно решать задачи кластеризации объектов мониторинга, оценивать их состояние, выявлять аномалии, имеющие негативные последствия, а также оценивать развитие аномальных ситуаций (см. [1-13] и литературу в них).

В общем случае решение современных задач такого рода требует применения структурно-ориентированных математических подходов, методов *общего* или *сильного искусственного интеллекта* (*Artificial General Intelligence - AGI*) и т.п. [1-4, 6-8, 10-13].

Библиографический список

1. Потапов А.А. Фракталы и текстуры в радиофизике и радиоэлектронике: 40 лет научных разработок // Сб. материалов XIV Междунар. конф. «Забабахинские научные чтения» (Снежинск, 18 - 22 марта 2019 г.). – Снежинск: Изд-во РФЯЦ-ВНИИТФ, 2019. – С. 105–107.
2. Potapov A.A., Wei Zhang, Tianhua Feng. Cognitive Radar in Fractal-Scaling Design // Proc. 2018 Int. Conf. Sensing, Diagnostics, Prognostics, and Control - SDPC 2018 (15 - 17 August 2018, Xi'an, China) / Ed. Chuan Li, Dian Wang, Diego Cabrera, Yong Zhou, Chunlin Zhang. – Los Alamitos, Washington, Tokyo: IEEE Press., 2018. – P. 757–762.
3. Потапов А.А. Применение принципов фрактально-скейлинговой или масштабно-инвариантной радиолокации в РСА, БЛА и МИМО-системах. – Глава в книге: Радиолокация. Результаты теоретических и экспериментальных исследований: В 2-х кн. / Под ред. А.Б. Бляхмана. – М.: Радиотехника, 2019. – Кн. 2. – С. 15–39.
4. Гуляев Ю.В., Потапов А.А. Применение теории фракталов, дробных операторов, текстур, эффектов скейлинга и методов нелинейной динамики в синтезе новых информационных технологий для задач радиоэлектроники (в частности, радиолокации) // Радиотехника и электроника. – 2019. – Т. 64. – № 9. – С. 839–854.
5. Akinshin Nikolay, Esikov Oleg, Potapov Alexander, Akinshin Ruslan, and Kuleshov Alexander. Application of Fractal Analysis Methods of Textures Earth Surface Images for Ecological Setting Assessment // EPJ Web of Conf. – 2019. – V. 224. – Article number 04008. – 4 p.
6. Акиншин Н.С., Потапов А.А., Быстров Р.П., Есиков О.В., Чернышков А.И. К вопросу построения систем распознавания объектов многоканальными комплексами зондирования на основе нейронных сетей и фрактальных сигнатур // Радиотехника и электроника. – 2020. – Т. 65. – № 7. – С. 705–713.
7. Потапов А.А. Фазовые переходы и динамические критические явления в теории фрактально-скейлинговой радиолокации (1979 – 2019 гг.). - Части I - III // Материалы I Всероссийской НТК с междунар. участием “Актуальные проблемы физики конденсированного состояния”, посв. 100-летию ГГНТУ (Россия, Чеченская Республика, Грозный, 29 февраля 2020 г.). – Грозный: ГГНТУ им. акад. М.Д. Миллионщикова, 2020. – С. 59–78.
8. Laktyunkin Alexander V., Potapov Alexander A. The Hurst Exponent Application in the Fractal Analysis of the Russian Stock Market. – Глава в книге: Advances in Artificial Systems for Medicine and Education II / Ed. Z. Hu, S. Petoukhov, M. He (Part of the Advances in Intelligent Systems and Computing book series – AISC, V. 902). – Cham, Switzerland: Springer Int. Publ., 2019. – P. 459–471.
9. Laktyunkin Alexander V. and Potapov Alexander A. Impact of COVID-19 on the Financial Crisis: Calculation of Fractal Parameters // Biomedical J. Scientific & Technical Research (BJSTR). – 2020. – V. 30. – No 5. – P. 23768–23772.
10. Агаларов А.М., Балякин А.А., Гаджимурадов Т.А., Жулего В.Г., Потапов А.А., Рассадин А.Э. Динамика пандемии COVID-19, локальные и глобальные факторы // Труды II Всероссийской науч. конф. “Актуальные проблемы математики и информационных технологий”, посв. 90-летию Дагестанского гос. университета (Россия, Республика Дагестан, Махачкала, 5 - 7 февраля 2021 г.). – Махачкала: Изд-во ДГУ, 2021.
11. Потапов А.А. Прорывные фрактальные технологии в радиоэлектронных системах (пленарный доклад) // Сб. докл. VI междунар. науч.-практ. молодежной конф. “Февральские чтения 2021: Творческий потенциал молодежи в решении авиакосмических проблем” (Азербайджан, Баку, 2 - 4 февраля 2021 г.). – Баку: Национальная Академия Авиации, 2021.
12. Потапов А.А., Кузнецов В.А., Аликулов Е.А. Мультифрактальное комплексирование многодиапазонных радиолокационных изображений // Сб. материалов Междунар. конф. XXII Харитоновские тематические научные чтения “Суперкомпьютерное моделирование и искусственный интеллект” (Саров, 19 - 23 апреля 2021 г.). – Саров: Изд-во РФЯЦ-ВНИИЭФ, 2021.
13. Потапов А.А., Кузнецов В.А., Потоцкий А.Н. Новый класс топологических текстурно-мультифрактальных признаков и их применение для обработки радиолокационных и оптических малоконтрастных изображений // Радиотехника и электроника. – 2021. – Т. 66. – № 5.

УДК 621.375.026; ГРНТИ 47.14.17

СРАВНЕНИЕ КОМПАКТНЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ МОДЕЛЕЙ СВЧ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

А.А. Аппоротов, С.В. Евстифеева

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, apporotov.a.a@yandex.ru*

Аннотация. В работе рассматриваются широко применяемые в системах автоматизированного проектирования компактные нелинейные модели СВЧ полевых транзисторов Angelov, Curtice, EEHMT, BSIMSOI.

Ключевые слова: математическая модель, полевой транзистор, нелинейное моделирование, эквивалентная схема, САПР, СВЧ, Angelov, Curtice, EEHMT, BSIMSOI.

COMPARISON OF COMPACT NONLINEAR MODELS OF MICROWAVE FIELD-EFFECT TRANSISTORS

A.A. Apporotov, S.V. Evstifeeva

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, apporotov.a.a@yandex.ru*

The summary. The paper discusses the communication scheme in a MIMO system. Given their main features, advantages and disadvantages, and guidelines for coding information signals.

Keywords: mathematical model, field-effect transistor, nonlinear modeling, equivalent circuit, CAD software, microwave, Angelov, Curtice, EEHMT, BSIMSOI.

Введение

На сегодняшний день при разработке активных СВЧ-приборов широко используют системы автоматизированного проектирования (САПР), которые позволяют серьезно уменьшить трудозатраты и время необходимое на проектирование устройства. Естественно, для любой САПР нужны математические модели, описывающие все необходимые для расчетов параметры компонентов устройства, учитывающие нелинейности и шумы компонентов и блоков прибора.

В данной статье будут приведены существующие двумерные модели СВЧ полевых транзисторов, включенные в такие САПР как AWR Industrial Environment, Agilent Advanced System Design (ADS).

Компактные модели полупроводниковых компонентов

Обычно представляют собой эквивалентные схемы. Им характерны минимальные вычислительные затраты. При разработке таких моделей инженеры стараются найти баланс между точностью и сложностью получения результатов. Подразделяются на линейные и нелинейные модели.

Малосигнальные (линейные) модели адекватно описывают прибор только для конкретного режима по постоянному току. Также предполагают, что ток и напряжение в окрестности рабочей точки слабо изменяются

Модели большого сигнала (нелинейные) позволяют приравнять время анализа нелинейных электрических цепей к времени анализа более простых линейных цепей, но они показывают адекватные результаты только в некоторой окрестности установившегося режима для первой гармоники сигнала. Также для нелинейных моделей характерны сложность определения и анализа нелинейных параметров.

Наиболее часто используемые нелинейные модели в САПР: Angelov[1], Curtice[2], EEHMT[3].

Модель Angelov

Опубликована в 1992 году профессором Ангеловым. Эквивалентная схема модели приведена на рисунке 1, где V_{dg} – заряд емкости затвор-сток; V_{gs} – заряд емкости затвор-сток; R_{DSF} и C_{DSF} – элементы, используемые для моделирования частотно-зависимой выходной проводимости. Модель эмпирическая. Основной упор в этой модели сделан на моделировании нелинейности крутизны характеристики, (наблюдаемой в GaN, GaAs и других технологиях изготовления полевых транзисторов) описываемой уравнением:

$$g_m = g_{mpk} \{1 - \tanh^2[p_{1m}(V_{gs} - V_k)]\},$$

где V_k – аппроксимирующий параметр, g_{mpk} – максимальное значение крутизны.

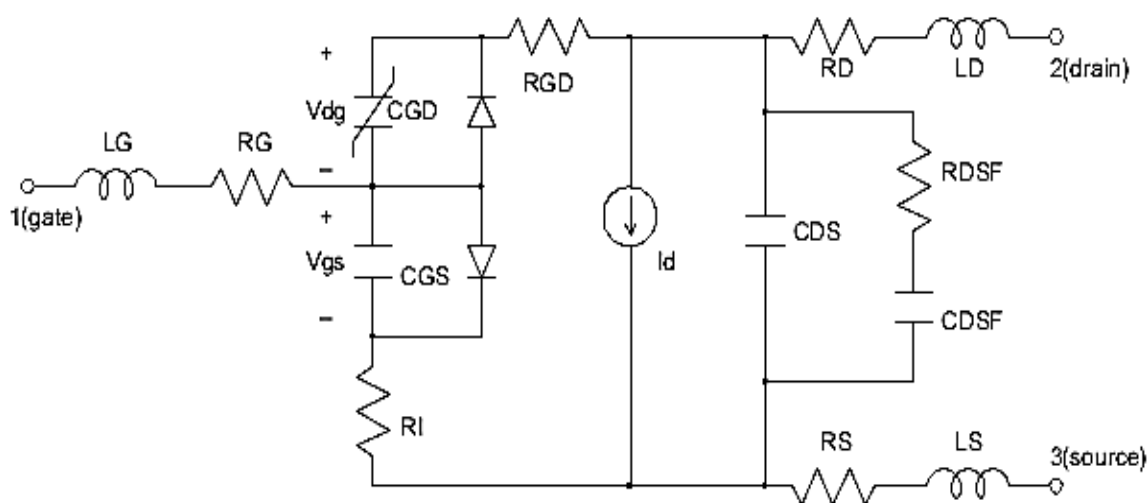


Рис. 1. Эквивалентная схема модели Angelov

Ток сток-исток описывается уравнением:

$$I_{ds} = I_{pk} [1 + \tanh(\psi)] \tanh(\alpha V_{ds}) (1 + \lambda V_{ds}),$$

где I_{pk} – ток, при котором g_m принимает наибольшее значение;

α – параметр напряжения насыщения;

λ – параметр модуляции длины канала;

$\psi = P_1(V_{gs} - V_{pk}) + P_2(V_{gs} - V_{pk}) + P_3(V_{gs} - V_{pk}) + \dots$, V_{pk} – напряжение при g_{mpk} .

Так как модель не физическая, следовательно, не масштабируемая, то при любых изменениях размера устройства или переменах в процессе изготовления будет ухудшаться сходимость результатов расчетов с экспериментальными данными. Модель имеет большое количество аппроксимирующих параметров – 80. Это больше, чем у других моделей, рассматриваемых в этой статье.

Модель Curtice

Модель опубликована в 1985 году профессором Мичиганского университета Уолтером Кертисом. Основывается на модели Angelov, но является более универсальной с точки

зрения использования (позволяет моделировать работу GaN транзисторов с высокой подвижностью электронов).

Эквивалентная схема модели Curtice приведена на рисунке 2, где Q_{gd} – заряд емкости затвор-сток; Q_{gs} – заряд емкости затвор-исток; R_{ds} и C_{rf} – элементы, используемые для моделирования частотно-зависимой выходной проводимости.

Есть две разновидности модели: Curtice2 и Curtice3. Цифра следующая после “Curtice” указывает на то, какими полиномами аппроксимируются основные параметры модели – квадратными или кубическими. Curtice3 является улучшенной версией Curtice2, обеспечивающей лучшую сходимость результатов с реальными полевыми транзисторами, но и имеющая большую сложность в подборе значений коэффициентов аппроксимирующих полиномов. Для сравнения далее приведены выражения описывающие ток сток-исток для квадратной и кубической моделей соответственно:

$$I_{ds} = \beta(V_{gd} - V_{to})^2(1 - \lambda V_{ds})\tanh(\alpha V_{ds})$$

$$I_{ds} = (A_0 + A_1V_1 + A_2V_1^2 + A_3V_1^3)\tanh(\gamma V_{out}(t)),$$

где γ – ток насыщения;

β – коэффициент изменения отсечки V_{ds} .

Curtice3, так же как и Curtice2 не имеет возможности геометрической масштабируемости и электротермического моделирования.

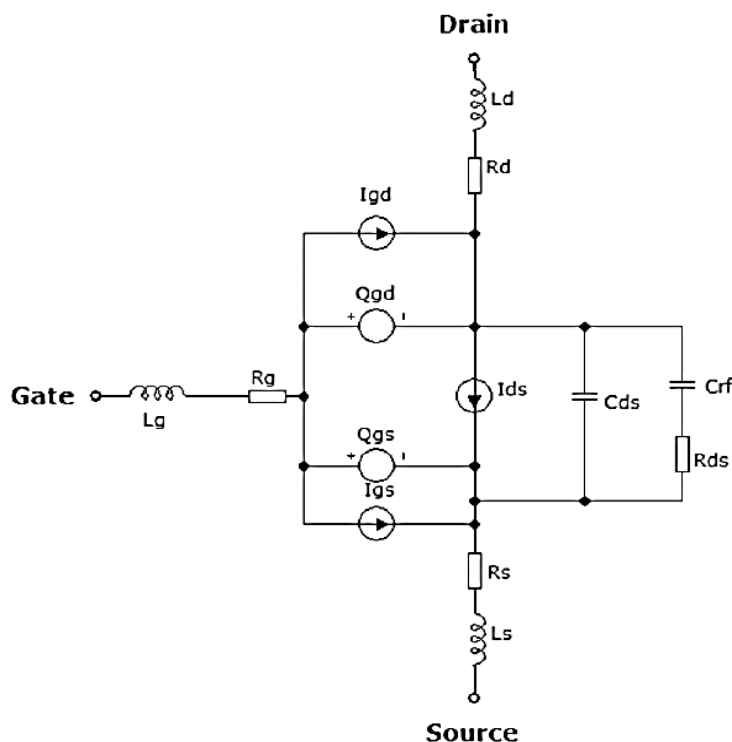


Рис. 2. Эквивалентная схема модели Curtice

Модель EENEMT

Разрабатывалась компанией Agilent Technologies как расширенная версия модели Curtice2, в которой постарались учесть электрические поведенческие особенности HEMT

(high electron mobility transistor – транзистор с высокой подвижностью электронов) транзисторов. Эквивалентная схема модели приведена на рисунке 4.

Главной особенностью этой модели является то, что в ней, точнее, чем в других моделях, учитывается зависимость g_m от V_{gs} (рис. 3). Кривая этой зависимости делится на регионы, и для каждого региона записывается свое выражение для аппроксимации тока сток-исток транзистора.

Также модель имеет описание поведения на постоянном и переменном токе, что позволяет упростить процесс извлечения параметров. Количество аппроксимирующих параметров модели равно 71. Модель имеет возможность геометрического масштабирования и термоэлектрического моделирования работы полевого транзистора.

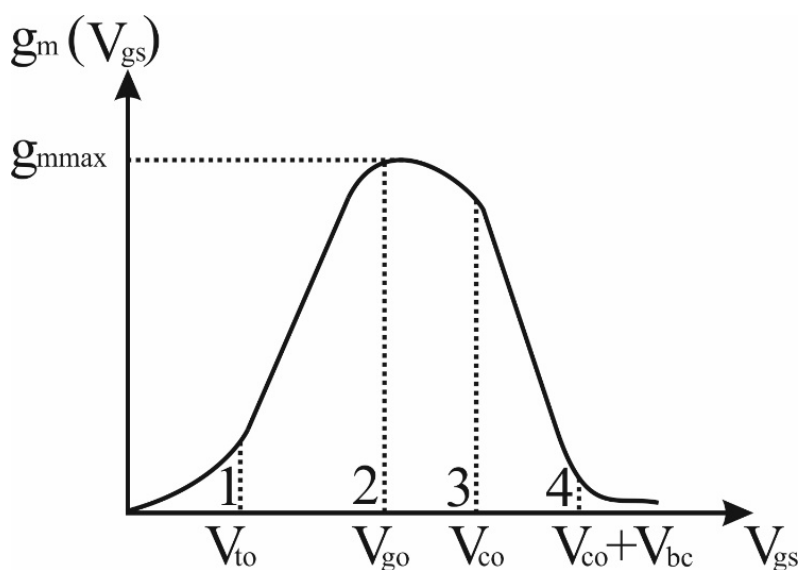


Рис. 3. Зависимость g_m от V_{gs}

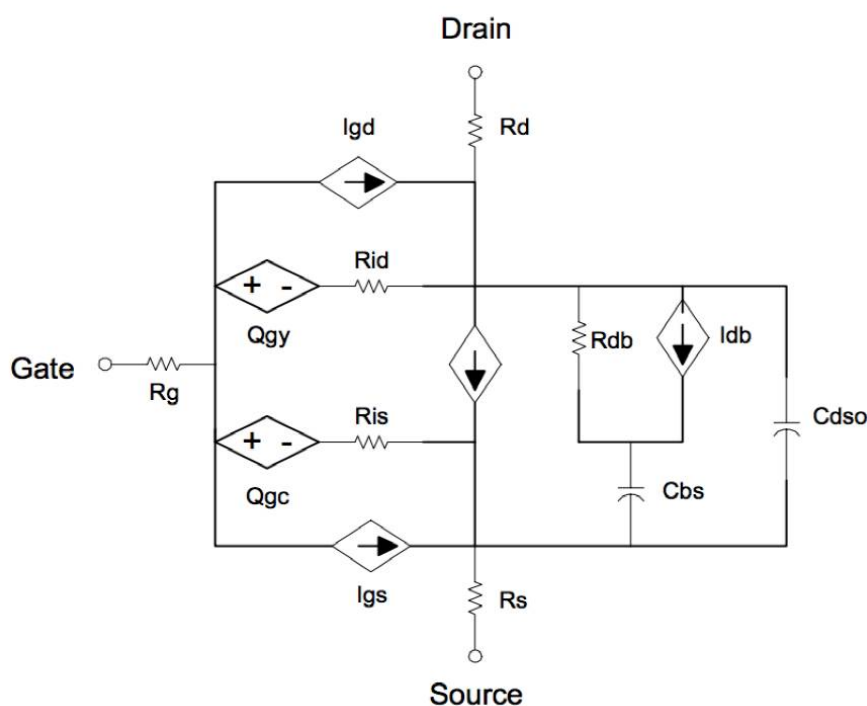


Рис. 4. Эквивалентная схема модели EENEMT

Модель BSIMSOI v4.4

Одна из самых современных и продвинутых моделей полевого транзистора [4]. Имеет огромное количество аппроксимирующих параметров – 191, что гораздо больше, чем у других моделей. Хорошо подходит для ученых, исследующих физические процессы, происходящие в полевых транзисторах. Для инженерных расчетов является избыточной, так как сложнее упомянутых выше моделей и имеет много ненужных возможностей для большинства разработчиков СВЧ аппаратуры (учет ударно-ионизационного тока, улучшенные модели порогового напряжения и объемного заряда для работы в режиме большого смещения, уникальная модель низкочастотного шума для технологии SOI и др.).

Сравнение моделей

Перейдем к сравнению вышеописанных моделей полевых транзисторов (таблица 1). Модель Angelov имеет много аппроксимирующих параметров, что предполагает дополнительные сложности в проведении расчетов при ее использовании. Также модель имеет возможность электротермического моделирования. Обе модели Curtice имеют наименьшее количество аппроксимирующих параметров из представленных моделей, но как и модель Angelov они не обладают геометрической масштабируемостью, к тому же не имеют возможности электротермического моделирования. Однако они дают возможность моделировать большее количество полупроводниковых устройств, чем остальные модели. ЕЕНЕМТ в отличие от остальных моделей обладает геометрической масштабируемостью модели и возможностью электротермического моделирования. Также она имеет не самое большое количество аппроксимирующих параметров – 71.

Таким образом, выбор модели полевого при разработке какого либо устройства следует производить под конкретные задачи. Если не стоит задача моделировать работу транзистора с затвором Шоттки и подобных ему, сильно зависящих от температуры, приборов, то следует выбрать модель с наименьшим количеством аппроксимирующих параметров, учитывая какая точность расчетов устроит конструктора – Curtice2 или Curtice3. В случае, когда возможно изменение геометрии транзистора или технологии его производства, следует выбрать модель имеющую возможность геометрического масштабирования, которая позволит получить лучшую сходимость результатов и высокую скорость извлечения параметров – ЕЕНЕМТ. Когда требуется максимально точное моделирование поведения транзистора и имеется много времени для проектирования, можно использовать модель BSIMSOI v4.4.

Таблица 1. Сравнение СВЧ моделей полевых транзисторов

Модель	Возможность увеличения в масштабе	Количество аппроксимирующих параметров	Возможность электротермического моделирования
Angelov	Нет	80	Да
Angelov GaN	Нет	90	Да
Curtice2	Нет	54	Нет
Curtice3	Нет	59	Нет
ЕЕНЕМТ	Да	71	Да
BSIMSOI v4.4	Да	191	Да

Заключение

Наиболее универсальной и достаточно простой в применении является модель ЕЕНЕМТ, так как она не имеет большого количества параметров, как BSIMSOI v4.4 (71 про-

тив 191), поддерживает возможность геометрического масштабирования, в отличие от Angelov и Curtice, и электротермического моделирования, что не предусмотрено в модели Curtice. Для неинженерного моделирования, связанного, например, с научной деятельностью, хорошим выбором будет модель BSIMSOI, так как она позволяет моделировать даже воздействие радиации на полупроводниковые приборы.

Библиографический список

1. An Empirical Table-Based FET Model / I. Angelov, N. Rorsman, J. Stenarson, M. Garcia, H. Zirath //IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2002. – Vol. 37, № 5. – P. 605–616.
2. Curtice W.R. A Nonlinear GaAs FET Model for Use in the Design of Output Circuits for Power Amplifier / W.R. Curtice, M. Ettenberg // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 1985. – Vol. 33, № 12. – P. 1383–1394.
3. C. William, Small and large signal modeling of mm-wave HEMT devices. PhD thesis, University of South Florida, 2003.
4. BSIMSOI v4.4 MOSFET model user's manual // BSIM group, US Berkley, 2010.

УДК. 621.372.8.049.75; ГРНТИ 49.45.94

МЕТОДЫ СИНТЕЗА И АНАЛИЗА ФИЛЬТРОВ НА СВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ

Е.П. Васильев, В.И. Орешков, Е.А. Чирковская

Рязанский государственный радиотехнический университет.

Россия, Рязань, evasiliev48@mail.ru

Аннотация. Рассмотрены методы синтеза и анализа фильтров на связанных линиях в микроволновом диапазоне. Сравниваются методы синтеза предложенные Маттеем и Коном. Приводятся соотношения для точного метода анализа фильтров на связанных линиях.

Ключевые слова: моделирование, методы синтеза и анализа, микроволновый диапазон, точный метод анализа.

METHODS OF SYNTHESIS AND ANALYSIS OF FILTERS ON CONNECTED LINES

E.P. Vasiliev, V.I. Oreshkov, E.A. Chirkovskaya

Ryazan State Radio Engineering University,

Russia, Ryazan, evasiliev48@mail.ru

Abstract. Methods of synthesis and analysis of filters on coupled lines in the microwave range are considered. Methods of synthesis proposed by Matthey and Kohn are compared. Relationships are given for an accurate method for analyzing coupled line filters.

Keywords: modeling, methods of synthesis and analysis, microwave range, exact method of analysis.

По существу, метод синтеза Маттея [1], является модифицированным методом Кона [2]. Однако, полученные Коном расчетные выражения не обладают достаточной точностью для широких полос пропускания V_{Π} , в то время, как метод Маттея дает хорошую точность и для узких, и для широких полос. Экспериментальные данные для фильтров, рассчитанных по методу Маттея, показывают, что даже при V_{Π} в октаву величина пульсаций в полосе пропускания почти точно соответствует заданной и основная погрешность заключается в некотором сужении полосы. Рассматриваемый способ расчета приводит к более широким проводникам и, следовательно, к несколько меньшим потерям в полосе пропускания. Безразмерный множитель h_f в расчетных соотношениях Маттея и Кона может быть выбран произвольно, что позволяет оптимизировать конструктивные параметры полосовых фильтров (ПФ).

Методики синтеза, рассмотренные выше, могут быть использованы в случае, когда оконечные звенья фильтра конструируются на неодинаковых связанных линиях (СЛ) с урав-

новешенными связями [3]. Такой способ реализации ПФ в ряде случаев приводит к увеличению зазоров между полосковыми линиями и снижению требований к допускам на конструктивные параметры.

Приведенные три модификации методов синтеза ПФ на СЛ основаны на использовании аппроксимации Чебышева. В то же время, микрополосковые ПФ с идентичными резонаторами и золотаревскими характеристиками обладают меньшими потерями в центре полосы пропускания и меньшим коэффициентом прямоугольности [4], а также позволяют получить новые конструктивные решения, обладающие рядом достоинств. Общие вопросы синтеза ПФ с идентичными резонаторами и золотаревскими характеристиками освещены в работе [5]. Однако вопросы многовариантного синтеза конструктивных типов микрополосковых фильтров с рассматриваемым типом аппроксимации АЧХ требуют дальнейшей разработки.

Многие задачи анализа элементов, базовых звеньев (БЗ) и всей конструкции микроволнового фильтра можно решать, пользуясь уравнениями Максвелла. Но принципиальная возможность такого подхода еще не означает его простой реализуемости. Даже современный уровень развития вычислительной техники не позволяет решать многие задачи математической физики для уравнений Максвелла, хотя такой подход содержит внутренние гарантии адекватности реальному объекту. Теория цепей, которая широко применяется при проектировании СВЧ устройств с распределенными постоянными, характеризуется наглядностью и простотой по сравнению со сложными методами электродинамического расчета. При этом процесс вычисления легко реализуется на ЭВМ и, обычно, сводится к действиям над матрицами элементарных многополюсников, которые образуют эквивалентную схему устройства.

Представляет интерес рассмотреть на основе теории цепей точный метод анализа фильтров СВЧ на СЛ [6]. Практическая реализация данного метода является трудоемкой задачей, однако его применение позволяет оценить технологические погрешности конструкции рассматриваемых фильтров.

Элементы импедансной матрицы для СЛ различной ширины можно представить системой функциональных зависимостей:

$$Z_{ij} = \Phi_{ij}(Z_e^a, Z_o^a, Z_e^b, Z_o^b, S_r), \quad (1)$$

где $S_r = jtg\pi f / f_p$ – частотное преобразование;

$Z_e^a, Z_o^a, Z_e^b, Z_o^b$ – волновые сопротивления четного и нечетного типов возбуждения для проводников а и b.

Из них с учетом соответствующих граничных условий можно получить выражения и эквивалентные схемы для различных конструктивных типов БЗ микроволновых фильтров.

В более общем случае диэлектрическая среда для СЛ может быть неоднородной. При этом фазовые скорости четного и нечетного типов возбуждения не равны, что приводит, в частности для ПФ на СЛ, к возникновению паразитной полосы на частоте $2f_p$. Матричные соотношения, связывающие напряжения U и токи I на соответствующих зажимах СЛ для четного и нечетного типов возбуждения, записывается следующим образом:

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{2}(U_1 + U_2) \\ \frac{1}{2}(I_1 + I_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & jZ_e \sin \theta_e \\ jY_e \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(U_4 + U_3) \\ -\frac{1}{2}(I_4 + I_3) \end{bmatrix}; \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{2}(U_1 - U_2) \\ \frac{1}{2}(I_1 - I_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_0 & jZ_0 \sin \theta_0 \\ jY_0 \sin \theta_0 & \cos \theta_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(U_4 - U_3) \\ -\frac{1}{2}(I_4 - I_3) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где Y_e , Y_o , θ_e , θ_o - проводимости и электрические длины для четного и нечетного типов возбуждения.

Из (3) и (4) после несложных преобразований получаем элементы импедансной матрицы для СЛ одинаковой ширины с неоднородным диэлектрическим заполнением:

$$z_{11} = z_{22} = z_{33} = z_{44} = -j \frac{1}{2} (Z_e \operatorname{ctg} \theta_e + Z_o \operatorname{ctg} \theta_o); \quad (4a)$$

$$z_{12} = z_{21} = z_{34} = z_{43} = -j \frac{1}{2} (Z_e \operatorname{ctg} \theta_e - Z_o \operatorname{ctg} \theta_o); \quad (4б)$$

$$z_{13} = z_{31} = z_{24} = z_{42} = -j \frac{1}{2} (Z_e \cos \theta_e - Z_o \cos \theta_o); \quad (4в)$$

$$z_{14} = z_{41} = z_{23} = z_{32} = -j \frac{1}{2} (Z_e \cos \theta_e + Z_o \cos \theta_o). \quad (4г)$$

Для математического описания различных звеньев фильтров СВЧ необходимо преобразовать матричные соотношения (3) и (4) в соответствии с конкретными граничными условиями и после рекомбинационных математических процедур определить результирующую матрицу основного каскадного соединения. Точное решение по рассматриваемому методу получается с помощью конечного числа итераций, однако вплоть до последней итерации, нельзя сделать определенных выводов об искомым параметрах фильтра. Матричный метод анализа СВЧ фильтров характеризуется наглядностью, он позволяет сэкономить память ЭВМ и решать громоздкие задачи расчета и оптимизации выходных характеристик при большом количестве частотных точек.

Вопросы моделирования фильтров с помощью ЭВМ получили современное развитие. Частотные характеристики фильтров при этом определяются, как результат перемножения цепных матриц четырехполюсников, описывающих эквивалентную схему.

Кроме методических погрешностей для различных методов синтеза, существенное влияние на характеристики фильтров оказывают конструктивно-технологические факторы, которые в значительной степени определяют процент выхода годных. Особенно актуальна данная проблема для узкополосных селективных устройств. В ряде работ рассматриваются некоторые вопросы расчета чувствительности и допусков фильтров. Однако, авторами не учитываются особенности конструкции и математических моделей ПФ на СЛ, распределенные потери, неоднородности, а также не найдены в явном виде функции плотности распределения для выходных характеристик. Поэтому разработка и реализация метода статистического анализа фильтров, сконструированных на основе СЛ, который базируется на более полной и точной математической модели, является актуальной задачей. Данный метод даст возможность на этапе проектирования фильтров установить соответствие выходных характеристик требуемым нормам по заданным допускам на конструктивные параметры и оптимизировать конструкцию фильтра по критерию минимальной дисперсии. Решение данной задачи тесно связано с получением соотношений и разработкой методик анализа и синтеза различных конструктивных типов фильтров на СЛ.

Библиографический список

1. Маттей Д.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ согласующие цепи и цепи связи. Т. 1, 2 / Пер. с англ. Под ред. Л.В. Алексеева. и Ф.В. Кушнера. М.: Связь, 1972. 931 с.
2. Cohn S.B. Parallel-coupled transmission line-resonator filters // IRE Trans. microwave theory tech. MTT-6. No. 4. 1958. P. 223-231.
3. Kirton P.A., Pang K.K. Extending the realizable bandwidth of edge-coupled stripline filters // IEEE Trans. microwave theory tech. V. MTT-25. No. 8. 1977. P. 55-59.
4. Rubinstien I., Slevin R.L., Hinte A.F. Narrow-bandwidth elliptic-function filters // IEEE Trans. microwave theory tech. V. MTT-1. No. 12. 1969. P. 1108-1115.
5. Ханзел Г. Справочник по расчету фильтров. М.: Сов. радио, 1974. 288 с.
6. Васильев Е. П. Анализ методов моделирования микроволновых устройств на примере полосового фильтра с расширенной полосой заграждения // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2020. № 72. С. 62-70.

УДК 621.3 ГРНТИ 47.45.29

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ АНТЕННЫ С КОНИЧЕСКИМ СТЕРЖНЕМ

А.Ю. Киселев

*Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых,
Российская Федерация, Владимир, aleksey.kiselev.vlsu@ya.ru*

Аннотация. Проведено моделирование диэлектрической антенны с коническим стержнем. Изучены и проанализированы характеристики антенн с различными видами конического стержня.

Ключевые слова: моделирование, диэлектрическая антенна, диаграмма направленности, CST Microwave studio

THE DIELECTRIC ANTENNA WITH CONICAL ROD

A.U. Kiselev

*Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov
Russia, Vladimir, aleksey.kiselev.vlsu@ya.ru*

Abstract. A simulation of a dielectric antenna with a conical rod is carried out. The characteristics of antennas with different types of conical rod have been studied and analyzed.

Keywords: modeling, simulation, dielectric antenna, radiation pattern, CST Microwave studio

Неотъемлемой частью большинства современных радиотехнических систем являются антенно-фидерные устройства (АФУ). В связи с увеличением темпов развития различных средств связи, в том числе космических и спутниковых радиосистем, возникла необходимость осуществления связи с подвижными объектами, которые осуществляют ряд различных задач, таких как зондирование земли, радиолокация, радиометрия, радиолокация и другие. В связи с этим, возникает необходимость разработки малогабаритных антенн с малой шириной луча и высоким коэффициентом усиления.

Благодаря увеличению геометрических размеров зеркала антенны, её апертуры, можно получить высокий коэффициент усиления антенны. Таким образом, вопрос возможного уменьшения апертуры антенны при сохранении высокого коэффициента направленного действия становится актуальным. На текущий момент ведутся многочисленные исследования в данном направлении для различных целей (военных и гражданских) по всему миру. Характерными примерами отраслей, нуждающихся в применении антенн подобного типа, являются радиорелейные станции, беспроводные компьютерные сети, а также задачи дистанционного зондирования.

Главной задачей при проектировании всех антенн является получение высокой степени направленности излучения при уменьшении физических размеров самой антенны. Одним из методов достижения данной цели является использования антенн бегущих волн, позволяющих уменьшить поперечные размеры антенны за счет использования направляющих систем, способных поддерживать поверхностные волны.

Антенны поверхностных волн в своем подавляющем большинстве являются антеннами бегущей волны. Излучение антенн бегущей волны происходит вдоль направляющей системы.

Уникальным свойством антенны бегущей волны является высокий коэффициент направленного действия при малых размерах поперечного сечения излучающей системы. Благодаря этому свойству можно строить невыступающие антенны на гладкой поверхности корпусов подвижных объектов и реализовать легкие конструкции полноповоротных направленных антенн.

Разновидностью антенн бегущих волн являются диэлектрические антенны. Эти антенны обладают рядом преимуществ, таких как простота конструкций и методов их расчета, высокая технологичность и безопасность используемых для их изготовления материалов. Кроме того, параметры антенн бегущих волн не уступают другим типам антенн, имеющих большие физические размеры. На основании этого, можно сказать, что практическое применение подобных антенн экономически целесообразно и их исследование актуально.

Есть несколько причин изменения размеров стержня диэлектрической антенны.

Для начала, рассмотрим зависимость свойств направленности антенны от длины стержня. При увеличении длины стержня диаграмма направленности сначала сужается, а уровень боковых лепестков и коэффициент направленного действия растут, достигая своего максимума при некотором оптимальном значении длины $L_{\text{опт}}$, при длине стержня превышающей $L_{\text{опт}}$, диаграмма направленности сужается, а уровень боковых лепестков быстро возрастает и КНД падает, а при значительном увеличении длины стержня диаграмма антенны становится двухлепестковой.

Оптимальная длина стержня определяется по формуле [2]

$$\frac{L_{\text{онм}}}{\lambda} = \frac{0.5v}{c-v}, \text{ где } v < c \Rightarrow L_{\text{онм}} = \frac{\lambda}{2(\xi-1)} \text{ или } \xi_{\text{онм}} = 1 + \frac{\lambda}{2L}.$$

При выполнении этого условия коэффициент направленного действия максимален и достигает значения $(7,0 - 8,0)L_{\text{опт}}/\lambda$. У цилиндрических диэлектрических стержней $L_{\text{опт}}$ уменьшается с ростом их диаметров, а уровень боковых лепестков растет.

В качестве следующего фактора, оказывающего влияние на диаграмму направленности антенны, следует отметить зависимость оптимальной длины стержня от его диаметра. Так, например, на длине волны $\lambda = 3,2$ см, стержне из фторопласта ($\epsilon = 2,5$) при диаметре d , равном 0,8; 1,6; 3,2; 4,8 и 6,4 см стержень имеет следующие оптимальные длины

$$d = 0,8 \text{ см} \Rightarrow \xi_{\text{онм}} \rightarrow 1 \Rightarrow L_{\text{онм}} = \lambda / 2(\xi - 1) \rightarrow \infty$$

$$d = 1,6 \text{ см} \Rightarrow \xi_{\text{онм}} = 1,1 \Rightarrow L_{\text{онм}} = \lambda / 2(\xi - 1) = 4 \text{ см}$$

$$d = 3,2 \text{ см} \Rightarrow \xi_{\text{онм}} = 1,4 \Rightarrow L_{\text{онм}} = \lambda / 2(\xi - 1) = 4 \text{ см}$$

$$d = 4,8 \text{ см} \Rightarrow \xi_{\text{онм}} = 1,5 \Rightarrow L_{\text{онм}} = \lambda / 2(\xi - 1) = 3,2 \text{ см}$$

$$d = 6,4 \text{ см} \Rightarrow \xi_{\text{онм}} = 1,5 \Rightarrow L_{\text{онм}} = \lambda / 2(\xi - 1) = 3,2 \text{ см}$$

Таким образом, при толщине стержня превышающей λ , $L_{\text{опт}}$ увеличивается незначительно, т.е. стержень не должен быть слишком толстым. Кроме того, стержень не должен быть тоньше половины длины волны в следствии резкого увеличения его оптимально длины.

В том случае, когда диаметр стержня велик по отношению к длине волны, большая часть мощности сигнала переходит в замедленную волну и лишь малая часть излучается на стыке волноводов. При этом замедление фазовой скорости ξ оказывается слишком большим, оптимальная длина антенны получается малой, и это, согласно формуле, не дает возможности реализовать высокий коэффициент направленного действия [1]. При этом нарушается согласование диэлектрика со свободным пространством.

Помимо этого, отражённые волны так же являются влияющим на диаграмму направленности фактором, т.к. увеличивают боковые лепестки. Отраженная от конца стержня волна вызывает в диаграмме направленности дополнительные боковые лепестки, соответствующие излучению антенны в обратную сторону. При этом коэффициент отражения зависит от скорости волны в стержне. Уменьшение отраженной волны можно достичь путём придания стержню конической формы, за счёт чего увеличивается фазовая скорость (приближается к скорости света у конца стержня) и уровень боковых лепестков снижается.

Так, например, для антенны длиной $L = 6\lambda$ вместо цилиндрического стержня диаметром $d_{\text{опт}} = 0,4\lambda$ лучше взять конический стержень с $d_{\text{max}} = 0,4\lambda$, и $d_{\text{min}} = 0,3\lambda$. Для определения оптимальных значений максимального и минимального диаметра конических стержней рекомендуются также следующие формулы, полученные на основании опытных данных:

$$d_{\text{max}} = \frac{\lambda}{\sqrt{\pi(\varepsilon - 1)}}; \quad d_{\text{min}} = 0.63 \cdot d_{\text{max}}.$$

Регулируя степень конусности стержня, можно при любой заданной длине (обычно не более $5 \div 8$ длин волн) обеспечить оптимальное значение среднего коэффициента замедления в соответствии с формулой $\xi_{\text{опт}} = 1 + \frac{\lambda}{2L}$.

На рисунке 1 показана диэлектрическая стержневая антенна из полистирола ($\varepsilon = 2.5$) прямоугольного поперечного сечения, линейно заостряющаяся на протяжении длины стержня [1]. При этом $a_{0\text{max}}$ - предельный большой диаметр стержня, $a_{0\text{min}}$ - предельный малый диаметр стержня, a_0 - средний диаметр стержня, относительный диаметр стержня ($a_0 = \frac{a_{0\text{max}} + a_{0\text{min}}}{2}$), a_0/λ - оптимальная длина стержня.

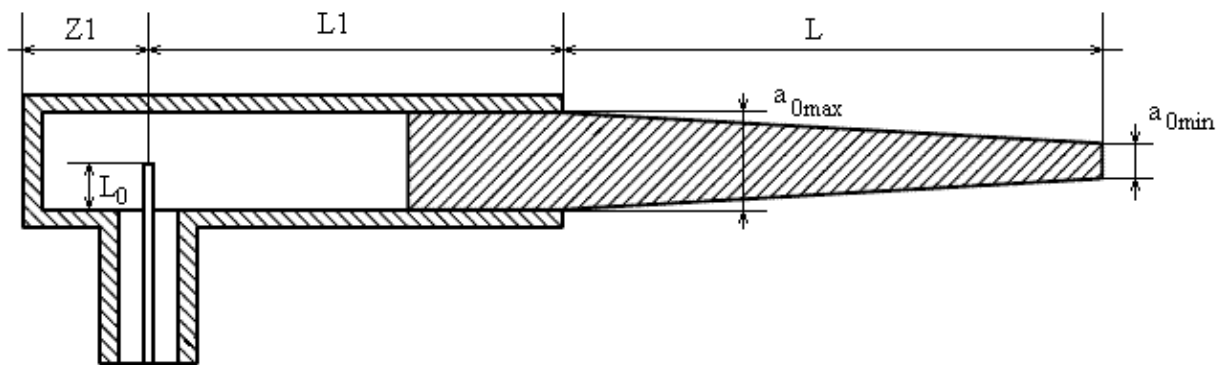


Рис. 1. Диэлектрическая антенна с коническим стержнем

Фазовая скорость на заостренной части стержня меняется от сечения к сечению примерно по линейному закону, а на однородном участке стержня остается постоянной. Подобными свойствами обладает и коническая антенна круглого поперечного сечения.

Таким образом, на основании приведенных заключений можно сделать вывод, что диэлектрические стержневые антенны сами по себе не имеют резонансных элементов и являются широкополосными (если только коэффициент замедления не выходит за пределы допустимых значений) [1].

Следует также отметить, что возбуждающий вибратор в металлическом волноводе должен располагаться, как показано на рисунке 1 и 3, вне диэлектрика. Это приводит к повышению КПД вследствие того, что возбуждаемые вибратором высшие типы волн затухают вблизи него и не проникают в диэлектрическую среду [2].

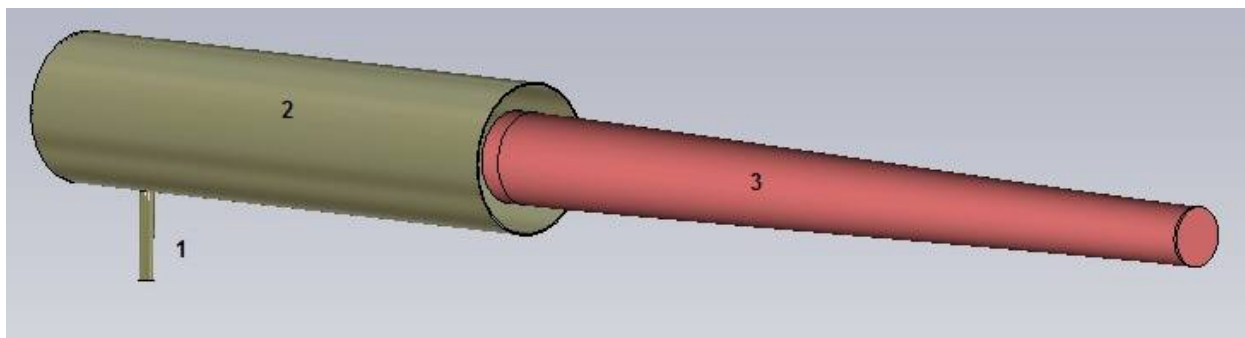


Рис. 2. Общий вид антенны

1 – подводящий коаксиальный кабель, 2 – волновод, 3 – диэлектрический стержень

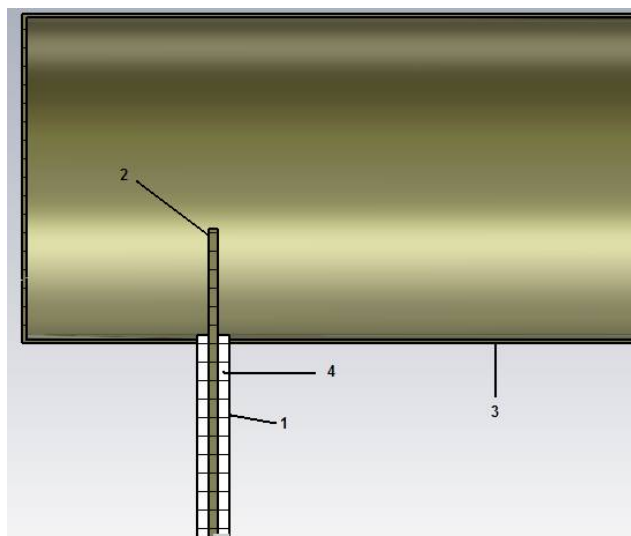


Рис. 3. Возбудитель

1 – коаксиальный кабель, 2 – штыревой возбудитель, 3 – волновод, 4 – диэлектрический наполнитель кабеля.

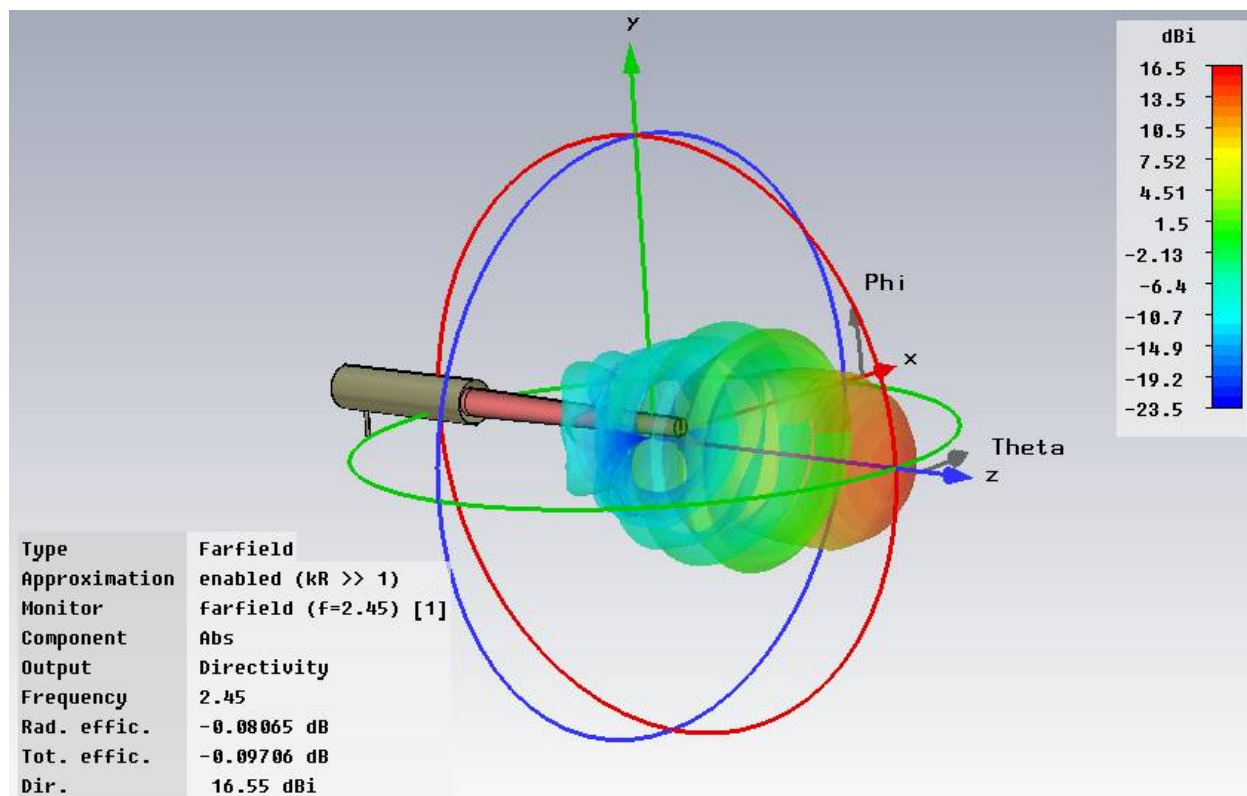
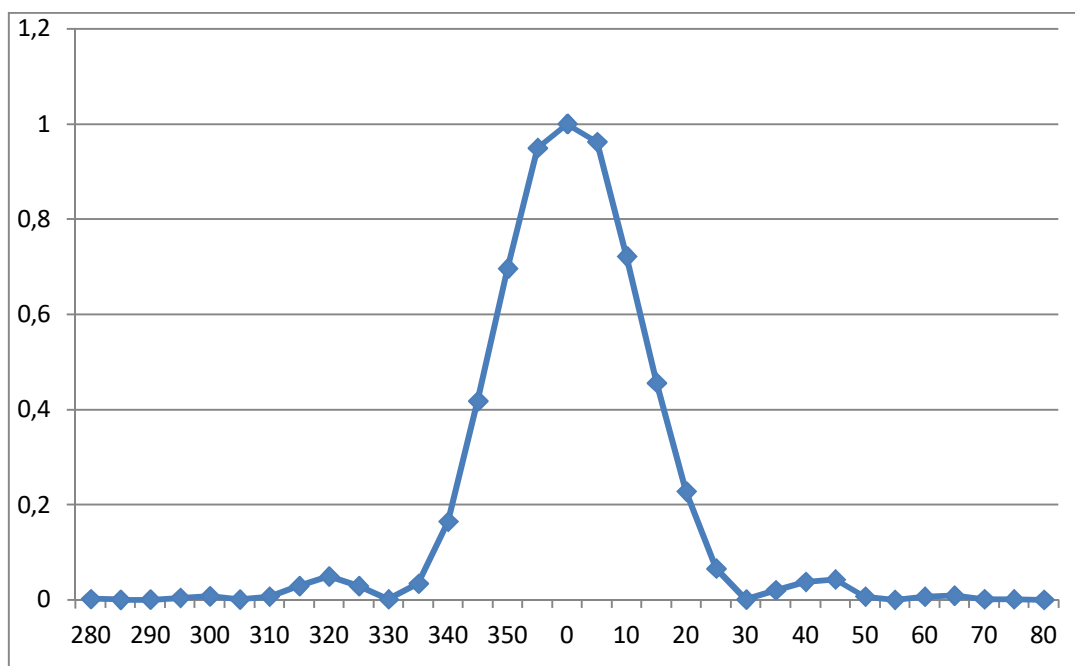


Рис. 4. Диаграмма направленности 3D

В ходе работы было проведено исследование зависимости диаграммы направленности антенны от наличия экрана, а также от диаметра и длины диэлектрика

При диэлектрике диаметром $d=15\text{мм}$ и длиной $l=9\text{мм}$ была получена диаграмма направленности, приведённая на рисунке 5.

Рис. 5. Диаграмма направленности при диэлектрике диаметром $d=15\text{мм}$ и длиной $l=9\text{мм}$

При диэлектрике с диаметром $d=22\text{мм}$ и длиной $l=3\text{мм}$, была получена следующая диаграмма направленности.

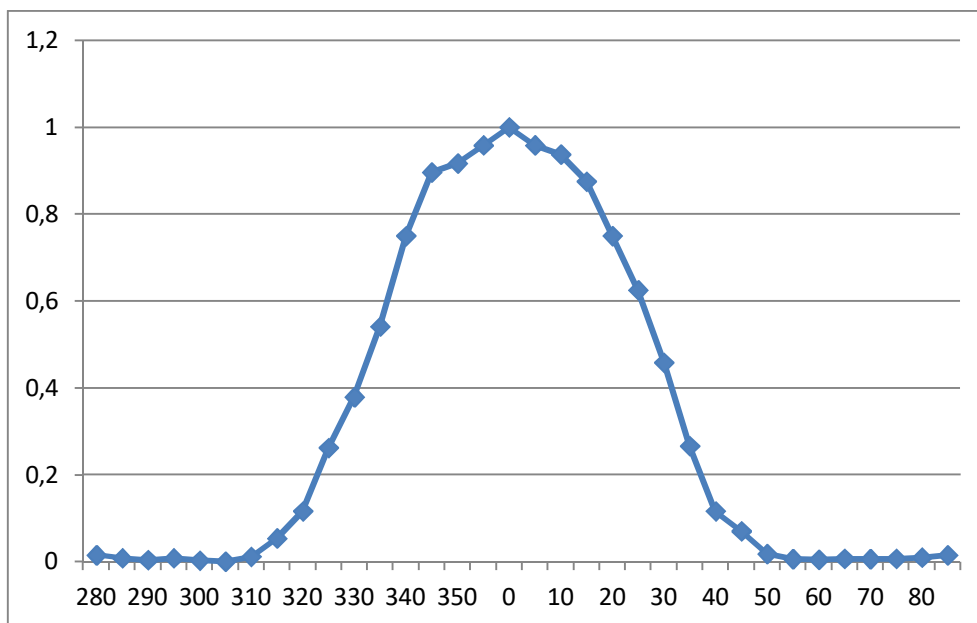


Рис. 6. Диаграмма направленности при диэлектрике диаметром $d=22\text{мм}$ и длиной $l=3\text{мм}$

По результатам данного эксперимента мы можем видеть влияние длины и диаметра диэлектрика на диаграмму направленности антенны. Как видно из графиков, диаграмма стала шире, а уровень боковых лепестков понизился. Результаты эксперимента подтверждают теоретически полученные данные.

Влияние экрана и экрана с диэлектриком на диаграмму направленности приведено на рисунке 7. Тут можно видеть качественные изменения диаграммы, по которым можно сделать вывод об эффективности использования диэлектрических антенн совместно с экраном.

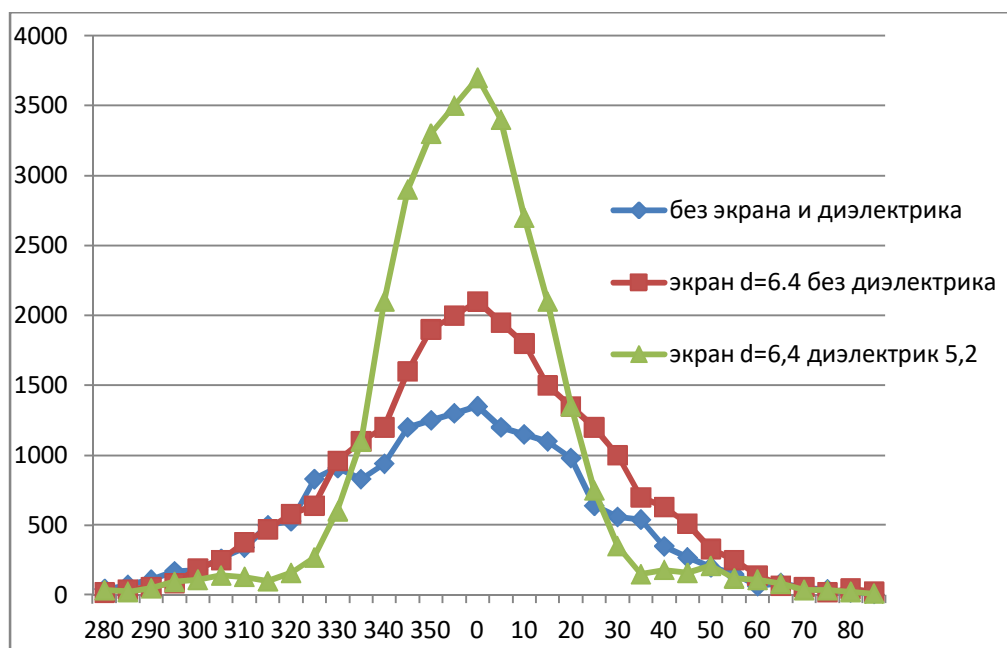


Рис. 7. Сравнение диаграмм направленности

На данной диаграмме видно, что мощность сигнала на выходе антенны и направленность диаграммы выше при совокупном использовании экрана и диэлектрика. Кроме того, приведена разница диаграмм направленности с экраном и без диэлектрика, а так же диаграмма без экрана и без диэлектрика. Таким образом, данный эксперимент позволяет утверждать, что достижение необходимых параметров возможно при использовании диэлектрика и экранирования антенны.

Библиографический список

1. Сазонов Д.М. «Антенны и устройства СВЧ». – М.: Высшая школа, 1988 г
2. «Антенны и устройства СВЧ». Под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радиотехника, 2006г
3. Ефимов И.Е., Шермина Г.А. «Волноводные линии передачи». – М.: Связь, 1979г
4. M. J. Ablowitz and A. S. Fokas, Complex variables: Introduction and Applications, second edition, Cambridge University Press, 2003.

УДК 621.3, ГРНТИ 47.47.31

УНИВЕРСАЛЬНОЕ РАДИОПРИЕМНОЕ УСТРОЙСТВО ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ

А.Ю. Киселев

*Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых,
Российская Федерация, Владимир, aleksey.kiselev.vlsu@ya.ru*

Аннотация. Рассмотрено влияние соседней и зеркальной помех на радиосигналы при прохождении через разные участки приёмного тракта.

Ключевые слова: моделирование, соседняя и зеркальная помехи, приём радиосигналов, модуляция, чувствительность приёмника.

UNIVERSAL RADIO RECEIVER FOR DIGITAL SIGNALS

A.U. Kiselev

*Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov
Russia, Vladimir, aleksey.kiselev.vlsu@ya.ru*

Abstract. The influence of neighboring and mirror interference on radio signals when passing through different parts of the receiving path is considered.

Keywords: simulation, adjacent and specular interference, radio reception, modulation, receiver sensitivity

Первый гетеродин был изобретён ещё в 1901 году американцем Фессенденом. Его приёмник работал по принципу прямого преобразования. В дальнейшем схемы приёмного тракта совершенствовались и, начиная с 1930-х годов, супергетеродинная схема заняла главенствующую позицию.

Гетеродин используется для переноса входного сигнала на промежуточную частоту (ПЧ), путём смешивания входного сигнала с колебанием гетеродина. В этом заключается основное преимущество супергетеродинного приёмника – фильтр, усилитель ПЧ и демодулятор не перестраиваются под разные частоты. Это позволяет выполнить наиболее критичные для качества приёма части приёмного тракта со значительно лучшими характеристиками. Однако, так же возникает проблема близости зеркального канала к принимаемому. Отфильтровать зеркальный канал на низких частотах достаточно сложно.

Структурная схема приёмника приведена на рисунке 1. Входной сигнал поступает в преселектор, роль которого выполняет полосовой фильтр. Характеристики фильтра должны быть такими, чтобы на выход проходили только спектральные составляющие, соответ-

вующие полосе ожидаемых сигналов. С преселектора сигнал поступает на смеситель, на второй вход которого подаётся сигнал гетеродина. Происходит биение двух сигналов и на выход смесителя идёт сигнал промежуточной частоты. Он поступает на усилитель промежуточной частоты (УПЧ). Сигнал с УПЧ демодулируется и проходит через усилитель низких частот (УНЧ) на выход приёмника.

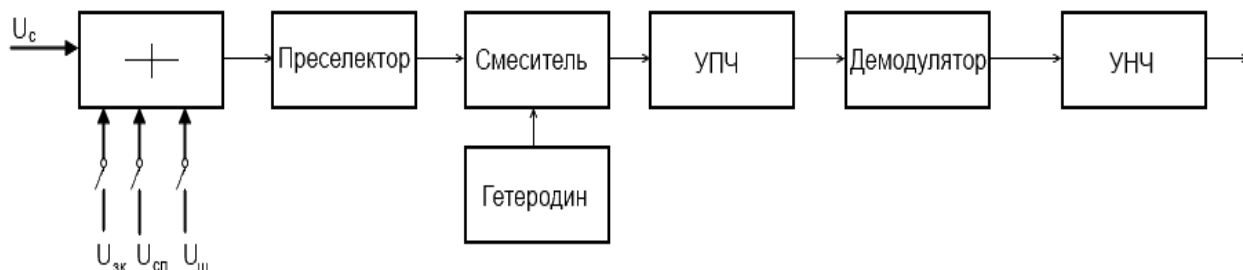


Рис. 1. Структурная схема супергетеродинного приёмника

Функциональная схема приёмника приведена на рисунке 2. Точками 1, 2... 8 обозначены места где в модели снимаются осциллограммы и определяются характеристики, необходимы для дальнейших расчетов и оценки влияния помех на сигнал

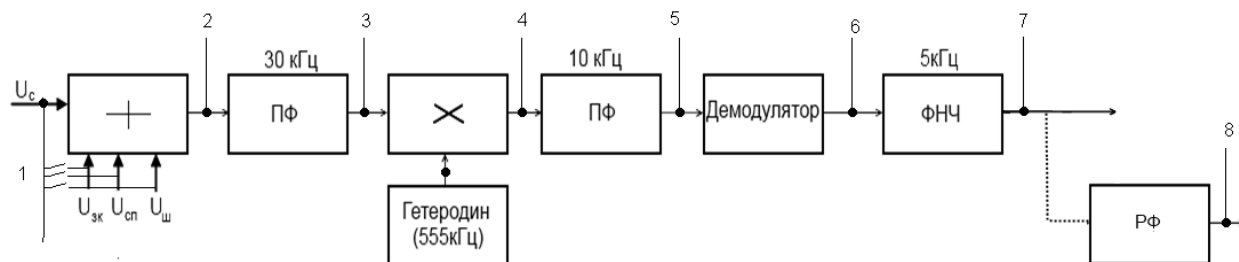


Рис. 2. Функциональная схема модели

Входными параметрами модели является сигнал, частоты дискретизации, вид модуляции, глубина модуляции, вид помехи, частота несущей сигнала, промежуточная частота, характеристики фильтров. Полосовой фильтр с частотой 30 кГц является частью структуры преселектора. Полосовой фильтр с частотой 10 кГц входит в состав УПЧ. ФНЧ является частью УНЧ.

Исходные данные для моделирования:

Максимальная частота принимаемого сигнала – 500 кГц

Максимальная частота модуляции 3 кГц

Полоса пропускания фильтра входной цепи 30 кГц

Полоса пропускания фильтра в тракте промежуточной частоты 35 кГц

Чувствительность 10 мкВ

Отношение сигнал-шум на выходе демодулятора не менее 20 дБ

Коэффициент шума усилителя высокой частоты 6 дБ

Промежуточная частота $f_{ПЧ} = 455$ кГц (верхняя настройка гетеродина)

Полоса пропускания тракта низкой частоты после демодулятора 5 кГц

Частота дискретизации 8 МГц

В ходе работы необходимо использование 3х основных фильтров и одного дополнительного (для решения некоторых задач):

1. Полосовой фильтр с центральной частотой 500 кГц

Смоделируем фильтр входной цепи с $\sigma_{зк} = 20$ дБ, $d_{эп} = 0,02$.

Обобщённая расстройка $\xi = 10$.

Определим затухание по зеркальному каналу

$$\sigma = 10 \cdot \lg(1 + \xi^2) = 42 \text{ дБ},$$

где $\xi = Q_{\text{эк}} \left(\frac{f_n}{f_0} - \frac{f_0}{f_n} \right) = 500$, f_n -частота помехи зеркального канала, f_0 -частота несущей сигнала, $Q_{\text{эк}} = \frac{1}{d_{\text{эп}}} = 50$.

Таким образом, необходимо, чтобы фильтр подавлял помеху на частоте зеркального канала на 42дБ. Добиться этого можно используя во входной цепи рекурсивный эллиптический фильтр с заданными параметрами. Главная задача фильтра входной цепи – обеспечить заданное подавление помехи зеркального канала.

2. Полосовой фильтр с полосой пропускания 35кГц, центральная частота 455кГц

3. ФНЧ с частотой среза 5кГц

4. Режекторный фильтр с полосой 400 Гц, настроенный на частоту 1кГц

Демодуляция сигнала выполняется методом синхронного детектирования - частота сигнала домножается на опорное колебание с несущей частотой. Данный метод предпочтителен, т.к. позволяет демодулировать даже перемодулированный сигнал.

Простейшим для анализа сигналом является гармонический сигнал. График исходного сигнала представлен на рисунке 3.

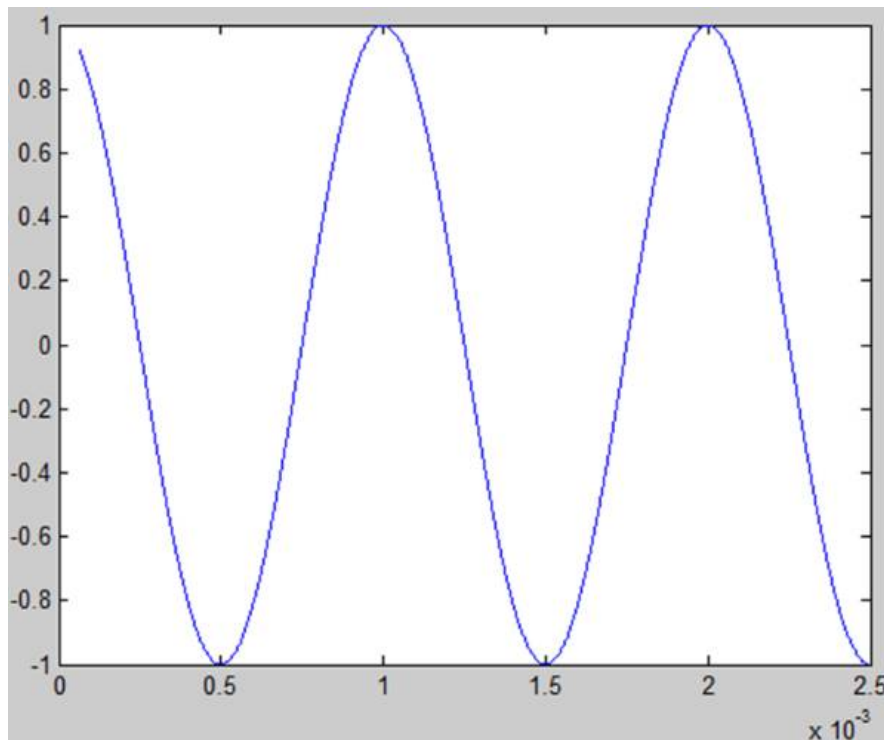


Рис. 3. Осциллограмма исходного сигнала

В данном опыте мы пропускаем ЧМ модулированный сигнал с шумом через тракт, задавая отношением сигнал-шум на входе равным 20дБ. Периодограмма зашумлённого сигнала приведена на рисунке 4.

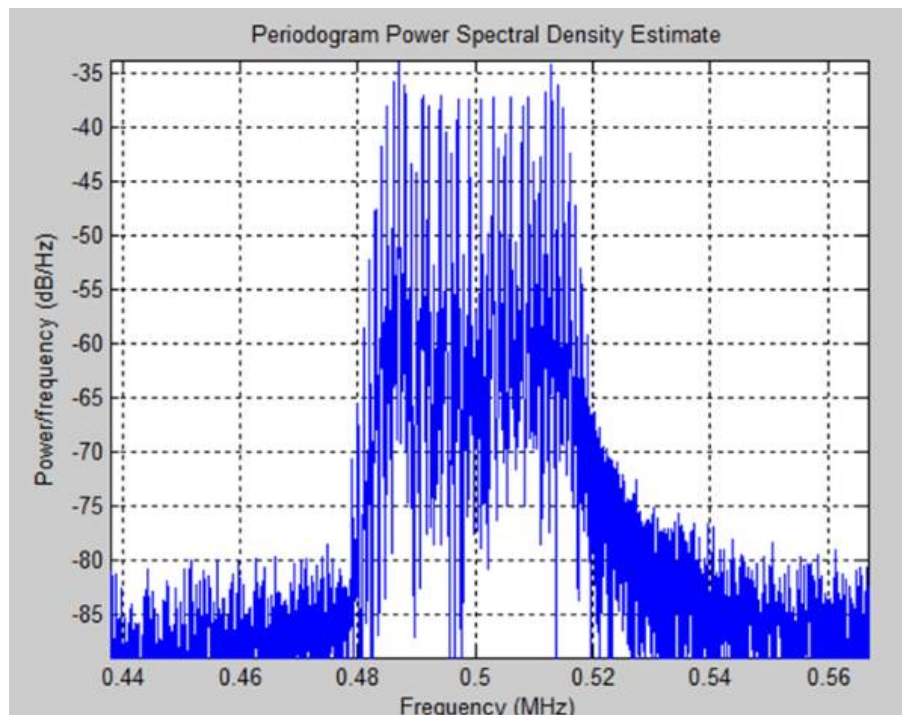


Рис. 4. Периодограмма зашумлённого ЧМ-сигнала

При моделировании можно проверить как выглядит сигнал на каждом участке тракта. Например, периодограмма сигнала на выходе полосового фильтра (точка 5 модели), будет приведена на рисунке 5.

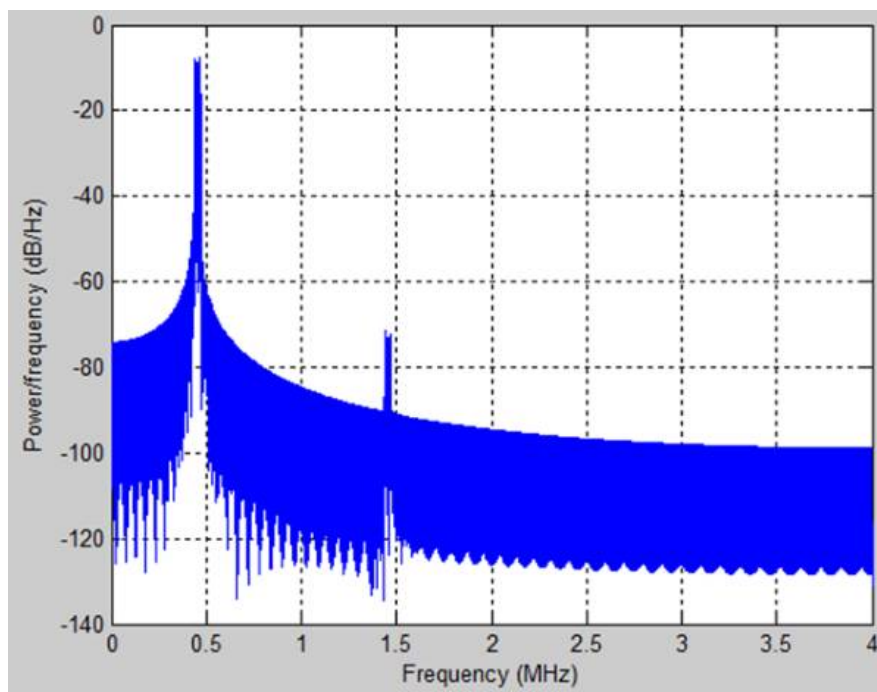


Рис. 5. Периодограмма сигнала на выходе ПФ

Кроме того, реализованная модель позволяет добавлять и анализировать сигналы с помехами зеркального и соседнего каналов, при этом также можно изменять вид модуляции, в зависимости от выполняемой задачи.

Для проверки корректности расчётов необходимо пропустить через тракт (рисунок 6) сначала сигнал с шумом, а после только шум.

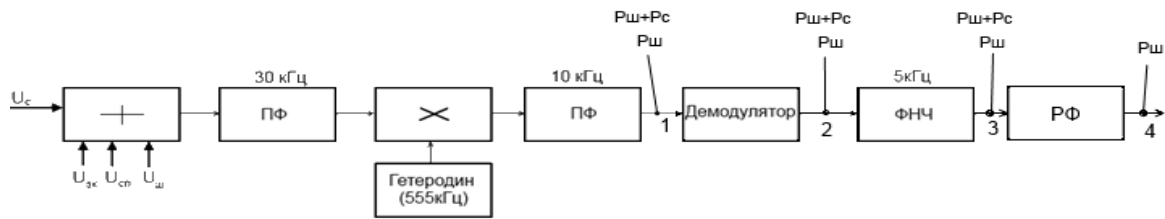


Рис. 6. Модель тракта для проверки корректности расчетов

Для проверки необходимо определить мощности сигнала и зашумлённого сигнала на входе и выходе демодулятора, на входе и выходе ФНЧ, а также мощность шума на выходе режекторного фильтра. Таким образом получаем следующие значения:

$$\gamma_{вх} = \sqrt{\frac{P_{свх}}{P_{швх}}} = 62;$$

$$\gamma_{вых} = \sqrt{\frac{P_{свых}}{P_{швых}}} = 374;$$

$$\frac{\gamma_{вх}}{\gamma_{вых}} = 0.18.$$

Выполняем проверку по формуле

$$\frac{\gamma_{вх}}{\gamma_{вых}} = \sqrt{\frac{K_n^2 + m_a^2}{m_a^2} \Pi_{ш}} \Pi_{вых} = \sqrt{\frac{2 + 0.3 \cdot 0.3}{0.3 \cdot 0.3 \cdot 1.1 \cdot 10 \cdot 10^3} \cdot 5 \cdot 10^3} = 0.2$$

$K_n = \sqrt{2}$ (для синусоидального сигнала),

$\Pi_{вых} = 1,1F_{max}$ -полоса пропускания низкочастотного тракта после демодулятора,

$\Pi_{ш}$ - полоса пропускания РФ.

Полученные нами данные примерно равны теоретическим. Таким образом, можно говорить, что расчет проведен верно.

Чувствительность приемника рассчитывается исходя из анализа прохождения сигнала через тракт на рисунке 7.

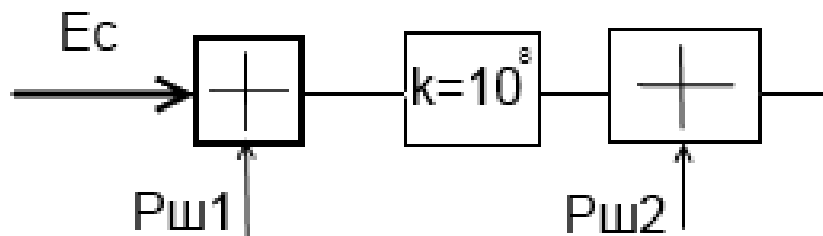


Рис. 7. Модель для оценки чувствительности приемника

Получим следующие значения параметров устройства:

k шума УРЧ = 10;

E сигнала = 10 мкВ;

R антенны = 50 Ом;

$$P_c = \frac{E_c^2}{4R_a} = 5 \cdot 10^{-13};$$

$$P_u = k \cdot t \cdot 1.1 \cdot P_{\text{УПЧ}} = 1.5567 \cdot 10^{-16};$$

$$P_{u2} = P_u \cdot K_u \cdot K_{p2} = 1.55 \cdot 10^{-7};$$

$$\left(\frac{C}{\text{Ш}} \right)_{\text{вх}} = \frac{E_A^2}{4R_A \cdot k \cdot T_0 \cdot P_u} = 3.2 \cdot 10^3.$$

В результате была получена модель универсального радиоприёмного устройства, которая позволяет определить степень влияния помех на приём сигнала, оценить погрешность расчётов результатов фильтрации и проконтролировать изменения формы сигнала при прохождении его через приёмный тракт.

Библиографический список

1. Цифровая обработка сигналов. Учебник для вузов, А. Б. Сергиенко — СПб.: Питер, 2002. — 608 с: ил.
2. Устройства приема и обработки сигналов. Методические указания к курсовому проектированию, Левин Е. К. – ВлГУ, 2003. – 55 с.: ил.

УДК 621.3 ГРНТИ 47.45.29

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПАТЧ-АНТЕННЫ

А.Ю. Киселев

*Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых,
Российская Федерация, Владимир, aleksey.kiselev.vlsu@ya.ru*

Аннотация. Проведено моделирование патч-антенны. Изучены и проанализированы характеристики антенн с различными видами экстрадиции.

Ключевые слова: моделирование, патч-антенна, диаграмма направленности, CST Microwave studio

PATCH ANTENNA DESIGN

A.U. Kiselev

*Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov
Russia, Vladimir, aleksey.kiselev.vlsu@ya.ru*

Abstract. Modeling of the patch antenna is carried out. Studied and analyzed the characteristics of antennas with different types of extradiation.

Keywords: modeling, patch antenna, radiation pattern, CST Microwave studio

Моделируемая патч-антенна состоит из трех микрополосковых слоев планарной геометрии:

Верхний слой представляет собой микрополосковый прямоугольный резонатор с размерами $\omega=16.8\text{мм}$ и $l=25\text{мм}$;

Средний слой представляет собой металлизированную поверхность с резонансной щелью расположенную на диэлектрической подложке, которая обеспечивает возбуждение прямоугольного резонатора, который является излучающим элементом.

Нижний слой представляет собой микрополосковый проводник с помощью которого осуществляется питание данной конструкции.

После построения трехмерного изображения данной антенны в CST Microwave studio были подготовлены следующие данные для расчета этой модели:

Размеры подложки:	
Высота	$h_1=1.279$ мм; $h_2=7.629$ мм
Длина	$L=125$ мм
Ширина	$D=125$ мм
Материал подложки	Roger 6006 ($\epsilon=6.15$; $\text{tg}\delta=0.0027$)
Длина резонатора	$l=25$ мм
Ширина резонатора	$w=16.8$ мм
Ширина микрополосковой линии	$w_m=1.85$ мм
Длина микрополосковой линии	$l_m=70.5$ мм

После построения можно увидеть зависимость модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ от частоты в полосе частот 2 – 3 ГГц, согласование наблюдается при частоте 2.4 ГГц как показано на рисунке 1.

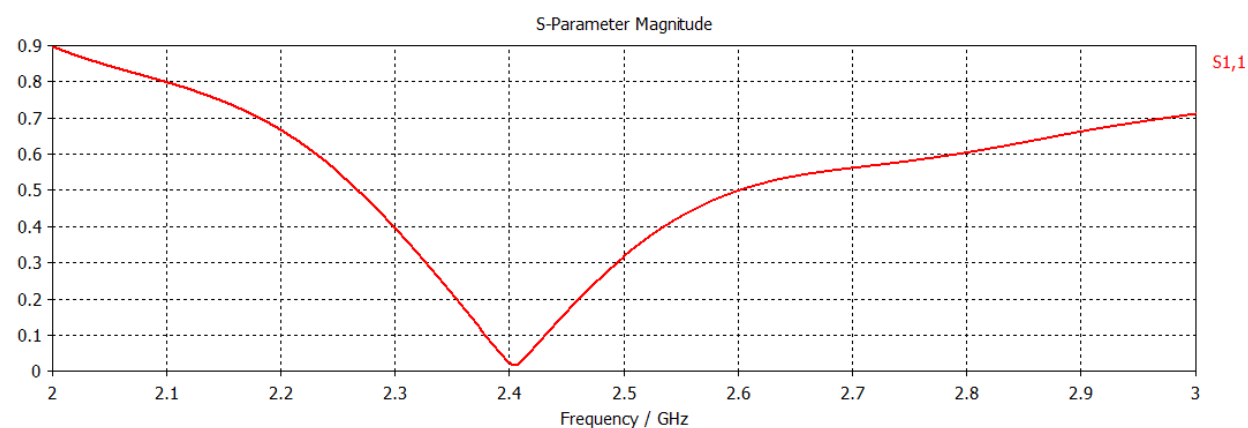


Рис. 1. Зависимость модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ от частоты

Результатом моделирования являются диаграммы направленности. 3D диаграмма представлена на рисунке 2 для наглядности и более полного восприятия вычислительных возможностей MICROWAVE STUDIO

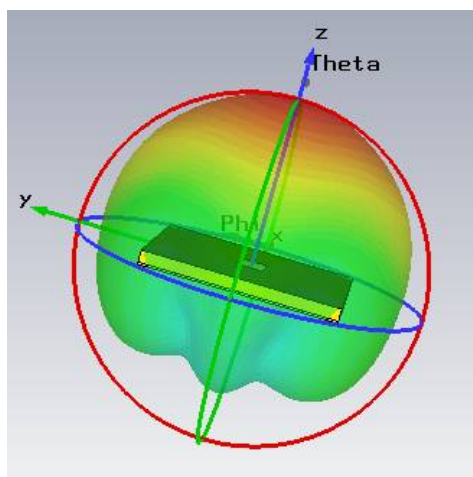


Рис. 2. Диаграмма направленности патч-антенны в 3D

Для наглядности, все полученные результаты сведены в общую таблицу (таблица 1).

Таблица 1

	Начальная патч-антенна		I тип экстракции		II тип экстракции		III тип экстракции		Сдвоенная подложка	
	Е	Н	Е	Н	Е	Н	Е	Н	Е	Н
<i>плоскость</i>	Е	Н	Е	Н	Е	Н	Е	Н	Е	Н
<i>Амплитуда ГЛ</i>	5,7	5,7	7,9	7,9	7,7	7,7	6,8	6,8	7,0	7,0
<i>Направление ГЛ</i>	1°	0°	1°	0°	1°	0°	1°	0°	1°	0°
<i>Ширина ГЛ по уровню -3 dB</i>	120°	98,4°	69,1°	79,6°	71,5°	79,1°	80,4°	87,9°	79,4°	87,9°
<i>УБЛ</i>	-5,5 дБ	-11,9 дБ	-15,1 дБ	-15,1 дБ	-15,7 дБ	-15,8 дБ	-8,9 дБ	-12,7 дБ	-8,9 дБ	-13,2 дБ

Далее рассмотрим патч-антенны с различными типами удаления (экстракции) подложки. Основная идея - увеличить коэффициент усиления микрополосковой – патч-антенны подавлением поверхностных волн и уменьшением диэлектрических потерь через частичную экстракцию подложки окружающей антенну. Патч-антенна с первым типом экстракции подложки приведена на рисунке 3.

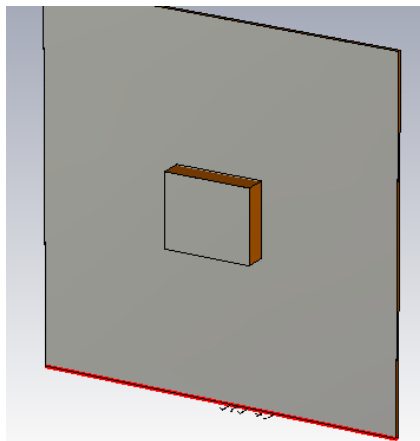


Рис. 3. Патч-антенна с I типом экстракции подложки

Результаты моделирования так же приведены в таблице 1

Из таблицы 1 следует, что наибольшая амплитуда главного лепестка в плоскостях Е (7,9) и Н (7,9) имеет место при I типе экстракции подложки. При этом же типе экстракции можно наблюдать меньший уровень боковых лепестков $-15,1$ дБ и $-15,1$ дБ в плоскостях Е и Н. Однако при всех этих плюсах имеется проигрыш в согласовании.

Далее рассмотрим патч-антенну со II типом экстракции подложки (рис. 4).

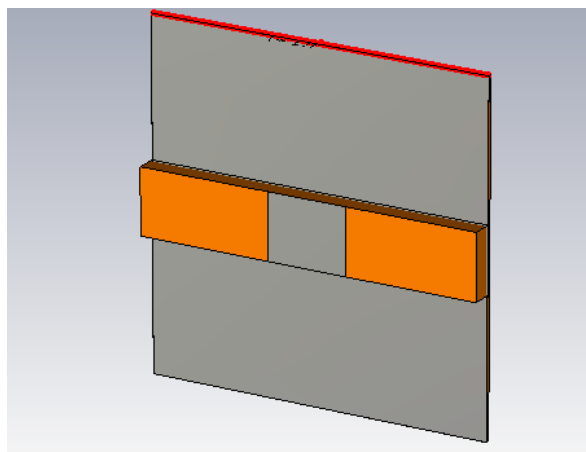


Рис. 4. Патч-антенна со II-типом экстракции

Далее представлена зависимость модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ от частоты в полосе частот 2 – 3 ГГц, согласование наблюдается при частоте 2.4 ГГц (рисунок 5).

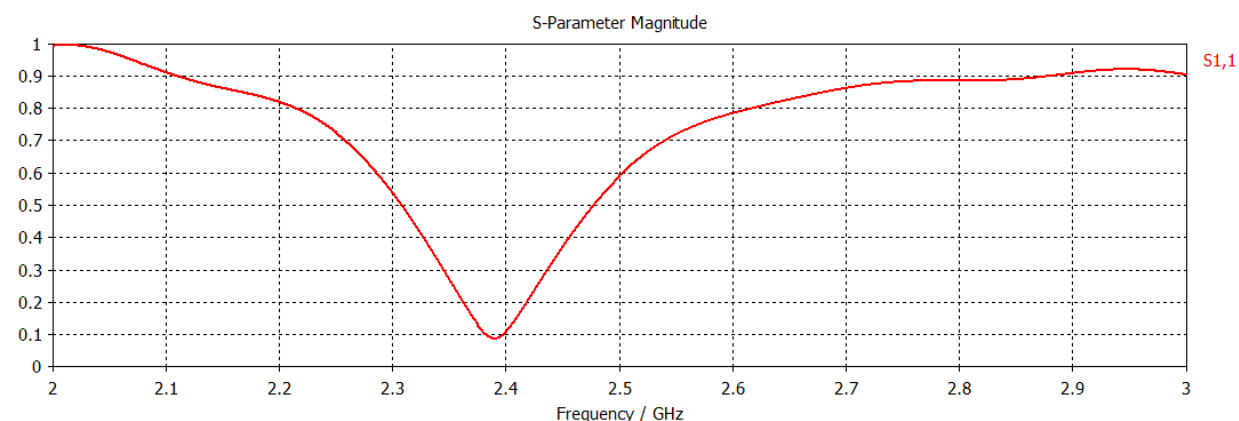


Рис. 5. Зависимость модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ от частоты в полосе частот 2 – 3 ГГц

Как можно заметить при различных видах экстракции подложки согласование антенны не меняется.

Из таблицы 1 следует, что наибольшая амплитуда главного лепестка в плоскостях Е (7,9) и Н (7,9) имеет место при I типе экстракции подложки. Однако, при II типе экстракции можно наблюдать меньший уровень боковых лепестков -15.7 дБ и $-15,8$ дБ в плоскостях Е и Н соответственно, а что касается согласования оно осталось на том же уровне.

Далее рассмотрим патч-антенну с III-типом экстракции подложки (рисунок 6).

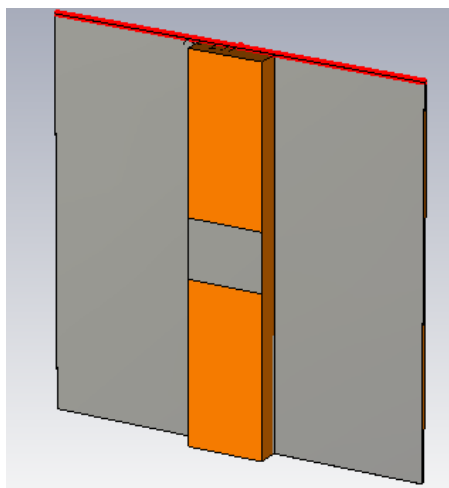


Рис. 6. Патч-антенна с III-типом экстракции

Далее представлена зависимость модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ от частоты в полосе частот 2 – 3 ГГц, согласование наблюдается при частоте 2.4 ГГц (рисунок 7).

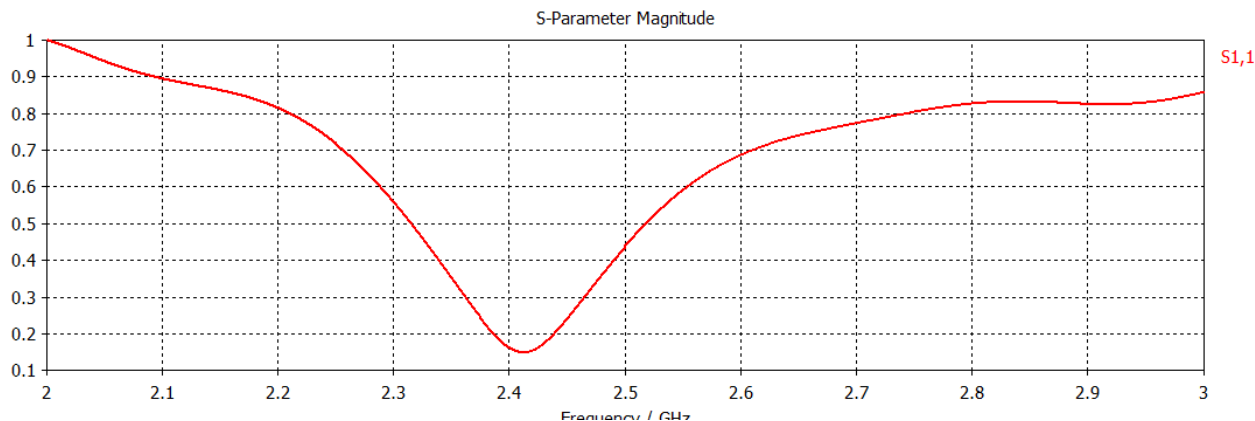


Рис. 7. Зависимость модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ от частоты в полосе частот 2 – 3 ГГц

Из таблиц 1 следует, что наибольшая амплитуда главного лепестка в плоскостях Е (7,7) и Н (7,7) имеет место при II типе экстракции подложки. Также, при II типе экстракции можно наблюдать меньший уровень боковых лепестков -15.7 дБ и -15.8 дБ в плоскостях Е и Н соответственно. Что касается согласования оно ухудшилось, однако, ширина главного лепестка по уровню 3дВ значительно возросло для плоскости Е с 71.5° до 80.4° ; а для плоскости Н с 79.1° до 87.9° .

Далее рассмотрим патч-антенну, подложка которой является составной (рисунок 8). Материалы, из которых она состоит имеют различную диэлектрическую проницаемость: нижний слой - $\epsilon=6.15$, верхний слой - $\epsilon=3.38$.

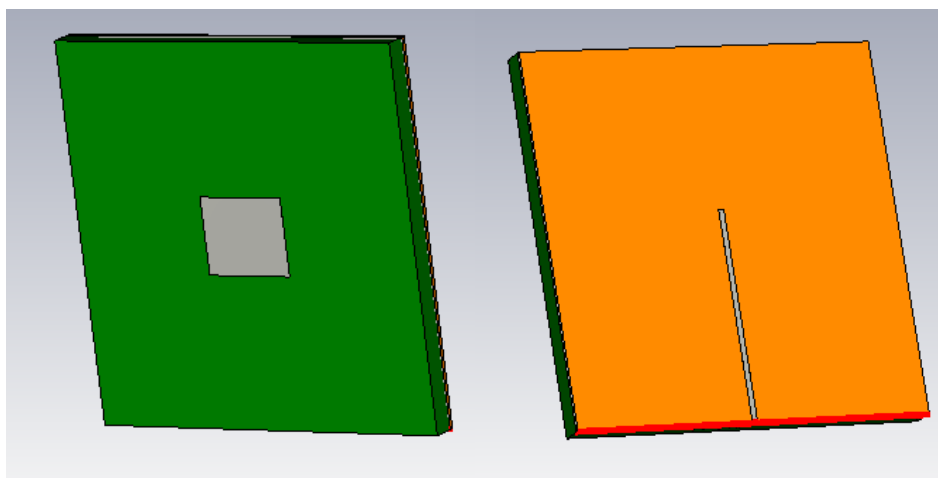


Рис. 8. Патч-антенна со сдвоенной подложкой

Для удобства восприятия различные материалы были показаны разными цветами.

Рассмотрим зависимость модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ от частоты в полосе частот 2 – 3 ГГц при данной конструкции антенны как показано на рисунке 9.

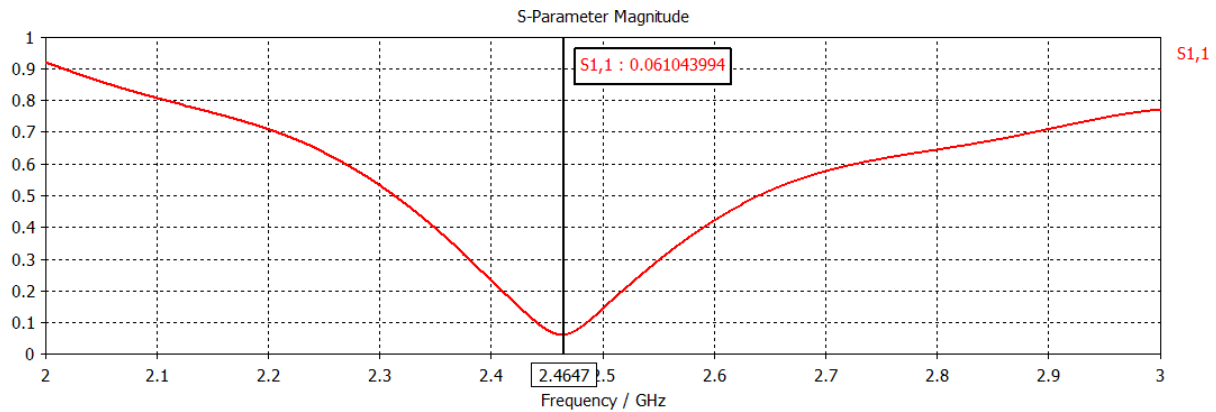


Рис. 9. Зависимость модуля коэффициента отражения $|S_{11}|$ от частоты в полосе частот 2 – 3 ГГц

Как можно увидеть наилучшее согласование имеет место при частоте 2.46 ГГц.

Из таблицы 1 следует, что наибольшая амплитуда главного лепестка в плоскостях Е (7,0) и Н (7,0) имеет место в антенне со сдвоенной подложкой, однако разница незначительна. Антенна со сдвоенной подложкой имеет меньший уровень боковых лепестков в плоскости Н, в то время как в плоскости Е уровень остался прежним. Что касается согласования, оно осталось прежним (его уровень 0,05) однако в случае антенны со сдвоенной подложкой согласование сдвинулось и теперь имеет место при частоте 2,46 ГГц.

Таким образом, можно прийти к заключению, что различные виды манипуляций с подложкой антенны приводят к изменениям свойств направленности антенны, а также к изменениям в согласовании.

Далее, исходя из технического задания, сравним полученные результаты моделирования антенн с результатами, представленными в периодических изданиях [1], [2].

Таким образом, можно увидеть, что полученные в работе результаты практически совпадают с результатами, приведенными авторами периодических изданий.

Направленность (или амплитуда главного лепестка) данных антенн является невысокой, поэтому для повышения этих свойств, антенны объединяют в так называемые антенные решетки.

Библиографический список

1. Antennas and Propagation / IEEE Antennas and propagation society. – September 2010 – 200с.
2. Гарг Р. Руководство по проектированию микрополосковых антенн. / П. Бхартия, И. Бол, А. Иттипibun – Бостон: Artech House, 2001. – 817с.
3. N. Llombart. IEEE Trans. Antennas Propag., vol.53, no.10, pp.3210-3218.

УДК 528.8, ГРНТИ 47.49.27

АЛГОРИТМ ПРИВЯЗКИ ДАННЫХ СПУТНИКОВЫХ ИЗМЕРЕНИЙ МИКРОВОЛНОВЫХ РАДИОМЕТРОВ SSM/I, SSMIS

А.Ю. Киселев

Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых,
Российская Федерация, Владимир, aleksey.kiselev.vlsu@ya.ru

Аннотация. Представлен алгоритм географической привязки данных спутниковых измерений для радиометров SSMI/S, SSMI спутниковой миссии DMSP.

Ключевые слова: дистанционное зондирование Земли, искусственные спутники Земли, обработка спутниковых данных.

ALGORITHM OF DATA BINDING OF SATELLITE MEASUREMENTS OF MICROWAVE RADIOMETERS SSM / I, SSMIS

A.U. Kiselev

Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov
Russia, Vladimir, aleksey.kiselev.vlsu@ya.ru

Abstract. An algorithm for georeferencing satellite measurement data for the SSMI / S and SSMI radios of the DMSP satellite mission is presented.

Keywords: Earth remote sensing, artificial earth satellites, satellite data processing.

В последние годы во всем мире интенсивно развиваются различные методы изучения окружающей среды, среди которых наиболее важное значение приобрели методы дистанционного зондирования. Развитие этих методов стимулируется все ухудшающейся экологической обстановкой в мире, необходимостью решения различных геологических, геофизических, метеорологических, гидрофизических и других задач. Кроме того, большое значение приобретают задачи изучения лесных массивов, сельскохозяйственных угодий, поверхности Мирового океана, рек озер, горных массивов и т. д. Глобальные наблюдения за большими поверхностями могут осуществляться только методами дистанционного зондирования, в частности, из космоса с помощью искусственных спутников Земли (ИСЗ). Локальные наблюдения также могут осуществляться методами дистанционного зондирования, но могут производиться и с борта летательного аппарата. Для осуществления дистанционного зондирования необходимо решить задачу географической привязки с заданной точностью с минимальными затратами времени и ресурсов на вычисления.

Наиболее ярким представителем семейства функционирующих спутниковых СВЧ-радиометрических систем последнего десятилетия являются радиометры, созданные и эксплуатируемые в рамках спутниковой метеорологической программы министерства обороны США (Defense Meteorological Satellite Program - DMSP). Программа DMSP предназначена для долговременного мониторинга Земли в целях обеспечения Вооруженных сил США глобальной метеорологической, океанографической и солнечно-геофизической оперативной информацией. В декабре 1992г. DMSP данные были рассекречены и стали доступными для гражданского и научного сообщества.

Алгоритмы привязки данных SSM/I и SSMIS очень похожи друг на друга. В алгоритме SSMIS обрабатывается больший объем информации чем в SSM/I, но благодаря улучшениям он быстрее и точнее. Основная задача обоих алгоритмов сводится к нахождению основных векторов.

Для эллиптической модели Земли поверхность Земли описывается выражением:

$$\frac{x^2 + y^2}{A_e^2} + \frac{z^2}{A_p^2} = 1, \quad (1)$$

где $A_e = 6378.165$ км это экваториальный радиус и $A_p = 6356.788$ км это полярный радиус (рисунок 1).

Взяв градиент от (1) можно найти вектор единичной нормали к поверхности в точке (x, y, z)

$$\hat{n} = \left(x, y, \left(\frac{A_e}{A_p} \right)^2 z \right) F_n(z), \quad (2)$$

$$\text{где } F_n(z) = \left[A_e \left\{ 1 + \frac{A_e^2 - A_p^2}{A_p^2} \frac{z^2}{A_p^2} \right\}^{1/2} \right]^{-1}. \quad (3)$$

Долгота точки вычисляется по формуле на поверхности Земли:

$$\phi = \arctg\left(\frac{n_y}{n_x}\right).$$

При этом широта точки на поверхности Земли:

$$\lambda = \arctg\left(\frac{n_z}{\sqrt{n_x^2 + n_y^2}}\right).$$

При этом широта не совпадает с углом θ радиус-вектора от центра Земли (рисунок 1).

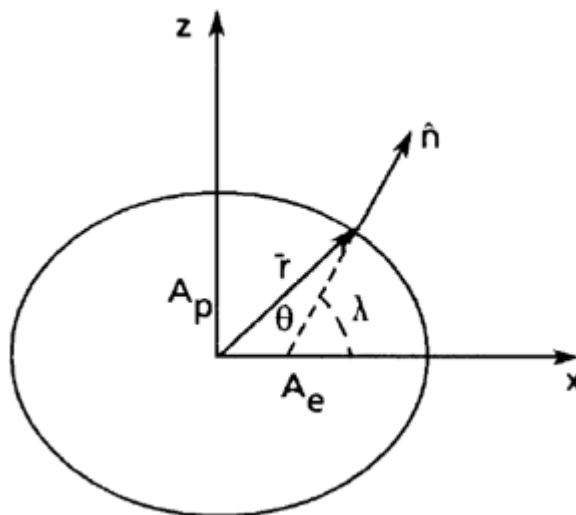


Рис. 1. Эллиптическая геометрия Земли

Долготу и широту точки на поверхности Земли можно выразить в системе прямоугольных координат

$$\begin{aligned}x &= \left(\frac{A_e}{A_p}\right)^2 \cdot \cos \lambda \cdot \sin \phi \cdot F_z(\lambda), \\y &= \left(\frac{A_e}{A_p}\right)^2 \cdot \cos \lambda \cdot \cos \phi \cdot F_z(\lambda), \\z &= \sin \lambda \cdot F_z(\lambda),\end{aligned}\tag{4}$$

где $F_z(\lambda) = A_p^2 [A_e^2 \cos^2 \lambda + A_p^2 \sin^2 \lambda]^{-1/2}$.

Для того чтобы использовать эти уравнения для расположения луча, необходимо знать местоположение спутника, его ориентацию и вектор направления луча. Можно предположить, что подспутниковые широта, долгота и высота спутника известны в два различных момента времени t_1 и t_2 , где t_1 , как правило, на одну минуту меньше, чем t_2 . Так как Земля вращается необходимо чтобы Земля была фиксированной системой координат в момент времени t_2 , для этого нужно выразить все величины в одной и той же системе координат. Таким образом, вектор к подспутниковой точке в момент времени t_2 является

$$\bar{r}_2 = (x_2, y_2, z_2),\tag{5}$$

где x_2, y_2, z_2 берутся из (4), используя подспутниковые значения долготы и широты в момент времени t_1 , тогда вектор к подспутниковой точке в момент времени t_1 выражается в неподвижном пространстве выражается как

$$\bar{r}_1 = (x_1, y_1, z_1).\tag{6}$$

Так как высота спутника задаётся по нормали к поверхности положение спутника задаётся выражением

$$\begin{aligned}\bar{r}_{s2} &= \bar{r}_2 + h(t_2)\hat{n}_2, \\ \bar{r}_{s1} &= \bar{r}_1 + h(t_1)\hat{n}_1,\end{aligned}$$

где $h(t)$ – высота, r_2 и r_1 имеют вид (5) и (6), и n_2 и n_1 получены из (2). Единичный вектор, перпендикулярный орбите между временами t_1 и t_2 это

$$\hat{x}_s = \frac{\bar{r}_{s2} \times \bar{r}_{s1}}{|\bar{r}_{s2} \times \bar{r}_{s1}|}.$$

Учитывая приведенные выше формулы можно найти приближенные уравнения для спутника и луча (в пространстве фиксированной системы отсчета) в какое-то время T в интервале $t_1 \leq T \leq t_2$. Во-первых, можно показать, что, если предположить, что Земля есть сфера, а не эллипсоид и что угловая скорость спутника ω является постоянной между временами t_2 и t_1 , то подспутниковый вектор в момент времени t

$$\bar{r}(t) = -\frac{\sin \omega(t-t_2)}{\sin \omega(t_2-t_1)} \bar{r}_1 + \frac{\sin \omega(t-t_1)}{\sin \omega(t_2-t_1)} \bar{r}_2.$$

Это уравнение может быть применено с ω , представляющей собой среднюю скорость. Кроме оно точно в моменты времени t_1 и t_2 для истинного эллипсоида Земли и приводит лишь к небольшой ошибке в другое время T , если t_2-t_1 мало. Это же приближение также очень подходит для единичной нормали $\hat{n}(t)$. Таким образом, F_n почти постоянно в течение небольшого промежутка времени т.к. z не изменится. Отсюда следует, что уравнение нормали для момента времени t может принять вид

$$\hat{n}(t) = -\frac{\sin \omega(t-t_1)}{\sin \omega(t_2-t_1)} \hat{n}_1 + \frac{\sin \omega(t-t_2)}{\sin \omega(t_2-t_1)} \hat{n}_2.$$

Кроме того, поскольку предполагается, что орбиты спутника почти круглые, те же аргументы приводят к уравнению для вектора к спутнику во время t в пространстве фиксированной системы отсчета.

$$\bar{r}_s(t) = -\frac{\sin \omega(t-t_2)}{\sin \omega(t_2-t_1)} \bar{r}_{s1} + \frac{\sin \omega(t-t_1)}{\sin \omega(t_2-t_1)} \bar{r}_{s2}. \quad (7)$$

Предыдущие уравнения должны быть дополнены данными о направлении луча для того, чтобы вычислить положение луча на Земле. Направление луча определяется по координатам космического аппарата. Принимая векторы $n(t)$ и $x(t)$ как два фиксированных определяющих вектора космического аппарата, третий вектор

$$\hat{y}_s(t) = \hat{n}(t) \times \hat{x}_s. \quad (8)$$

Можно заметить, что $y(t)$ будет параллельна скорости, если бы орбита была круглой, а разницей между n и единичным вектором от центра Земли до космических аппаратов можно пренебречь. Поскольку x_s постоянно (8) показывает, что y может быть выражено как

$$\hat{y}_s(t) = -\frac{\sin \omega(t-t_2)}{\sin \omega(t_2-t_1)} \hat{y}_{s1} + \frac{\sin \omega(t-t_1)}{\sin \omega(t_2-t_1)} \hat{y}_{s2},$$

где постоянные вектора y_1 и y_2 определяются как

$$\begin{aligned} \hat{y}_{s1} &= \hat{n}(t_1) \times \hat{x}_s, \\ \hat{y}_{s2} &= \hat{n}(t_2) \times \hat{x}_s, \end{aligned}$$

Для конического угла сканирования единичный вектор s вдоль направления луча

$$\hat{s} = \sin \psi \cos \phi_s(t) \hat{x}_s + \sin \psi \sin \phi_s(t) \hat{y}_s(t) - \cos \psi \hat{n}(t),$$

где ψ это конический угол сканирования и $\psi_s(t)$ азимутальный угол луча как показано на рисунке 2(а). Для SSMIS скорость сканирования 31.6 оборота в минуту и исходное положение луча при сканировании находится на 198.4° . Таким образом, во время t в сканировании начинается время t_s

$$\phi_s(t) = 198.4 + 189.6(t - t_s). \quad (9)$$

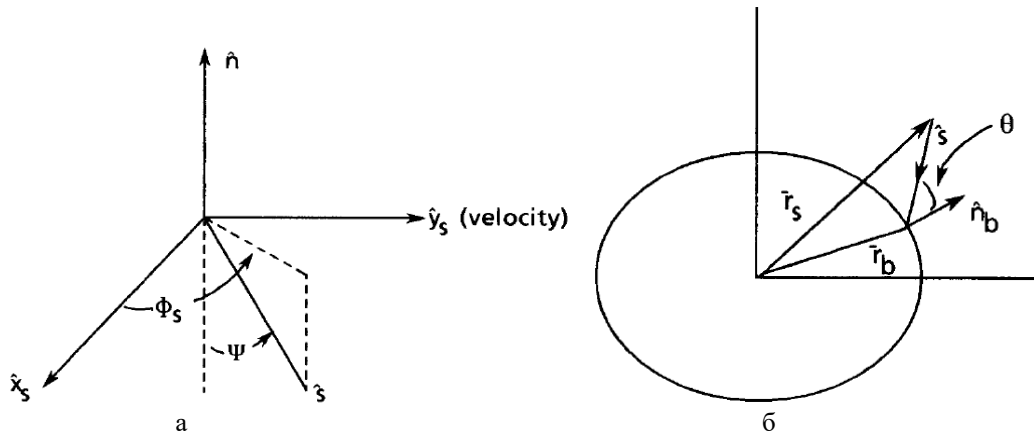


Рис. 2. Геометрия положения луча

Если наклонное расстояние s , как показано на рисунке 2(б)
Тогда луч пересекается с Землей в точке

$$\bar{r}_b(t) = \bar{r}_s(t) + s\hat{s}.$$

Расстояние s по-прежнему определяется условием, что компоненты $r_b(t)$ должны удовлетворять условию (1). Это приводит к квадратному уравнению для s . Выбрав решение, которое находится на той стороне Земли, которая видна из спутниковых выходов

$$s = -\frac{\left(\beta + \sqrt{\beta^2 - \alpha\gamma}\right)}{\alpha},$$

где

$$\alpha = 1 + a^2 s_z^2,$$

$$\beta = \bar{r}_s(t) * \hat{s} + a^2 z_s s_z,$$

$$\gamma = |\bar{r}_s(t)|^2 + a^2 z_s^2 s_z^2 - A_e^2,$$

где $a = \frac{[A_e^2 - A_p^2]^{1/2}}{A_p} = 8.207943 \cdot 10^{-2}$, а z_s и s_z это z компоненты $r_s(t)$ и s соответственно.

С рассчитанным s долгота и широта находятся из (9) и (4) как

$$(\lambda_b)_{t_2} = \arctg \left[\frac{A_e^2}{A_p^2} \frac{z_b}{\sqrt{x_b^2 + y_b^2}} \right],$$

$$(\phi_b)_{t_2} = \arctg \frac{y_b}{x_b}.$$

Эти выражения относятся к пространству фиксированной системы отсчета. Переход к стандартной неподвижной системе координат Земли в момент t

$$\lambda_b = (\lambda_b)_{t_2},$$

$$\phi_b = (\phi_b)_{t_2} + \Omega \cdot (t_2 - t).$$

Это завершает вывод уравнений для определения местоположения луча на поверхности Земли.

Библиографический список

- Bate, R.R. Fundamentals of Astrodynamics / R.R. Bate, D.D. Mueller – New York: Dover Publications 1971. – 455с.
- Штернфельд, А.А. Введение в космонавтику / А.А. Штернфельд – М.: Наука, 1974. – 240 с.
- Special Sensor Microwave Imager. Users Guide. Marshall Space Flight Center. Distributed Active Archive Center, 1997 – 235 с.
- Defense Meteorological Satellite Program Satellite Source/Platform Document. NOAA Satellite Active Archive, 1997 – 183 с.
- Tadepalli, K. SSM/T-2 Level 1b Interface Control Document/ K. Tadepalli – NOAA.: Suitland, 1994 – 120 с.
- Algorithm and data user manual for the special sensor microwave imager/sounder. Technical report / Northrop Grumman Corporation, Space System Division, 2002 – 65 с.
- Algorithm and data user manual for the special sensor microwave imager/sounder. Technical report. Appendix A: SSMIS beam location algorithm report / Northrop Grumman Corporation, Space System Division, - 2002 – 29 с.

УДК 621.396;ГРНТИ 47.45

ПРИМЕНЕНИЕ СПИРАЛЬНЫХ АНТЕНН В СПУТНИКОВОЙ СИСТЕМЕ СВЯЗИ

В.А. Свиридов

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, sviridov.1997@list.ru*

Аннотация. В работе рассмотрено применение класса спиральных антенн в качестве бортовых антенн космических аппаратов. Приводятся их основные особенности, достоинства и недостатки.

Ключевые слова: диаграмма направленности, космический аппарат, коэффициент усиления, поляризация.

APPLICATION OF SPIRAL ANTENNAS IN A SATELLITE COMMUNICATION SYSTEM

V.A. Sviridov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russian Federation, Ryazan, sviridov.1997@list.ru*

Annotation. The paper considers the use of a class of spiral antennas as onboard antennas for spacecraft. Their main features, advantages and disadvantages are given.

Keywords: radiation pattern, spacecraft, gain, polarization.

С момента вывода первого искусственного спутника на орбиту Земли и по настоящее время идет активное освоение космоса. Сегодня очень трудно представить человечество без различных сведений с навигационных, метеорологических, связанных спутниковых систем. Бортовая антенна космического аппарата передает и принимает сигналы с наземной и соседних станций. Современные спутники имеют антенны, решающие ряд всевозможных задач, и одной из главных является увеличение излучаемой мощности за счет формирования диаграммы направленности (ДН) специальной формы. Космический аппарат обменивается информацией с наземными пунктами. От того, насколько качественная связь между ними, зависит выполнение той или иной задачи.

При проектировке бортовой антенны нужно учитывать её габариты и массу, воздействие теплового и радиоизлучений, а также сильные вибрационные нагрузки, особенно во время запуска аппарата. Ведь в течение всего заложенного ресурса антенна должна исправно работать, несмотря на вакуум, излучения, ионизирующую радиацию. Из-за сложных условий, в которых работают данные антенны, изготавливаются они из магния, алюминия, титана. Сегодня постепенно начинают использоваться композиционные материалы. В сравнении с вышеперечисленными, они обладают лучшими температурными и механическими свойствами. Использование углепластов позволяет снизить массу и повысить жесткость конструкции.

Антенна космической линии связи представляет собой сложный радиотехнический комплекс, призванный обеспечивать оптимальное решение важнейших функциональных задач: непрерывную надежную связь на трассах большой протяженности, передачу значительных объемов информации, обеспечение частотной и поляризационной развязок, электромагнитной совместимости и пр.

Космическая линия связи представляет совокупность земных станций (ЗС), связь между которыми осуществляется через промежуточный ретранслятор, расположенный на искусственном спутнике Земли (ИСЗ). Спутник, движущийся по околоземной орбите, одновременно наблюдается с нескольких земных станций. Последние чаще всего находятся за пределами прямой видимости.

Ретранслятор, располагаемый на спутнике, способен одновременно обслуживать большую территорию. Так, трех искусственных спутников Земли достаточно для создания

глобальной системы связи. В других случаях можно сконцентрировать электромагнитную энергию ретранслятора в узком телесном угле в соответствии с границами государства или выбранного региона обслуживания. Тот или иной вариант обеспечивается параметрами передающей антенны ретранслятора, и в первую очередь ее габаритными размерами

Главным фактором, определяющим требования к параметрам антенн земных станций (ЗС), является значительная протяженность линии космической связи. Дополнительным фактором служит ограничение допустимого уровня радиоизлучения бортовой антенной в направлении Земли, что диктуется требованиями электромагнитной совместимости космических и наземных радиотехнических систем. В этих условиях обеспечить необходимое отношение сигнал/шум на входе приемника возможно лишь используя антенны с высоким коэффициентом усиления и используя приемники с малошумящими входными устройствами.

Так как отношение сигнал/шум пропорционально отношению коэффициента усиления антенны к суммарной шумовой температуре антенны (T_a), фидера (T_f) и входных цепей приемника ($T_{пр}$), то отношение G/T , где $T = T_a + T_f + T_{пр}$ — суммарная шумовая температура, считается также важным параметром антенны. Указанное отношение назовем коэффициентом качества антенны. Стремясь реализовать большие значения коэффициента качества, необходимо обеспечить высокий коэффициент усиления и малое значение суммарной шумовой температуры.

Тип бортовой антенны выбирается, исходя из накладываемых на нее требований. Если спутник находится на геостационарной орбите, он находится на высоте, с которой угловой размер Земли примерно 18° . Тогда, если ширина диаграммы направленности антенны равна угловому размеру Земли, то в области, над которой находится антенна, может быть налажена связь. Если спутник на 5...10 тыс. км, то с этой высоты угловой размер намного больше. Тогда можно использовать антенну с почти изотропной ДН, либо многолучевую антенну, каждый луч которой при движении спутника должен поворачиваться, чтобы оставаться направленным на соответствующую земную станцию.

Антенна земной станции должна быть все время направлена на ИСЗ, что вызвано необходимостью обеспечить непрерывную во времени связь. Поэтому перемещение спутника по орбите требует синхронного слежения за ним антенной ЗС. С этой целью антенные системы ЗС снабжаются устройствами наведения и сопровождения (ручного или чаще автоматического), обеспечивающими поворот антенны одновременно с перемещением спутника. Наличие таких устройств увеличивает стоимость антенны ЗС, делает ее более сложной в обслуживании, в определенной степени снижает надежность ее работы.

В космических аппаратах вместе с рупорными, зеркальными и прочими все большее значение начинают приобретать большие антенные системы: антенные решетки, фазированные антенные решетки (ФАР). В перспективе предусматривается создание космических антенных платформ с набором антенн различного назначения, и в том числе применение развешиваемых в космосе антенн [3].

Свое место в этой сфере нашли и спиральные антенны. Они представляют собой цилиндрическую спираль из провода длиной несколько λ , один конец которой соединяется с внутренним проводником коаксиальной линии, а другой — свободен. Это накладывает ограничения на их использование. На длинных волнах существует ограничение по габаритам, а на коротких — точность изготовления и технологичность конструкции [2]. Внешний проводник коаксиальной линии присоединяется к экрану, служащему для ослабления обратного излучения. При наличии диска — отражателя излучение становится однонаправленным и, следовательно, усиливается.

Создание антенны выполняется в три этапа. Во-первых, из проводника скручивается первичная спираль с углом подъема α' и радиусом a' . На втором этапе полученный спиралевидный проводник наматывается на цилиндрическую поверхность радиуса a . Спираль, обернутая, вокруг цилиндра, принимает искомую форму с углом подъема α . Затем антенна мон-

тируется на экране. Для создания спиралевидного провода (первичной спирали) используется несколько сердечников разного диаметра. Они обработаны для разных углов подъема α' . Далее провод наматывается на сердечник для придания спиральной формы с этими углами. Процесс продолжается до тех пор, пока не получится спираль с достаточным количеством витков, требуемых по техническому заданию.

Спиральные антенны могут работать с коэффициентом перекрытия от 1.5 до 10 в широкой полосе частот. Они делятся на однозаходные и многозаходные с односторонней либо многосторонней намоткой. Очень часто, для повышения жесткости конструкции намотка спирали осуществляется на диэлектрическом каркасе [1].

Земные станции передают радиосигнал на спутник в определенной полосе. Диапазон частот на передачу радиосигнала с земной станции отличается от частотного спектра сигнала, ретранслируемого со спутника. Проще говоря, для передачи радиосигнала используется один диапазон частот, а для ретрансляции – другой. Это можно объяснить различиями в слоях атмосферы.

С увеличением высоты снижается влажность, плотность воздуха и температура, что сказывается на распространении волн. В тропосфере радиоволны длиннее 0,3 м практически не поглощаются, т.к. проводимость воздуха там мала. После тропосферы идет слой стратосферы, в котором воздух еще более разрежен, но за счет малой проводимости влияния на распространение радиоволн не происходит. Выше 60 км находится слой ионосферы, в котором происходит ионизация газов ультрафиолетовыми и космическими лучами. Это делает ионосферу токопроводящей. Степень ионизации при этом различна, но на некоторых высотах наблюдается максимум ионизации из-за неоднородности структуры ионосферы.

К электрическим характеристикам спиральных антенн можно отнести низкий уровень боковых лепестков для снижения помех наземным службам, радиорелейным линиям связи и большой коэффициент усиления. Зона обслуживания определяет ширину главного лепестка диаграммы направленности, которая обычно составляет несколько градусов. Поляризация излучения бывает линейной или круговой.

При установке приемных антенн выбирают наиболее подходящие для этого места, такие как крыши высотных зданий, балконы, в каких-то случаях установку могут произвести и на земле. Так как условия приема сигнала достаточно жесткие применяют все возможные меры для повышения отношения сигнал/шум. В зависимости от того в каком месте расположена антенна и какой там уровень сигнала, подбирается коэффициент усиления приемной антенны. В том случае, если прием хороший, высокий коэффициент усиления попросту не требуется, т.к. уровень сигнала на входе приемника большой. Тогда и размеры антенны будут не велики, что сильно упрощает конструкцию приемного устройства. Но если на входе приемника сигнал очень слабый, антенна должна быть рассчитана оптимальным способом. Поскольку шумы и помехи в тракте приема определяют уровень ближних боковых лепестков, то оптимизируется антенна именно по ним [3].

Спиральные антенны имеют излучение с вращающейся поляризацией. Если спирали находятся в горизонтальной плоскости, тогда есть возможность принимать волны с горизонтальной поляризацией, а при вертикальном расположении – с вертикальной. Использование антенны составленной из двух параллельно закрепленных спиралей позволяет получить входное сопротивление 65-80 Ом, что удобно при питании ее коаксиальным кабелем без применения согласующих устройств. При передаче такая антенна, в зависимости от направления намотки спирали, излучает поле право или лево поляризованное.

Наряду со спиральными антеннами в космических аппаратах также возможно применение спирально-винтовых структур. Тогда возникает вопрос целесообразности использования первых. Сравнивая спирально-винтовую и спиральную антенны со схожими характеристиками можно ответить на данный вопрос. Диапазоны частот спутниковой связи определяются “Регламентом радиосвязи”, при этом принимается во внимание специфика, уровень ра-

диопомех и влияние других факторов. Для подвижной спутниковой связи выделяется полоса частот 1,9-2,2 ГГц. Несмотря на то, что данные виды антенн имеют схожие диаграммы направленности и примерно одинаковые коэффициенты усиления на одних и тех же частотах, входной импеданс все же различен. Для спирально-винтовой структуры он немного ниже, что лучше для заказчика, т.к. такую антенну будет проще согласовать с питающим кабелем. Также есть выигрыш и по габаритам.

Библиографический список

1. Шостак А.С. Антенны и устройства СВЧ. Часть 2. Антенны. Томск – 2010.
2. Юрцев О.А., Рунов А.В., Казарин А.Н. Спиральные антенны. Москва, «Советское радио» 1974.
3. Козырев Н.Д. Антенны космической связи. Москва, «Радио и связь» 1990.

УДК 621.373; ГРНТИ 47.41.37

АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА С ВЫСОКОЙ РАЗРЯДНОСТЬЮ

Г.О. Калыгин

**Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и
Николая Григорьевича Столетовых
Россия, Владимир, gkalygin@yandex.ru*

Аннотация. В статье рассматриваются вопросы, связанные с реализацией синтезатора частоты в форме рекурсивного фильтра второго порядка, требующего реализации умножения и сложения высокой разрядности.

Ключевые слова: генератор, гармонический сигнал, рекурсивный фильтр, DSP48.

ALGORITHM FOR FORMING A HARMONIC SIGNAL HIGH DISCHARGE

G.O. Kalygin

**Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov,
Russia, Vladimir, gkalygin@yandex.ru*

Abstract. The article discusses issues related to the implementation of a frequency synthesizer in the form of a second-order recursive filter, which requires the implementation of multiplication and addition of high bitness.

Keywords: generator, harmonic signal, recursive filter, DSP48.

Идея реализации синтезатора частоты в виде рекурсивного фильтра была впервые предложена в 2001 году в статье [1]. Для реализации генератора необходимо выполнить одну операцию умножения и одно сложение. Достоинством генератора гармонического сигнала на базе рекурсивного фильтра является отсутствие затрат памяти и высокое разрешение по частоте. Недостатком схемы является зависимость характеристик от разрядности данных, умножителя и сумматора, зависимость требуемой разрядности от соотношения частоты сигнала f и тактовой частоты устройства f_d . В работе [2] приведены результаты исследования схемы – точности установки частоты, коэффициента гармонических искажений (THD) при использовании разрядности операндов умножителя 32 разряда. В работе предлагается способ реализации умножителя генератора для большой разрядности данных и коэффициента фильтра.

Схема генератора приведена на рисунке 1.

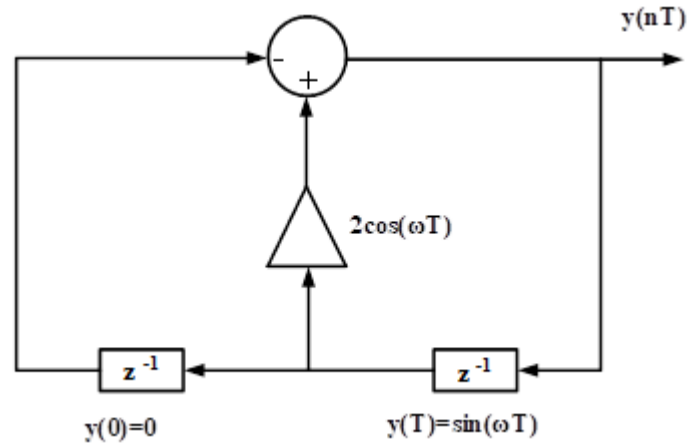


Рис. 1. Схема генератора гармонического сигнала

В схеме необходимо выполнять умножение на константу $\cos(\omega T)$ (умножение на 2 реализуется сдвигом), при увеличении отношения f_d/f значение этого коэффициента стремится к «1»: при увеличении f_d/f в 2 раза первый «0» перемещается на 2 двоичных разряда вправо, иллюстрация этой зависимости приведена в таблице 1.

Таблица 1. Двоичный код константы $\cos(\omega T)$

f_d/f	$\cos(\omega T)$	Двоичный код $\cos(\omega T)$ – первые 18 разрядов
8	0,707106781186548	0,101101010000010011
16	0,923879532511287	0,111011001000001101
32	0,980785280403230	0,111110110001010000
64	0,995184726672197	0,111111101100010000
128	0,998795456205172	0,111111111011000000
256	0,999698818696204	0,111111111110110000
512	0,999924701839145	0,111111111111101000
1024	0,999981175282601	0,11111111111111011
2048	0,999995293809576	0,11111111111111110

Исследование характеристик генератора, выполненные на модели в *Matlab* показали, что для обеспечения характеристик устройства на уровне аналогов (динамический диапазон (*SFDR*) не менее 90 дБ) в широком диапазоне выходных частот, необходимо использовать разрядность данных не менее 40, что влечет применение многоразрядных умножителей.

Далее рассматривается прием, позволяющий снизить разрядность операндов умножителя.

Выход генератора описывается уравнением:

$$y(nT) = 2 \cos(\omega T) y((n-1)T) + y((n-2)T),$$

$$y(0) = 0; y(T) = \sin(\omega T).$$

Анализ множителя $\cos(\omega T)$ (таблица 1), показал, что двоичное представление константы содержит определенное число «1» и некоторый двоичный код. При увеличении соотношения f_d/f число «1» увеличивается, т.е. и разрядность множителей тоже должна быть больше, для f_d/f равного 10^6 количество «1» будет 35, а для 10^9 – 55.

Для заданного соотношения f_d/f количество разрядов $\cos(\omega T)$ содержащих последовательность «1» обозначим R_1 . Двоичный код, следующий за R_1 «1» обозначим K_{3H} , а код, состоящий из R_1 «0» - K_{R0} .

Представим $\cos(\omega T)$ в виде:

$$\cos(\omega T) = 0, K_{R1} + 0, K_{R0} K_{3H},$$

где $K_{R1} = 11 \dots 11$ содержит R_1 «1».

Например, для $f_d/f = 256$ в таблице 1:

$$\cos(\omega T) = 0,11111111110110000 = 0,11111111111 + 0,000000000000110000,$$

$$R_1 = 11,$$

$$K_{R1} = 1111111111,$$

$$K_{3H} = 0110000.$$

Так как двоичное представление K_{R1} содержит только «1», поэтому

$$0, K_{R1} = 1 - 0, K_{R0} 1,$$

$$K_{R0} 1 = 00 \dots 001 \text{ содержит } R_1 \text{ «0» и одну «1» в разряде } R_1 + 1.$$

Умножение отсчета $y((n-1)T)$ на $\cos(\omega T)$ можно выполнить по схеме:

$$y((n-1)T) \cos(\omega T) = (0, K_{R1} + 0, K_{R0} K_{3H}) y((n-1)T) = (1 - 0,000 \dots 001 + 0, K_{R0} K_{3H}) y((n-1)T) = y((n-1)T) - 2^{-(R_1+1)} y((n-1)T) + 2^{-R_0} 0, K_{3H} y((n-1)T).$$

Схема умножения приведена на рисунке 2.

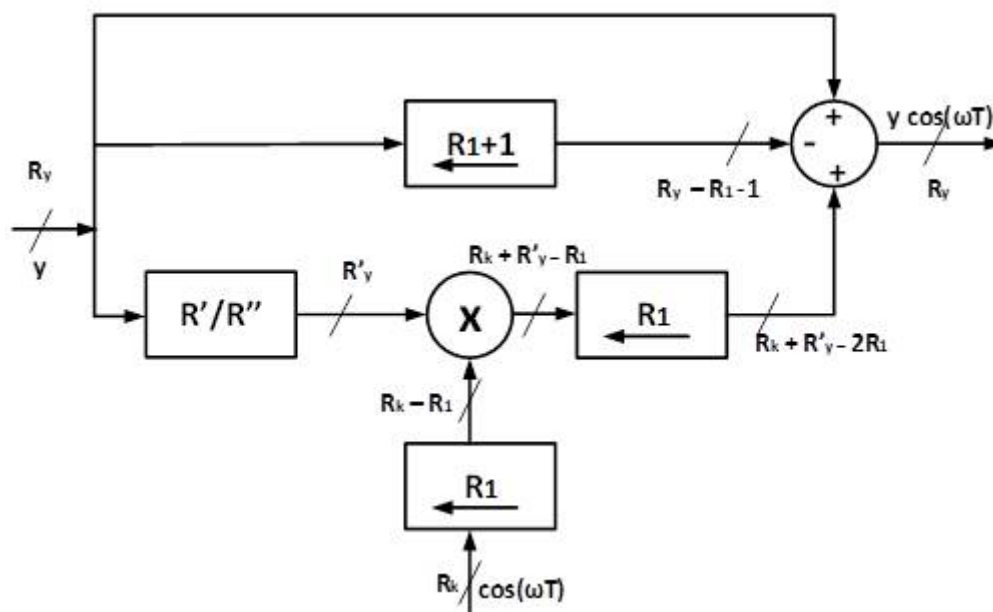


Рис. 2. Схема умножения на $\cos(\omega T)$

Параметром схемы умножения является значение R_1 , используемое в сдвиговых регистрах, умножение выполняется с фиксированной разрядностью операндов (можно использовать конечный набор разрядностей [3]). Из соотношения разрядностей в разных точках схемы видно, что разрядность R_k константы $\cos(\omega T)$ есть сумма разрядности данных R'_y , подаваемых на вход множительного устройства и параметра схемы R_1 , что позволяет значительно увеличить диапазон частот генератора.

Чтобы уменьшить ошибку, обусловленную разрядностью данных при сдвиге y на $R_1 + 1$ необходимо использовать повышенную разрядность для y и усекать ее до R' , при умножении.

При реализации генератора в базисе ПЛИС для умножения можно использовать блоки *DSP48*. Блок *DSP48E1* (ПЛИС *Xilinx 6* и *7* серии) позволяет умножать операнды с разрядностью 18 и 25, *DSP48E2* (ПЛИС *Xilinx Ultrascale* и *Ultrascale+*) – 18 и 27. Соединением двух или трех *DSP48* можно увеличить разрядность операндов умножителя. При использовании одного блока *DSP48E1* умножение будет выполняться с 18 значащими разрядами константы $\cos(\omega T)$ и 25 разрядами отсчетов сигнала.

Библиографический список

1. Al-Ibrahim M.M. A simple recursive digital sinusoidal oscillator with uniform frequency spacing / Al-Ibrahim M.M. // ISCAS 2001 - 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Conference Proceedings, 2, art. no. 921164, pp. 689-692.
2. Jassim, M. A. Performance Analysis of Single-Multiplier Digital Sine-Cosine Generators / M. A. Jassim, N. Q. Noor. // Al-Rafidain Engineering. — 2012. — Vol.20, No. 4 — pp. 32-46.
3. Зотов, В. Разработка компонентов устройств ЦОС, реализуемых на базе аппаратных модулей *DSP48* в ПЛИС *FPGA* серии *Virtex-5*, с помощью «мастера» *Architecture Wizard* серии *Xilinx ISE* / В. Зотов. — Текст : непосредственный // Компоненты и технологии. — 2009. — № 7. — С. 72-80.

УДК 621.391; ГРНТИ 49.43.29

ИДЕНТИФИКАЦИЯ КАНАЛА ПРИ СЛЕПОЙ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ В ПРИЕМНЫХ МОДУЛЯХ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ

А.А. Афанасьев, А.В. Будяков

Академия Федеральной службы охраны Российской Федерации,
Российская Федерация, Орел, fromnet@yandex.ru

Аннотация. В работе рассматриваются подходы к идентификации канала связи при слепой обработке сигналов в приемных модулях системы радиосвязи. Приводятся их основные особенности, а также используемые принципы обработки сигналов.

Ключевые слова: идентификация канала связи, слепая обработка сигналов, импульсная характеристика.

THE CHANNEL IDENTIFICATION AT BLIND PROCESSING SIGNALS IN RECEIVING SYSTEM MODULES OF THE RADIO COMMUNICATION

A.A. Afanasjev, A.V. Budjakov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, horek.colupaeva@yandex.ru

The summary. The paper discusses the the channel identification at blind processing signals in receiving system modules of the radio communication. Their main features and also the used principles of signal processing are given.

Keywords: tification of a communication channel, blind signal processing, pulse response.

В последние десятилетия активно развиваются методы слепой обработки сигналов (СОС), которые связаны с приемом сигналов в системах цифровой связи, прошедших через канал с неизвестными характеристиками на фоне шумов. При СОС одной из основных задач является идентификация канала связи, которая заключается в оценке его характеристик[1].

В общем случае непрерывная модель канала в системах электросвязи описывается выражением

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(t, \tau) x(\tau) d\tau + v(t), \quad (1)$$

где $y(t)$ – наблюдаемый сигнал;

$H(t, \tau)$ – $m \times n$ неизвестная матрица импульсных характеристик (ИХ) с элементами $\{h_{ij}(\tau)\}$;

$v(t)$ – аддитивная помеха случайный процесс;

$x(\tau)$ – неизвестный информационный сигнал поступающий с выхода модулятора в канал связи.

Задачи слепой обработки сигналов (СОС) можно разделить на следующие взаимосвязанные направления:

1) задача слепой идентификации канала, т.е. задача оценки матрицы импульсных характеристик $H(t, \tau)$ по наблюдаемому векторному сигналу $y(t)$;

2) задача слепого выравнивания (или коррекции характеристик) канала, т.е. задача восстановления информационного сигнала $x(\tau)$ по наблюдаемому векторному сигналу $y(t)$, при неизвестной $H(t, \tau)$.

В рамках данного доклада сосредоточим наше внимание на особенностях решения первой задачи. Под идентифицируемостью канала вслепую понимается возможность восстановления его импульсной характеристики $H(t, \tau)$ с точностью до диагональной матрицы комплексных множителей. При этом в качестве доступной информации, влияющей на решение поставленной задачи, имеются только значения принимаемого сигнала на входе демодулятора системы связи.

Усложнив поставленную задачу, рассмотрим случай при котором параметры тестовой детерминированной последовательности поступающей с выхода модулятора являются неизвестными на приеме. Таким образом, отсутствует возможность прямой оценки характеристик канала связи по тестовому сигналу на основе обобщенного критерия минимума средней вероятности ошибки. Дополнительно необходимо учитывать факт нестационарности анализируемого канала связи на интервале наблюдения.

В системах высокоскоростной передачи дискретных сообщений в канале часто присутствует временное и частотное рассеяние, а также замирание сигналов. Это является следствием многолучевого распространения радиоволн, возможных эффектов рефракции и дифракции широкополосных радиосигналов в тропосферных и ионосферных слоях. Также данные явления связаны с ограниченной полосой пропускания канала. В системах подвижной радиосвязи многолучевой характер распространения сигнала вызван, в основном, переотражениями радиоволн от различных сооружений, особенностей рельефа, более того возможное движение абонентских станций в этих системах приводит к значительному доплеровскому рассеянию и, соответственно, к нестационарности канала связи [2].

Вследствие данных факторов импульсная характеристика $H(t, \tau)$ может быть описана в рамках модели комплексного гауссовского случайного процесса по переменной t . При наличии замираний и многолучевом распространении радиоволн статистическая модель данного явления описывается общей гауссовской моделью, согласно которой квадратурные компоненты в каждом луче являются комплексными гауссовскими случайными процессами [2, 3].

Данная модель канала является наиболее общей и может применяться для описания каналов с замираниями и многолучевым распространением при различных распределениях огибающей $H(t, \tau)$.

Одномерное распределения амплитуды в этом случае называют четырёхпараметрическим, поскольку оно зависит от четырёх параметров: двух математических ожиданий и двух дисперсий квадратурных компонент.

Для большинства каналов с рассеянием справедливо предположение, что процесс $h(t, \tau)$ по переменной t стационарен в широком смысле, а коэффициенты рассеяния при двух

различных задержках некоррелированы. Тогда можно записать корреляционную функцию процесса $h(t, \tau)$ в виде:

$$B(\tau, \Delta t) = M \{h(t + \Delta t, \tau) h^*(t, \tau')\}. \quad (2)$$

Если $\Delta t = 0$, корреляционная функция $B(\tau, 0)$ является средней мощностью на выходе канала как функция от задержки во времени τ . Изменения во времени импульсной характеристики канала свидетельствует о доплеровском рассеянии в канале.

Для описания связи эффекта Доплера и изменений канала во времени предполагается использовать функцию рассеяния канала, определяемую следующим выражением:

$$F(\tau, \Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} B_h(\tau, \Delta t) e^{-i2\pi\Delta f \Delta t} d\Delta t. \quad (3)$$

Функция $F(\tau, \Delta f)$ определяет меру средней мощности на выходе канала, как функцию времени задержки τ и доплеровского смещения частоты Δf . При этом начальная фаза имеет равномерное распределение на интервале $(-\pi, \pi)$.

Использование методов СОС для идентификации канала связи в этих условиях может быть ограничено их низкой скоростью сходимости. Однако методы, основанные на векторной модели канала, могут оказаться весьма эффективными [4].

Таким образом, критичным параметром для идентификации канала с быстрыми замираниями на основе СОС является скорость сходимости алгоритма. Поэтому в первую очередь наше внимание должно быть уделено тем свойствам сигналов, которые позволяют использовать методы детерминированной слепой идентификации. Это, прежде всего возможности использования векторной модели канала. При этом существует возможность использовать предлагаемый подход для слепой идентификации каналов связи характеризующихся быстрыми замираниями. Главным достоинством является возможность оценки по стационарным входным последовательностям, т. е. по любому участку принятого информационного сигнала, без пауз и специальных видов дополнительной модуляции.

Детерминированные алгоритмы слепой оценки, полученные в рамках векторной модели канала, могут быть использованы для повышения достоверности, например, систем мобильной связи, не только как альтернативный подход в сравнении с оценкой по тестовому импульсу, но и как дополнительная оценка канала, полученная в промежутке между тестовыми посылками, в случае высокой скорости замираний.

В общем случае для слепой идентификации канала связи можно использовать алгоритмы статистической идентификации, основанные на не стационарности или негауссовости принимаемого информационного сигнала. Данная гипотеза открывает возможность создания алгоритмов СОС для идентификации канала связи не требующих нестационарной структуры полезного информационного сигнала.

Для решения задачи в такой постановке предлагается вычисление кумулянтов высших порядков и дальнейший анализ полученных распределений с целью решения задачи идентификации канала связи [5].

Таким образом, применение СОС оправдано в тех случаях, когда отсутствуют априорные сведения о состоянии и характеристиках среды передачи, а, соответственно, достаточно сложно отстроить корректор канала с целью компенсации вносимых искажений.

Библиографический список

1. Цифровая обработка сигналов в изображениях и радиофизических приложениях / Под ред. В. Ф. Кравченко. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. – 544с.
2. Карташевский В.Г., Семенов С.Н., Фирстова Т.В. Сети подвижной связи. – М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 2001. – 299с.
3. Горячкин О.В. Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи. – М.: Радио и связь, 2003. – 230с.
4. Gustafson F., Wahlberg B. Blind equalization by direct examination of the input sequences // IEEE Trans. on Communications. - 1995. – Vol. SP-43, - N 7. – P. 2213-2222.
5. Горячкин О.В. Слепая обработка сигналов в системах связи на основе полиномиальных статистик // Электросвязь. – 2003. - №9. – С.30-33

УДК 621.3.088; ГРНТИ 29.03.45

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ПРИЛИВНЫХ ЯВЛЕНИЙ В ГЕОФИЗИЧЕСКИХ ПОЛЯХ ЗЕМЛИ

В.А. Ефимов

**Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и
Николая Григорьевича Столетовых
Россия, Владимир, vladefimov48@mail.ru*

Аннотация. Во всех приповерхностных геофизических полях Земли под действием сил гравитационного взаимодействия планет Солнечной системы и вследствие вращения Земли наблюдаются приливные явления. Рассмотрены различные подходы к решению этой задачи на основе критериев: минимума среднего квадрата, максимума функции правдоподобия и максимума отношения сигнал/шум. Показано, что метод узкополосной фильтрации является наиболее эффективной процедурой непрерывного анализа экспериментальных данных.

Ключевые слова: приливные явления, гармонический анализ сигналов приливных явлений, критерии эффективности обнаружения, спектрально-временной анализ нестационарных процессов, согласованная фильтрация.

COMPARATIVE ANALYSIS OF PARAMETERS ESTIMATION METHODS TIDAL PHENOMENA IN GEOPHYSICAL FIELDS OF THE EARTH

V.A. Efimov

**Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov,
Russia, Vladimir, vladefimov48@mail.ru*

Abstract. In all near-surface geophysical fields of the Earth, tidal phenomena are observed under the influence of the forces of gravitational interaction of the planets of the Solar System and due to the rotation of the Earth. The article discusses various approaches to solving this problem based on the following criteria: minimum mean square, maximum likelihood function and maximum signal-to-noise ratio. It is shown that the narrow-band filtering method is the most effective procedure for continuous analysis of experimental data.

Keywords: tidal phenomena, harmonic analysis of tidal signals, detection efficiency criteria, spectral-time analysis of non-stationary processes, matched filtering

Введение

Любой физический эксперимент направлен на получение качественной и количественной информации об объекте исследования на основе анализа полученных экспериментальных данных. Результат анализа зависит от того, насколько точно соответствует метод обработки, базирующийся на принятой математической модели исследуемого явления, его физической сущности. Математическая модель есть аналитическое описание физического эксперимента. Она не определяется однозначно исследуемым явлением и никогда не отражает всех его свойств и особенностей. Это обстоятельство порождает разработку множества

математических моделей и, соответственно, способов обработки экспериментальных данных для исследования одного и того же явления. Вместе с тем существует известный консерватизм в практическом применении методов анализа. Так, например, при изучении приливных явлений в геофизических полях широко применяется критерий минимума средних квадратов. Однако возможно использование иных процедур обработки экспериментальных данных, которые позволяют получить более надежные результаты.

Модели сигналов приливных явлений

Приливные явления наблюдаются во всех геофизических полях Земли. В соответствии с [1] физическая модель группового приливного процесса есть сумма гармонических колебаний

$$s(t) = \sum_{j=1}^N a_j \cos(\omega_j t + \phi_j), \quad (1)$$

где t – текущее время;

j – номер прилива в группе;

a_j, ω_j, ϕ_j – амплитуда, угловая скорость и начальная фаза j -той составляющей группового приливного явления $s(t)$,

N – число учитываемых компонент.

Часть параметров в модели (1) задаются достаточно точно. Значения ω_j и ϕ_j определяются аналитически из уравнений гравитационного взаимодействия Луны и Земли при их орбитальном движении в Солнечной системе [2]. Принято считать, что a_j есть величина постоянная, по крайней мере, на интервале анализа. Однако при длительных наблюдениях (годовых и более) это утверждение не соответствует действительности. Динамика амплитуд составляющих приливных явлений представляет научный интерес и может учитываться при фундаментальных астрономических наблюдениях, изучении процессов прецессии и нутации мгновенной оси вращения Земли в пространстве, высокоточном нивелировании, в гидрологии и вулканологии, при гравиметрической разведке и изучении внутренней структуры Земли.

На практике результаты экспериментальных измерений интенсивности геофизических полей $y(t)$ принято рассматривать в виде аддитивной смеси полезного сигнала $s(t)$, случайного «дрейфа нуля» измерительного прибора $d(t)$, результата воздействия на измерительную систему метеофакторов $e(t)$ и случайной гауссовой компоненты $n(t)$ по формуле (2):

$$y(t) = s(t) + d(t) + e(t) + n(t) = s(t) + N(t). \quad (2)$$

Если на интервале наблюдения T амплитуду j -той составляющей группового приливного явления рассматривать как неизвестную и неизменяющуюся во времени величину a_{jx} (процесс, по меньшей мере, локально стационарен), то её математическая модель в соответствии с (1) может быть записана в виде (3):

$$s_{jx}(t) = a_{jx} \cos(\omega_j t + \phi_j). \quad (3)$$

С учетом моделей (1 - 3) рассмотрим алгоритмы оценки величины a_{jx} при обработке экспериментальных данных процедурами, основанными на критериях: минимума среднего квадрата, максимума функции правдоподобия и максимума отношения сигнал/шум.

Процедура оценки a_{jx} по критерию минимума среднего квадрата

В соответствии с этим критерием усредненное по интервалу анализа T квадратичное значение функции невязки экспериментальных данных $y(t)$ и модели (3) равно

$$R(a_{jx}) = \frac{1}{T} \int_0^T [y(t) - s_{jx}(t)]^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^T y^2(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T s_{jx}^2(t) dt - \frac{1}{T} \int_0^T 2s(t)s_{jx}(t) dt - \frac{1}{T} \int_0^T 2N(t)s_{jx}(t) dt = I_1 + I_2 + I_3 + I_4 \quad (4)$$

Минимум функции $R(a_{jx})$ по координате a_{jx} , находится градиентным методом поиска. Можно показать, что (5):

$$a_{jx} \cdot I = a_j \cdot I + \frac{2}{T} \int_0^T \sum_{i=1 \neq j}^{N-1} a_i \cos(\omega_j t + \varphi_j) \cos(\omega_i t + \varphi_i) dt + \frac{2}{T} \int_0^T N(t) \cos(\omega_j t + \varphi_j) dt, \quad (5)$$

где $I = \frac{2}{T} \int_0^T \cos^2(\omega_j t + \varphi_j) dt = 1 - \frac{1}{2\omega_j T} [\sin 2(\omega_j T + \varphi_j) - \sin 2\varphi_j].$

При $\omega_j T \gg 1$, что всегда наблюдается на практике, $I \sim 1$ и оценка амплитуды j – той составляющей приливного явления равна (6):

$$\hat{a}_j = a_j + \frac{2}{T} \int_0^T \sum_{i=1 \neq j}^{N-1} a_i \cos(\omega_j t + \varphi_j) \cos(\omega_i t + \varphi_i) dt + \frac{2}{T} \int_0^T [d(t) + e(t)] \cos(\omega_j t + \varphi_j) dt + \frac{2}{T} \int_0^T n(t) \cos(\omega_j t + \varphi_j) dt. \quad (6)$$

Для точного выполнения равенства $I = 1$ необходимо выбрать время анализа равным $T = \pi/\omega_j$.

Анализ выражения (6) показывает, что погрешность оценки амплитуды $\hat{a}_j$ зависит от величины, пропорциональной корреляции j – той составляющей с остальными $N-1$ компонентами группового приливного явления, «дрейфом нуля» измерительного прибора, в том числе и под влиянием метеофакторов и шумовой составляющей. С частотной точки зрения вклад i -той ($i = 1 \dots N-1, i \neq j$) компоненты в оценку амплитуды j -той составляющей определяется результатом низкочастотной фильтрации суммы комбинационных частот, возникающих при перемножении двух гармонических колебаний с разными частотами.

Если разностная частота $\omega_j - \omega_i$ находится в рабочей полосе частот интегратора, то погрешность измерений зависит от амплитуды a_i . Для интегратора нижняя граничная частота равна нулю, а верхняя $\omega_b = 1/T$. С ростом T погрешность измерений уменьшается, так как уменьшается число комбинационных частот, попадающих в полосу частот интегратора, вместе с тем растет разрешающая способность. Однако на большом интервале времени исследуемые явления не могут рассматриваться как стационарные процессы, и тогда полученная оценка $\hat{a}_j$ не соответствует действительному значению. Поэтому этот вид погрешности мо-

жет быть уменьшен только за счет изъятия (компенсации) из экспериментальных данных наиболее мощных мешающих составляющих, близких по частоте к ω_j [2]. Следовательно, точность измерения амплитуды j -той составляющей зависит от точности измерения амплитуд всех остальных составляющих, корректностью проведения операции компенсации и не может быть повышена за счет существенного увеличения интервала анализа T .

Погрешности, обусловленные «дрейфом нуля» и влиянием метеофакторов, также могут быть снижены путем введения в экспериментальные данные компенсирующих сигналов, которые формируются на основании детерминированных или стохастических моделей [1]. Вместе с тем вклад в погрешность измерений шумовых составляющих следует рассматривать как результат прямого переноса «белого» гауссова шума в полосе $\Delta f = 1/\pi T$ Гц с центром ω_j в область нижних частот. При этом дисперсия преобразованного процесса будет определяться величиной Δf и спектральной плотностью входных шумов.

Рассмотренный способ оценки величины $\hat{a}_j$ является прямым методом подгонки. Он предполагает задание априорной информации в виде параметров гармонических функций, сумма которых образует математическую модель исследуемого явления, а также разработку адекватных моделей изменения характеристик измерительной системы под воздействием метеофакторов. При этом предполагается, что на интервале анализа исследуемый процесс стационарен, с чем не всегда можно согласиться, а погрешности задания ω_i и φ_i достаточно малы. Метод подгонки не позволяет уверенно утверждать, что применяемые математические модели действительно адекватны наблюдаемым явлениям. Тем не менее, на основе этого подхода разработаны и нашли широкое применение в научно-исследовательской практике хорошо развитые программные продукты *ETERNA 3.0* [4], *VAV* [3] и др.

Процедура оценки a_{jx} по критерию максимума функции правдоподобия

Ясно, что составляющие $d(t)$ и $e(t)$ в (2) при любой процедуре обработки должны быть скорректированы тем или иным образом. Объединим скорректированные значения с $n(t)$, тогда экспериментальные данные $y(t)$ следует рассматривать как аддитивную смесь полезного сигнала (1) и случайного процесса $N(t)$ с равномерной спектральной плотностью $N_0/2$, по крайней мере, в полосе Δf . Так как число компонент в $N(t)$ велико, его можно считать гауссовым.

Для такой модели в соответствии с критерием максимума правдоподобия может быть построена эффективная оценка амплитуд $\hat{a}_j$. Действительно, гармоническое колебание с параметрами a_{jx} , ω_j , φ_j на интервале времени T обладает энергией (7):

$$E(a_{jx}) = \int_0^T a_{jx}^2 \cos^2(\omega_j t + \varphi_j) dt = \frac{a_{jx}^2 T}{2} \left(1 - \frac{\sin 2(\omega_j T + \varphi_j) - \sin 2\varphi_j}{2\omega_j T} \right) \approx \frac{a_{jx}^2 T}{2} \text{ при } \omega_j T \gg 1. \quad (7)$$

Функция правдоподобия реализации $y(t)$ на интервале анализа T при условии, что шумы гауссовы, имеет вид [5]

$$W(y(t)/a_{jx}) = C \exp \left(\frac{2z - E(a_{jx})}{N_0} \right), \quad (8)$$

$$z = \int_0^T y(t) s_x(t) dt = a_{jx} a_j \int_0^T \cos^2(\omega_j t + \varphi_j) dt + a_{jx} \int_0^T \sum_{i=1, i \neq j}^{N-1} a_i \cos(\omega_j t + \varphi_j) \cos(\omega_i t + \varphi_i) dt +$$

$$+ a_{jx} \int_0^T N(t) \cos(\omega_j t + \varphi_j) dt = a_{jx} Z. \quad (9)$$

Тогда оценкой $\hat{a}_{jx}$ является точка максимума по a_{jx} функции $2a_{jx}Z - a_{jx}^2 T/2$. Единственный максимум этого квадратичного двучлена соответствует значению $Z = a_{jx}T/2$ или

$$\hat{a}_j = \frac{2}{T} Z = a_j + \frac{2}{T} \int_0^T \sum_{i=1 \neq j}^{N-1} a_i \cos(\omega_j t + \varphi_j) \cos(\omega_i t + \varphi_i) dt + \frac{2}{T} \int_0^T N(t) \cos(\omega_j t + \varphi_j) dt. \quad (10)$$

Соотношения (10) и (6) по существу совпадают, следовательно, погрешность оценки $\hat{a}_j$ будет такая же, как и у оценки по минимуму среднего квадрата, и все способы её уменьшения остаются прежними.

С реализационной точки зрения полученная оценка $\hat{a}_j$ требует существенно меньших вычислительных затрат, чем по методу минимума среднего квадрата. Существует возможность получения оценки комплексной амплитуды, т.е. требование точного априорного знания фазы амплитуды приливного явления φ_j не является обязательным условием. В этом случае математическая модель приливного явления записывается в комплексном виде

$$\dot{S}_{jx}(t) = a_{jx} \cos \varphi_j \cos \omega_j t - j a_{jx} \sin \varphi_j \sin \omega_j t = A_{jx} \cos \omega_j t - j B_{jx} \sin \omega_j t, \quad (11)$$

где j – мнимая единица, соответственно комплексная корреляция равна

$$\dot{Z} = \int_0^T y(t) A_{jx} \cos \omega_j t dt + j \int_0^T y(t) B_{jx} \cos \omega_j t dt = Z_1 + j Z_2. \quad (12)$$

Тогда оценки амплитуды и фазы приливного явления определяются в соответствии с выражениями

$$\hat{a}_j = \frac{1}{T} \sqrt{Z_1^2 + Z_2^2}, \quad \hat{\varphi}_j = \arctg(Z_2 / Z_1) + \pi \frac{\text{sign} Z_1 - 1}{2}. \quad (13)$$

Погрешности оценок будут определяться отношением сигнал/(шум+помеха), где помехой являются сигналы приливных явлений на смежных частотах.

Рассмотренная процедура получения параметров приливных явлений применительно к процессам, наблюдающимся в электрическом поле Земли, рассмотрена в [6]. Разрешающая способность метода по частоте определяется интервалом анализа T , на котором исследуемый процесс предполагается локально стационарным. Выход за временные рамки локальной стационарности приводит к сглаживанию полученных оценок, то есть к потере важной информации. Вместе с тем по-прежнему остается открытым вопрос о соответствии используемой математической модели реальным явлениям, существующим в геофизических полях. Представляет также научный интерес вопрос о реальной стабильности ω_j , φ_j на больших интервалах времени и как меняется при этом a_j . Ответы на эти вопросы позволяет получить линейная фильтрация экспериментальных данных в соответствии с критерием максимума отношения сигнал/шум [5].

Процедура оценки a_{jx} по критерию максимума отношения сигнал/шум (линейная согласованная фильтрация)

Согласованным (СФ) называется линейный фильтр, импульсная характеристика которого $h(t)$ пропорциональна зеркальному отображению сигнала $s(t)$ относительно вертикали t_0 , делящей пополам интервал времени $(0, \tau)$, где он существует, т.е. $h(t, t_0) = s(t_0 - t)$. Частотная характеристика СФ комплексно сопряжена со спектром сигнала длительностью T_s . Применительно к модели сигнала (3) его амплитудно-частотный спектр есть функция (при нулевом фазовом сдвиге и единичной амплитуде) [7]

$$S_j(\omega) = \frac{1}{2} \text{sinc} \left[\frac{(\omega - \omega_j) T_s}{2} \right]. \quad (14)$$

Если $S_j(\omega)$ взвесить оконным преобразованием с нулевыми значениями на концах частотного интервала $\omega_j \pm 1/T_s$, то фильтр (14) становится реализуемым, и он является хорошим приближением к СФ для гармонического сигнала длительностью T_s на частоте ω_j . Фактически это есть узкополосная линейная резонансная система с центральной частотой настройки ω_j и рабочей полосой $\Delta\omega$, зависящей от T_s и типа применяемого окна. Ширина полосы пропускания $\Delta\omega$ выбирается достаточно малой, чтобы сигнал на выходе СФ нес неискаженную информацию об энергии входного процесса в полосе $\Delta\omega$ относительно центральной частоты настройки фильтра. С другой стороны, $\Delta\omega$ должна быть достаточно широкой, чтобы адекватно отображать динамику изменения амплитуды сигнала. Значение $\Delta\omega$ определяет разрешающую способность СФ по частоте, которая не зависит от T , как в рассмотренных выше методах, причем $T > T_s$. Отклик СФ отслеживает медленное изменение частоты и амплитуды сигнала на входе в каждый момент времени, и он приблизительно такой же, какой имеет гармоническое колебание на входе системы с этими значениями частоты и амплитуды.

Импульсная характеристика фильтра $h_j(t)$ находится как усеченное обратное преобразование Фурье от (14). Реакция СФ на входное воздействие $y(t)$ определяется формулой (15):

$$\begin{aligned} s_{\text{блх}}(t) = \int_0^{T_s} h_j(\tau) y(t - \tau) d\tau = a_{jx} \cos(\omega_j t + \varphi_{jx}) = a_j \cos(\omega_j t + \varphi_j + \theta_j) + \\ + \int_0^{T_s} h_j(\tau) \sum_{i=1 \neq j}^{N-1} a_i \cos[\omega_i(t - \tau) + \varphi_i] d\tau + \int_0^{T_s} h_j(\tau) N(t - \tau) d\tau, \end{aligned} \quad (15)$$

и есть сумма гармонического колебания с амплитудой a_j на частоте ω_j , отклика СФ на детерминированные составляющие и отклика СФ на случайные составляющие $y(t)$. Если $\Delta\omega < (\omega_j - \omega_i)$ для любых i и j , то вкладом детерминированных составляющих в (15) можно пренебречь. Так как СФ является узкополосной резонансной системой, то её отклик на $N(t)$ есть нормальный случайный процесс с нулевым матожиданием и дисперсией $\sigma^2 \Delta\omega$, зависящей от $\Delta\omega$. Все остальные составляющие в (15) являются квазигармоническими колебаниями. Их аддитивная смесь также есть квазигармоническое колебание на частоте ω_j , огибающая и начальная фаза которого изменяются во времени

$$s_{\text{блх}}(t) = S(t) \cos \psi(t).$$

Огибающая $S(t)$ содержит детерминированную компоненту a_j , которая на большом интервале наблюдения T , возможно, меняется во времени, и некоррелированную с ней случайную составляющую $\zeta(t)$, распределенную по Релею. Соответственно, фаза колебания $\psi(t)$

равна сумме линейной составляющей $\omega_j t$, начальной фазы φ_j , вносимого СФ фазового сдвига Θ_j и случайной шумовой компоненты.

Статистический анализ величин $S(t)$ и $\psi(t)$, полученных при долговременном мониторинге, позволяет ответить на вопрос: параметры какого процесса (детерминированного или случайного) были измерены и каковы их значения [8]. Процедура согласованной фильтрации позволяет экспериментально измерить начальную фазу φ_j , частоту ω_j и динамику изменения амплитуды a_j выделенного колебания и ответить на вопрос о его детерминированности.

Рассмотренный подход является инструментом, позволяющим выделять из экспериментальных данных сигналы приливных явлений и получать оценки их параметров при исследованиях любых геофизических полей. При фильтрации входного сигнала системой замыкающих друг к другу узкополосных фильтров экспериментально измеряется переменный во времени спектр, являющий одной из форм описания нестационарных процессов [9]. Этот метод был использован для анализа динамики вариаций напряженности электрического поля Земли [10].

Заключение

Из рассмотренных подходов к оценке параметров скрытых гармонических колебаний в экспериментальных данных, полученных при измерении интенсивности геофизических полей, метод согласованной (узкополосной) фильтрации является наиболее эффективной процедурой, позволяющий ответить на вопрос о детерминированности исследуемого явления. Его разрешающая способность не ограничена временем локальной стационарности исследуемых явлений. На практике метод позволяет осуществлять непрерывный мониторинг параметров сигналов приливных явлений в геофизических полях и получать их мгновенные значения. Реализация метода не требует использования значительных вычислительных мощностей.

Библиографический список

1. Tamura Y. A Procedure for Tidal Analysis with a Bayesian Information Criterion / Y. Tamura, T. Sato, M. Ooe, M. Ishiguro. – J. Geod. Soc. Japan, Vol. 104., 1991. – Pp. 507-517.
2. Мельхиор П. Земные приливы / П. Мельхиор. – М.: Мир, 1968. – 482 с.
3. Venedikov A. Program VAV/2000 for Analysis of Unevenly Spaced Data with Irregular Drift and Colored Noise / A. Venedikov, J. Arnoso, R. Vieira. – J. Geod. Soc. Japan, Vol. 47, No. 1, 2001. – Pp. 281-286.
4. Wenzel H.-G. Earth Tide Analysis Package ETERNA 3.0. Bull. d'Information Marées Terrestres, 118, 1994. – Pp. 8719-8721.
5. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин. Т2. – М.: Советское радио, 1968. – 504 с.
6. Грунская Л.В. Оценка параметров электрического поля приземного слоя атмосферы на основе корреляционного приема: Дисс. на соиск. Ученой степени д.т.н.: 051204/Л.В. Грунская – Владимир, 2006. – 258 с.
7. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. / И.С. Гоноровский. Учебник для вузов. – М.: Советское радио, 1977. – 608 с.
8. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин. Т1. – М.: Советское радио, 1974. – 552 с.
9. Бендат Дж. Измерение и анализ случайных процессов. Пер. с англ. под ред. И.Н. Коваленко / Дж. Бендат, А. Пирсол. – М.: Мир, 1971. – 408 с.
10. Ефимов В.А. Структура вариаций электрического поля Земли в диапазоне частот $1 \cdot 10^{-5} \div 2,5 \cdot 10^{-5}$ Гц / В.А. Ефимов, Л.А. Калыгина // Динамика сложных систем. – 2015. - №2. – С. 39-45.

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, pilipchuk_98@list.ru*

Аннотация. В работе рассматриваются алгоритмы сверхразрешения. Приводятся их основные особенности, достоинства и недостатки, а также проведен анализ работы каждого алгоритма.

Ключевые слова: сверхразрешение, метод Прони, MUSIC, ROOT-MUSIC.

THE STUDY OF ALGORITHMS FOR SUPERRESOLUTION

E.A. Pilipchuk

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, pilipchuk_98@list.ru*

The summary. The paper deals with the algorithms of superresolution. Their main features, advantages and disadvantages are given, as well as an analysis of the operation of each algorithm.

Keywords: super-resolution, Proni method, MUSIC, ROOT-MUSIC.

В литературе методы сверхразрешения для задач пеленгования подразделяются [1] на параллельные и последовательные.

Параллельные алгоритмы относятся к алгоритмам проецирования или алгоритмам, основанным на разделении пространств сигнала и шума. К ним относятся методы ROOT-MUSIC и ESPRIT, в которых основное внимание уделяется использованию линейных эквивалентных антенных решеток [2].

Последовательные алгоритмы выполняют последовательный пространственный анализ или сканирование в пространстве. Выходное напряжение создается как непрерывная функция угловой координаты.

С помощью этих методов направления излучения на объекты оцениваются по пеленгаторному (пеленгационному) рельефу. В качестве пеленгатора используется зависимость мощности выходного сигнала антенной решетки от направления, на которое настроена система обработки сигналов. Мощность принимаемых сигналов оценивается по максимумам выходного значения. Эти алгоритмы оценки направления прихода сигнала имеют несколько важных преимуществ:

1. Эти методы характеризуются отсутствием временных провалов чувствительности, во время которых переходные сигналы могут появляться случайным образом и, следовательно, не обнаруживаются.
2. При электронном управлении диаграммой направленности скорость сканирования заданной области пространства ограничивается скоростью вычислений.

Таким образом, угловые координаты объектов излучения в последовательном изучении пространства находятся с помощью математического сканирования с использованием пространственного опорного сигнала, а затем находится положение максимумов. Главный недостаток этих методов - невысокая оценка. Кроме того, пеленгация на основе оценки пространственного спектра излучения сопровождается сдвигом угловых оценок при наличии временной корреляции. Для устранения применяется усложнение алгоритмов обработки сигналов [1, 3].

В этой статье мы рассмотрим 3 метода сверхвысокого разрешения:

Метод Прони

Метод Прони [4] основан на оценке пространственных частот и априорнозаданной пространственной конфигурации антенной решетки, на основе которой определяется угол прихода сигналов.

Реализацию этого метода можно разделить на несколько этапов:

Первый шаг - оценка АР - параметров $a[m]$ на основе ковариационной модели линейного предсказания с оценкой количества показателей (экспонент) p согласно правилам выбора порядка модели АР.

Второй шаг состоит в нахождении корней полинома, образованного из коэффициентов линейного предсказания $a[m]$.

Когда значения $z_1 \dots z_p$ находятся с использованием линейного предсказания методом наименьших квадратов и полиномиальной факторизации, аппроксимация $\hat{x}[m]$ становится линейной относительно остальных неизвестных параметров $h_1 \dots h_p$. Найденные параметры z_i и h_i позволяют найти коэффициенты затухания α_i , частоты f_i , амплитуды A_i и начальные фазы Θ_i :

$$\alpha_j = \ln|z_j|,$$

$$f_j = \frac{\arctg\left[\frac{\operatorname{Im}(z_j)}{\operatorname{Re}(z_j)}\right]}{2\pi T},$$

$$A_j = |h_j|,$$

$$\theta_j = \arctg\left[\frac{\operatorname{Im}(h_j)}{\operatorname{Re}(h_j)}\right] \dots$$

MUSIC алгоритм

Обобщенный алгоритм MUSIC [1] можно определить следующим образом:

1. Определение ковариационной матрицы - $\mathbf{R}_{xx}$
2. Определение собственных векторов:

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{U}^H$$

3. Определение псевдоспектра:

$$P_{MU}(e^{jw}) = \frac{1}{\sum_{i=d+1}^M |\mathbf{a}^H \mathbf{u}_i|^2}$$

У этого алгоритма есть несколько недостатков:

- необходимость предварительной оценки размера сигнального подпространства;
- относительно высокая вычислительная сложность.

ROOT-MUSIC алгоритм

Алгоритм ROOT-MUSIC [1] основан на анализе собственных векторов корреляционной матрицы $\mathbf{R}_x$, его особенностью является высокая точность оценки угловых координат.

Алгоритм ROOT-MUSIC:

1. Оценка корреляционной матрицы $\mathbf{R}_x$.
2. Разложение корреляционной матрицы на собственные векторы и значения.
3. Формирование матрицы $\mathbf{C}$, составленной из собственных векторов корреляционной матрицы.
4. Получение полинома путем суммирования элементов на диагоналях матрицы $\mathbf{C}$.
5. Вычисление корней многочлена $D(z)$.
6. Выбор z -значений, расположенных на единичном круге, образующих взаимно сопряженные пары.
7. Определение пеленгационных углов:

$$\alpha_m = \arcsin\left(\frac{1}{\pi} \arg(z_m)\right)$$

Исследовательская часть

В исследовании будет использована математическая модель линейной прямоугольной антенной решетки с числом элементов $N = 20$. В качестве сигналов, поступающих на вход антенной решетки, используются узкополосный и широкополосный сигнал. Мощность собственных шумов оборудования -75 дБ.

Данные моделирования приведены в таблицах. В таблице 1 показана зависимость среднего квадрата ошибки от отношения сигнал – шум.

Таблица 1 - Зависимость СКО от отношения сигнал-шум

$P_c/P_{ш}$, дБ	σ , гр.		
	Прони	MUSIC	ROOT-MUSIC
50	0,0004	0,0014	0,0015
40	0,0013	0,0022	0,0024
30	0,0024	0,0073	0,0081
20	0,0037	0,0199	0,0221
10	0,0042	0,0428	0,0476
0	0,0600	0,0704	0,0782

По данным таблицы построим зависимость, которая представлена на рисунке 1, и сделаем выводы:

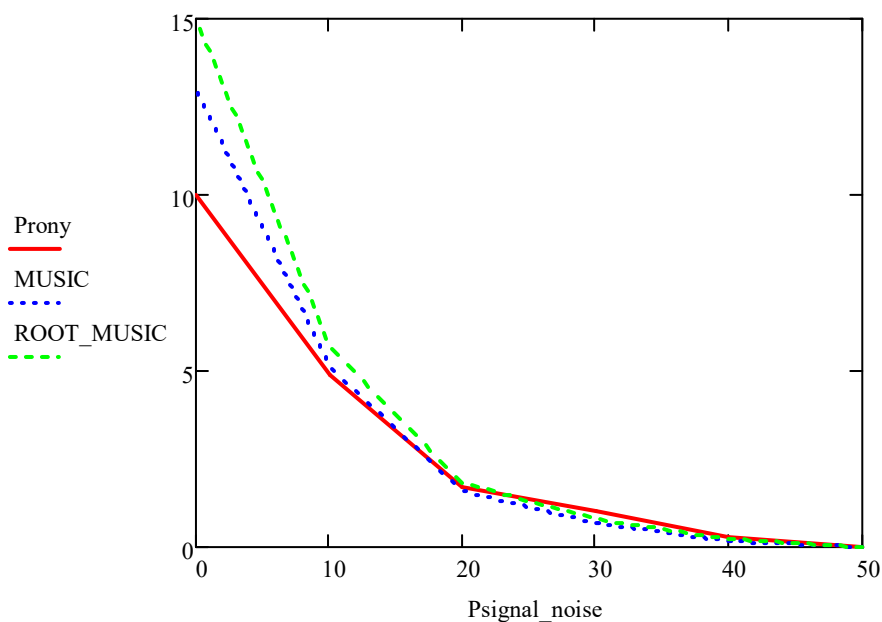


Рис. 1. График зависимости СКО от отношения сигнал-шум

Большое значение СКО показывает большее отклонение от среднего значения, т.е. ROOT-MUSIC наиболее удален от среднего значения всех остальных методов, что показывает худшее разрешение в угловых координатах.

Давайте теперь определим разрешающую способность методов. Под критерием оценки разрешающей способности понимается глубина провала между пиками максимумов, которая должна быть не менее 3 дБ. В таблице 2 показана зависимость разрешающей способности от отношения сигнал – шум.

Таблица 2. Зависимость разрешающей способности от отношения сигнал-шум

$P_c/P_{ш}$, дБ	Δ , гр		
	Прони	MUSIC	ROOT-MUSIC
50	0	0	0
40	0,3	0,18	0,2
30	а	0,7	0,8
20	1,7	1,6	1,8
10	4,9	5,1	5,7
0	> 10	> 13	> 15

По данным таблицы построим график, представленный на рисунке 2, и сделаем выводы.

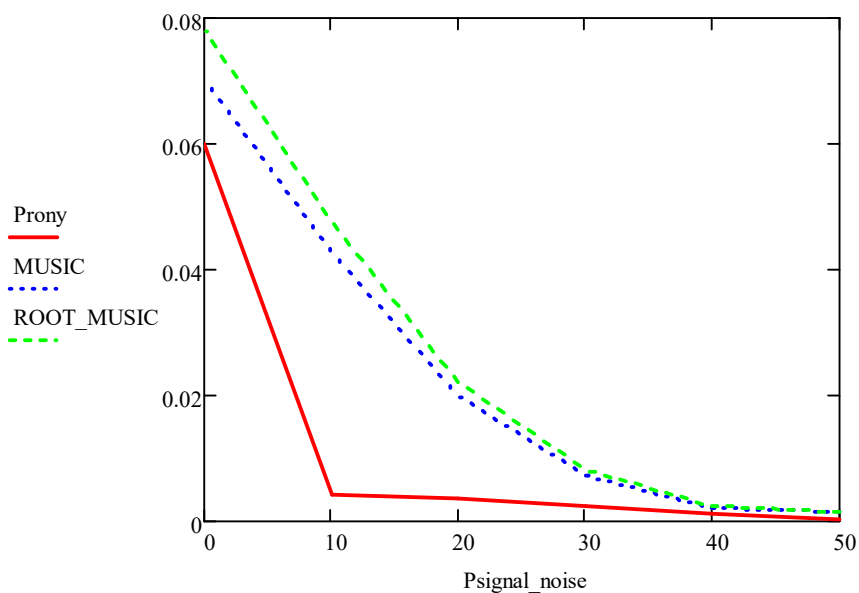


Рис. 2. Зависимость разрешающей способности от отношения с-ш

Анализируя полученные результаты, можно утверждать, что метод углового сверхразрешения Прони (сплошная линия, красный цвет) позволяет лучше оценить угловые координаты источников радиоизлучения. Разрешающая способность метода Прони при значениях отношения сигнал – шум до 40 дБ как минимум вдвое лучше, чем у алгоритмов MUSIC и ROOT-MUSIC, точность определения координат рассматриваемых алгоритмов сопоставима, а при низких значениях отношения сигнал / шум (до 10 дБ) точность метода Прони выше до 1,5 раз.

Библиографический список

1. Сафонова А.В. Эффективные алгоритмы оценивания угловых координат источников радиоизлучения: [Текст]: дис. ... канд. техн. наук: 05.12.04, 05.12.14 – Рязань, 2016. – 113 с.
2. Супорткин Р.А., Сафонова А.В. Исследование методов пеленгации источников радиоизлучения методами нелинейного спектрального анализа – Актуальные проблемы современной науки и производства// Материалы IV Всероссийской научно-технической конференции. – Рязань, 2019 – С.78-84.
3. Кошелев В.И., Сафонова А.В. Модифицированный Propagator метод оценки направления прихода радиосигнала // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2014.– №47. – С. 53-58.
4. Кошелев В.И., Кирдяшкин В.В., Сычев М.И., Ясенцев Д.А. Актуальные вопросы радиолокации – М.: Изд-во МАИ, 2016. – 216 с.:

УДК 53.089.62; ГРНТИ 29.03

ОПЫТ КАЛИБРОВКИ ПРИЁМНОГО УСТРОЙСТВА РЛС П-18М ДЛЯ ПРОВЕДЕНИЯ НАУЧНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

К.Ж. Исабаев

*Военно-инженерный институт радиоэлектроники и связи,
Республика Казахстан, Алматы, rty_nk@mail.ru*

Аннотация. В статье описан опыт практической калибровки измерительных приёмников радиолокационной станции П-18М для использования их при измерениях распространения радиоволн через тропосферу. Калибровка проводилась в режиме измерения диаграммы направленности антенны РЛС с помощью выносного гетеродина методом замещения с использованием сертифицированного анализатора спектра SA-44B. Показана хорошая повторяемость технических параметров основного и запасного приёмного устройства и близость зависимости чувствительности приёмного устройства в полосе частот к линейной функции.

Ключевые слова: диаграмма направленности, добротность, калибровка, радиолокация, распространение радиоволн.

EXPERIENCE IN CALIBRATION OF THE P-18M RADAR RECEIVER FOR SCIENTIFIC MEASUREMENTS

K.Zh. Isabaev

*Military Engineering Institute of Radio Electronics and Communications,
Republic of Kazakhstan, Almaty, rty_nk@mail.ru*

The summary. The article describes the experience of practical calibration of measuring receivers of the radar station P-18M for use in measuring the propagation of radio waves through the troposphere. The calibration was carried out in the mode of measuring the radiation pattern of the radar antenna using a remote heterodyne by substitution method using a certified spectrum analyzer SA-44B. The good repeatability of the technical parameters of the main and spare receiver and the proximity of the dependence of the sensitivity of the receiver in the frequency band to the linear function are shown.

Keywords: radiation pattern, Q-factor, calibration, radar, radio wave propagation.

Радиолокаторы военного назначения часто использовались и для научных наблюдений. Однако, в большинстве случаев, это требовало схмотехнической переделки аппаратуры радиолокационных станций, так как они изначально не предназначались для строгих научных измерений. Современные успехи в области вычислительной техники и цифровой обработки сигналов позволяют переоборудовать радиолокаторы военного назначения для научных измерений практически без аппаратных переделок, лишь изменяя коды программного обеспечения. В частности, грант Министерства образования и науки РК (ИРН 00012/ГФ) [1] предусматривает возможность использования серийных радиолокаторов П-18М, производства ТОО «Специальное конструкторско-технологического бюро «Гранит», для наблюдения за тропосферным распространением радиоволн на больших территориях (рис. 1).

Для проведения научных измерений на радиолокационной станции П-18М требуется калибровка её приёмного устройства как измерительного прибора. Для обнаружения целей было достаточно факта превышения принятого сигнала над уровнем шумов (помех). Основным алгоритмам радиолокационной обработки не требовалось знание абсолютных значений принятого сигнала в единицах системы СИ. Для научных же измерений – это требование чрезвычайно важно.



Рис. 1. Примерное размещение радиолокационных станций П-18М для наблюдения за распространением радиоволн

Способов калибровки радиоприёмных устройств можно предложить большое количество, включая такие «экзотические», как способы с использованием данных всемирной сети станций, наблюдающих за радиоизлучением Солнца [2].

В общем, случае, характеристики радиоприёмных устройств являются частотно-зависимыми. И калибровке должны подвергаться как основной радиолокационный приёмник, так и запасной приёмник. Измерения характеристик должно осуществляться во всём рабочем диапазоне частот 140-170 МГц, на каждой частотной точке. Конечно, измерять эти характеристики на каждой частотной точке не имеет смысла, так как частотные характеристики не могут изменяться резко из-за ограниченной добротности резонансных элементов, поэтому, для проведения реальной калибровки ограничились калибровкой с шагом по частоте 5 МГц, что будет соответствовать добротности 28-34.

В качестве метода калибровки было предложено производить измерение диаграммы направленности РЛС, стандартную процедуру проверки характеристик антенно-фидерной системы. В качестве источника эталонного сигнала использовался выносной гетеродин, входящий в состав локатора, который располагают в дальней зоне для антенны П-18М.

Сравнительное измерение уровней сигналов предложено осуществить в точке подхода антенного кабеля ко входу измерительного приёмника РЛС. Возможны были и другие варианты, но этот оказался наиболее легко осуществимым технологически. Этот разъём легко доступен и расположен удобно для подключения дополнительного измерительного устройства. Задачей измерений была фиксация максимального уровня сигнала, поступившего на вход приёмного устройства в момент измерения диаграммы направленности. Задача осложнялась тем, что процедура измерения занимала некоторое время и должна была проводиться с двумя приёмниками (основной и запасной), а их замена и подготовка к работе требуют затрат времени. При этом, выносной гетеродин не обладает функцией стабилизации уровня выходной мощности, что приводит к её постепенному снижению из-за разряда аккумуляторов.

Для снижения влияния разряда аккумуляторов выходного гетеродина было методологически предусмотрено проведение двух контрольных измерений уровня сигнала с помощью эталонного измерителя – анализатора спектра SA-44B, в начале измерения на конкретной рабочей частоте и по окончании измерений (таблица 1). Цикл калибровочных измерений признавался проведённым успешно, если уровень сигнала, измеренный эталонным измерителем, изменился не более, чем на 1,5 дБ. В качестве же калибровочного значения уровня сигнала принимался усреднённый (после приведения в единицы мощности) уровень, полу-

ченный по результатам обоих измерений. Измерения проводились в режиме «Default», без включения «высокого» и без селекции движущихся целей (СДЦ) в течение 3-4 оборотов РЛС при скорости вращения антенны РЛС - 2 оборота/минуту. Во избежание перегрузки приёмных устройств радиолокационной станции «мощным» сигналом выносного гетеродина при измерении диаграммы направленности перед входом приёмных устройств дополнительно устанавливались аттенюаторы величиной 50 дБ.

Таблица 1. Уровни сигналов, измеренные анализатором спектра SA44B до и после калибровки

Частота (МГц)	Уровень сигнала до калибровки (дБмВт)	Уровень сигнала после калибровки (дБмВт)	Среднее значение сигнала (дБмВт)	Разница в уровнях сигналов до и после калибровки (дБ)
140	- 44,44	- 43,71	- 44,06	0,73
145	- 41,31	- 42,54	- 41,88	1,23
150	- 41,63	- 41,54	- 41,58	0,09
155	- 43,09	- 43,79	- 43,42	0,7
160	- 44,81	- 44,61	- 44,7	0,2
165	- 46,29	- 47,41	- 46,81	1,12
169	- 47,89	- 47,07	- 47,44	0,82

Так как уровни сигналов изменились не более, чем заданные пределы изменений, то полученные значения были признаны пригодными для использования при калибровке приёмных устройств (таблица 2 и 3).

Таблица 2. Калибровка приёмника 329

Частота (МГц)	Среднее значение входного сигнала при калибровке (дБмВт)	Уровень сигнала (n), измеренный в ед. АЦП (с аттенюатором 50дБ на входе)	Уровень сигнала (20lg n), в дБ относительно младшего разряда АЦП	Чувствительность приёмника РЛС (SA44B - 50 дБ - 20lg n) (дБмВт)
140	- 44,06	75	37,5	- 131,56
145	- 41,88	90	39,1	- 130,98
150	- 41,58	82	38,3	- 129,88
155	- 43,42	69	36,8	- 130,22
160	- 44,7	54	34,6	- 129,3
165	- 46,81	42	32,5	- 129,31
169	- 47,44	36	31,1	- 128,54

Таблица 3. Калибровка приёмника 330

Частота (МГц)	Среднее значение входного сигнала при калибровке (дБмВт)	Уровень сигнала (n), измеренный в ед. АЦП (с аттенюатором 50дБ на входе)	Уровень сигнала (20lg n), в дБ относительно младшего разряда АЦП	Чувствительность приёмника РЛС (SA44B - 50 дБ - 20lg n) (дБмВт)
140	- 44,06	75	37,5	- 131,56
145	- 41,88	87	38,8	- 130,68
150	- 41,58	75	37,5	- 129,08
155	- 43,42	63	35,9	- 129,32
160	- 44,7	48	33,6	- 128,3
165	- 46,81	39	31,8	- 128,61
169	- 47,44	33	30,4	- 127,84

По полученным результатам, были построены графики зависимости чувствительностей приёмников 329 (зеленый) и 330 (синий) от частоты (рис. 2).

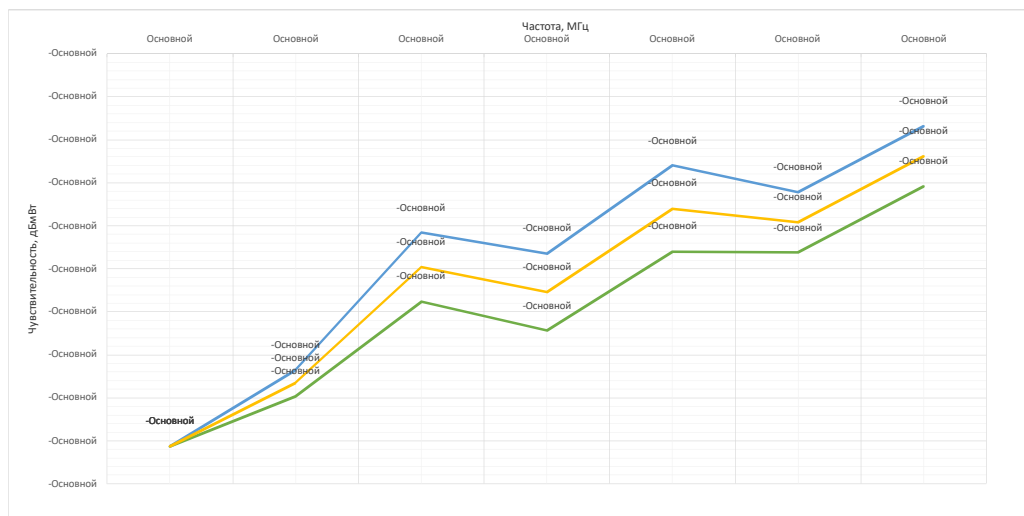


Рис. 2. Графики зависимости чувствительностей приёмников 329 (зеленый) и 330 (синий) от частоты

Вывод

Максимальное расхождение между чувствительностями приёмников составило 0,9 дБ. Частотные характеристики приёмников можно считать подобными, и близкими к линейным, что даёт возможность использовать при радиотехнических измерениях не калибровочную таблицу, а формулу линейной аппроксимации.

Средняя крутизна частотной характеристики приёмника №329 составила $\alpha = (-128,54 \text{ дБмВт} + 131,56 \text{ дБмВт})/29 \text{ МГц} = 0,104 \text{ дБмВт/МГц}$.

Средняя крутизна частотной характеристики приёмника №330 составила $\alpha = (-127,84 \text{ дБмВт} + 131,56 \text{ дБмВт})/29 \text{ МГц} = 0,128 \text{ дБмВт/МГц}$.

Чувствительность приёмника на любой частоте диапазона рассчитываем по формуле

$$\mu = -131,56 + \alpha \Delta F,$$

где ΔF — разность между измерительной частотой и начальной частотой диапазона (140 МГц).

Библиографический список

1. Васильев И.В., Атыкенов О.С., Петровский В.Г., Калипанов М.М., Исабаев К.Ж. Перспективы малоканальных тропосферных станций метрового диапазона // Инфокоммуникационные технологии: Современное состояние и пути развития (10 декабря 2019 г.) Мат-лы междунар. науч.- практ. конф. — Алматы, Военно-инженерный институт радиоэлектроники и связи, Республика Казахстан, 2019., стр. 59-63.
2. Власов И.Б., Михайлицкий В.П., Рыжов В.С. Калибровка радиотракта радиотелескопа РТ-7,5 при мониторинге сигналов навигационных космических аппаратов // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. «Приборостроение». 2014, №6, стр. 96-107.

УДК 621.391; ГРНТИ 49.03.03

ИССЛЕДОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ЗА ОТВЕРСТИЕМ РЕЗОНАТОРНОГО РЕФЛЕКТОМЕТРА

С.О. Ходовицкий

Томский государственный университет,
Россия, Томск, sergey7415@mail.ru

Аннотация. Основное содержание статьи составляет моделирование распределения электромагнитного поля за квадратным отверстием в отражателе открытого квазиоптического резонатора.

Ключевые слова: открытый резонатор, распределение электромагнитного поля, коэффициент отражения.

INVESTIGATION OF ELECTROMAGNETIC FIELD DISTRIBUTIONS BEHIND THE HOLE OF A RESONATOR REFLECTOMETER

S.O. Khodovitskiy

Tomsk state university,
Russia, Tomsk, sergey7415@mail.ru

The summary. The main content of the article is modeling the distribution of the electromagnetic field behind a square hole in the reflector of an open quasi-optical resonator.

Keywords: open resonator, electromagnetic field distribution, reflection coefficient.

Задачи, решаемые при создании современной радиоэлектронной аппаратуры СВЧ диапазона, а также задачи, связанные с электромагнитной совместимостью, защитой от излучения, маскировки объектов и некоторые другие, могут быть в настоящее время успешно решены только при использовании искусственных и, прежде всего, композиционных материалов [1,2]. Состав композитов часто подбирается эмпирическим путем, вследствие чего возникает необходимость в последующих измерениях их параметров.

Если образец представляет собой плоскопараллельный слой, то для измерений, как правило, используются методы свободного пространства. Эти методы имеют ряд ограничений. Так размеры образца должны существенно превышать длину волны, при этом измеряется некоторая интегральная величина, например коэффициент отражения, усредненный по значительной площади. Также возникают трудности при измерении объектов, слабо отражающих электромагнитное излучение.

Повысить локальность измерений модуля и фазы коэффициента отражения, а также расширить диапазон измеряемых значений позволяет метод, основанный на использовании квазиоптического резонаторного рефлектометра [3,4]. Метод основан на измерении коэффициента передачи на резонансной частоте открытого резонатора, в одном из отражателей которого имеется отверстие, за которым располагается исследуемый объект (рис.1). Для получения значений комплексного коэффициента отражения используется соответствующая математическая модель. Эта модель и, соответственно, метод имеют ограничения, связанные с необходимостью обеспечения равномерного распределения электромагнитного поля по площади отверстия. Это ограничение носит противоречивый характер, так как для этого размеры отверстия необходимо увеличивать по сравнению с длиной волны, однако при этом будет расти неравномерность поля из-за ограниченной апертуры отражателя открытого резонатора. Очевидно, что необходимо выбирать компромиссные значения размеров отверстия, при которых метод будет давать наиболее достоверные значения. Так как это нельзя сделать в рамках самого метода, необходимо проводить дополнительные исследования для получения картины распределения поля.

Экспериментальные результаты таких исследований получены в работе [5]. Был использован зондовый метод. Использовался протяженный поглощающий зонд, перемещаемый за отверстием. По сути, распределение поля измерялось только в направлении его перемещения, так как вдоль оси зонда фиксировалась некоторая интегральная характеристика поля.

Получение же полной картины электромагнитного поля возможно только в результате математического моделирования. Был выбран коммерческий программный продукт CST Microwavestudio. Для сопоставления результатов моделирования с результатами экспериментальных исследований распределения электромагнитного поля за отверстием резонаторного рефлектометра были выбраны размеры отверстия, соответствующие размерам отверстия рефлектометра, используемого в работе [5]. Открытый резонатор состоял из двух зеркал. Его геометрические размеры соответствовали квазиоптическому случаю, то есть были много больше длины волны и составили: диаметр зеркал 30 см и 40 см, расстояние между ними 53 см.



Рис. 1. Открытый квазиоптический измерительный резонатор

В центре нижнего зеркала располагалось отверстие квадратной формы со стороной 38 мм. Рефлектометр предназначен для работы в трехсантиметровом диапазоне длин волн.

При моделировании полагалось, что апертура отражателя открытого резонатора и, соответственно, диаметр электромагнитного пучка на этом зеркале достаточно велики, чтобы пренебречь неоднородностью поля по площади отверстия. Поэтому в качестве падающего поля в модели использовалась плоская волна, а в качестве отражателя идеально проводящий плоский экран с размерами 400x400 мм и толщиной 2 мм (рис.2), что соответствовало реальной толщине зеркала в том месте, где находилось отверстие, а данные размеры экрана позволяли пренебречь краевыми эффектами.

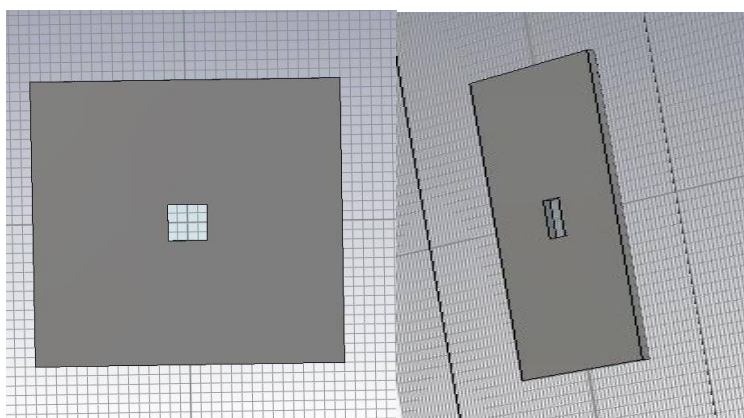


Рис. 2. Модель плоского зеркала с отверстием

Результаты моделирования в виде распределения $\vec{E}_y$ электрического поля приведены на рисунке 3. Моделирование проводилось на крайних (8, 12 ГГц) и средней (10 ГГц) частотах работы рефлектометра. Распределения приведены в плоскости $\varphi=0$ сразу за отверстием со стороны, противоположной от стороны падения волны на экран.

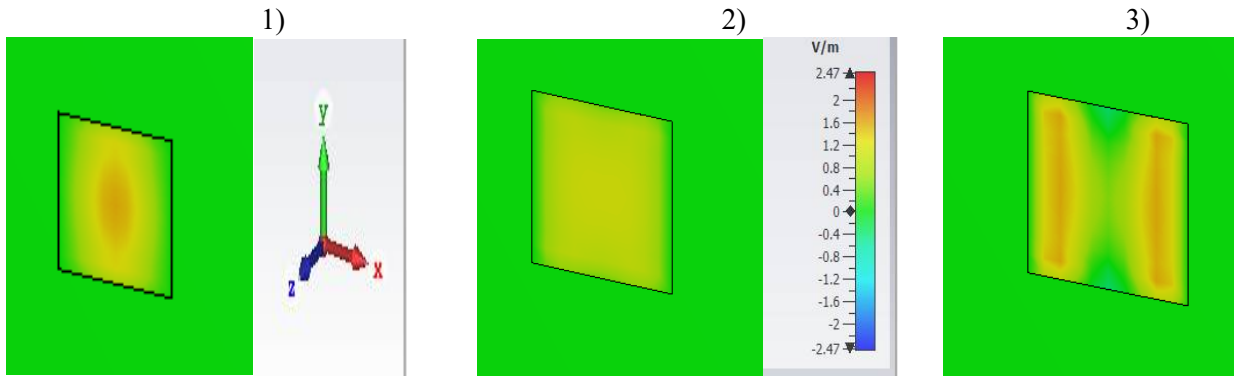


Рис. 3. Распределение электрического поля в отверстии зеркала. 1 – соответствует частоте 8 ГГц, 2 – частоте 10 ГГц, 3 – частоте 12 ГГц

Как следует из приведенных рисунков, наиболее равномерное распределение поля наблюдается для средней частоты диапазона – 10 ГГц, причем вдоль направления поляризации поля практически однородно всем протяжении и только в ортогональном направлении поле спадает вблизи стенок отверстия, так как оно тангенциально идеально проводящей границе. Однако эта область составляет незначительную величину относительно общей площади отверстия. На нижней частоте диапазона, 8 ГГц неравномерность поля существенна в обоих направлениях, здесь «электрический» размер отверстия меньше, влияние стенок увеличивается. На верхней границе диапазона, 12 ГГц, размеры отверстия в длинах волн увеличиваются, и распределение электрического поля приобретает характер интерференционной картины за счёт отражения волн от стенок отверстия, параллельных направлению поляризации поля.

Целесообразно сопоставить результаты моделирования с результатами экспериментального исследования распределения поля методом протяженного нитевидного зонда в диапазоне частот 8,7 – 11,7 ГГц, полученных в работе [5] (рисунок 4).

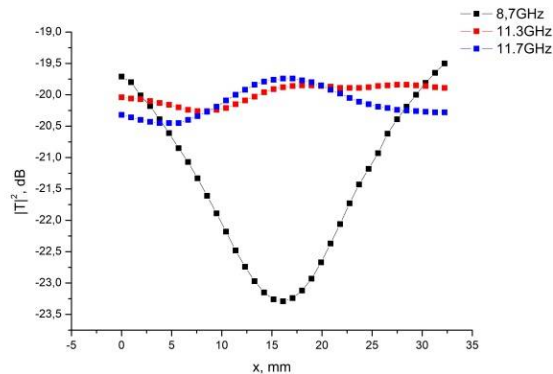


Рис. 4. Распределение поля вблизи измерительного отверстия в направлении, перпендикулярном вектору электрического поля [4]

Следует отметить, что частоты моделирования и эксперимента не совпадают, но находятся в рассматриваемом диапазоне. Тем не менее, можно сопоставить результаты для частот моделирования 8 ГГц и эксперимента 8,7 ГГц, а также соответственно частоты 10 ГГц и 11,3 ГГц, 12 ГГц и 11,7 ГГц. На низкочастотном участке можно видеть соответствие в виде локализации поля в центре отверстия, что показывают результаты, как моделирования, так и эксперимента. Однако в эксперименте распределение поля зафиксировано только вдоль оси Ox , а в результате моделирования мы видим полную картину во всей плоскости отверстия. Также соответствия между результатами моделирования и экспериментальными можно наблюдать и для частот в середине диапазона, где распределение наиболее равномерно и в его конце, где наблюдается картина интерференции поля от краев отверстия.

Таким образом, результаты моделирования прохождения плоской волны через отверстие в идеально проводящем экране показали, что ограничения математической модели квазиоптического резонаторного рефлектометра приводят к тому, что достоверные результаты измерений коэффициента отражения ожидаются в достаточно узкой полосе частот. Наиболее оптимальным способом ее определения является предложенный в работе метод численного моделирования. Поэтому, для расширения частотного диапазона работы резонаторного рефлектометра целесообразно использовать отверстия переменных размеров.

Библиографический список

1. Бабаев А.А. Технология получения полимерных композитов на основе углеродных нановолокон / А.А. Бабаев, М. Е. Зобов, Е. И. Теруков, А. Г. Ткачев // Физикохимия поверхности и защита материалов. - 2020, № 4, - С.416-421.
2. Rehman S., Heterostructured TiO₂/C/CO from ZIF-67 frameworks for microwave-absorbing nanomaterials / S. Rehman, J. Lio, Z. Fang, J. Wang, H. Bi, R. Ahmed, C. Wang / ACS Applied Nano Materials, 2019. v. 2. № 7. - pp. 4451-4461.
3. Дунаевский Г.Е. Открытые резонаторные преобразователи. – Томск: Изд-во НТЛ, 2006. 304 с.
4. Goodnick S. Semiconductor nanotechnology. – Switzerland: Springer, 2018. - pp. 169-197.
5. Dorofeev I. Local quasi-optical resonator diagnostics of semiconductor wafers / I. Dorofeev, G. Dunaevskii, A. Badin, K. Dorozhkin, V. Bessonov, S. Khodovitskiy // MATEC Web of Conferences, 2018, v. 155. - pp. 01051.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

РЕАЛИЗАЦИЯ ЧИСЛЕННЫХ МЕТОДОВ ОПТИМИЗАЦИИ ПАРАМЕТРОВ НЕЛИНЕЙНОЙ ФУНКЦИИ НА ЯЗЫКЕ ПРОГРАММИРОВАНИЯ PYTHON

А.С. Сычев

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, sichev.a.s@rsreu.ru*

Аннотация. В статье рассмотрены детали реализации на языке программирования Python методов оптимизации параметров нелинейной функции по критерию минимальной средне-квадратической ошибки в N -мерном пространстве параметров и L -мерном пространстве аргументов. Для выполнения символьных вычислений использован модуль SymPy.

Ключевые слова: Python, SymPy, оптимизация, метод Гаусса — Ньютона, метод Левенберга, метод Левенберга — Марквардта.

NUMERICAL METHODS IMPLEMENTATION OF NONLINEAR FUNCTION PARAMETERS OPTIMIZATION IN PYTHON PROGRAMMING LANGUAGE

A.S. Sychev

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, sichev.a.s@rsreu.ru*

The summary. The article discusses the details of the implementation in the Python programming language of methods for optimizing the parameters of a nonlinear function according to the criterion of the minimum mean-square error in the N -dimensional parameter space and the L -dimensional argument space. The SymPy module is used to perform symbolic calculations.

Keywords: Python, SymPy, optimization, Gauss — Newton algorithm, Levenberg algorithm, Levenberg — Marquardt algorithm.

Для решения задач научных и технических вычислений часто применяются пакеты прикладных программ (ППП) MATLAB и MathCAD. Данные программы имеют символьное ядро, что позволяет выполнять аналитические преобразования интегралов и производных. Похожие возможности имеет также и интерпретируемый язык программирования Python. Имея терминал ввода-вывода и интуитивно понятный синтаксис, он по своей идеологии бли-

зок к MATLAB, а библиотека SymPy [1] позволяет выполнять аналитические математические преобразования.

В ряде прикладных задач требуется выполнение оценки неизвестных параметров некоторой априорно известной функции по массивам аргументов и зашумленных входных значений. Для этого применяется оптимизация методами градиентного спуска, Гаусса — Ньютона, Левенберга или метод Левенберга — Марквардта [2, 3]. При этом, несмотря на востребованность методов оптимизации в научной и инженерной среде, в ППП прежде всего получила распространение аппроксимация методом наименьших квадратов полиномами Лагранжа (функция «regress» в MathCAD, «polyfit» в MATLAB и модуле SciPy языка Python). В MATLAB также есть функция «lsqcurvefit» [4], а в MathCAD — «genfit» и «multidfit» [5]. Они позволяют оптимизировать неизвестный вектор параметров нелинейной функции, начальное приближение которого необходимо задать до вызова функций.

В данной работе описан разработанный автором модуль, реализующий аналогичный функционал на языке Python за счёт использования для символьных преобразований библиотеки SymPy. Модуль позволяет оптимизировать параметры функции на основе M точек данных в N -мерном пространстве параметров и L -мерном пространстве аргументов. В нём реализованы численные методы Гаусса — Ньютона, Левенберга и Левенберга — Марквардта.

Алгоритм нелинейной оптимизации

Схема реализации алгоритма Левенберга — Марквардта, как наиболее эффективного из рассмотренных [2, 3], приведена на рисунке 1. Основные его этапы следующие:

- получить исходные данные x и y : M точек в L -мерном пространстве аргументов и M соответствующих им значений y функции $f_i(x, \omega)$, где $f_i(X, \Omega)$ — аналитическая функция вектора символьных аргументов X и параметров Ω , а ω — начальное приближение искомого вектора параметров;
- найти частные производные $J_{f_n}(X, \Omega)$ искомой функции по каждому из оптимизируемых параметров Ω ;
- рассчитать для известных x и y , а также текущего значения вектора параметров ω значение среднеквадратической ошибки (СКО) ε_D , матрицу частных производных J (матрицу Якоби), вектор аппроксимированных значений функции f , вычислить вектор поправки $\Delta\omega$, прибавить к ω и рассчитать новое значение среднеквадратической ошибки:кратно уменьшить λ в случае уменьшения ошибки или увеличить — в случае увеличения;
- условием выхода из цикла является меньший заданного порога ε модуль отношения приращения $\Delta\omega_n$ компонент вектора параметров к самим компонентам ω_n .

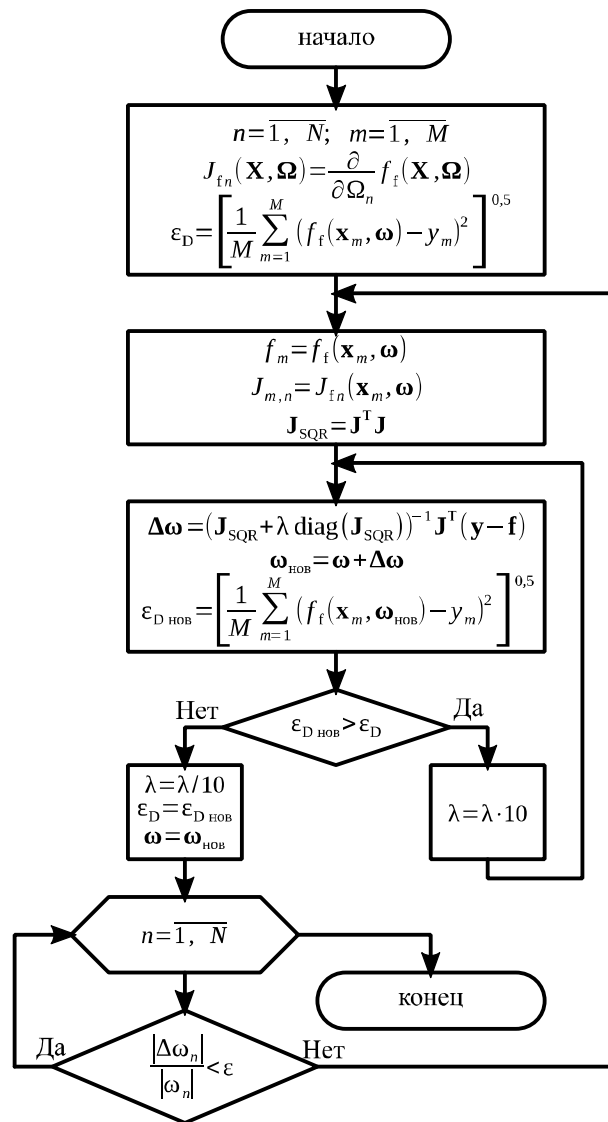


Рис. 1. Схема алгоритма нелинейной аппроксимации Левенберга — Марквардта

Принципиальное отличие трёх методов аппроксимации (Гаусса — Ньютона, Левенберга и Левенберга — Марквардта) заключается в способе формирования выражения под знаком обращения матрицы при формировании $\Delta\omega$. Для метода Гаусса — Ньютона:

$$\Delta\omega = J_{\text{SQR}}^{-1} J^T (y - f), \quad (1)$$

где $J_{\text{SQR}} = J^T J$; для метода Левенберга:

$$\Delta\omega = (J_{\text{SQR}} + \lambda I)^{-1} J^T (y - f), \quad (2)$$

где λ — параметр регуляризации, а I — единичная диагональная матрица; для метода Левенберга — Марквардта (рис. 1):

$$\Delta\omega = (J_{\text{SQR}} + \lambda \text{diag}(J_{\text{SQR}}))^{-1} J^T (y - f). \quad (3)$$

Смоделировать работу нелинейных методов оптимизации можно на примере показанной сплошной кривой на рисунке 1 функции

$$f(x) = k \exp\left(-\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2\right). \quad (4)$$

При моделировании в Mathcad аргумент x менялся от -2 до 2 с шагом $0,1$, переменные были приняты равными: $k=3,5$, $\sigma=1,5$, к результату была добавлена выборка случайных чисел с гауссовским распределением с нулевым средним и среднеквадратическим отклонением, равным $0,5$. Полученные точки данных показаны на графике на рисунке 2. Было задано начальное приближение: $k: \omega_0=2$, $\sigma: \omega_1=3$. Применение функции «genfit» позволило приблизить аппроксимирующую курсивную линию графика на рисунке 2 к идеальной сплошной: появление знака «минус» перед σ не изменяет значений функции (4).

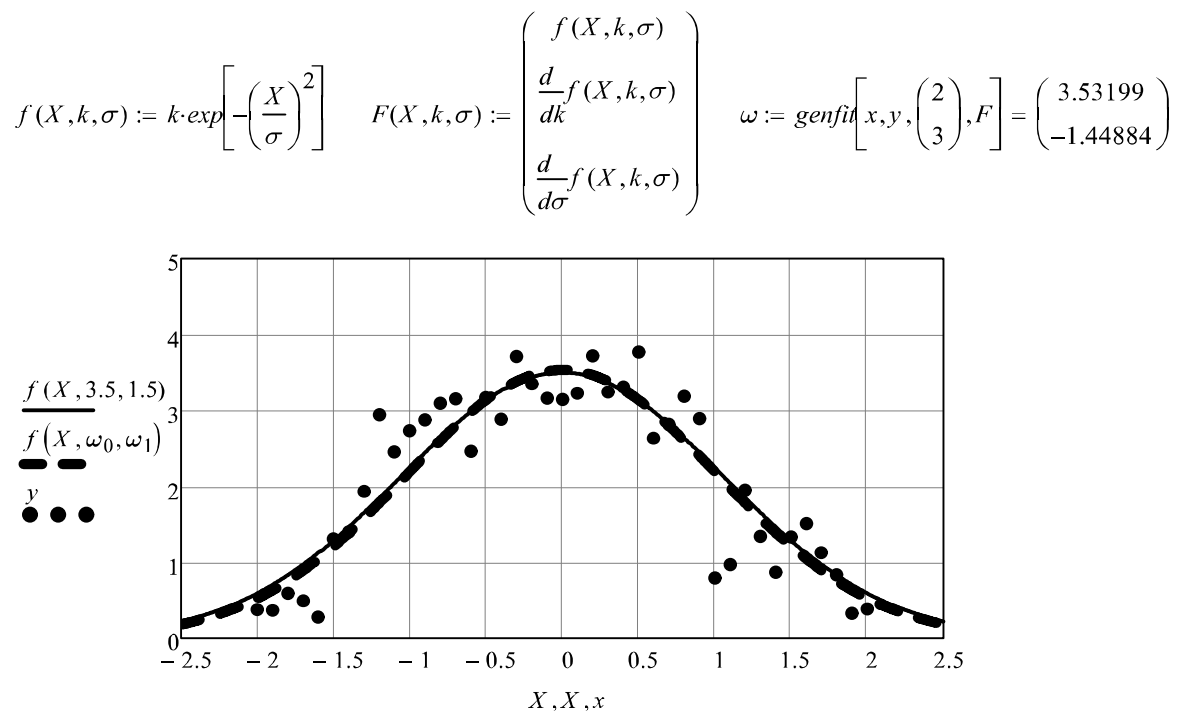


Рис. 2. Листинг расчёта, выполненного в MathCAD

Реализация расчёта на Python

Исходными данными для расчёта являются:

- x — кортеж $[6, 7]$ из L векторов длиной M значений аргументов;
- y — вектор длиной M аппроксимируемых значений функции;
- ω — кортеж начального приближения параметров;
- X — кортеж символьных переменных аргументов;
- Ω — кортеж символьных переменных параметров;
- $f_i(X, \Omega)$ — символьная аппроксимирующая функция.

В приложении А приведены ключевые строки разработанного модуля. Главная проблема, решённая при реализации алгоритма на языке Python — символьное дифференцирование искомой функции $f_i(X, \Omega)$ по каждому из параметров минимизации СКО, реализуемое функцией «diff» модуля «SymPy», и перевод символьной реализации как самой функции, так и её производных в численную, реализуемое функцией «lambdify» (строка 20). В приложении А также показаны функция расчёта СКО параметров оптимизации (строки 9-10) и ключевые отличия между различными методами оптимизации.

Для использования модуля «SymPy» и модуля работы с многомерными массивами «NumPy» необходимо импортировать [6] их (строки 6 и 7 Приложения А). Для расчёта СКО аппроксимирующая функция передаётся в качестве аргумента в функцию расчёта (строки 9-10). Аналитическое дифференцирование для дальнейших расчётов матрицы Якоби выполняется функцией «diff», а перевод аналитической формы в функциональную — функцией «lambdify» (строки 11-20). В строках 34-50 приведены объявление функции оптимизации методом Гаусса — Ньютона (1), расчёт матрицы Якоби, вектора $\mathbf{f}$ аппроксимированных значений функции и вектора поправки $\Delta\omega$ (обозначен $\mathbf{dw}$ в строке 50). Метод Левенберга (2) расширяет возможности, позволяя задать параметр регуляризации λ (обозначен l в строке 66). Синтаксис расчёта СКО $\varepsilon_{D\text{ нов}}$, исходя из значений которой меняется λ , показан в строке 84. Метод Левенберга — Марквардта (3) от метода Левенберга отличается только формулой для расчёта вектора поправки (строки 110-124).

Для оценивания параметров функции по имеющимся x и y необходимо импортировать модуль (Приложение Б, строка 15), создать символьные переменные (строка 16), задать аналитическую функцию (строка 17), получить численную реализацию функции и её производных по оптимизируемым параметрам (строка 18), и вызвать функцию оптимизации методом Гаусса — Ньютона (строка 20), Левенберга (строка 22) либо Левенберга — Марквардта (строка 24). В рассматриваемом примере для получения показанных на рисунке 3 (б, в, г) зависимостей функции в строках 20 — 24 были вызваны с параметром «debug» («режим отладки»), установленным в «истинное» положение. В обычных условиях это избыточно. В строке 19 показано задание допустимого относительного приращения ε ; его значение по умолчанию (при отсутствии такого параметра в аргументах вызова функции) — 10^{-4} .

Результаты имитационного моделирования

На рисунке 2 графически проиллюстрированы результаты работы алгоритма нелинейной аппроксимации тех же данных, что и в выполненном в Mathcad моделировании (рис. 2). Красным цветом показаны зависимости, реализованные при расчёте методом Гаусса — Ньютона, зелёным — методом Левенберга, синим — Левенберга — Марквардта. На рисунке 3 (а) показана искомая функция, точки данных и их аппроксимация с использованием оптимальных (по критерию минимума СКО) параметров.

Численные результаты аппроксимации тремя различными методами близки с точностью до пятого знака: $k=3,5319$; $\sigma=1,4488$. Рисунок 3 (б) показывает изменение параметров k и σ оптимизируемой функции с каждой итерацией алгоритма оценивания. На рисунке 3 (в) приведены зависимости от номера шага относительного приращения каждой компоненты вектора параметров оптимизации (сплошной кривой показана искомая функциональная зависимость, штриховой — полученная в результате оптимизации вектора параметров). На рисунке 3 (г) приведена зависимость СКО от номера итерации. Для рассматриваемой реализации x и y метод Гаусса — Ньютона сходится за 5, метод Левенберга — за 6, а метод Левенберга — Марквардта — за 8 итераций.

Близость результатов к полученным в Mathcad значениям (рис. 2) показывает, что реализуемый описываемым модулем функционал заполняет имеющийся пробел в части реализации на языке программирования Python численных методов оптимизации по критерию минимального СКО.

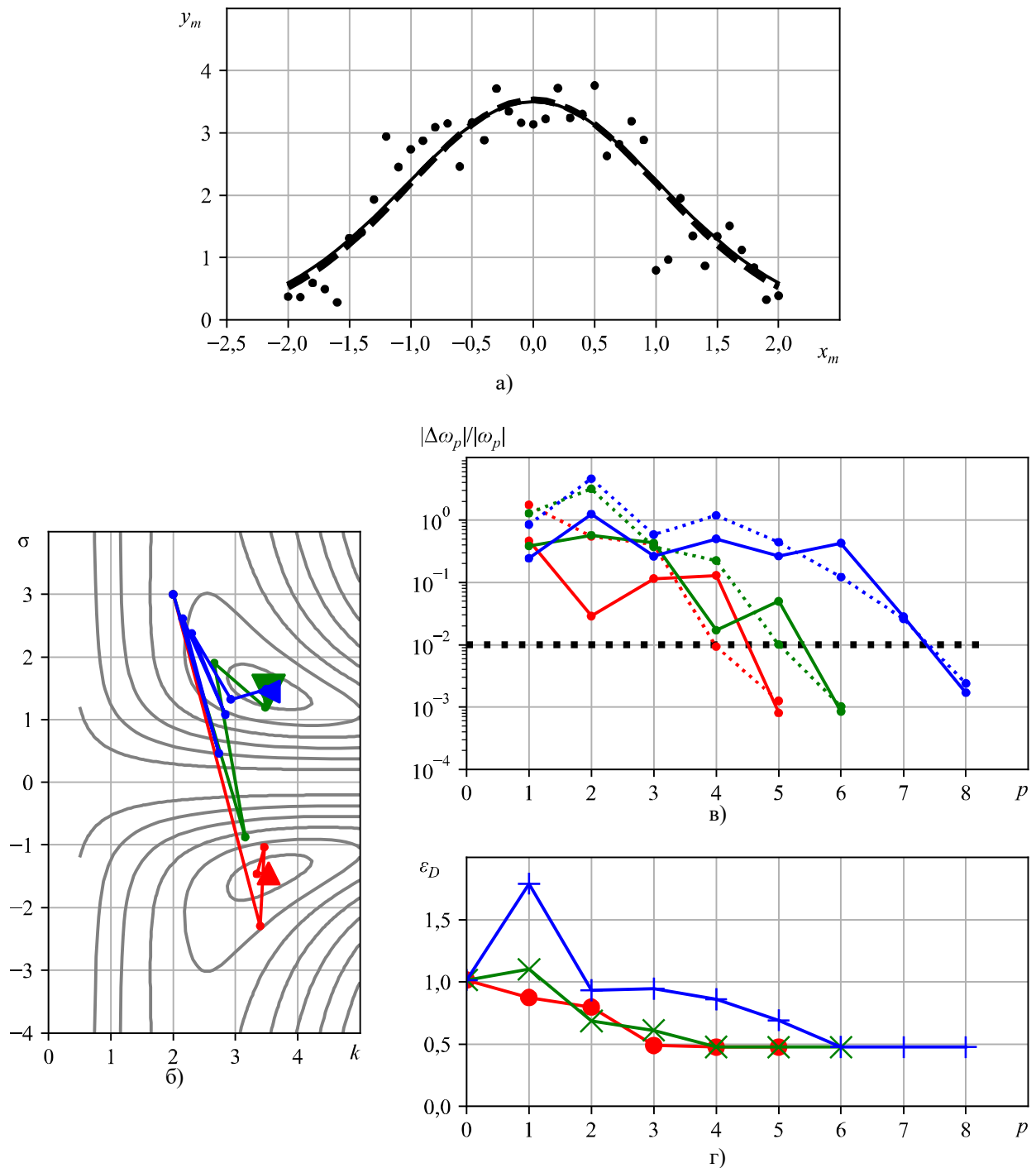


Рис. 3. Иллюстрация работы алгоритма нелинейной аппроксимации

Заключение

Перспективой применения оптимизации параметров нелинейной функции по критерию минимума СКО являются, например, прикладные задачи построения модели автокорреляционной функции изображения для оценки мощности шума [8] и оценки погрешностей трёхосных MEMS-акселерометров [9].

Исходный код модуля доступен для загрузки по ссылке [10].

Приложение А. Фрагменты программного кода описываемого модуля «nonlinear_optimize»

```

6 import numpy as np
7 import sympy as sym
9 def std_err(x,y,f,w):
10     return np.sqrt(np.mean((f(x,w)-y)**2))
11 def numpy_func_and_Jacobian(X,W,F):
12     return (sym.lambdify([X,W],F,'numpy'),tuple(map(lambda Wn:
13         sym.lambdify([X,W],sym.diff(F,Wn),'numpy'),W)))
34 def optimizeGaussNewton(F_np,dF_np,x,w,y,eps=0.0001,Niter=100,debug=False):
42     J=np.array(list(map(lambda func:func(x,w)*np.ones(Nx),dF_np))).T
45     JtJ=J.T@J
48     f=F_np(x,w)
50     dw=np.linalg.inv(JtJ)@J.T@(y-f)
66 def optimizeLevenberg(F_np,dF_np,x,w,y,
74     eps=0.0001,Niter=100,debug=False,l=np.float64(0.001)):
82     dw=np.linalg.inv(JtJ+l*I)@J.T@(y-f)
84     errnew=std_err(x,y,F_np,wnew)
110 def optimizeLevenbergMarquardt(F_np,dF_np,x,w,y,
118     eps=0.0001,Niter=100,debug=False,l=np.float64(0.001)):
124     dw=np.linalg.inv(JtJ+l*np.diag(np.diag(JtJ)))@J.T@(y-f)

```

Приложение Б. Фрагменты кода использования описываемого модуля

```

15 from nonlinear_optimize import *
16 X,SIGMA,K = sym.symbols('X,SIGMA,K')
17 F=K*sym.exp(-(X/SIGMA)**2)
18 F_np,dF_np=numpy_func_and_Jacobian((X),(K,SIGMA),F)
19 eps=0.01
20 succ,(k,sigma),w_history0,err_history_0=optimizeGaussNewton(
21     F_np,dF_np,(x.flatten()),(2,3),y,eps=eps,debug=True)
22 succ,(k,sigma),w_history1,err_history_1=optimizeLevenberg(
23     F_np,dF_np,(x.flatten()),(2,3),y,eps=eps,debug=True,l=0.3)
24 succ,(k,sigma),w_history2,err_history_2=optimizeLevenbergMarquardt(
25     F_np,dF_np,(x.flatten()),(2,3),y,eps=eps,debug=True,l=0.3)

```

Библиографический список

1. Welcome to SymPy's documentation! [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://docs.sympy.org/latest/index.html>
2. Press, W.H. Numerical Recipes. The Art of Scientific Computing. / W.H. Press, S.A. Teukolsky, W.T. Vetterling, B.P. Flannery // Cambridge University Press. — 2007. 1235 p.
3. Moré, J.J. The Levenberg-Marquardt algorithm: implementation and theory. In: Watson G.A. (eds) Numerical Analysis. Lecture Notes in Mathematics, vol 630. Springer, Berlin, Heidelberg. <https://doi.org/10.1007/BFb0067700>
4. Solve nonlinear curve-fitting (data-fitting) problems in least-squares sense - MATLAB lsqcurvefit [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.mathworks.com/help/optim/ug/lsqcurvefit.html>
5. Справка PTC Mathcad [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://help.ptc.com/mathcad/ru/index.html#page/PTC_Mathcad_Help/nonlinear_regression.html
6. Прохоренко, Н.А., Дронов, В.А. Python 3 и PyQt 5. Разработка приложений. — 2-е изд., перераб. и доп. — СПб.: БХВ-Петербург, 2018. — 832 с.
7. Built-in Types — Python 3.8.7 documentation. Tuples [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://docs.python.org/3.8/library/stdtypes.html?highlight=tuple#tuple>
8. Визильтер, Ю.В. Обработка и анализ изображений в задачах машинного зрения: Курс лекций и практических занятий / Ю.В. Визильтер, С.Ю. Желтов, А.В. Бондаренко, М.В. Ососков, А.В. Моржин // М.: Физматкнига, 2010. — 672 с.
9. Калинин, А.И. Калибровка трехосного MEMS-акселерометра для прикладных задач фотограмметрии и совмещения изображений / А.И. Калинин, Т.С. Кислицына, И.А. Кудинов, И.А. Лютков, И.С. Холопов // Вестник РГРТУ. — 2020. — №73. — С. 37-51.
10. GitHub — SichevAS/nonlinear_optimize [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://github.com/SichevAS/nonlinear_optimize.

УДК 621.396.96; ГРНТИ 47.49.29

АНАЛИЗ ЗАВИСИМОСТИ ДАЛЬНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ ПИЛОТИРУЕМЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ И БПЛА ОТ ИЗМЕНЕНИЯ РАБОЧЕЙ ЧАСТОТЫ БОРТОВОЙ РЛС

А.И. Ларионов

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, sanya.altair@yandex.ru*

Аннотация. В данной работе рассмотрены современные средства противорадиолокационной защиты летательных аппаратов, проведен анализ результатов имитационного моделирования по обнаружению зависимостей дальности обнаружения различных целей, имеющих разную ЭПР, в зависимости от рабочей частоты бортовой РЛС.

Ключевые слова: бортовая радиолокационная станция, эффективная площадь рассеяния, дальность обнаружения, вероятность правильного обнаружения цели, противорадиолокационные средства защиты.

ANALYSIS OF THE DEPENDENCE OF THE DETECTION RANGE OF MANNED AIRCRAFT AND UAVS ON THE CHANGE IN THE OPERATING FREQUENCY OF THE ONBOARD RADARE

A.I. Larionov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, sanya.altair@yandex.ru*

Abstract. In this paper, modern means of anti-radar protection of aircraft are considered, the analysis of the results of simulation modeling for detecting the dependencies of the detection range of various targets with different EPR, depending on the operating frequency of the onboard radar.

Keywords: on-board radar, effective scattering area, detection range, probability of correct target detection, anti-radar protection equipment.

Радиолокационное обнаружение воздушных летательных аппаратов малых размеров, к которым, в частности, относятся легкомоторные самолеты, вертолеты и беспилотные летательные аппараты (БПЛА) можно обозначить как одно из приоритетных направлений развития современного радиоэлектронного наблюдения [1]. Увеличение объема БПЛА обусловлено не только расширением области их использования, но и рядом преимуществ, позволяющих выделить их на фоне традиционных летательных аппаратов: скрытность базирования и боевого применения, заметная мобильность, малый вес, низкая энергозатратность и высокая точность, что делает БПЛА незаменимыми средствами в военной и гражданской отрасли. В связи с этим возрастает потребность в разработке точных РЛС, способных к высокоточному обнаружению самых современных и миниатюрных БПЛА, что обуславливает актуальность темы исследования.

По сравнению с традиционными летательными аппаратами, БПЛА сложнее обнаружить при радиолокационном сканировании местности. Это объясняется не только миниатюрными размерами данных воздушных средств, но и применением специальных технологий, которые уменьшают эффективную площадь рассеяния (ЭПР) летательного аппарата.

К этим средствам относятся:

- технология «Стелс»;
- использование малоотражающих форм объектов;
- применение поглощающих противорадиолокационных покрытий.

Технология «Стелс» - комплекс средств уменьшения заметности летательных аппаратов и наземных средств в радиолокационном, видимом и инфракрасных областях обнаружения [2]. Для уменьшения отраженной электромагнитной энергии при использовании РЛС летательный аппарат конструируют с применением малоотражающих форм, а также используют как покрытия, которые являются поглощающими, так и противорадиолокационные по-

крытия, обеспечивающие уменьшение радиуса обнаружения БПЛА, что делает вероятность выживания объекта более высокой.

Широкое распространение получило использование малоотражающих форм объектов. Экспериментально доказано, что степень интенсивности отражения от летательного аппарата становится меньше, если конструкция объекта не предусматривает площадок и деталей, нормаль к поверхностям которых сонаправлена с излучением РЛС. Для этих же целей служит применение экранов специальных форм, а поверхность объектов делают рельефной, что способствует рассеянию радиоволн.

Для снижения ЭПР цели можно применить поглощающие противорадиолокационные покрытия, которые способны уменьшать отражения радиоволн, трансформируя энергию падающих радиоволн в тепловую. Такие покрытия изготавливают из ферромагнетиков и веществ со значительными потерями, являющимися смесью частиц поглощающих веществ и немагнитных диэлектриков. Данное покрытие лучше поглощают волны метрового и дециметрового диапазонов. Другой вид покрытия – интерференционные противолокационные покрытия, которые имеют специально подобранную толщину, обеспечивающую снижение ЭПР объекта по причине взаимного ослабления радиоволн, которые отражаются от поверхностного покрытия и поверхности летательного аппарата.

Успешным применением технологий «Стелс» в производстве БПЛА можно считать создание российских прототипов ударных БПЛА «Скат» и С-70 «Охотник». Последний является вершиной инженерно-технической мысли в настоящее время. В «Охотнике» кроме успешного внедрения технологий «Стелс» были установлены радиолокационный комплекс и система связи, которые позволяют использовать С-70 для расширения радиолокационного поля других боевых самолётов и дистанционного целеуказания. Благодаря этому появляется возможность применять средства поражения большой дальности без захода их носителя в зону действия ПВО противника. Поражают и массогабаритные характеристики БПЛА: взлетная масса «Охотника» составляет 25 т, а масса боевой нагрузки 2,5 т. При этом БПЛА может развивать скорость до 1400 км/ч, поднимаясь на предельную высоту 18 000 м [3].

Эффективность РЛС определяется максимальной дальностью, на которой обнаруживается цель с заданной минимальной ЭПР. Дальность действия РЛС определяется по формуле:

$$R = \sqrt[4]{\frac{P_p G^2 \lambda^2 S_c}{(4\pi)^3 P_{\text{пор}}}}, \quad (1)$$

где P_p – мощность передатчика РЛС;

G – коэффициент усиления антенны БРЛС;

λ – длина волны;

S_c – ЭПР цели;

$P_{\text{пор}}$ – пороговая мощность сигнала на входе приемного устройства.

Пороговая мощность сигнала $P_{\text{пор}}$ определяется по формуле:

$$P_{\text{пор}} = q_{\text{пор}} * L * P_{\text{ш}}, \quad (2)$$

$$P_{\text{ш}} = k_{\text{ш}} * k * T_0 * \Delta f, \quad (3)$$

где $q_{\text{пор}}$ – пороговое отношение сигнал-шум;

L – коэффициент потерь при обработке;

$P_{\text{ш}}$ – мощность внутренних шумов приемника;

$k_{\text{ш}}$ – коэффициент шума системы;

k – постоянная Больцмана;

T_0 – температура окружающей среды в кельвинах;

Δf – ширина полосы пропускания приемника.

Используя данные формулы, проведем моделирование процесса обнаружения БПЛА с малой ЭПР при вариации используемой длины волны при постоянной мощности передатчика.

Для моделирования с помощью программы «Arrow 3.0» были приняты следующие технические характеристики БРЛС: разрешающая способность по дальности 10 м (проектируемая БРЛС должна удовлетворять требованиям современных БРЛС, которые имеют разрешающую способность по дальности несколько метров), сектор сканирования по азимуту 180 градусов (БРЛС должна сканировать полуокружность пространства вокруг себя), сектор сканирования по углу места составлял 45 градусов, время обзора сектора сканирования 12 с, разрешающие способности по азимуту и углу места были выбраны 3 градуса и 6 градусов соответственно. Вероятность правильного обнаружения приняли равной 0,9, вероятность ложной тревоги 0,0001. Коэффициент усиления антенны возьмем равным 20000. Скорость носителя РЛС установим равной 500 м/с, однозначно измеряемую скорость – 700 м/с. Потери при обработке были выбраны стандартные – 3дБ.

При указанных выше параметров длина волны будет меняться в трех диапазонах. Первая выбранная длина волны равно 3 см (X-диапазон, 10ГГц), вторая длина волны 2 см, что соответствует Ku-диапазону (15 ГГц). Третья длина волны 0,8 мм, что соответствует Ka-диапазону (37,5 ГГц).

При расчетах учитывался тот факт, что разные воздушные цели имеют разную ЭПР, поэтому в моделировании было проведено несколько испытаний под разные виды воздушных средств, а именно: средние истребители с ЭПР 3 м² (диапазон ЭПР истребителей 1...5 м²), бомбардировщики с ЭПР 10 м² и современный малогабаритный БПЛА с использованием технологии «Стелс» с ЭПР 0,005 м².

Перед нами стоит задача – определить, в каком диапазоне частот РЛС дают наибольшую дальность обнаружения цели при фиксированной мощности и остальных параметрах и пронаблюдать, как снижается эффективность РЛС при обнаружении малоразмерных БПЛА с технологией «Стелс» по сравнению с обнаружением традиционных летательных аппаратов.

Для наглядности приведем получившиеся зависимости для целей с самой большой (истребитель) и малой (БПЛА) ЭПР в X-диапазоне (рисунки 1,2).

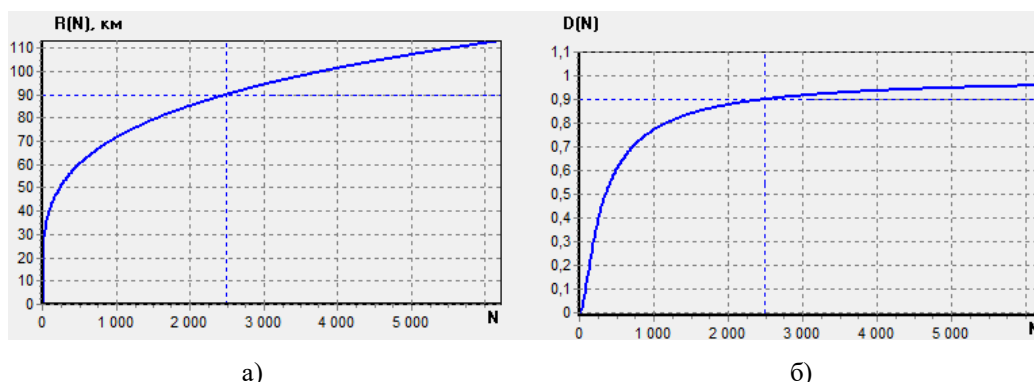


Рис. 1. Зависимости обнаружения для цели с ЭПР 3 м²:

- а) зависимость максимальной энергетической дальности от числа импульсов в пачке,
- б) зависимость вероятности правильного обнаружения от числа импульсов в пачке

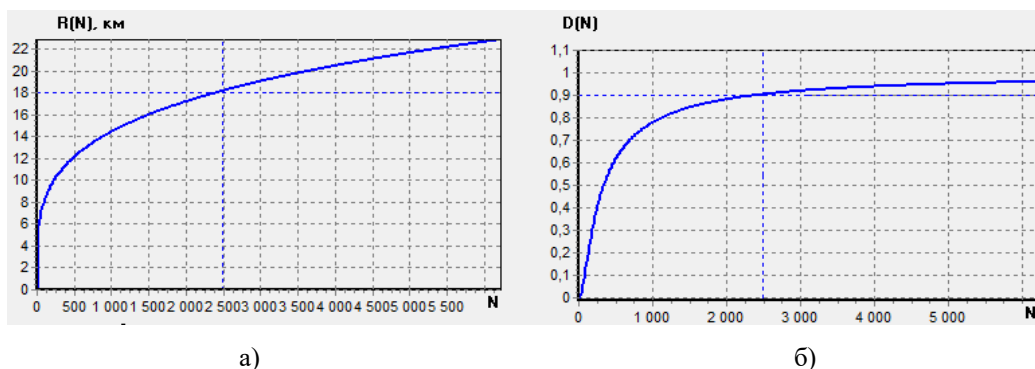


Рис. 2. Зависимости обнаружения для цели с ЭПР 0,005 м²:

- а) зависимость максимальной энергетической дальности от числа импульсов в пакке,
б) зависимость вероятности правильного обнаружения от числа импульсов в пакке

Проведем сравнительный анализ характеристик обнаружения в различных диапазонах излучения (таблица 1).

Таблица 1. Сравнительный анализ характеристик обнаружения в различных диапазонах излучения

Цель	Дальность обнаружения, км		
	Х - диапазон	Ku - диапазон	Ка - диапазон
Истребитель (ЭПР 3 м ²)	90,05	64,64	10,91
БПЛА (ЭПР 0,005 м ²)	18,19	13,06	2,205

Как видно из сравнения приведенных результатов моделирования, можно отметить, что РЛС, работающие в Х-диапазоне, способны обнаруживать цели с заданными ЭПР на расстоянии, много большем, чем у РЛС, работающих в более высоких диапазонах волн, при прочих неизменных параметрах.

Таким образом, на основе проведенного расчета можно сделать вывод, что современные средства защиты летательных аппаратов (такие как технологии «Стелс» и применение специальных материалов) позволяют добиться малой ЭПР, в связи с чем дальность обнаружения таких защищенных воздушных средств уменьшается в несколько раз по сравнению с обычными летательными аппаратами. Современные БРЛС работают в разных диапазонах в зависимости от задач и предлагаемых условий: для получения высокого разрешения на малой дистанции используется Ка-диапазон, для обнаружения вероятного противника на больших дистанциях используются РЛС на частотах Х-диапазона. Кроме того, РЛС Ка-диапазона, хоть они и не обеспечивают большую дальность обнаружения, нашли широкое применение в БПЛА, так как данные летательные аппараты имеют серьезные ограничения по массе аппаратуры. Данные технологии являются перспективными, а тема данного исследования является актуальной и вызывает живой интерес у проектировщиков РЛС разных стран.

Библиографический список

1. Павлушенко М. И., Евстафьев Г. М., Макаренко И. К. Беспилотные летательные аппараты: история, применение, угроза распространения и перспективы развития // Науч. зап ПИР-центра: Национальная и глобальная безопасность. 2004. № 2 (26). 612 с.
2. Википедия. Стелс-технология. <https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%A1%D1%82%D0%B5%D0%BB%D1%81-%D1%82%D0%B5%D1%85%D0%BD%D0%BE%D0%BB%D0%BE%D0%B3%D0%B8%D1%8F>. - Дата доступа: 17.02.2021.
3. Википедия. С-70 «Охотник». https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%A1-70_%C2%AB%D0%9E%D1%85%D0%BE%D1%82%D0%BD%D0%B8%D0%BA%C2%BB. - Дата доступа: 17.02.2021.

УДК 621.396.96; ГРНТИ 47.49

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ПОЛУЧЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ЦЕЛИ ПРИ НАЛИЧИИ МЕШАЮЩИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

В.И. Мартынов, А.В. Сафонова

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, vasy97@bk.ru

Аннотация. В работе проведено исследование алгоритмов обработки радиолокационных изображений цели при наличии шумов и помехи от водной поверхности, имеющей лог-нормальное распределение. Рассмотрены алгоритм максимальной корреляции и алгоритм обратной проекции в частотной области.

Ключевые слова: алгоритм максимальной корреляции, алгоритм обратной проекции в частотной области, радиолокационное изображение цели.

RESEARCH OF THE EFFICIENCY OF ALGORITHMS FOR OBTAINING RADAR IMAGE OF A TARGET IN THE PRESENCE OF INTERFERING

V.I. Martynov, A.V. Safonova

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, vasy97@bk.ru

The summary. The study of algorithms for processing radar images of a target in the presence of noise and interference from the water surface, which has a log-normal distribution. The maximum correlation algorithm and the back-projection algorithm in the frequency domain are considered.

Keywords: maximum correlation algorithm, back-projection algorithm in the frequency domain, radar image

Обработка радиолокационных изображений (РЛИ) целей является достаточно востребованной задачей, нашедшей применение во многих областях науки и техники [1]. В настоящее время существует ряд алгоритмов обработки сигналов с целью получения РЛИ [2]. Эффективность таких алгоритмов тесно связана с типом шумов и помех, присутствующих в принятом от цели сигнале, поэтому нельзя однозначно предсказать какой из известных алгоритмов покажет наилучший результат при заранее неизвестном типе мешающих воздействий. В большинстве опубликованных исследований учитываются только шумы и помехи, имеющие гауссовское распределение, поэтому особый интерес представляет задача оценки эффективности алгоритмов обработки сигналов при наличии других типов помех. В данной работе рассмотрено воздействие помехи от водной поверхности, имеющей лог-нормальное распределение. Обработка сигнала проведена двумя способами: при помощи алгоритма максимальной корреляции (МК) [2] и при помощи алгоритма обратной проекции в частотной области (ОПЧО) [3]. В качестве критерия эффективности работы алгоритма приняты максимум значения отношения сигнал/помеха+шум (ОСШ) на выходе системы обработки и минимум относительного изменения среднего контраста (ОИСК) [4] РЛИ:

$$\text{ОИСК} = \frac{\text{СК}(\sigma_{x,y}) - \text{СК}(\hat{\sigma}_{x,y})}{\text{СК}(\sigma_{x,y})},$$

где средний контраст

$$\text{СК}(\sigma_{x,y}) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \frac{\sum_{i=-1}^1 \sum_{j=-1}^1 |\sigma_{xl,yl} - \sigma_{xl+i,yl+j}|}{8},$$

L – число отражающих точек цели, $\sigma_{xl,yl}$ – матрица интенсивности отраженного сигнала.

Экспериментальные исследования

В работе используется непрерывный сверхширокополосный сигнал с линейной частотной модуляцией. В качестве эталона было принято РЛИ цели, состоящее из 123 «блестящих» точек в виде «самолета», в качестве помехи принята помеха от водной поверхности, распределенная по лог-нормальному закону. Параметр алгоритма МК принят равным двум ($T=2$).

В таблице 1 приведены результаты обработки смеси сигнала, шума и помехи для различных значений ОСШ на входе системы обработки.

Таблица 1. Сравнение алгоритмов при воздействии фоновой помехи

Алгоритм	МК		ОПЧО	
ОСШ вх, дБ	ОСШ вых, дБ	ОИСК	ОСШ вых, дБ	ОИСК
-20	7,61	0,424	1,78	0,542
-5	16,75	0,142	18,75	0,474
10	46,89	0,095	33,65	0,467

По данным таблицы 1 видно, что значения ОИСК и выходного ОСШ уменьшаются по сравнению с аналогичными значениями при шумовом воздействии для обоих алгоритмов, но для алгоритма МК намного более существенно при малых ОСШ на входе.

На рисунке 1 представлена зависимость СКО помехи и ОСШ на выходе алгоритмов от ОСШ на входе при воздействии фоновой помехи. Диапазона изменения входного ОСШ от -20 дБ до 20 дБ с шагом 5 дБ.

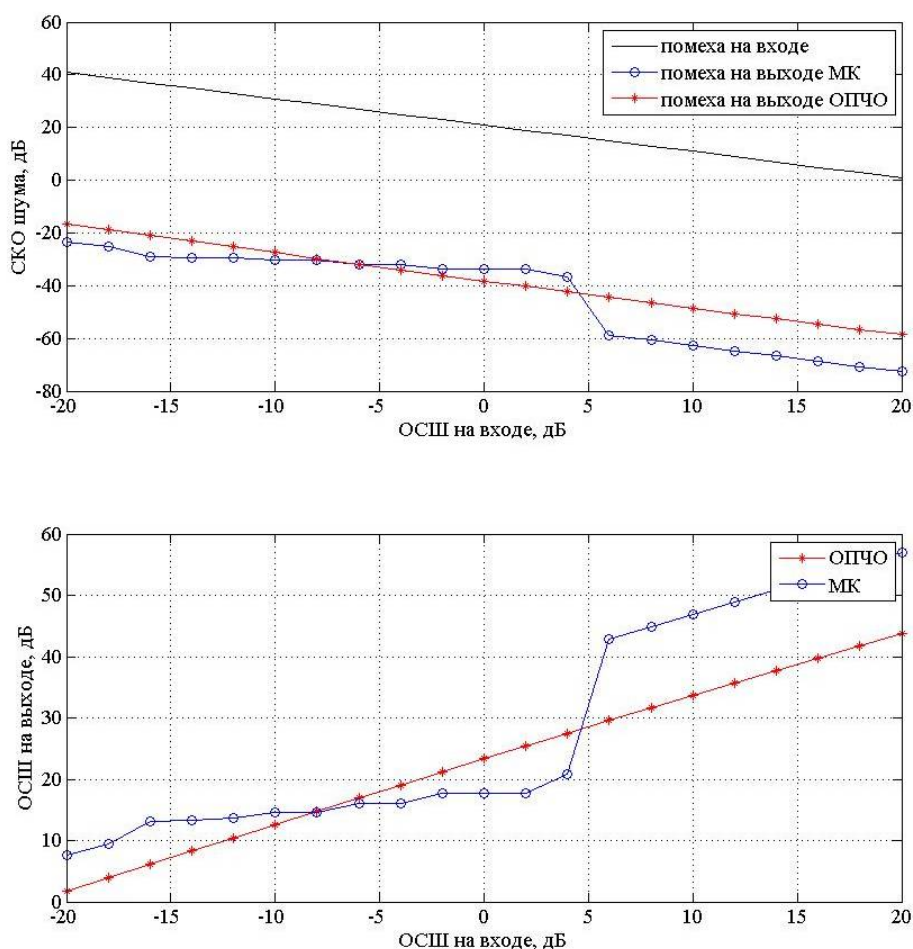


Рис. 1. Зависимость ОСШ на выходе от ОСШ на входе при действии фоновой помехи

По результатам построения зависимости можно утверждать, что воздействие фоновой помехи не только уменьшает коэффициент улучшения ОСШ алгоритма МК, но и делает его существенно нелинейным по отношению к значению входного ОСШ. Данный результат можно назвать ожидаемым, поскольку помеха коррелирована с полезным сигналом, а значит и с элементарными опорными сигналами. Процедура обработки сигнала алгоритмом МК является линейной после определения количества опорных сигналов, используемых в дальнейшем для формирования обратной матрицы аппроксимирующего сигнала. Однако сама процедура определения опорных сигналов основана на выборе тех сигналов, чья корреляция с принятым сигналом максимальна, что эквивалентно пороговой обработке обнаружения опорных сигналов. Каждый максимум, соответствующий элементарному сигналу, который присутствует в принятом сигнале, должен превысить относительный порог, задаваемый параметром алгоритма T .

Очевидно, когда алгоритм правильно обнаруживает все 123 отражающие точки для тестовой цели «самолет», СКО ошибки полученного изображения минимально. На рисунке 2 показана зависимость количества выбранных опорных сигналов от значения входного ОСШ при воздействии фоновой помехи.

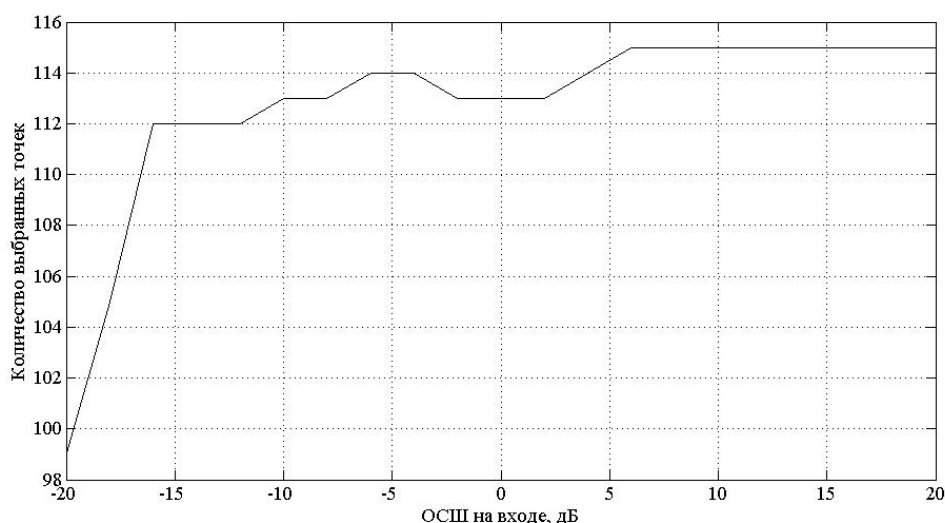


Рис. 2. Зависимость количества выбранных точек от ОСШ на входе при действии фоновой помехи

Рисунок 2 показывает, что воздействие коррелированной с сигналом помехи приводит к тому, что изменяется распределение корреляционных максимумов по амплитуде. При большом входном ОСШ практически все корреляционные максимумы, соответствующие элементарным сигналам, из которых состоит принятый сигнал, отличаются не более чем в 2 раза. При этом значение параметра $T=2$ достаточно, чтобы выбрать 115 правильных опорных сигналов из всей совокупности. При низком значении входного ОСШ один из корреляционных максимумов сильнее превалирует над остальными, что приводит к потере большого количества отражающих точек в результате работы алгоритма. Поэтому характер возникающих ошибок для алгоритма МК обусловлен в первую очередь потерей отражающих точек цели и является ступенчатым, что и определяет нелинейность. Несмотря на это, рисунок 1 показывает, что при малых значениях ОСШ алгоритм МК все равно превосходит алгоритм ОПЧО, так как помеха проникает по меньшему количеству временных каналов, а этот фактор становится определяющим, когда мощность сигнала значительно уступает мощности помехи. Поэтому проблемным участком алгоритма являются средние значения входного ОСШ, при которых он уступает алгоритму ОПЧО по величине коэффициента улучшения ОСШ.

Библиографический список

1. Доросинский Л.Г. Оптимальная обработка радиолокационных изображений, формируемых в PCA – М.: Издательский дом Академии естествознания, – 2017. – 212 с.
2. Сафонова А.В., Мартынов В.И. Алгоритм адаптивной аппроксимации радиолокационного изображения цели // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2020. – №74. – С. 23-33.
3. Ultra-wideband FMCW ISAR imaging with a large rotation angle based on block-sparse re-recovery/ Ke Jin, Tao Lai, Gong-quan Li, Ting Wang, Yong-jun Zhao // FITEE. – 2017. – No.18. – pp. 2058-2069.
4. Сафонова А.В., Мартынов В.И. Применение сверхширокополосного сигнала для получения радиолокационного изображения сложной цели // Приоритетные направления развития науки и технологий: доклады XXVIII международной науч.-практич. конф. – Тула: Инновационные технологии, 2020. – С.84-86.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ФУНКЦИИ УГЛОВОГО СПЕКТРА НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В СИСТЕМЕ MASSIVE MIMO С УЧЕТОМ ВЗАИМНОЙ КОРРЕЛЯЦИИ КАНАЛОВ

А.Э. Яковлев

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, alexsandryak.ff@gmail.com*

Аннотация. В работе рассмотрены проблемы, возникающие при моделировании систем с большим числом антенн. Представлены результаты исследования влияния функции углового спектра на основные параметры качества связи системы MASSIVE MIMO.

Ключевые слова: MASSIVE MIMO, пространственные структуры антенной системы, матрица канальных коэффициентов, пропускная способность, вероятность простоя антенной системы.

RESEARCH OF THE INFLUENCE FUNCTIONS OF ANGULAR SPECTRUM EFFICIENCY OF DATA TRANSMISSION IN MASSIVE MIMO SYSTEM, TAKING INTO ACCOUNT THE MUTUAL CORRELATION OF CHANNELS

A.E. Yakovlev

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, alexsandryak.ff@gmail.com*

The summary. The paper considers the problems that arise in the modeling of systems with a large number of antennas. Presents the results of the study of the influence of the angular spectrum function on the main parameters of the communication quality of the MASSIVE MIMO system.

Keywords: MASSIVE MIMO, spatial structures of the antenna system, the matrix of channel coefficients, bandwidth, the probability of downtime of the antenna system.

Система MASSIVE MIMO представляет собой систему MIMO, но с большим количеством антенн у передатчика и приемника. Количество антенн в таких системах достигает более 100 единиц [1]. При таких конфигурациях MASSIVE MIMO возникают сложности реализации, влияние которых усиливается с ростом числа каналов. Одной из главных проблем является взаимное влияние антенн MIMO системы на эффективность передачи информации. [2]. Для решения данной проблемы существует несколько подходов, например, разработка эффективной пространственной структуры и оптимальный выбор функции углового спектра излучателей сигналов антенной системы [3].

При моделировании систем MASSIVE MIMO наиболее целесообразным решением является применение антенных решеток. Они удобны тем, что позволяют расположить большое число излучателей в узлах решетки на расстоянии, позволяющем сократить взаимное влияние каналов передачи данных, при относительно удобных габаритах антенной сис-

темы, а так же появляется возможность управления диаграммами направленности каждого излучателя [2].

Под пространственной структурой системы MASSIVE MIMO принято понимать совокупность приемных и передающих антенн, образующих антенные решетки. Характеризуется пространственная структура расположением N_{RX} приемных и N_{TX} передающих антенн в некоторой области пространства S . В общем случае антенны располагаются в 3-х мерном пространстве, а пространственная структура системы связи задается набором координат передающих и приемных антенн $x_{TXi}, y_{TXi}, i=1, \dots, N_{TX}$; $x_{RXi}, y_{RXi}, z_{RXi}, i=1, \dots, N_{RX}$, заданных в долях длины рабочей волны λ [1].

Целью работы является рассмотрение влияния функции углового спектра (ФУС) на эффективность передачи данных.

Функция углового спектра – характеристика, определяющая распределение энергии по угловым координатам. Для случая всенаправленной антенны нормированная ФУС задается выражением:

$$\int_0^{2\pi} \rho(\theta) d\theta = 1,$$

где θ – значение угловой координаты.

Функция углового спектра необходима для определения корреляции сигналов в элементах приемной и передающей антенных систем, и последующего получения матрицы канальных коэффициентов.

Комплексные канальные коэффициенты $\underline{h}_{ij}, i=1, \dots, N_{RX}, j=1, \dots, N_{TX}$ характеризуют флуктуации амплитуды и задержку (сдвиг по фазе) сигнала от j -й передающей антенны при приеме i -й приемной антенной. Совокупность канальных коэффициентов образуют матрицу:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \underline{h}_{11} & \underline{h}_{12} & \dots & \underline{h}_{1N_{TX}} \\ \underline{h}_{21} & \underline{h}_{22} & \dots & \underline{h}_{2N_{TX}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \underline{h}_{N_{RX}1} & \underline{h}_{N_{RX}2} & \dots & \underline{h}_{N_{RX}N_{TX}} \end{bmatrix},$$

где канальные коэффициенты $\underline{h}_{ij}$ являются комплексными, в общем случае коррелированными гауссовскими величинами: $\underline{h}_{ij} = a_{ij} + jb_{ij}$, a_{ij} , b_{ij} – гауссовские случайные величины [1].

Корреляция сигналов различных лучей в антеннах приемника, задается матрицей $\mathbf{R}_{\text{receiver}} = \left\{ r_{\text{receiver}_{ij}} = \overline{\underline{h}_{in} \underline{h}_{jn}^*}, i, j = 1, \dots, N_{RX} \right\}$ и не зависит от номера n антенны передатчика. В

силу взаимности корреляция сигналов различных антенн передатчика задается матрицей $\mathbf{R}_{\text{transmitter}} = \left\{ r_{\text{transmitter}_{ij}} = \overline{\underline{h}_{mi} \underline{h}_{mj}^*}, i, j = 1, \dots, N_{RX} \right\}$ и не зависит от номера m антенны приемника.

Корреляция между любыми mn и ij канальными коэффициентами определяется матрицей:

$$\mathbf{R}_{\text{MIMO}} = \left\{ r_{ij}^{nm} = \overline{\underline{h}_{mn} \underline{h}_{ij}^*} = r_{\text{transmitter}_{ni}} \times r_{\text{receiver}_{mj}}; i, m = 1, \dots, N_{TX}; j, n = 1, \dots, N_{RX} \right\}.$$

Матрица корреляции канальных коэффициентов выражается через матрицы корреляции сигналов AP приемника $\mathbf{R}_{\text{receiver}}$ и передатчика $\mathbf{R}_{\text{transmitter}}$:

$$\mathbf{R}_{\text{MIMO}} = \mathbf{R}_{\text{transmitter}} \otimes \mathbf{R}_{\text{receiver}} = \begin{bmatrix} \underline{r}_{\text{transmitter_11}} \mathbf{R}_{\text{receiver}} & \cdots & \underline{r}_{\text{transmitter_1}N_{\text{TX}}} \mathbf{R}_{\text{receiver}} \\ \cdots & \cdots & \cdots \\ \underline{r}_{\text{transmitter_}N_{\text{TX}}1} \mathbf{R}_{\text{receiver}} & \cdots & \underline{r}_{\text{transmitter_}N_{\text{TX}}N_{\text{TX}}} \mathbf{R}_{\text{receiver}} \end{bmatrix}.$$

Матрица канальных коэффициентов с необходимой корреляцией задается уравнением:

$$\mathbf{H} = \mathbf{C}\mathbf{V},$$

где $\mathbf{V} = \begin{bmatrix} v_1 & \cdots & v_{N_{\text{TX}}N_{\text{RX}}} \end{bmatrix}^T$ – вектор независимых комплексных гауссовских чисел с $\overline{|v_{ij}|^2} = 1$, матрица $\mathbf{C}$ вычисляется в результате факторизации по Холецкому корреляционной матрицы канальных коэффициентов $\mathbf{R}_{\text{MIMO}} = \mathbf{C}\mathbf{C}^H$. [1]

Корреляция сигналов в элементах приемной и передающих линейных антенных системах определяется выражением:

$$\underline{r}_{mn} = \int_0^{2\pi} \rho(\theta) e^{j\frac{2\pi}{\lambda}[(x_m - x_n)\sin(\theta)]} d\theta, \quad i, j = 1, \dots, N_{\text{TX}}(N_{\text{RX}}).$$

Пропускная способность всех гауссовских каналов связи ($k = 1, \dots, K$) для матрицы $\mathbf{H}$ определяется выражением:

$$C_H = \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \sigma_k^2 \frac{q}{N_{\text{TX}}} \right) = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_{\text{RX}} \times N_{\text{RX}}} + \frac{q}{N_{\text{TX}}} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{N_{\text{TX}} \times N_{\text{TX}}} + \frac{q}{N_{\text{TX}}} \mathbf{H}^H \mathbf{H} \right),$$

где σ_k – сингулярные числа;

q – отношение сигнал-шум;

N_{TX} – количество антенн передатчика;

N_{RX} – количество антенн приемника;

$\mathbf{I}$ – единичная матрица;

$\mathbf{H}$ – матрица канальных коэффициентов [2].

Отношение сигнал-шум определяется выражением $q = \frac{P_c}{P_{\text{ш}}}$, где P_c – суммарная мощность полезного сигнала, излучаемая антенной системой передатчика, а $P_{\text{ш}}$ – суммарная мощность шумов по всем каналам антенной системой передатчика;

Эргодическая пропускная способность определяется выражением: $C = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N C_H$.

Используя вышеприведенный алгоритм, проведено моделирование со следующими параметрами:

Таблица 1. Используемые параметры при моделировании

Число антенн на стороне передатчика:	$N_{TX} = 128;$
Число антенн на стороне приемника:	$N_{RX} = 128;$
Частота сигнала (ГГц):	$f = 2.4;$
Длина волны сигнала (м):	$\lambda = 0,125;$
Координаты элементов АР передатчика (доли длины волны):	$x = (1: N_{TX}) * 0,5 * \lambda;$
Координаты элементов АР приемника (доли длины волны):	$y = (1: N_{RX}) * 0,5 * \lambda;$
Отношение сигнал-шум (дБ):	$q = 10;$
Число экспериментов (количество циклов вычисления пропускной способности):	$N_{\text{experiment}} = 1000;$

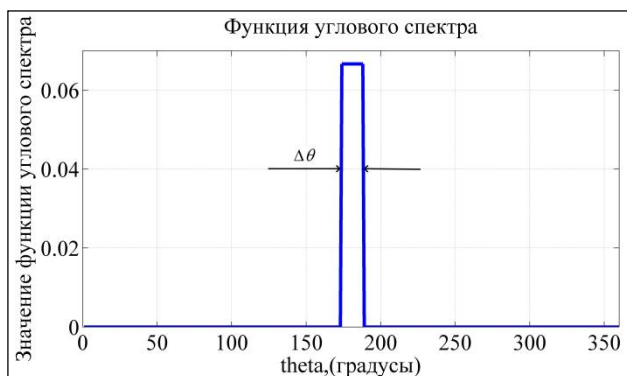
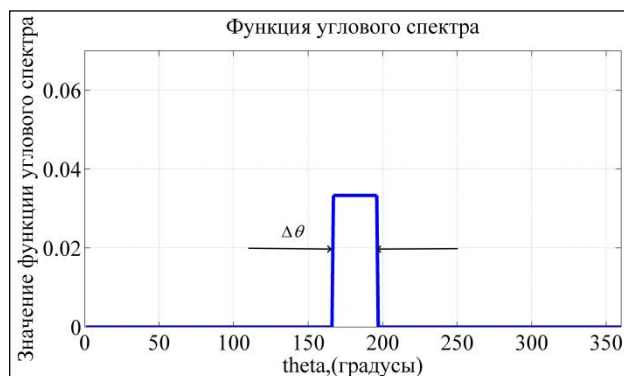
Исследование в программной среде MATLAB

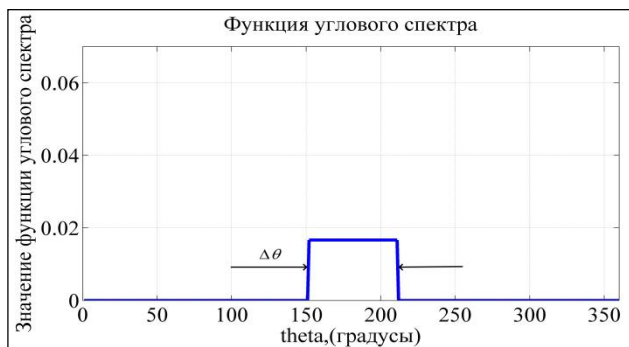
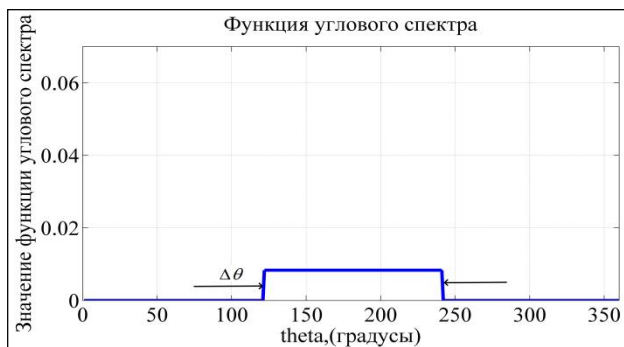
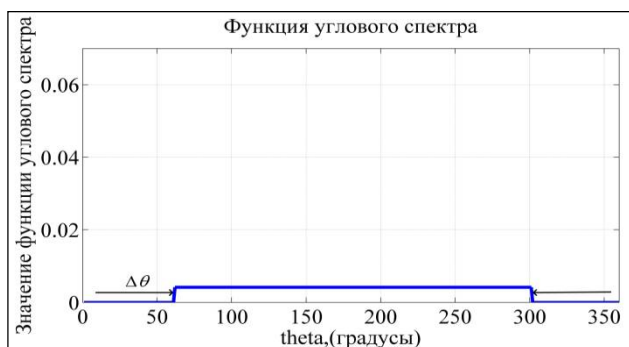
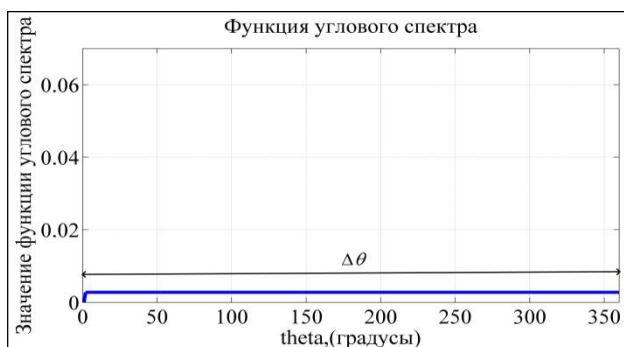
Для оценки влияния ширины функции углового спектра $\Delta\theta$ на эффективность передачи данных в данном исследовании использовались показания эргодической пропускной способности C и вероятности простоя антенной системы (измеряемой в процентах). Под вероятностью простоя антенной системы понимается вероятность того, значение C не превышало 10% от максимального значения C . Полученные значения сведены в таблицу 2, по которым построены зависимости, представленные на рисунках 7, 8.

Таблица 2. Зависимость эргодической пропускной способности C и вероятности простоя антенной системы от функции углового спектра

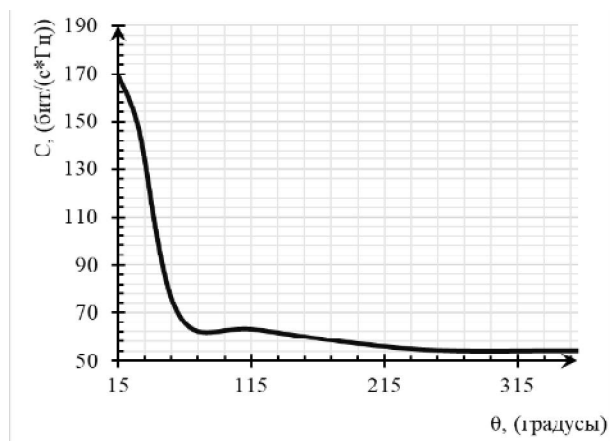
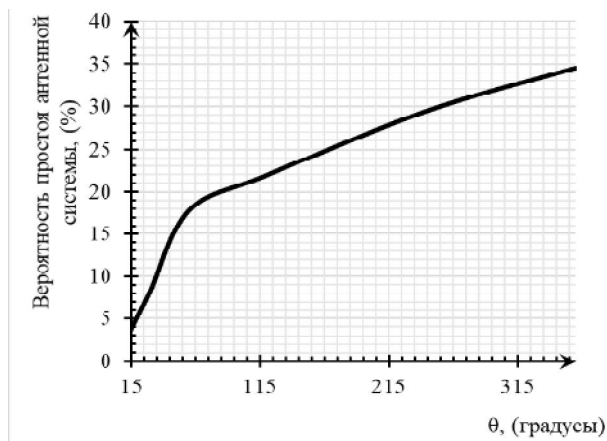
$\Delta\theta$, (градусы)	15	30	60	120	240	360
C , (бит/(с*Гц))	168,971	147,332	69,417	62,821	54,861	54,2617
Вероятность простоя антенной системы, (%)	3,7	8,3	17,8	21,9	29,2	34,5

Для удобства представления функции углового спектра при изменении аргумента θ приведены графические материалы, представленные на рисунках 1 – 6.

Рис. 1. $\Delta\theta = 15$ (градусов)Рис. 2. $\Delta\theta = 30$ (градусов)

Рис. 3. $\Delta\theta = 60$ (градусов)Рис. 4. $\Delta\theta = 120$ (градусов)Рис. 5. $\Delta\theta = 240$ (градусов)Рис. 6. $\Delta\theta = 360$ (градусов)

Анализ полученных данных показывает, что большие значения ширины функции углового спектра $\Delta\theta$ пагубно влияют на эффективность передачи данных в системе MASSIVE MIMO, что объясняется повышением корреляционной связи соседних каналов антенной системы с большим числом антенн. Для уменьшения взаимного влияния каналов следует применять излучатели с небольшими значениями функциями углового спектра (5 - 20 градусов).

Рис. 7. График зависимости эргодической пропускной способности C от ширины функции углового спектра $\Delta\theta$ Рис. 8. График зависимости вероятности простоя антенной системы от ширины функции углового спектра $\Delta\theta$

Библиографический список

1. Gao, Xiang; Edfors, Ove; Rusek, Fredrik; Tufvesson, Fredrik, FINAL MANUSCRIPT: PUBLISHED IN IEEE TRANS. WIRELESS COMMUN., 2015, Massive MIMO performance evaluation based on measured propagation data.
2. Бакулин М. Г., Варукина Л. А., Крейнделин В. Б. Технология MIMO: принципы и алгоритмы. — М.: Горячая линия - Телеком, 2014. — 242 с.
3. В. Слюсар, Электроника: Наука, Технология, Бизнес 8/2005, Системы MIMO: принципы построения и обработка сигналов.

УДК 654.165; ГРНТИ 49.33.31

ИССЛЕДОВАНИЕ СИГНАЛЬНЫХ СОЗВЕЗДИЙ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

А.В. Петухов

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, krutsahsa@mail.ru*

Аннотация. В работе рассматривается моделирование схемы передачи информации в среде Matlab. Приводятся исследование этапов передачи информации и ее характеристики.

Ключевые слова: фазовое созвездие, модуляция, канал связи.

STUDY OF SIGNAL CONSTELLATIONS IN DATA TRANSMISSION SYSTEMS

A.V. Petukhov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russian Federation, Ryazan, krutsahsa@mail.ru*

Annotation. The paper discusses the modeling of the information transfer scheme in the Matlab environment. A study of the stages of information transfer and its characteristics are presented.

Keywords: phase constellation, modulation, communication channel.

В современном мире важная роль принадлежит коммуникации людей между собой. Но для того, чтобы передать информацию, нужна изначально созданная среда распространения или же каналы связи. Канал связи – это система технических средств и среда распространения сигналов для односторонней передачи данных от отправителя к получателю.

Виды каналов связи

В данное время используется разные каналы передачи информации, рассмотрим основные.

Спутниковая связь

Для такого типа связи используют спутники с антеннами СВЧ диапазона для приема радиосигналов от наземных станций и последующей ретрансляции обратно на наземные станции.

Спутниковую связь реализуют для создания канала связи между станциями, расположенными на больших расстояниях. Этот вид связи хорошо подходит для обслуживания пользователей на удаленных расстояниях. Максимальная скорость передачи достигает нескольких сотен Мбит/с.

Сотовая передача данных

Сотовая связь — это телекоммуникационная система, которая состоит из наземных станций, которые принимают и передают сигнал, и коммутатора.

Есть несколько стандартов: GSM, GPRS, EDGE, и LTE.

Рассмотрим самый популярный в наше время стандарт четвертого поколения 4G (LTE).

Стандарт LTE дает наивысшую скорость передачи данных по сравнению с остальными современными стандартами мобильной связи. Модуль LTE, встроенный в прибор, работает совместно с со стандартами GSM и 3G. Скорость передачи информации составляет до 20 Мбит/с [1].

Эта технология основана на пакетной передаче данных с помощью протоколов IP. Для стабильности и быстроты синхронизации между основной станцией и мобильной формируется временной и частотный дуплекс. Возможно широкополосное подключение абонентов.

Радиоканалы передачи данных для локальных сетей

Стандартом беспроводной связи для локальных сетей является технология Wi-Fi. Эта технология, работающая в двух режимах.

Первый режим основан на подключении двух аппаратов оснащенными чипами, которые синхронизируются друг с другом, такой способ называется точка-точка [2].

Второй режим называется точкой доступа. В этом режиме возможна передача между беспроводными и проводными сетями. Для защиты такого сигнала применяют кодирование. Максимальная скорость передачи до 600 МБит/с. Wi-Fi работает на частотах 2,4 ГГц и 5 ГГц [2].

Радиоканалы передачи данных Bluetooth

В этой технологии передача данных осуществляется на короткие расстояния до 10 м. Она работает на частоте 2,4 ГГц, это может способствовать конфликту с другими устройствами, работающими на этой частоте. Скорость передачи данных не велика, около 1 Мбит/с.

Достоинства этой технологии в низком энергопотреблении и экологической безопасности, сравнимой с проводными сетями [2].

Моделирование канала связи в среде MATLAB+SIMULINK

Моделирование мы проводим в пакете прикладных программ MatLab и Simulink. Simulink - это среда имитационного моделирования, которая позволяет с помощью блок-диаграмм строить модели, включая дискретные, непрерывные, гибридные, нелинейные и др.

Данная среда позволяет использовать уже готовые решения в виде блоков. На основе этого соберем канал связи, как показано на рисунке 1.

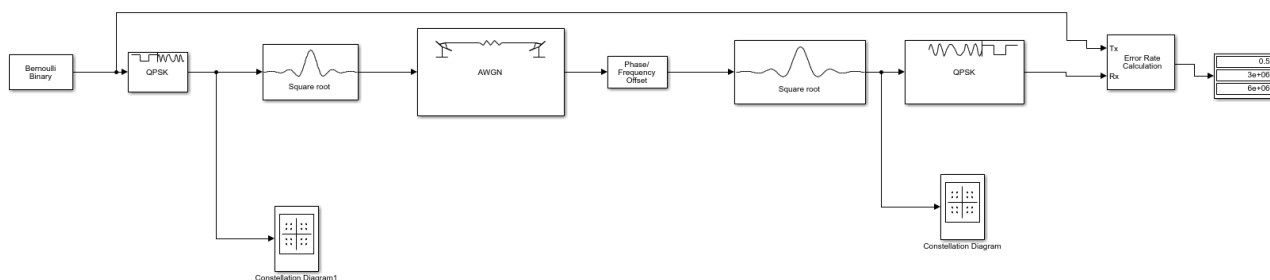


Рис. 1. Блок-схема канала связи

Разберем как работает данная схема.

Генератор двоичных чисел, генерирует случайные двоичные числа согласно распределению Бернулли. Далее сигнал из генератора, поступает в блок QPSK Modulator, который модулирует основную полосу сигнала с помощью метода основанном на кодировании двух бит передаваемой информации одним символом. После сигнал фильтруется с помощью фильтра с повышенным косинусом, который хорошо минимизирует межсимвольную интерференцию. После выхода из передающей части, сигнал подвергается влиянию гауссовского белого шума в блоке AWGN, после которого идет в блок Phase/Frequency Offset который задает сдвиг по фазе или частоте, полсе всего этого сигнал приходит в принимающую часть канала связи, сигнал демодулируется и входит в блок Error Rate Calculation, который считает ошибку между сигналом до прохождения канала связи, и после.

Построение сигнальных точек сигнала в канале с QPSK модуляцией с разным сдвигом по частоте

Построим фазовые созвездия на выходе модулятора для последовательности QPSK и на выходе блока AWGN которые изображены на рисунке 2 и рисунке 3.

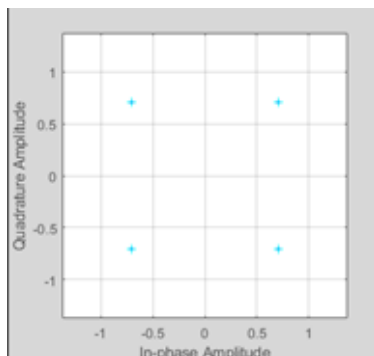


Рис. 2. Фазовое созвездие на выходе модулятора для последовательности QPSK

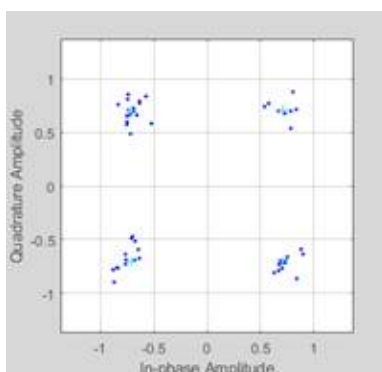


Рис. 3. Фазовое созвездие на выходе блока AWGN

Отметим то, что на созвездии, положение всех символов равноудалены от начала координат. Это означает равенство амплитуд всех символьных колебаний. Чтобы усложнить способность модуляции, нужно сделать сдвиг фаз на меньший угол. Из-за этого будет передаваться большее количество бит и на созвездии будет больше точек.

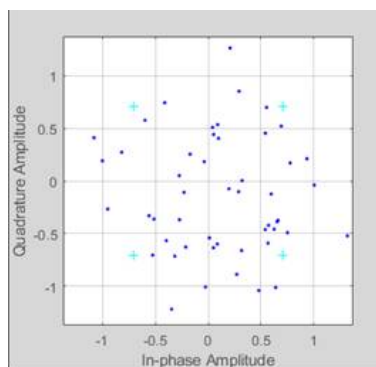


Рис. 4. Фазовое созвездие на выходе блока AWGN после уменьшения фазы

Как мы видим из рисунка 4, уменьшение фазы способствует усложнению модуляции, побочным эффектом которой, является вероятность ошибки при восстановлении принимаемых символов.

Библиографический список

1. Рашич А. В, Сети беспроводного доступа. – Санкт-Петербург: Издательство политехнического университета, 2011.
2. Бакулин М. Г., Крейделин В. Б., Шумов А. П. Повышение скорости передачи информации и спектральной эффективности и беспроводных систем связи. – Цифровая обработка сигналов №1/2006.

УДК 621.396.96; ГРНТИ 47.49

ПОСТРОЕНИЕ АВТОКОМПЕНСАТОРОВ ДОПЛЕРОВСКОЙ ФАЗЫ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

А.А. Петунин

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, aleksey.petunin.97@mail.ru*

Аннотация. В работе методом максимального правдоподобия синтезированы дискриминаторы, на основе которых рассмотрены автокомпенсаторы доплеровской фазы помех с обратной связью. Проведен анализ точности автокомпенсации в зависимости от свойств помехи и параметров узлов предложенных автокомпенсаторов.

Ключевые слова: автокомпенсатор, дискриминатор, пассивная помеха, доплеровская фаза, обучающая выборка, точность автокомпенсации.

CONSTRUCTION OF DOPPLER PHASE AUTOCANCELLER FOR CLUTTER

A.A. Petunin

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, aleksey.petunin.97@mail.ru*

The summary. In this article, the maximum likelihood method is used to synthesize discriminators, on the basis of which the autocanceller of the Doppler phase of interference with feedback are considered. The analysis of the accuracy of autocompensation is carried out depending on the properties of the interference and the parameters of the nodes of the proposed autocancellers.

Keywords: autocanceller, discriminator, passive interference, Doppler phase, training sample, autocompensation accuracy.

Введение

Выделение полезных сигналов в зоне действия пассивных помех существенно затрудняется в случае неизвестных характеристик помех, а также их неоднородности в зоне обзора и нестационарности во времени. Преодоление априорной неопределенности основывается на разнообразных идеях адаптации [5].

При выделении сигналов высокой скважности основной операцией является режектирование помехи с предварительной компенсацией ее доплеровской фазы путем соответствующей перестройки опорного колебания гетеродина. Адаптация к аргументу корреляционной функции (доплеровской фазе) помехи является необходимым условием ее режектирования, но не достаточным для достижения предельной эффективности этой операции [2].

Полная адаптация к корреляционным свойствам помехи на основе прямой оценки неизвестных параметров приводит к адаптивным режекторным фильтрам (АРФ) с прямыми связями. Данные АРФ имеют достаточно сложную структуру, так как имеют комплексные весовые коэффициенты, а значит необходимо повышение быстродействия арифметических операций для выполнения обработки в реальном времени.

Избежать указанных трудностей можно путем предварительной компенсации фазового сдвига помехи. А с помощью АРФ с действительными весовыми коэффициентами, адаптирующимися к корреляционным свойствам помехи на выходе автокомпенсатора, осуществляется режектирование помехи без доплеровских сдвигов фазы. Таким образом, представляют интерес принципы построения автокомпенсаторов доплеровской фазы и построение на их основе адаптивных режекторных фильтров.

Принципы построения автокомпенсаторов

Мешающие отражения от протяженных объектов представляют собой случайный узкополосный гауссовский процесс. Они образуют аддитивную смесь с собственным шумом приемника, которой соответствуют цифровые отсчеты $U_{jl} = x_{jl} + iy_{jl}$ комплексной огибающей.

щей в j -м периоде повторения и в l -м элементе разрешения по дальности [2]. Отсчеты образуют вектор-столбец $U_l = \{U_{jl}\}^T$. В пределах временного строба, соответствующего $n + 1$ соседним элементам разрешения по дальности, отсчеты помеховой составляющей образуют обучающую выборку $U = \{U_l\}$, $l = \overline{1, n + 1}$. Вектор U_l ($l = \frac{n}{2} + 1$) исключается из обучающей выборки, он соответствует среднему элементу разрешения. Корреляционная матрица помехи, при условии, что ее статистические характеристики однородны в пределах данного временного строба, описывается следующим образом $R = R_l = \overline{U_l U_l^{*T}} / 2\sigma_n^2$, элементы которой $R_{jk} = \rho_{jk} e^{i(j-k)\varphi} + \lambda \delta_{jk}$, где ρ_{jk} – коэффициенты межпериодной корреляции, φ – доплеровский фазовый сдвиг за период повторения T , $\lambda = \sigma_{\text{ш}}^2 / \sigma_n^2$ – отношение шум/помеха, δ_{jk} – символ Кронекера [7].

При условии, что составляющая помехи статистически независима в различных элементах разрешения по дальности, а также при полной замене элементарных отражателей, функция правдоподобия имеет вид [1]:

$$P(\{U_l\}/\varphi) = C \exp \left(-\frac{1}{2} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq \frac{n}{2}+1}}^{n+1} U_l^{*T} W U_l \right), \quad (1)$$

где C – не зависящая от U_l и φ постоянная;

W – матрица, обратная матрице R , элементы которой $W_{jk} = w_{jk} e^{i(j-k)\varphi}$.

Автокомпенсатор с обратной связью будем рассматривать в виде следящей системы: дискриминатор – сглаживающий фильтр, полагая, известным опорное значение φ_0 , на которое настроен дискриминатор измерителя. Синтез дискриминатора проведем на основе метода максимального правдоподобия. Для этого аппроксимируем логарифм функции правдоподобия $\ln P(\{U_l\}/\varphi) = L(\varphi)$ в окрестности опорной точки φ_0 параболической кривой [4]:

$$L(\varphi) \approx L(\varphi_0) + (\varphi - \varphi_0)L'(\varphi_0) + \frac{1}{2}(\varphi - \varphi_0)^2 L''(\varphi_0). \quad (2)$$

$$\text{Уравнение правдоподобия: } \left. \frac{dL(\varphi)}{d\varphi} \right|_{\varphi=\hat{\varphi}} L'(\varphi_0) + (\hat{\varphi} - \varphi_0)L''(\varphi_0) = 0,$$

из которого находим оптимальную оценку: $\hat{\varphi} = \varphi_0 - \frac{L'(\varphi_0)}{L''(\varphi_0)}$.

Для следящего измерителя представляет интерес оценка ошибки рассогласования:

$$\Delta\hat{\varphi} = \hat{\varphi} - \varphi_0 = -\frac{L'(\varphi_0)}{L''(\varphi_0)}.$$

В установившемся режиме доплеровские сдвиги фазы помехи должны быть скомпенсированы, что соответствует опорному значению дискриминатора $\varphi_0 = 0$. Оценка ошибки рассогласования:

$$\Delta\hat{\varphi} = \text{Im} \frac{X}{\text{Re}} Y. \quad (3)$$

Данный алгоритм определяют структуру оптимального дискриминатора [8,9]. В условиях с априори неизвестными спектрально-корреляционными характеристиками помехи, задаваемые коэффициентами ρ_{jk} и связанными с ними величинами w_{jk} , дискриминатор должен быть адаптивным [11].

С целью уменьшения инерционности отслеживания по дальности в системах сопровождения представляется целесообразным полностью использовать возможности межпериодного усреднения, сокращая усреднение по дальности или отказываясь от него совсем [6]. Чтобы оперативно скомпенсировать доплеровскую фазу, в системах обнаружения, представляет интерес минимально необходимое число периодов $N = 2$. В таком случае, алгоритм оценки ошибки рассогласования, в j – м периоде независимо от корреляционной функции помехи имеет вид [10]:

$$\Delta\hat{\phi}_j = \text{Im } X_j / \text{Re } X_j, \quad (4)$$

где

$$X_j = \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq \frac{n}{2}+1}}^{n+1} U_{j-1,l}^* U_{jl}.$$

Собственно, дискриминатору соответствует числитель выражений (3), (4), а знаменатель соответствует блоку точности, учитывающему уровень поступающей помехи. Использование дискриминатора в соответствии с числителем ($\Delta\hat{\phi}_j = \text{Im } X_j$) возможно при нормированной по мощности помехе [1]. При произвольной мощности помехи осуществляемую блоком точности нормировку можно выполнить в соответствии с алгоритмом $\Delta\hat{\phi}_j = \text{Im } X_j = |X_j|$. На основе алгоритма (4) структурная схема дискриминатора приведена на рисунке 1. В запоминающем устройстве $3Y_T$ отсчёты U_{jl} задерживаются на интервал T ; в блоке комплексного сопряжения (*) меняются знаки комплексных отсчётов $U_{j-1,l}$; в комплексном перемножителе ($\times$) вычисляются произведения $U_{j-1,l}^* U_{jl}$ и в накопителях Н, осуществляющих суммирование n отсчётов, находятся величины $\text{Im } X_j$ и $\text{Re } X_j$. В делителе Д, в соответствии с алгоритмом (4), определяются оценки $\Delta\hat{\phi}_j$.

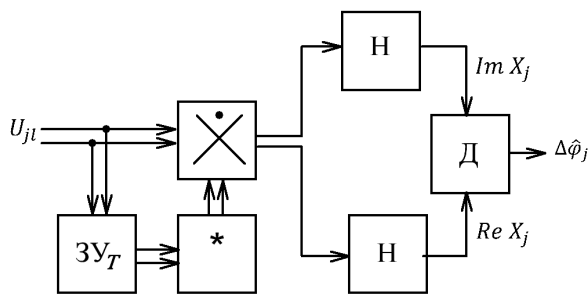


Рис. 1. Структурная схема дискриминатора

Автокомпенсаторы доплеровской фазы помехи с обратной связью на основе рассмотренных дискриминаторов могут быть построены с введением поправки в частоту или фазу опорного колебания гетеродина [10]. При этом перестройка гетеродина должна осуществляться вовремя так называемого «обратного хода развёртки», так как при перестройке в рабочем режиме вдоль дальности нарушается когерентность колебаний. Данный недостаток отсутствует при цифровой компенсации непосредственно на видеочастоте, что позволяет осуществлять безынерционную и оперативную компенсацию доплеровской фазы помехи по дальности без нарушения когерентности.

Структурная схема адаптивного режекторного фильтра на основе автокомпенсатора с обратной связью приведена на рисунке 2. Отсчёты с выхода комплексного перемножителя « $\times$ » поступают в дискриминатор [12].

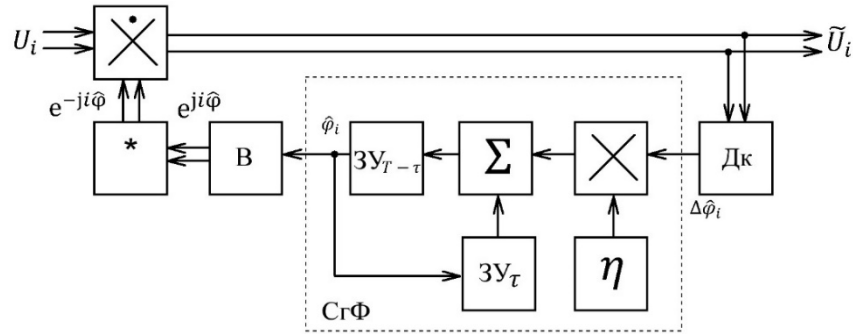


Рис. 2. Структурная схема АРФ на основе автокомпенсатора с обратной связью

Текущие оценки $\Delta\varphi_i$ с выхода дискриминатора Дк поступают в сглаживающий фильтр СгФ, который осуществляет их взвешивание с помощью весового коэффициента η и раздельное по каждому элементу временной дискретизации накопление взвешенных величин, что приводит к сглаживанию ошибок рассогласования и, в итоге, к образованию в установившемся режиме оценки [3]

$$\hat{\varphi}_i = \eta \sum_{k=1}^i \Delta\hat{\varphi}_k.$$

Величина η определяет коэффициент передачи разомкнутого контура автокомпенсатора и влияет на его динамические свойства (длительность переходного процесса) и флуктуационную ошибку (точность автокомпенсации). При этом чем меньше весовой коэффициент η , тем выше точность и процесс автокомпенсации будет более инерционным. Условию устойчивости автокомпенсатора соответствует значение $0 < \eta < 2$.

В запоминающем устройстве $3Y_{T-\tau}$ осуществляется задержка на интервал $T_n - \tau$, что позволяет компенсировать задержки при вычислениях и при накоплении вдоль дальности и обеспечивать соответствие вводимых фазовых сдвигов среднему элементу обучающей выборки. Вычислитель В, в котором образуется соответствующая полному доплеровскому сдвигу фазы величина $e^{i\theta_j} \approx e^{ij\hat{\varphi}_i}$ может быть выполнен в двух вариантах [3]. В первом варианте на выходе сумматора-нормализатора СН образуется нормализованная (не превосходящая 2π) величина $\theta_i = \sum_{k=1}^i \hat{\varphi}_k < 2\pi$, которая затем поступает в косинусно-синусный функциональный преобразователь. Во втором же варианте косинусно-синусное преобразование происходит вначале, а затем рекуррентное вычисление величин $e^{i\theta_j} = e^{i\theta_{j-1}} e^{i\hat{\varphi}_j} \approx e^{ij\hat{\varphi}_i}$.

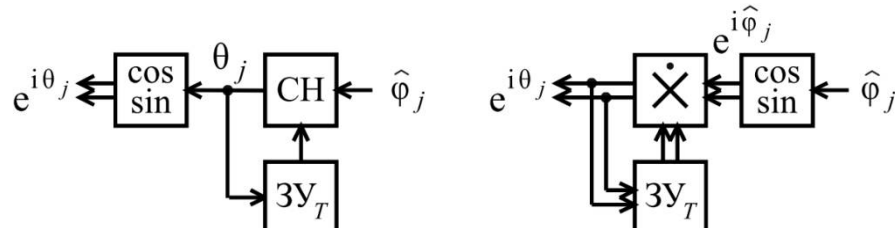


Рис. 3. Вычислитель

В комплексном умножителе вычисляются величины $\tilde{U}_i = U_i e^{-ji\hat{\varphi}} = u_i e^{j[i(\varphi - \hat{\varphi}) + \phi]}$, которые не содержат доплеровских сдвигов фазы помехи.

Точность автокомпенсации

Для автокомпенсаторов с обратной связью точность автокомпенсации определяется дисперсией флуктуационной ошибки:

$$\sigma_{\hat{\varphi}}^2 = 2S_{\text{экв}} \Delta f_{\text{эф}}, \quad (5)$$

где $S_{\text{экв}}$ – эквивалентная спектральная плотность флуктуаций, $\Delta f_{\text{эф}}$ – эффективная полоса пропускания автокомпенсатора.

Для оптимального дискриминатора эквивалентная спектральная плотность:

$$S_{\text{экв}} = S_{\text{опт}} = - \left\{ \frac{d^2 \ln P(\{U_l\}/\varphi)}{d\varphi^2} \right\}^{-1}.$$

Для дискриминатора по алгоритму (4), соответствующему при $N = 2$ произвольной корреляционной функции, имеем

$$S_{\text{опт}} = \frac{(1 + \lambda)^2 - \rho^2}{2n\rho^2}.$$

По аналогии с анализом непрерывных систем в частотной области и с учетом описания в z -плоскости автокомпенсатора как дискретной замкнутой системы эффективную полосу пропускания $\Delta f_{\text{эф}}$ можно определить следующим образом [1]:

$$2\Delta f_{\text{эф}} = \oint_{|z|=1} G(z)G(z^{-1}) \frac{dz}{z},$$

где

$$G(z) = \frac{k_d H(z)}{1 + k_d H(z)},$$

k_d – коэффициент передачи или крутизна дискриминатора, $H(z)$ – системная функция сглаживающего фильтра.

Для рассматриваемых выше оптимальных дискриминаторов $k_d = 1$, а сглаживающему фильтру изображенного на рисунке 2 соответствует системная функция $H(z) = \eta/(2 - \eta)$. Тогда, после вычисления интеграла найдем $2\Delta f_{\text{эф}} = \eta/(2 - \eta)$.

Окончательно получаем при $N = 2$:

$$\sigma_{\varphi}^2 = \frac{\eta(1 + \lambda)^2 - \rho^2}{2(2 - \eta)n\rho^2}. \quad (6)$$

Точность автокомпенсации зависит от объема обучающей выборки n и от весового коэффициента η . На рисунке 4 представлены зависимости среднеквадратичной ошибки σ_{φ} (в градусах) от объема обучающей выборки n при $\eta = 1$, $\lambda \leq 10^{-4}$ и $\rho = 0,99$.

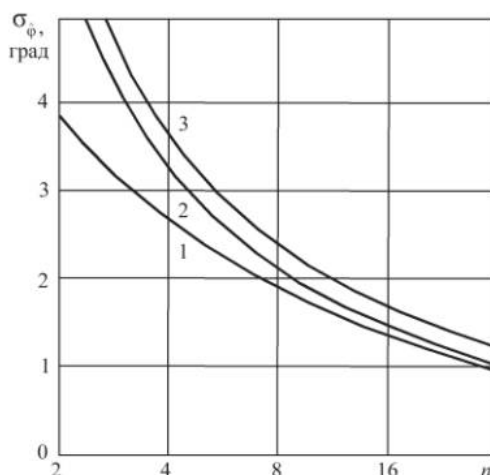


Рис. 4. Зависимости среднеквадратической ошибки

Кривая 1 соответствует выражению (6), кривые 2 и 3 построены путём графического сглаживания точек, полученных в результате имитационного моделирования автокомпенсатора (рис. 2) с дискриминаторами на основе алгоритмов (6). Моделирование состоит из построения модели пассивной помехи, замкнутой модели автокомпенсатора с использованием алгоритма (6) и статистическое определение дисперсии оценки $\hat{\phi}$. Из рис. 4 видим, что точность автокомпенсации влияет объём обучающей выборки n . Результаты моделирования подтверждают асимптотическую эффективность получаемых оценок, а, следовательно, предельную точность автокомпенсации.

Заключение

Синтезированные методом максимального правдоподобия дискриминаторы позволяют построить автокомпенсаторы с обратной связью, которые существенно упрощают адаптивные режекторные фильтры путём их выполнения с действительными весовыми коэффициентами. Для предложенных на основе синтезированных дискриминаторов принципов построения автокомпенсаторов с обратной связью открывается широкий выбор структур и параметров их узлов в зависимости от различных требований: точность компенсации, длительности процесса установления и сложность аппаратной реализации. Упрощение дискриминатора ведет к незначительному снижению точности компенсации, а значит его можно рекомендовать для практического применения.

Библиографический список

1. Попов, Д.И. Автокомпенсаторы доплеровской фазы пассивных помех с обратной связью / Д.И. Попов // Вестник воздушно-космической обороны. – 2016, № 3 (11). – С. 79-86
2. Попов, Д.И. Адаптивное режектирование пассивных помех / Д.И. Попов // Известия высших учебных заведений. // Радиоэлектроника. – 2013. № 4. – С. 39-47 / [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://radio.kpi.ua/article/view/S0021347013040031>.
3. Попов, Д.И. Проектирование радиолокационных систем: учебное пособие. / Д.И. Попов. – Рязань. Рязанский государственный радиотехнический университет. – 2004. – 80 с.
4. Попов, Д.И. Статистическая теория радиотехнических систем: учебное пособие. / Д.И. Попов. – Рязань. Рязанский государственный радиотехнический университет. – 2011. – 80 с.
5. Попов, Д.И. Синтез и анализ эффективности систем адаптивной междупериодной обработки сигналов на фоне помех с неизвестными корреляционными свойствами / Д.И. Попов // Радиотехника и электроника. – 1983, Т. 28, № 12. – С. 2373–2380.
6. Попов, Д.И. Автокомпенсаторы доплеровской фазы пассивных помех с прямой связью / Д.И. Попов // Вестник Концерна ПВО «Алмаз – Антей». – 2015, № 3 (15). – С. 76–80.
7. Попов, Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с комплексными весовыми коэффициентами / Д.И. Попов // Вестник Концерна ПВО «Алмаз – Антей». – 2015, № 2 (14). – С. 21–26.
8. Попов, Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех / Д.И. Попов // Цифровая обработка сигналов. – 2009, № 2. С. 30-33.
9. Попов, Д.И. Адаптивное подавление пассивных помех / Д.И. Попов // Цифровая обработка сигналов. – 2014, № 4. С. 32-37.
10. Попов, Д.И. Адаптивная обработка сигналов на фоне пассивных помех / Д.И. Попов // Известия высших учебных заведений. // Радиоэлектроника. – 2000, Т. 43, № 1. – С. 59-68.
11. Попов, Д.И. Оценка параметров пассивных помех / Д.И. Попов // Известия высших учебных заведений. // Радиоэлектроника. – 2003, Т. 46, № 3. – С. 71-80.
12. Попов, Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с автокомпенсацией доплеровской фазы помехи / Д.И. Попов // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. – 2003, № 12. – С. 10-14.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ВЫБОР МОДЕЛИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛА СТАНДАРТА 5G**А.И. Рябов***Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, ryaboff.lexa2010@yandex.ru*

Аннотация. В работе рассматриваются модели распространения радиосигнала сетей пятого поколения, описываются их основные особенности, а также производится их сравнение. Для наиболее подходящей построен график распределения мощности в пространстве.

Ключевые слова: модели распространения, затухание сигнала, модель Lee, сотовая связь.

CHOOSING A 5G SIGNAL SPREAD MODEL**A.I. Ryabov***Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, ryaboff.lexa2010@yandex.ru*

The summary. The paper considers the models of radio signal propagation of the fifth generation networks, describes its main features, and also compares them. A graph of the power distribution in space is built for the most suitable of it.

Keywords: propagation models, signal attenuation, Lee model, cellular communications.

Необходимость исследования моделей распространения сигнала определена широким их применением и, как следствие, возможностью улучшить результаты моделирования. Сейчас существует множество математических моделей, которые позволяют рассчитать усредненное значение мощности, принимаемой в городских условиях, в зависимости от различных параметров, которые характеризуют определённые условия мобильной связи [6]. Существуют теоретические (расчетные) и эмпирические модели распространения сигнала в городских условиях. Эмпирические модели можно разделить на 2 класса:

1. Статистические модели – им требуются только общее описание типа здания.

2. Одно- или многолучевые модели – определяют уровень принимаемого сигнала и основаны с учётом потерь на каждом из препятствий на пути прохождения сигнала [5].

Модели позволяют узнать величину потери мощности сигнала в заданной точке. Прежде всего необходимо определить, какая мощность теряется при идеальных условиях, а именно, в отсутствии отражений, препятствий, а также без учёта нескольких возможных траекторий передачи сигнала. С этой целью применяется модель Фрииса.

Она определяет мощность, получаемую антенной при идеальных условиях от другой антенны, находящейся на определённом расстоянии и передающей известную мощность [1].

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2,$$

где d - расстояние между принимающей и передающей антенной, м.;

G_T - усиление передающей антенны;

G_R - усиление принимающей антенны;

P_T - мощность передающей антенны на расстоянии d , дБм;

P_R - мощность, принимаемая антенной, дБм.

λ - длина волны, м.

Формула, выраженная в децибелах, при коэффициентах усиления, равных единице:

$$L = 10 \log \left(\frac{P_R}{P_T} \right) = 10 \log \left(\frac{G_T G_R \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right) = 20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right).$$

Используем данную формулу для расчёта потерь мощности сигнала. Расчёт производится на частоте 26 ГГц. Эта частота является серединой полосы частот 24,25 – 27,5 ГГц. Эта

частота была определена всемирной организацией радиосвязи в 2019 году и предназначена для использования в сетях пятого поколения [8].

$$Pr(d) = -20 \log \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)$$

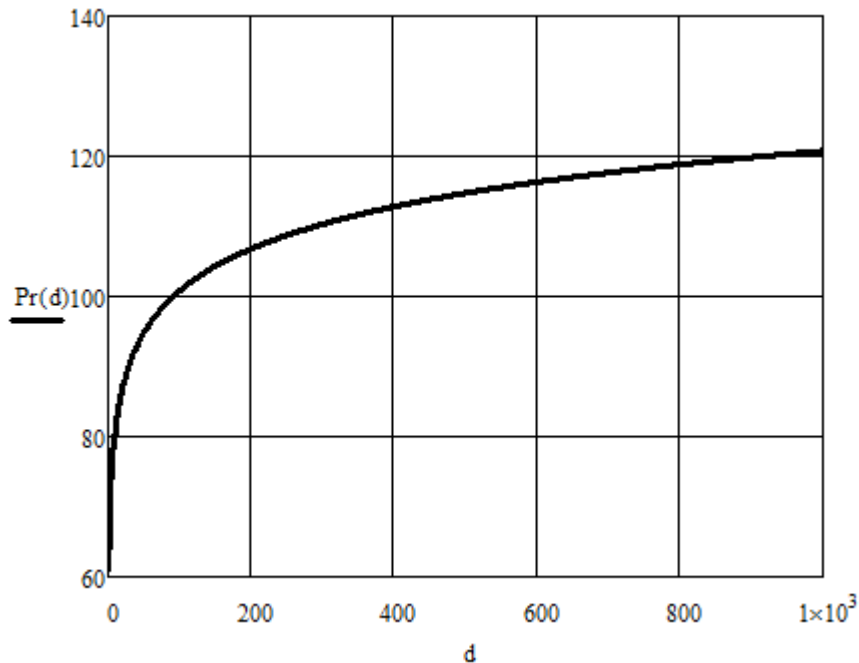


Рис. 1. График зависимости потерь P_R от расстояния d для модели Фрииса

В ходе работы были исследованы потери при использовании ряда моделей. Ниже приведено краткое описание каждой из них.

StanfordUniversityInterim (SUI). Модель StanfordUniversityInterim (SUI), была разработана группой 802.16 IEEE совместно со Стэнфордским университетом [3]. Она является расширением модели Хата с параметрами коррекции для частот выше 1900 МГц. Данная модель учитывает влияние ландшафта на качество сигнала.

Однолучевая модель LOS. При использовании модели LOS сигнал проходит от передатчика к приемнику по прямому пути без препятствий. В этом случае необходимо, чтобы большая часть зоны Френеля была свободна от препятствий. Если это условие не будет соблюдено, мощность сигнала значительно уменьшается [9]. Требуемая ширина зоны Френеля зависит от рабочей частоты системы и расстояния между передающей и приёмными антеннами.

Двухлучевая модель LOS+R₂/EMW. Модель используется для грубых оценок мощности принимаемого сигнала в условиях прямой видимости передающей и приемной антенн.

Многолучевая модель LOS+NLOS+D/EMW+ $\sum R_i/EMW_i$. В случае NLOS сигнал достигает приемника отражаясь, разделяясь и рассеиваясь. Сигнал, приходящий в приемник различными путями, состоит из нескольких составляющих: прямого луча, множества отраженных лучей и рассеянной энергии. Эти сигналы имеют разные значения задержек, затухания, поляризации, а также стабильности относительно прямого луча. Явление мульти-лучей также является причиной изменения поляризации сигнала [4].

Для сравнения в одной системе координат были построены графики потерь мощности сигнала при использовании каждой из моделей.

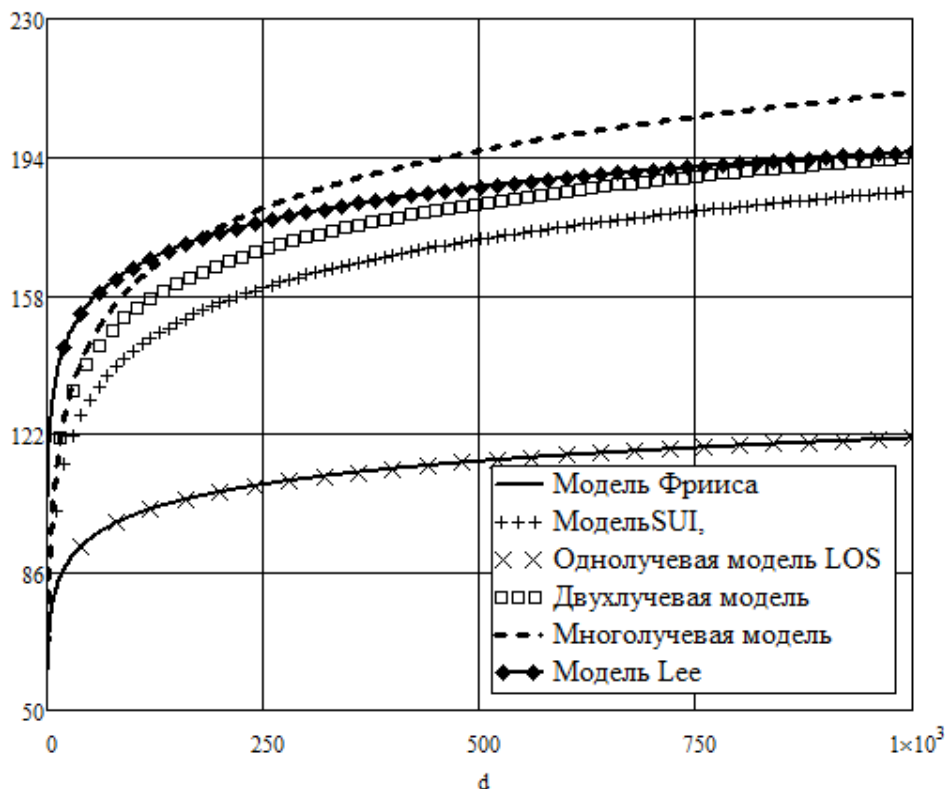


Рис. 2. График зависимости потерь P_R от расстояния d для нескольких моделей.

Исходя из графика можно сделать вывод, что для исследования распространения сигнала 5G наилучшим образом подходит модель Lee. Данная модель применяется для имитации многолучевого режима в условиях плотной городской инфраструктуры [2].

Расчёт затухания сигнала производится по следующей формуле:

$$P_r = P_{r0} - 10\gamma * \left(\frac{r}{r_{n0}}\right) - 10n * \lg\left(\frac{f}{f_{n0}}\right) + 10 \lg(\alpha_0), \text{ дБм}$$

$$\alpha_0 = \left(\frac{h_t}{h_{tn0}}\right)^2 * \left(\frac{h_t}{h_{rn0}}\right)^v * \left(\frac{P_{tmw} * 10^3}{P_{tn0}}\right) * \frac{G_t G_r}{4}, \text{ дБм}$$

$$v = \begin{cases} 2, & \text{если } h_r > 10 \text{ м} \\ 1, & \text{если } h_r < 3 \text{ м} \end{cases}$$

где P_r – средний уровень мощности в точке приема при PPB (point-to-point), дБм;

P_{tmw} – мощность передатчика БС, мВт;

α_0 – фактор коррекции параметров, дБм;

P_{r0} – потери на расстоянии r_0 (таблица 1), дБм;

γ – показатель коррекции потерь за счёт расстояния (таблица 1);

n – показатель коррекции частоты. Зависит от среды, $2 \leq n \leq 3$. Рекомендованные параметры указаны в таблице 2;

v – показатель коррекции высоты поднятия антенны МС;

f_{n0} – номинальная рабочая частота, $f_{n0} = 900$ МГц;

P_{tn0} – номинальная мощность передатчика БС, $P_{tn0} = 10$ Вт;

h_{tn0} – номинальная высота подвеса антенны БС, $h_{tn0} = 30.48$ м;

h_{rn0} – номинальная высота антенны приемника (МС), $h_{rn0} = 3$ м;

r_{n0} – номинальное расстояние между БС и МС, $r_{n0} = 1.6$ км;

Таблица 1. Зависимость потерь на номинальном расстоянии и коэффициента коррекции от среды распространения

Среда распространения	P_{r0} , дБм	γ
Свободное пространство	-45	2
Сельский район	-49	4.35
Пригород	-61.7	3.84
Город	-70	3.68
Крупный город	-84	3.05

Таблица 2. Зависимость коэффициента коррекции частоты от среды распространения

Среда распространения, частота f	n
Открытое пространство, село, пригород $f < 450\text{MHz}$	2
Пригород, крупный город $f > 450\text{MHz}$	3

Для визуального представления построим карту распределения мощности базовых станций сети пятого поколения в пространстве. При моделировании была использована программа Matlab.

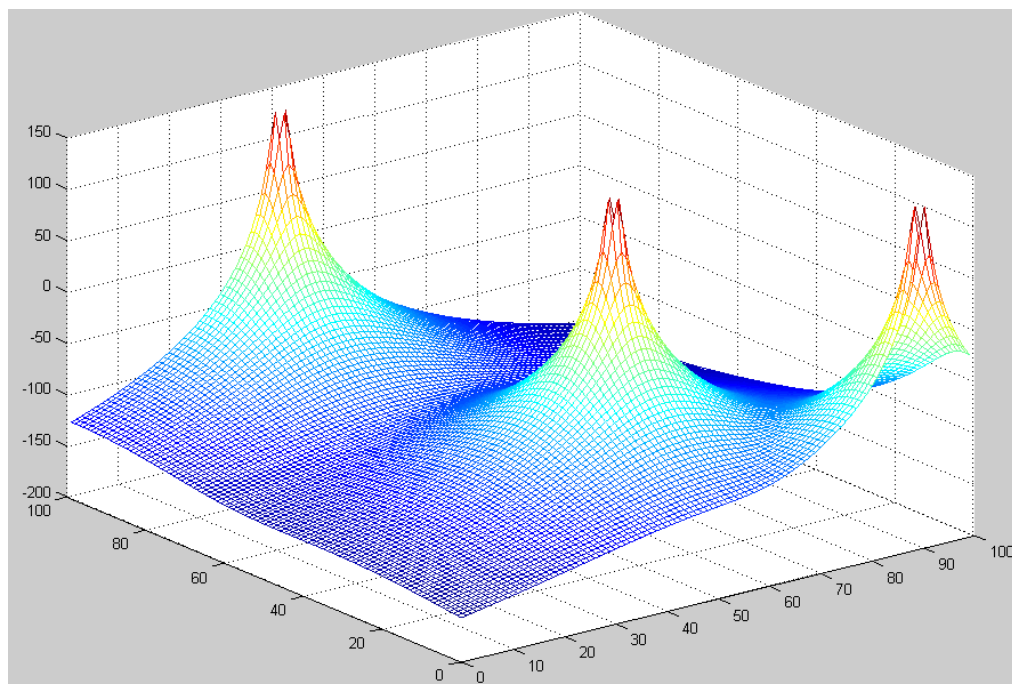


Рис. 3. Распределение мощностей при координатах базовых станций (1,90); (33,55); (98,40).

С учётом выбранной частоты распространяемого сигнала можем использовать модель Lee как наиболее соответствующую для заданных условий распространения. В дальнейшем планируется выполнить оценку погрешности определения координат объекта методом определения мощности принимаемого сигнала и сравнить её с другими способами определения местоположения мобильной станции.

Библиографический список

1. Saunders S.R. Antennas and propagation for wireless communication systems. England: John Wiley & Sons Ltd, 2007.
2. Lee W.C.Y., Mobile Communications Design Fundamentals, 2nd Edition, McGrawHill, New York, 1993.
3. Erceg V. Channel models for fixed wireless applications / V. Erceg, K.V.S. Hari, et al. // Tech. Rep. IEEE 802.16a-03/01, June 2003.
4. Рекомендация МСЭ-R P.1406-2 (07/2015). Эффекты распространения радиоволн, касающиеся наземных сухопутной подвижной и радиовещательной служб в диапазонах ОВЧ и УВЧ.
5. Попов В. И., Скуднов В. А., Васильев А. С., “Антенны базовых станций в сотовых сетях мобильной связи. Современное состояние и перспективы развития,” Евразийский Союз Ученых (ЕСУ), №11 (20), часть 3, 2015
6. Утц В. А., “Исследование потерь при распространении радиосигнала сотовой связи,” Вестник Балтийского государственного университета им. И. Канта, №5, 2011
7. Шабунин С. Н., Лесная Л. Л., Распространение радиоволн в мобильной связи. Методические указания по курсу “Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства в системах мобильной связи”. Екатеринбург: УГТУ, 2000, 38 с.
8. Тихвинский В.О., Боичка Г.С. Перспективы миллиметрового диапазона для 5G в России / Первая миля. - 2014, № 2. - С. 36-39.
9. Freeman, R, Radio System Design for Telecommunications (1-100 GHz), New York, Wiley and Sons, 1987.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ПОСТРОЕНИЕ КАРТ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ МОЩНОСТИ СИГНАЛОВ СТАНДАРТА 4G

Ю.А. Концов

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, contsov.yura@yandex.ru*

Аннотация. В работе рассматриваются модели распространения радиосигнала сетей четвертого поколения, описываются их основные особенности, а также производится их сравнение. Для модели, которая является лучшей, построен график распределения мощности в пространстве.

Ключевые слова: сотовая связь, модели распространения, затухание сигнала, модель Walfisch-Ikegami,.

BUILDING POWER DISTRIBUTION MAP OF 4G STANDARD SIGNALS

Y.A. Kontsov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, contsov.yura@yandex.ru*

The summary. The paper presents the models of radio signal propagation of the fourth generation networks, describes their main features, as well as their comparison. For the model that is the best, a graph of the power distribution in space is built.

Keywords: cellular communications, propagation models, signal attenuation, Walfisch-Ikegami model.

В настоящее время одним из наиболее востребованных направлений в области телекоммуникаций является частотно-территориальное планирование сетей сотовой связи. Данная задача имеет большое как прикладное, так и фундаментальное значение, представляя из себя отдельное исследование, связанное с электродинамическим моделированием распространения радиоволн в неоднородных средах [1].

В зависимости от влияния окружающей среды, для моделирования РРВ (распространение радиоволн) могут использоваться как статистические, так и детерминированные методы; так же, возможно применение полудетерминированных, полуэмпирических, эмпирических моделей.

Детерминированные математические модели опираются на использование физических законов распространения радиоволн. Расчет основывается на одно-, двух- и многолучевых моделях распространения радиоволн. В них предусматриваются местные условия в радиоканале, а также факторы влияния препятствий на трассе распространения радиосигнала: в свободном пространстве происходит ослабление, от объектов происходит отражение, дифракция на препятствиях, поглощение, преломление и кросс-поляризация электромагнитных волн (ЭМВ) [2].

В статистических математических моделях чаще всего используются, в первую очередь, обобщенные статистические формулы затухания радиосигнала для различных типов окружающей среды (городская, пригородная, сельская застройка, лесные массивы и пр.), а также результаты экспериментальных исследований распространения радиоволн в статистически неоднородной трассе.

Эмпирические и полуэмпирические модели основываются на представлении затухания на трассе распространения радиоволн в виде ряда, включающего различные подобранные (на основании экспериментов) корректирующие эмпирические коэффициенты. Правильность и точность расчета при использовании таких моделей напрямую зависит от корректности корректирующих эмпирических коэффициентов, которые имеют значения только в выбранном диапазоне радиочастот и для специфических условий окружающей среды [3].

Важно отметить, что, если учитывать реальные условия для вычисления потерь радиосигнала на трассе при распространении электромагнитной волны вдоль по направлению земной поверхности, также обширно применяются результаты экспериментальных исследований. К примеру, на их основании были созданы математические модели распространения радиоволн в статистически неоднородной среде (со своим законом затухания для различных типов местности), позволяющие рассчитать медианные значения мощности в зависимости от расстояния до точки приема, учитывая конкретные условия мобильной связи (например, рекомендации ITU-R и CEPT). Комбинированные методы могут сочетать в себе отдельные черты статистических и детерминированных математических моделей распространения радиоволн [4]. Так модели зон радиопокрытия, которые получаются на основе данных методов, могут применяться для более точного расчета характеристик радиосигнала в некоторых отдельных ситуациях.

Для сравнения моделей в одной системе координат построим графики потерь мощности сигнала при использовании каждой из основных моделей (рис. 1).

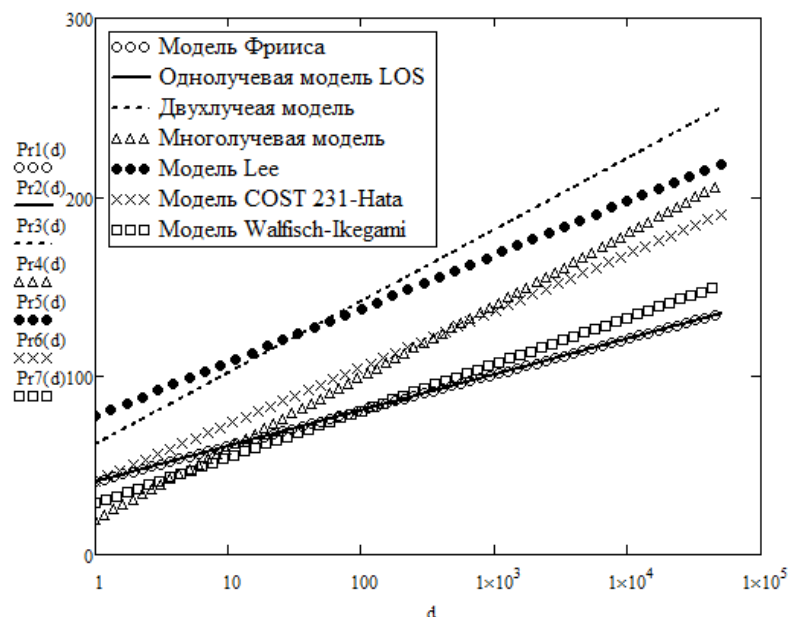


Рис. 1. График зависимости потерь P_R от расстояния d для нескольких моделей

Используем модель Уолфиша-Икегами являющуюся лучшей для предсказания уровня сигнала в малых сотах [1]. Модель основывается на физическом представлении поля в точке приема в виде двух составляющих: рассеянной и когерентной. Рассеянный компонент создают волны, образующиеся в результате переизлучения строениями падающей на них волны от базовой станции. Рассеянный компонент приходит с направлений, которые не совпадают с направлением на БС и даже являются противоположными этому направлению. Когерентная составляющая определяется волной, дифрагирующей вокруг строений вдоль дороги со стороны базовой станции (БС). Данная модель говорит о том (рис. 2), что в условиях города с относительно невысокой и плотной застройкой основным путем распространения радиосигнала (при отсутствии прямой видимости между узлами) является путь, который проходит через крыши зданий (они могут быть представлены как серии последовательных экранов), сопровождаемый многократным рассеиванием [5].

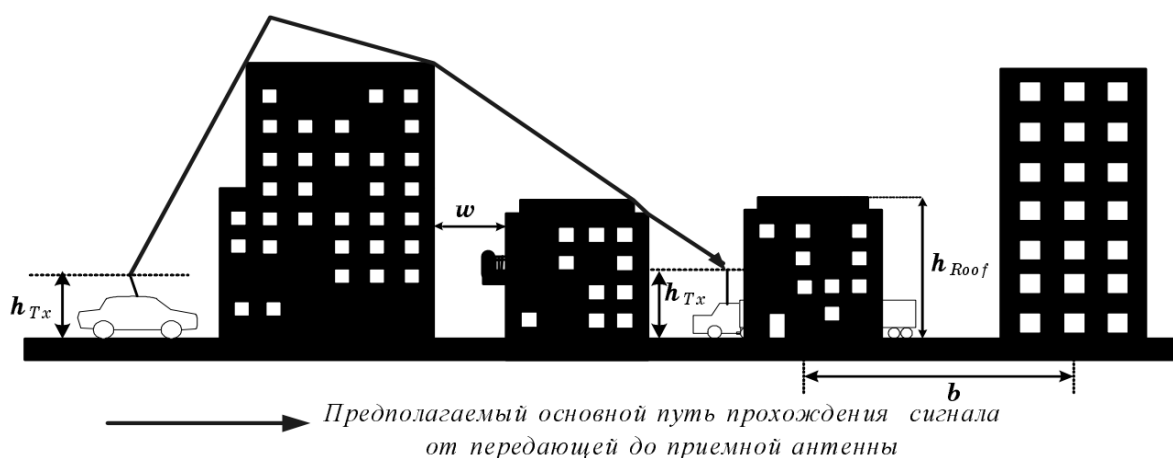


Рис. 2. Параметры модели Уолфиша-Икегами и основной путь распространения радиосигнала

Основные параметры, которые используются в модели:

- частота передачи (f);
- высота зданий (средняя) (h_{Roof});
- ширина улиц (средняя) (w);
- интервал между зданиями (средний) (b);
- высота передающей антенны (h_{RX});
- высота приемной антенны (h_{TX});
- расстояние между передатчиком и приемником (d);

У принимаемого сигнала энергия зависит от того, где находится передатчик по отношению к приемнику.

Модель Уолфиша-Икегами принадлежит к классу эмпирических и, по заявлению создателей, имеет достаточно высокую точность при моделировании радиопередач в городских условиях [2]. Модель рассматривает распространение радиоволн в городской местности, учитывая дифракцию на краях крыш зданий и отражение от их стен. Данная модель используется при высоте антенны базовой станции 4 – 50 м, высота антенны мобильной станции от 1 до 3 м, расстояние между антенной мобильной станции и антенной базовой станции от 0,02 до 5 км.

1. Для зоны в прямой видимости («line of sight», LOS). Для расчета величины потерь при распространении используется относительно простая формула

$$L_{LOS} = -42.6 - 26lg\left(\frac{r}{r_0}\right) - 20lg\left(\frac{f}{f_0}\right), \text{ дБ},$$

где r – расстояние от базовой станции до точки приема мобильной станции, км; r_0 – нормирующее расстояние между базовой станцией и мобильной станцией, $r_0 = 1$ км.

2. Для зоны вне прямой видимости («none line of sight», NLOS). Этот случай является более сложным. Значение, на которое уменьшается мощность принимаемого сигнала при прохождении пути от источника к получателю, задается следующей формулой:

$$PL_p = \begin{cases} l_0 + l_{rts} + l_{msd} & l_{rts} + l_{msd} > 0; \\ l_0 & l_{rts} + l_{msd} \leq 0, \end{cases}$$

где l_0 – потери при распространении в свободном пространстве, без препятствий:

$$l_0 = 32,44 + 20lg \frac{f}{\text{МГц}} + 20lg \frac{d}{\text{км}};$$

l_{rts} – потери на стороне получателя, которые вызваны рассеиванием радиосигнала при отражении от поверхности «конечной» улицы, на которой находится приемник:

$$L_{rts} = -16.9 - 10lg\left(\frac{w}{w_0}\right) + 10lg\left(\frac{f}{f_0}\right) + 20lg\left(\frac{h_{Roof} - h_{RX}}{h_0}\right) + l_{ori},$$

где w – ширина дороги; h_{Roof} – высота зданий; h_{RX} – высота антенны на стороне получателя; параметр L_{ori} – по сути, эмпирическая поправка, получаемая путем реальных измерений на местности:

$$l_{ori} = \begin{cases} -10 + 0,354 \frac{\varphi}{deg} & \text{при } 0^\circ \leq \varphi \leq 35^\circ; \\ 2,5 + 0,075 \left(\frac{\varphi}{deg} - 35 \right) & \text{при } 35^\circ \leq \varphi \leq 55^\circ; \\ 4 + 0,144 \left(\frac{\varphi}{deg} - 35 \right) & \text{при } 55^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ, \end{cases}$$

где φ – ориентация дороги по отношению к пути распространения сигнала; l_{msd} – оценка величины потерь, вызванная многократным переотражением и рассеиванием радиосигнала от крыш домов (впервые опубликована Бартони и Уолфишом);

$$l_{msd} = l_{bsh} + k_a + k_d lg \frac{d}{\text{км}} + k_f lg \frac{f}{\text{МГц}} - 9lg \frac{b}{\text{м}},$$

$$\text{где } l_{bsh} = \begin{cases} -18 \left(1 + \frac{h_{TX} - h_{Roof}}{m} \right), & h_{TX} > h_{Roof}; \\ 0, & h_{TX} < h_{Roof}; \end{cases}$$

$$k_a = \begin{cases} 54, & h_{TX} > h_{Roof}; \\ 54 - 0,8 \frac{h_{TX} - h_{Roof}}{m}, & d \geq 0,5 \text{ км}, h_{TX} \leq h_{Roof}; \\ 54 - 0,8 \frac{h_{TX} - h_{Roof}}{m} * \frac{d/\text{км}}{0,5}, & d < 0,5 \text{ км}, h_{TX} \leq h_{Roof}; \end{cases}$$

$$k_d = \begin{cases} 18, & h_{TX} > h_{Roof}; \\ 18 - 15 \frac{h_{TX} - h_{Roof}}{h_{Roof} - h_{TX}}, & h_{TX} < h_{Roof}; \end{cases}$$

$$k_f = -4 + \begin{cases} 0,7 \left(\frac{f}{925} - 1 \right) & \text{для пригородных условий;} \\ 1,5 \left(\frac{f}{925} - 1 \right) & \text{для города с плотной застройкой.} \end{cases}$$

Параметры k_d и k_f определяющие зависимость величины потерь при рассеивании и прохождении через последовательные экраны и распространении от частоты сигнала распространении от частоты. Увеличение потерь при уменьшении высоты антенны по отношению к средней высоте окружающих зданий задается параметром k_a .

Для визуального представления построим карту распределения мощности базовых станций сети четвертого поколения в пространстве. Для моделирования используется программа Matlab.

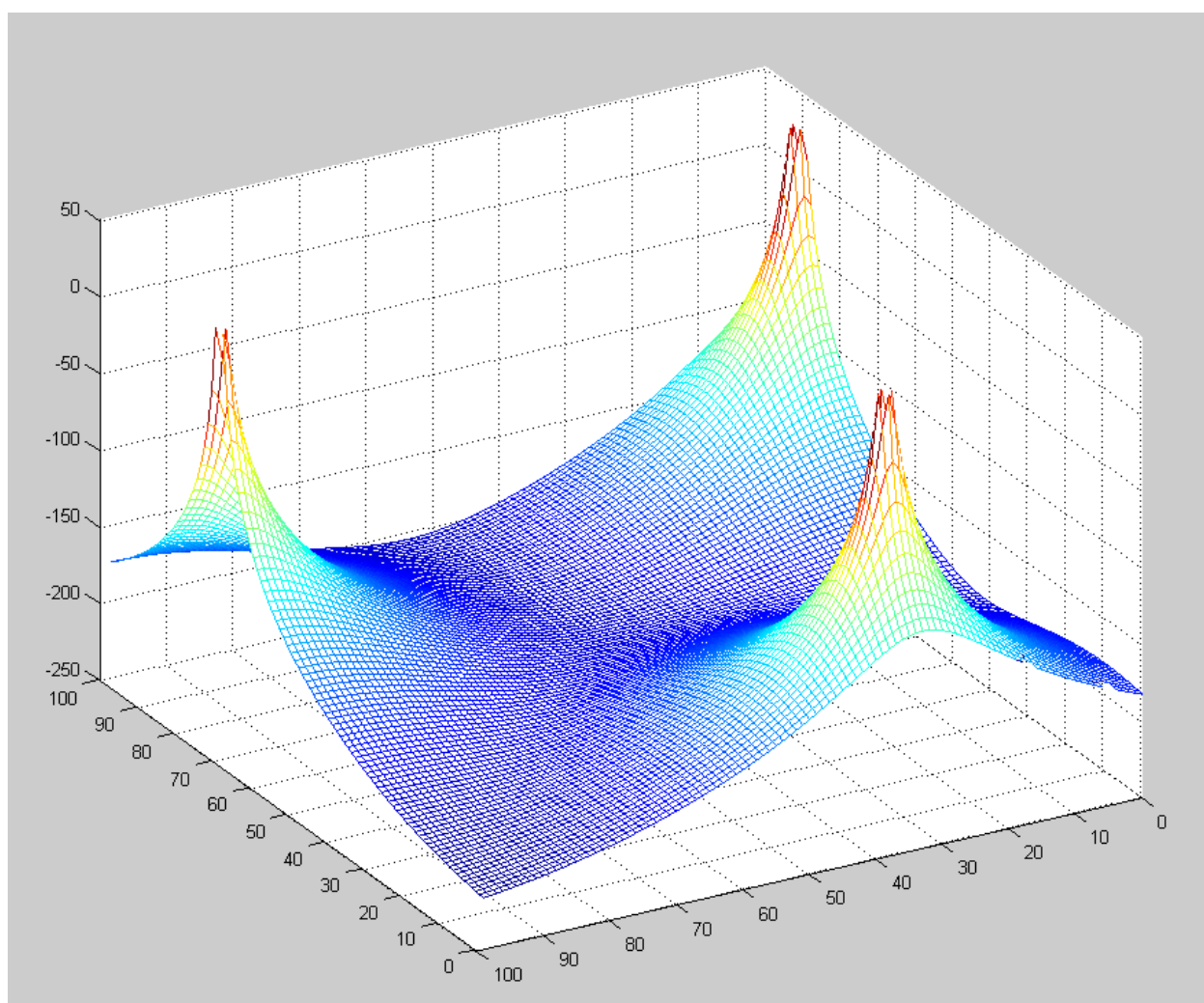


Рис. 3. График распределения мощностей с координатами базовых станций (1,90); (33,10); (99,70)

Объединение в навигационных системах систем сотовой связи с спутниковыми радионавигационными системами является перспективным направлением для их развития и дальнейшего совершенствования. В связи с этим необходимо определить наиболее подходящую для нужд навигации технологию позиционирования в сотовых сетях. В ходе дальнейшей работы планируется оценить погрешность определения координат объекта методом

определения мощности принимаемого сигнала и сравнить её с другими способами определения местоположения мобильной станции

Библиографический список

1. Yacoub M.D. Foundations of mobile radio engineering. CRC Press.: Boca Raton, 1993.
2. Lee W.C.Y. Mobile communications engineering. McGraw-Hill.:N.Y., 1982.
3. Столлингс В. Беспроводные линии связи и сети. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 640 с.
4. Марков Г.Т., Сазонов Д.М. Антенны. М.: Энергия. 1975.
5. Okumura J. et.al. Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile radio service. Rev. ins. Elec. Eng., 1968, v. 16, no. 9-10, p 825-873.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ ОБЪЕКТА МЕТОДОМ TOA

Е.В. Слонов, А.Ю. Паршин

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, parshin.a.y@rsreu.ru*

Аннотация. В работе исследуются способы оценки погрешности определения координат объекта с помощью метода TOA (Time of arrival). Произведено моделирование в среде MATLAB, приведены расчеты СКО и среднего значения измерений.

Ключевые слова: позиционирование, метод TOA, оценка погрешности..

ESTIMATION OF THE ERROR IN DETERMINING THE COORDINATES OF AN OBJECT BY THE TOA METHOD

Ye.V. Slonov, A.Yu. Parshin

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, parshin.a.y@rsreu.ru*

The summary. The paper investigates ways to estimate the error in determining the coordinates of an object using the TOA (Time of arrival) method. Simulation was carried out in Matlab, calculations of standard deviation and average values of measurements are given.

Keywords: positioning, TOA method, error estimation.

Использование систем локального позиционирования (LPS - Local Positioning Systems) позволяет решить большинство проблем. Основным предназначением LPS является быстрое позиционирование в помещениях, кроме того, одним из важных достоинств беспроводных систем позиционирования является возможность их развертывания с использованием ресурсов уже существующей сети путем модернизации алгоритмов работы, а не установки дополнительных модулей. Примером такой реализации может служить локальная беспроводная сеть стандарта Wi-Fi, широко применяемая для обеспечения доступа в Интернет как в промышленном, так и в частном секторе. В состав сети входят точки доступа и оборудование пользователей. С точки зрения задач позиционирования, важным моментом является то, что точки доступа размещаются стационарно с известными координатами в локальной системе. Актуальной проблемой является разработка методов определения местоположения пользователя на основе совокупности характеристик сигналов от точек доступа.

Локальные системы позиционирования применяются в основном как проводники по торговым центрам, промышленным предприятиям и складским помещениям. Проводники для торговых центров могут использовать информацию о перемещениях пользователя для более точного анализа рыночной корзины. На промышленных предприятиях проводники используются для оптимизации работы складов. LPS используются как технические средства

позиционирования на роботизированном производстве, а также в крупных медицинских учреждениях.

Возможность определения положения в локальной беспроводной сети позволяет владельцу мобильного устройства обнаружить свое местоположение на карте или плане здания. С другой стороны, позволяет создать точки привязки устройств с модулями беспроводной связи к координатам местности для отображения на ГИС картах, например, для решения задач мониторинга систем инженерных коммуникаций, транспортных систем. Подобные системы широко востребованы в сфере предоставления потребительских услуг, рекламы и торговли.

Метод TOA основан на измерении задержки распространения радиосигнала между МУ и БС. Минимальное количество измерений для определения местоположения МУ равно трём. МУ отправляет сигнал в точное известное БС время. БС измеряет временной интервал между отправкой сигнала МУ и получением его.

Во многих источниках методы TDOA и TOA рассматривают как конкурирующие. Хотя каждый из них просто эффективнее в определенной ситуации. Метод TDOA больше подходит при работе по каналу без прямой видимости. При этом метод TOA превосходит метод TDOA, когда доминируют каналы прямой видимости.

Метод TDOA основан на вычислении положения агента на основе разности нескольких значений TOA. Специальный датчик TDOA выдает в модели помещения гиперboloид, в котором находится объект. Данный метод даёт наиболее точный результат по сравнению с TOA, т.к. не основывается на разности значения времени агента и точки доступа. Недостатком данного метода является высокая стоимость датчиков, а так же применение дополнительного оборудования.

Результаты моделирования работы алгоритма

Моделирование выполнено с использованием языка Matlab. На первом этапе в разработанной программе задаются координаты базовых станций, используемых для позиционирования мобильной станции. Задаём пространство по двум координатам (x,y) с помощью функции *linspace(0,100,101)*, места расположения трёх базовых станций и мобильной станции выбираем произвольно $x_{st} = [0 \ 100 \ 100]$; $y_{st} = [0 \ 0 \ 100]$; и $x_{ms} = 43$; $y_{ms} = 90$.

Для расчета расстояния по методу TOA воспользуемся формулой:

$$D_{toa} = \sqrt{(x_{st} - x_{ms} + x_{ms} * rand * \delta)^2 + (y_{st} - y_{ms} + y_{ms} * rand * \delta)^2}, \quad (1)$$

где *rand* – случайная величина с гауссовским распределением вероятности, δ – коэффициент ошибки измерения, изменяющийся в процессе моделирования от 0.01 до 0.05.

Для определения точек пересечения окружностей необходимо найти решение системы уравнений, записанной в матричной форме:

$$AX = B, \quad (2)$$

где

$$A = \begin{bmatrix} 2 * (x_{st3} - x_{st1}) & 2 * (y_{st3} - y_{st1}) \\ 2 * (x_{st2} - x_{st1}) & 2 * (y_{st2} - y_{st1}) \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} D_{toa1}^2 - D_{toa3}^2 - x_{st1}^2 + x_{st3}^2 - y_{st1}^2 + y_{st3}^2 \\ D_{toa1}^2 - D_{toa2}^2 - x_{st1}^2 + x_{st2}^2 - y_{st1}^2 + y_{st2}^2 \end{bmatrix}.$$

При заданных положениях базовых станций и при значении $\delta = 0$ решение системы уравнений имеет вид:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} 43 \\ 90 \end{bmatrix}.$$

Таким образом, полученные координаты соответствуют предварительно заданному положению мобильной станции (x_{ms}, y_{ms}). Далее выполним моделирование для получения значений СКО и среднего значения оценки координаты при разных значениях коэффициента ошибки δ и различном числе измерений. По данным моделирования рассчитаем доверительный интервал и построим график его зависимости от величины ошибки δ .

Формула для определения доверительного интервала:

$$X_{\text{ср}} - \frac{t \cdot \sigma}{\sqrt{n}} < X < X_{\text{ср}} + \frac{t \cdot \sigma}{\sqrt{n}}, \quad (3)$$

где $X_{\text{ср}}$ – среднее значение;

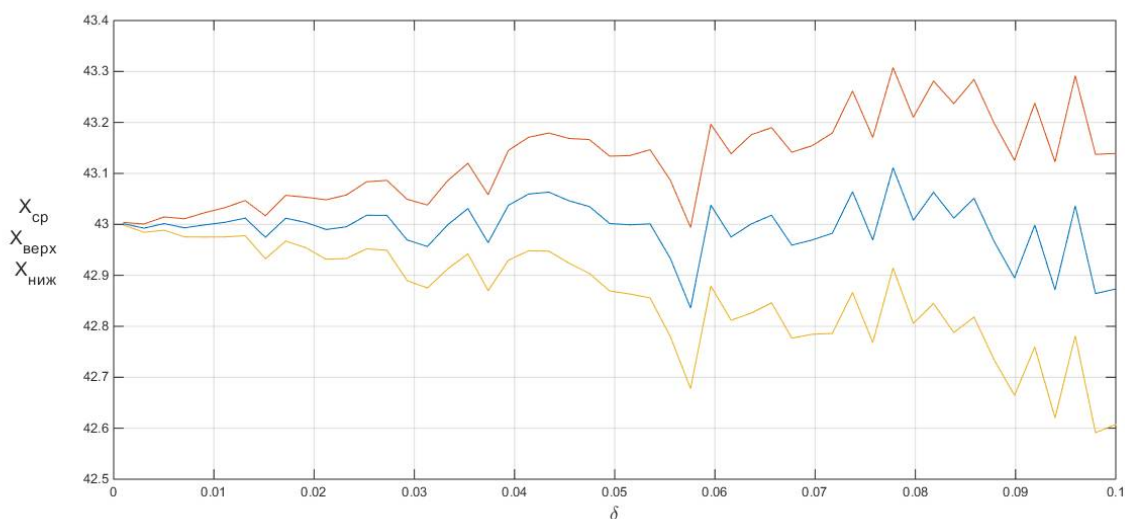
t – коэффициент Стьюдента;

σ – СКО;

n – размер выборки {100;1000}.

	$X_{\text{ср}}$	σ	$X_{\text{верх}}$	$X_{\text{ниж}}$
$n=100, \delta = 0.01$	42.7942	0.1228	42,8185	42,7698
$n=100, \delta = 0.05$	41.9436	0.6142	42,0654	41,8217
$n=1000, \delta = 0.01$	42.7817	0.1206	42,7841	42,7793
$n=1000, \delta = 0.05$	41.8988	0.6205	41,9109	41,8866

При задании значений коэффициента ошибки $\delta = 0.001 \dots 0.1$ выполним построение графика зависимости среднего значения оценки одной координаты мобильной станции x_{real} и границ доверительного интервала $X_{\text{верх}}$ и $X_{\text{ниж}}$ от δ . Число измерений координат выбрано $n_1 = 1000$ $n_2 = 1000000$.



а)

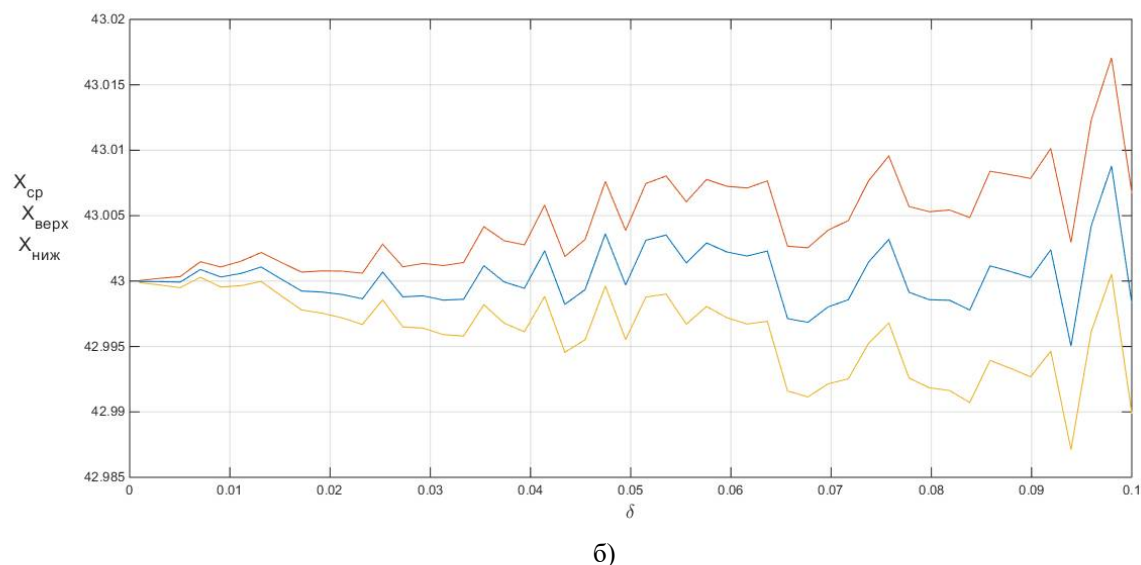


Рис. Графики зависимости среднего значения оценки одной координаты мобильной станции и границ доверительного интервала от коэффициента ошибки: а) $n_1 = 1000$, б) $n_2 = 1000000$.

Заключение

В ходе проведения исследования были рассчитаны СКО, среднее значение, а так же построен доверительный интервал. С увеличением показателя δ , увеличивается ошибка измерения, что видно из формулы определения доверительного интервала. С большим значением ошибки, доверительный интервал становится шире. Проведено моделирование, в ходе которого были построены графики зависимости $X_{real}(\delta)$. Из графиков видно, что при увеличении числа измерений координат n_m уменьшается ошибка измерения.

Библиографический список

1. Рашич А. В, Сети беспроводного доступа. – Санкт-Петербург: Издательство политехнического университета, 2011.
2. Бакулин М. Г., Крейделин В. Б., Шумов А. П. Повышение скорости передачи информации и спектральной эффективности и беспроводных систем связи. – Цифровая обработка сигналов №1/2006.

УДК 539.125.5; ГРНТИ

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ НА АМПЛИТУДНО-ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГАЗОНАПОЛНЕННЫХ НЕЙТРОННЫХ ТРУБОК

И.М. Мамедов

*Национальный исследовательский ядерный университет МИФИ,
Российская Федерация, Москва, schildkrote5552@yandex.ru*

Аннотация. В работе приведены результаты моделирования распределения магнитного поля внутри ионного источника Пеннинга в зависимости от параметров магнитной сборки. Показан негативный эффект азимутальной неоднородности магнитов, которые влияют на амплитудно-временные характеристики (АВХ) газонаполненных нейтронных трубок (ГНТ).

Ключевые слова: газонаполненная нейтронная трубка (ГНТ), амплитудно-временные характеристики (АВХ), Пеннинговский ионный источник (ПИИ).

RESEARCH OF THE INFLUENCE OF THE MAGNETIC FIELD ON THE AMPLITUDE TIME CHARACTERISTICS OF GAS-FILLED NEUTRON TUBES

I.M. Mamedov

*National Research Nuclear University MEPhI (Moscow Engineering Physics Institute),
Russian Federation, Moscow, schildkrote5552@yandex.ru*

The summary. The paper presents the results of modeling the distribution of the magnetic field inside the ion Penning source, depending on the parameters of the magnetic assembly. The negative effect of azimuthal inhomogeneity of magnets, which affect the amplitude-time characteristics (ATC) of (GNT), is shown.

Keywords: gas-filled neutron tube (GNT), amplitude-time characteristics (ATC), penning ion source (PIS).

Ионные источники Пеннинга с «холодными» катодами используются в выпускаемых во ФГУП «ВНИИА» им. Н.Л.Духова газонаполненных нейтронных трубках для импульсных нейтронных генераторов различных областей применения [1].

Подробному изучению различных мод и режимов горения разряда Пеннинга посвящено множество исследовательских работ, проведенных в научно-исследовательских лабораториях по всему миру. Исследования проведены применительно к разрядным ячейкам с различными геометрическими параметрами, при различных режимах питания. В опубликованных до настоящего времени материалах не содержится информации по влиянию на работу ионных источников параметров постоянных магнитов, изготавливаемых по разным техническим требованиям и из различных магнитных материалов. В то же время для создания малогабаритных нейтронных генераторов изучение данной темы является крайне важной и актуальной.

В результате проведенных исследований были получены данные о характере влияния параметров постоянных магнитов, входящих в магнитные сборки, на работу ионных источников. В работе приводятся результаты исследований влияния азимутальных и радиальных составляющих поля на амплитудно-временные характеристики разряда Пеннинга. Направление этих исследований является весьма актуальным, так как от ее успешного решения зависит, в частности, стабильность работы генераторов в условиях воздействия внешних факторов. На основе полученной информации были выработаны технические требования на кольцевые магниты, для использования в магнитных сборках портативных нейтронных генераторов.

Результаты, полученные в ходе работы будут применены в будущих исследованиях, посвященных влиянию магнитного поля в ПИИ на работу ГНТ.

Проведенные исследования позволили выявить различные режимы горения разряда Пеннинга в зависимости от давления, геометрических параметров разрядной ячейки, напря-

жения на аноде и значении магнитного поля внутри ячейки [2-3]. На рисунке 1 показана структура ионного источника нейтронной трубки, в котором магнитная сборка составлена из пяти магнитных колец (кольца обозначены римскими цифрами).

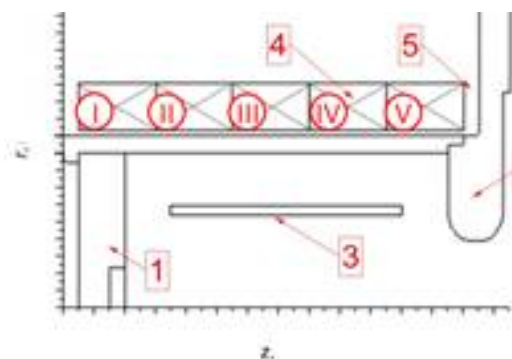


Рис. 1. Структура ГНТ: 1 – катод, 2 – антикатод, 3 – анод, 4 – магнитная сборка, 5 – алюминиевая проставка

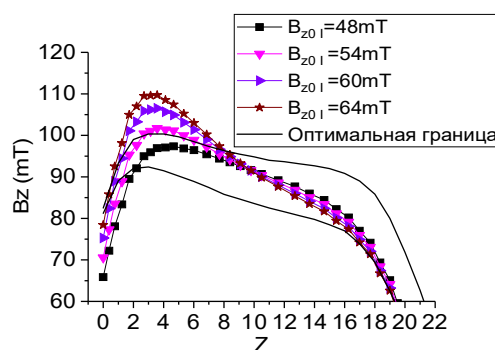


Рис. 2. Распределение магнитного поля внутри ПИИ ГНТ в зависимости от параметров магнитов

Моделирование распределений магнитных полей, формируемых в ионных источниках Пеннинга с использованием различных магнитных материалов, проведено в программе ComsolMultiphysics. На рисунке 2 представлены результаты расчета аксиальной составляющей индукции магнитного поля (B_z), для варианта магнитной сборки, в которой четыре магнита (I – IV) имеют одинаковые параметры (индукция в центре кольца $B_{z0} = 54$ мТл), а у самого ближнего к катоду магниту (V) изменяется индукция в центре магнита в диапазоне от 48 до 64 мТл. Сплошными линиями обозначена область наиболее оптимального распределения магнитного поля в разрядной ячейке. Представленные данные наглядно показывают, что, изменяя параметры магнита, размещенного около катода, можно в широких пределах регулировать форму распределения поля внутри источника и привести его к оптимальным параметрам.

Однако, опыты показали, что уровень однородности азимутальной намагниченности имеет существенное влияние на АВХ ГНТ.

На рисунке 3(За, 3б) представлены осциллограммы токовых всплесков в зависимости от углов поворота магнитных сборок вокруг оси ИИ. На рисунке 3а показаны результаты экспериментов магнитной сборки с ГНТ, показавшие независимость осциллограмм токовых всплесков в зависимости от угла поворота магнитных сборок вокруг оси ИИ. Параметры магнитных сборок (B_{z0} , мТл – магнитное поле в геометрическом центре кольца; $B_{z\phi 1}$, мТл – магнитное поле на радиусе r_1 , на расстоянии 2 см от геометрического центра магнитного кольца). Значение индукции представлены в таблице №1.

Как видно, из рисунка 3а и таблицы 1, данные кольцевые магниты обладают высокой симметричностью (отклонение не более 2%) азимутальной составляющей магнитного поля и, как следствие, работа ИИ и форма токовой вспышки не зависят от положения магнитной сборки относительно оси трубки.

На рисунке 3б и таблице 1 показан противоположный случай. При наличии сильной (свыше 5%) неоднородности азимутальной составляющей магнитного поля кольца или при наличии магнита у катода с высокой неоднородностью поля токовая вспышка на мишени зависит от поворота магнитной системы вокруг оси ПИИ.

Таким образом, проведенные исследования показали, что неоднородность магнитного поля оказывает существенное влияние на АВХ ПИИ. Магниты с высокой симметричностью магнитного поля обеспечивают стабильную работу ГНТ за счет независимости устройства от

положения магнитной системы относительно оси трубки. Этот факт значительно упрощает подбор магнитной системы для ГНТ и позволяет сократить время тренировки изделий в среднем на $(2\div 4)$ часа.

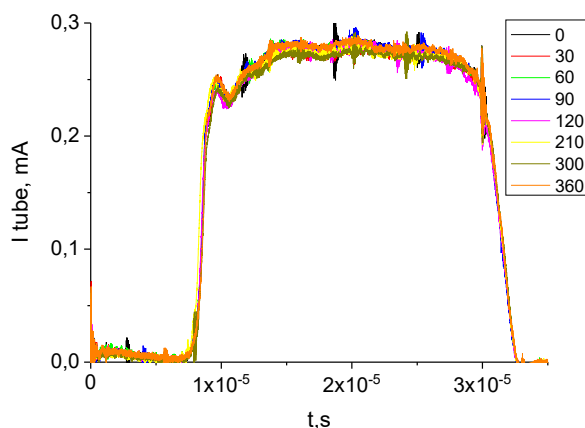


Рис. 3а. Осциллограммы токовых всплесков в зависимости от углов поворота магнитных сборок вокруг оси ИИ (АВХ при вращении сборки изменяется незначительно)

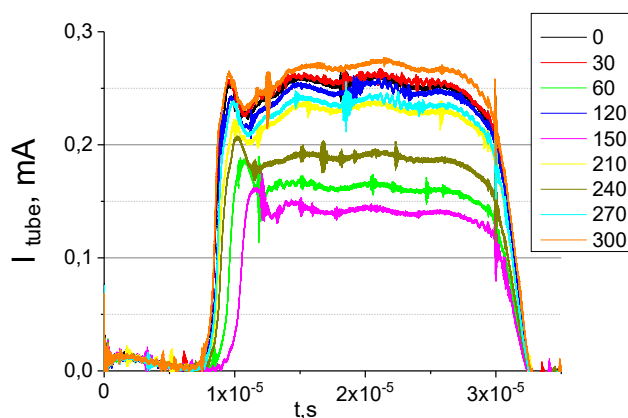


Рис. 3б. Осциллограммы токовых всплесков в зависимости от углов поворота магнитных сборок вокруг оси ИИ (АВХ при вращении сборки существенно изменяется)

Таблица 1. Значения магнитной индукции в зависимости от углов поворота магнитных сборок вокруг оси ИИ ("удачная и неудачная сборки")

№	«Удачная» сборка		«Неудачная» сборка	
	B_{z0} , мТл	$B_{z\phi 1}$, мТл	B_{z0} , мТл	$B_{z\phi 1}$, мТл
I	53,2	61-63	53	60-65
II	56	62-64	57,1	62-64
III	56,7	62-64	57,3	62-64
IV	56,6	63-64	57,2	63-64
V	56,2	63-64	57	63-64

Библиографический список

1. VladivovjValkovic / 14 MeV Neutrons. Physics and Applications. CRC Press Taylor&Francis Group, Boca Raton, London, New York, 2016, 500 p.
2. Бармаков Ю.Н., Боголюбов Е.П., Миллер В.В. и др., Каротажник, 2006, № 10—11, с. 175—187.
- 3 Юрков Д.И., Боголюбов Е.П., Миллер В.В. и др., Каротажник, 2013, № 9, с. 77—88.

УДК 621.376.3; ГРНТИ 47.49.29

МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫСОТОМЕРА МАЛЫХ ВЫСОТ С ДВОЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

В.Д. Захарченко*, О.В. Пак**

*Волгоградский государственный университет

Россия, Волгоград, ZVD@VolSU.ru,

**ООО «Аверия Электроникс»,

Россия, Волгоград, olpak1@mail.ru

Аннотация. Рассматривается задача повышения точности высотомера малых высот, работающего по принципу частотной модуляции, путем введения дополнительной «медленной» модуляции. Приведены результаты расчета погрешности, полученные математическим моделированием работы высотомера при различных формах модулирующего сигнала.

Ключевые слова: высотомер малых высот; двойная частотная модуляция; форма модуляции; точность измерения расстояния.

MODELING OF LOW-ALTITUDE ALTIMETER WITH DOUBLE FREQUENCY MODULATION

V.D. Zakharchenko*, O.V. Pak**

*Volgograd State University,

Russia, Volgograd, ZVD@VolSU.ru,

**"Averiya Electronics" LLC,

Russia, Volgograd, olpak1@mail.ru

Abstract. The problem of increasing the accuracy of a low-altitude altimeter employing the frequency modulation principle by introducing additional "slow" modulation is considered. Results of error calculations obtained by mathematical modelling of the altimeter's performance for different modulating signal shapes are presented.

Keywords: low-altitude altimeter; double frequency modulation; modulation shape; distance measurement accuracy.

Высотомеры малых высот, построенные по схеме измерения биений сигналов с частотной модуляцией - зондирующего и отраженного (ЧМ-высотомеры), отличаются простой схемной реализацией, однако обладают существенным недостатком - т.н. «дискретной» ошибкой, определяемой девиацией частоты $\Delta\omega$ и носящей методический характер [1,2]. Одним из наиболее простых средств подавления дискретной ошибки является использование дополнительной "медленной" модуляции средней частоты зондирующего сигнала:

$\omega_0^*(t) = \omega_0 + \Omega_m(t)$). Достоинством такого метода является простота технической реализации, выражающаяся в минимальной доработке ЧМ-высотомера и регистрирующего устройства, которое должно работать в режиме усредняющего счета.

На рисунке 1 представлена структурная схема ЧМ-высотомера малых высот. При отражении сигнала $x_1(t) = A_1 \cos[\Phi(t)]$ от поверхности, до которой измеряется расстояние, в приемник поступит сигнал с задержкой фазы $x_2(t) = A_2 \cos[\Phi(t - \tau)]$ на величину $\tau = 2R/c$.

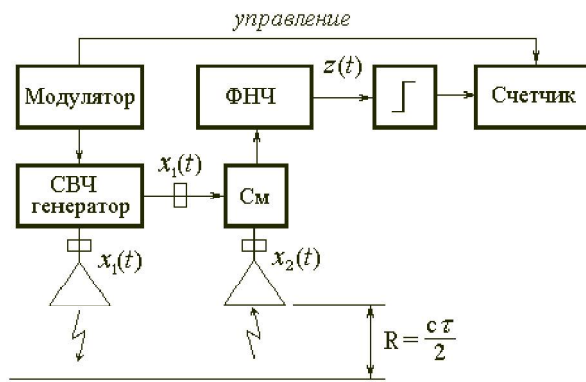


Рис.1. Блок-схема ЧМ-высотомера

Сигнал на выходе фильтра низких частот (ФНЧ) с учетом малости величины задержки (для высот до 100 м величина τ порядка 10^{-7} секунды) можно представить виде:

$$z(t) = A \cos[\Phi(t) - \Phi(t - \tau)] \approx A \cos[\omega(t)\tau]. \quad (1)$$

В стандартном ЧМ-высотомере циклическая частота со временем изменяется по гармоническому закону [1] и сигнал на выходе ФНЧ составит

$$z(t) = A \cos[\omega_0 \tau + \Delta \omega \tau \cos \Omega t], \quad (2)$$

где ω_0 - несущая частота сигнала;

$\Delta \omega$ - девиация частоты;

Ω - модулирующая частота ($\Omega \ll \Delta \omega, \omega_0$).

Усредняющий счетчик измеряет количество положительных переходов через нуль сигнала (2) на некотором временном интервале, которые происходят через интервалы аргумента косинуса, равные его периоду, т.е. при

$$\omega_0 \tau + \Delta \omega \tau \cos \Omega t = -\pi/2 + 2\pi n, \quad n \in Z. \quad (3)$$

При этом показания счетчика за период модуляции составляют величину:

$$N = \left\lceil \frac{\omega_0 \tau + \Delta \omega \tau}{2\pi} \right\rceil - \left\lceil \frac{\omega_0 \tau - \Delta \omega \tau}{2\pi} \right\rceil, \quad (4)$$

где $\lceil x \rceil$ - целая часть числа x .

Зависимость показаний N счетчика от высоты R (рабочая характеристика высотометра) для несущей частоты 450 МГц и девиации 25 МГц приведена на рисунке 2.

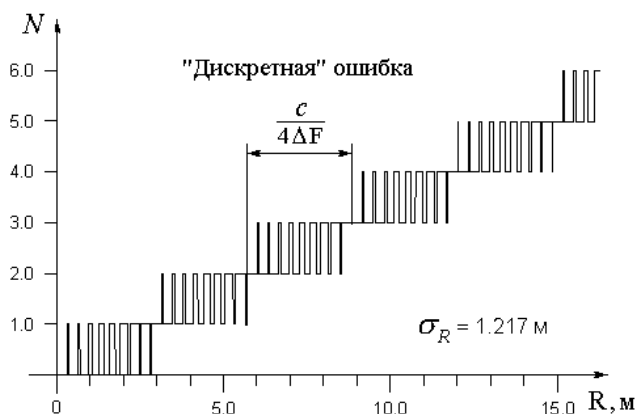


Рис.2. Рабочая характеристика ЧМ-высотомера

Эта зависимость немонотонна, и следовательно, обратная зависимость $R(N)$, по которой можно определить расстояние, неоднозначна в пределах $\Delta R = 0.5\pi/\Delta\omega$, что и составляет т.н. «дискретную» ошибку ЧМ-высотомера. Среднеквадратическое отклонение σ_R зависимости $N(R)$ от линейной составляет 1.217 м., однако в ряде задач (например, при измерении уровня нефти в танкерах, автоматической посадке и т.п.) требуется большая точность.

Наиболее простым способом повышения точности ЧМ-высотомера является введение дополнительной «медленной» модуляции - изменении несущей частоты в каждом периоде модуляции $T = 2\pi/\Omega$ и усреднении результатов счета [2,3]. При этом показания счетчика в k -м периоде составят

$$N_k = \left\lceil \left[\frac{\omega_0\tau + \Delta\omega\tau}{2\pi} + F_k\tau \right] \right\rceil - \left\lceil \left[\frac{\omega_0\tau - \Delta\omega\tau}{2\pi} + F_k\tau \right] \right\rceil, \quad (5)$$

где $F_k = F(kT)$ – значение медленной модуляции $F(t)$ в k -м периоде.

Простейшей формой дополнительной модуляции является линейная. При такой форме модуляции и усредняющем счете за 200 периодов частоты Ω рабочая характеристика в пределах 3-15 м имеет среднеквадратическое отклонение от прямой 0.121 м. (рис. 3).

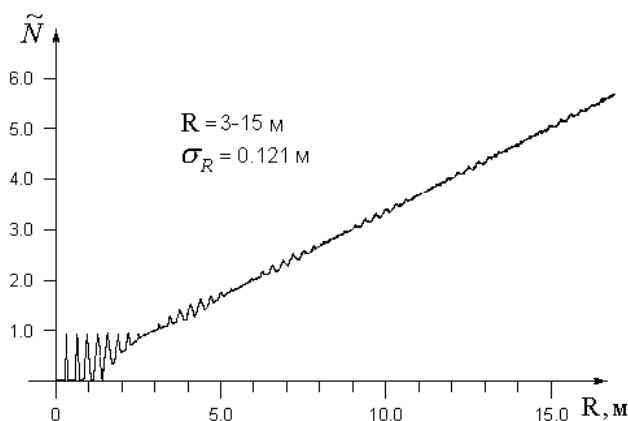


Рис.3. Рабочая характеристика высотомера при линейной дополнительной частотной модуляции

Однако линейная форма модуляции не является максимально эффективной [3]. В таблице 1 приведены минимальные значения среднеквадратической погрешности σ_R отклонения рабочей характеристики от прямой для некоторых функций $F(t)$, полученные математическим моделированием в диапазоне дальности $R = 3-15$ м при $F_0 = 450$ МГц; $\Delta F = 25$ МГц.

Таблица 1. Среднеквадратическая погрешность σ_R

Вид функции $F(x) = \Delta F \circ M(x)$; $1 < x < 1$	Среднеквадратическая погрешность
$F(x) = \Delta F \circ M(x)$; $1 < x < 1$	$\sigma_R = 0.121$ м
$M(\alpha, x) = (1 - \alpha)x + \alpha x^3$; $\alpha_{\min} = 0.35$	$\sigma_R = 0.061$ м
$M(x) = \frac{2}{\pi} \arcsin(x)$	$\sigma_R = 0.046$ м
$M(\alpha, x) = \sigma(x)(1 - 1 - x ^\alpha) - [1 - \sigma(x)](1 - 1 + x ^\alpha)$; $\alpha_{\min} = 0.62$	$\sigma_R = 0.043$ м

Таким образом, использование дополнительной частотной модуляции в высотомерах малых высот позволяет значительно (не менее чем на порядок) повысить точность измерения расстояния. При этом потенциальные возможности повышения точности определяются диапазоном рабочих дальностей и формой дополнительной «медленной» модуляции.

Использование сложных видов «медленной» модуляции и оптимизация в заданном диапазоне высот позволяет снизить среднюю погрешность измерения более чем в 3 раза относительно линейной формы модуляции при той же занимаемой полосе частот. При этом реализация сложных видов модуляции на низкой частоте повторения (~5-20 Гц) не составляет трудностей при использовании средств бортовой компьютерной техники.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований и Администрации Волгоградской области в рамках научного проекта №19-47-340005-р_поволжье_a.

Библиографический список

1. Кагаленко Б. В., Марфин В. П., Мещеряков В. П. Частотный дальномер повышенной точности // Измерительная техника, 1981, №11. - С. 68-71.
2. Кагаленко Б. В., Мещеряков В. П. Частотно-модулированный радиодальномер. SU 1141354 A1, заявл. 03.05.1983, опубл. 23.02.1985.
3. Захарченко В.Д., Захарченко С.В., Якимец А.Л. Численное моделирование высотомера малых высот с двойной частотной модуляцией // Математическая физика и компьютерное моделирование. - . Волгоград: Изд-во ВолГУ, 2020. Т.23. №3. – С.5-11.

УДК 621.396.96: 621.391.26; ГРНТИ 47.41.29

АДАПТАЦИЯ РЕКУРСИВНЫХ РЕЖЕКТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ

И.Ю. Литвинов

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткин,
Российская федерация, Рязань, nokigen@yandex.ru*

Аннотация. В работе рассматриваются принцип построения и структурные схемы адаптивных режекторных фильтров рекурсивного типа.

Ключевые слова: адаптивный режекторный фильтр, рекурсивный фильтр, адаптация на фоне помех.

ADAPTATION OF RECURSIVE NOTCH FILTERS

I.Y. Litvinov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V. F. Utkin, Ryazan,
Russian Federation, nokigen@yandex.ru*

Abstract. The paper deals with the construction principle and structural schemes of adaptive recursive notch filters.

Keywords: adaptive notch filter, recursive filter, adaptation against interference.

Цифровые рекурсивные режекторные фильтры, обладают весомыми преимуществами перед нерекурсивными режекторными фильтрами [1,2], что является причиной их широкого применения в цифровой технике. Однако, использование рекурсивных фильтров, увеличивает время установления выходного процесса и снижает эффективность выделения сигналов в переходном режиме. Такие особенности, вызваны наличием рекурсии, которая и вызывает подобные сложности в использовании рекурсивных фильтров. Решение проблемы временных затрат при проведении расчетов, привело к методу перестройки структуры фильтра, который существенно ускоряет время установления выходного процесса [3]. При этом возникает задача оптимизации параметров [4-6] рекурсивных режекторных фильтров. Для решения данной задачи, необходимо установить функциональную связь между оптимальными

параметрами режекторного фильтра и характеристиками коррелированной помехи. Данный параметрический метод оптимизации рекурсивных режекторных фильтров, позволяет не только определить оптимальные коэффициенты фильтра [7-9], но и, в условиях априорной неопределенности, предполагает соответствующую адаптацию режекторных фильтров. В данной статье будет рассмотрен метод адаптации рекурсивных режекторных фильтров, на фоне пассивных узкополосных помех гауссовского типа [10-14].

При симметричном спектре помехи, элементы корреляционной матрицы будут иметь вид

$$R_{jk} = \overline{U_j U_k^*} / 2\sigma_n^2 = \rho_{jk} e^{i(j-k)\varphi} + \lambda \delta_{jk},$$

где $\rho_{jk} = \rho[(j-k)T]$ – коэффициент междупериодной корреляции;

φ – доплеровский сдвиг фазы за период повторения T ;

$\lambda = \sigma_{\text{ш}}^2 / \sigma_n^2$ – отношение внутренних шум/помеха;

δ_{jk} – символ Кронекера.

Конкретные значения коэффициентов корреляции ρ_{jk} и доплеровского сдвига фазы φ априори неизвестны, что соответствует параметрической априорной неопределенности. Метод параметрического описания позволяет использовать широкие возможности для учета различных степеней априорной неопределенности, при этом адекватным методом адаптации является вытекающий из методологии адаптивного байесовского подхода метод прямого использования оценок неизвестных параметров помехи. В таком случае, адаптация рекурсивных режекторных фильтров, так же, как и нерекурсивных, предполагает использование оценочных значений ρ_{jk} и $e^{i\varphi}$. Адаптация к доплеровской фазе помехи предполагает соответствующее смещение аргументов нулей $z_{ok} = e^{j\theta_{ok}}$ и полюсов

$$z_{pk} = |z_{pk}| e^{j\theta_{pk}}$$

исходной системной функции режекторного фильтра. Тогда, системная функция адаптивного режекторного фильтра m -го порядка имеет вид

$$H(z, e^{i\varphi}) = \frac{\prod_{k=1}^m (z - e^{i(\theta_{ok} + \varphi)})}{z^{m-1} \prod_{k=1}^l (z - |z_{pk}| e^{i(\theta_{pk} + \varphi)})} = \frac{\sum_{k=0}^m a_k (z^{-1} e^{i\varphi})^k}{1 - \sum_{k=1}^l b_k (z^{-1} e^{i\varphi})^k},$$

где $l \leq m$, а связанные с угловым положением нулей и полюсов весовые коэффициенты $\widehat{a}_k$ и $\widehat{b}_k$ определяется оценочными значениями $\widehat{\rho}_{lk}$, исходя из требований к полосе пропускания и к эффективности подавления помехи.

В результате оптимизации, вектора весовых коэффициентов $\mathbf{W}$, было выявлено, что выбор оценок прямой связи $\widehat{a}_k$ определяется оценками $\widehat{\rho}_{lk}$ в соответствии функциональными зависимостями для нерекурсивных адаптивных режекторных фильтров, в свою очередь, выбор коэффициентов обратной связи $\widehat{b}_k$, определяется требованиями к эффективности режекторирования помехи а параметрами амплитудно-частотной характеристики. Таким образом, при заданной величине нормирования коэффициента подавления помехи μ и условии обеспечения максимальной ширины амплитудно-частотной характеристики, определяемой частотой среза θ_c , критерий оптимизации вектора $\mathbf{W}$ будет записываться как:

$$\theta_c \{ \mu, \mathbf{W}(\rho_{lk}) \} \rightarrow \min_{\mathbf{W}} |_{\mu=\text{const}}.$$

Оптимизация частоты среза θ_c и весового вектора $\mathbf{W}$, по данному критерию, устанавливает связь между весовыми коэффициентами адаптивного режекторного фильтра и параметрами коррелированной помехи. Эта связь, позволяет по оценкам $\widehat{\rho}_{lk}$ осуществлять в процессе адаптации выбор оптимального вектора $\widehat{\mathbf{W}}$.

Принципы построения рекурсивных адаптивных режекторных фильтров

Структура рекурсивного адаптивного режекторного фильтра в соответствии с его системной функцией, реализуется путем последовательного подключения к блокам задержки комплексных перемножителей, выполняющих сдвиг фазы обрабатываемых отсчетов на величину $\hat{\varphi}$. Кроме того, в состав фильтра должны входить блоки измерения оценок $\hat{\rho}_{lk}$, $e^{i\hat{\varphi}}$ и формирователь вектора $\hat{\mathbf{W}}$. При известной форме корреляционной функции помехи, достаточно ограничиться измерением коэффициента $\hat{\rho}_{12} = \hat{\rho}$. Адаптивные режекторные фильтры выше 2-го порядка, выполняются в виде каскадного соединения звеньев 1-го и 2-го порядков [12], что предполагает представление числителя и знаменателя системной функции фильтра, в виде соответствующих сомножителей. Так, выражение для адаптивного режекторного фильтра на основе нерекурсивного звена 1-го порядка и рекурсивного звена 2-го порядка будет выглядеть как

$$H(z, e^{i\varphi}) = \frac{(1 - z^{-1}e^{i\varphi}) \left[\sum_{k=0}^2 a_k (z^{-1}e^{i\varphi})^k \right]}{1 - \sum_{k=1}^2 (z^{-1}e^{i\varphi})^k}.$$

Тогда, структурная схема такого фильтра будет иметь вид, представленный на рисунке 1.

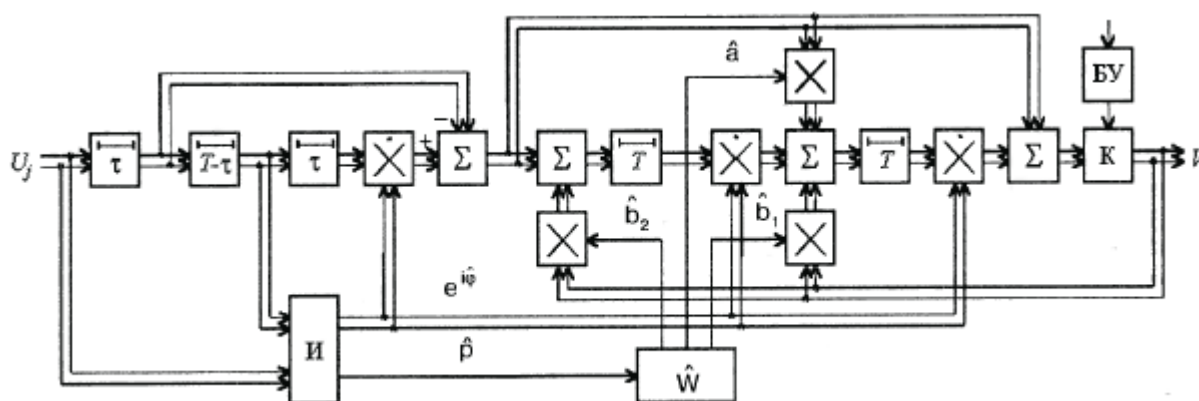


Рис. 1. Структурная схема адаптивного режекторного фильтра

При этом, $\hat{a}_0 = \hat{a}_2 = 1$, а коэффициент $\hat{a}_1 = \hat{a}$ в формирователе вектора $\hat{\mathbf{W}} = \{\hat{a}, \hat{b}_1, \hat{b}_2\}$ будет определяться по оценке $\hat{\rho}$ в соответствии с зависимостью для оптимальных весовых коэффициентов нерекурсивных адаптивных режекторных фильтров. Коэффициенты $\hat{b}_1$ и $\hat{b}_2$ выбираются из совокупности значений, заранее рассчитанных по критерию оптимизации вектора $\mathbf{W}$, для заданной величины μ и различных ρ .

Устойчивость системы адаптации

Система адаптации в зависимости от её параметров может быть, как устойчивой и неустойчивой, что определяет характер динамики текущих рассогласованных частот среза. Адаптация весовых коэффициентов $\hat{b}_1, \hat{b}_2$ и связанной с ними частоты среза θ_c осуществляется по принципу замкнутой следящей системы, эквивалентная схема системы адаптации показана на рисунке 2.

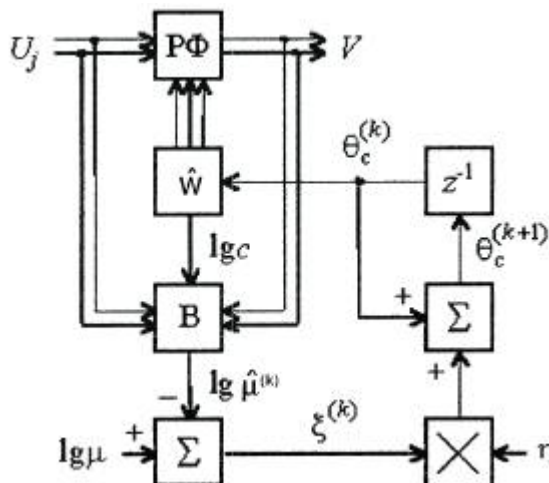


Рис. 2. Эквивалентная схема системы адаптации

Системная функция системы адаптации будет иметь вид

$$G(z) = \eta d E(z) / (1 + \eta d E(z)),$$

где $E(z) = z^{-1} / (1 - z^{-1}) = (z - 1)^{-1}$ – системная функция сглаживающего фильтра.

Окончательно имеем

$$G(z) = \eta d / (z - z_p)$$

где $z_p = 1 - \eta d$ – полюс системной функции.

Так как необходимым и достаточным условием устойчивости для замкнутой следящей системы является выполнение неравенства $|z_p| < 1$, то рассматриваемая система адаптации будет устойчивой при $0 < \eta$ и $d < 2$. В устойчивой системе в установившемся режиме $\lim_{k \rightarrow \infty} \theta_c^{(k)} = \theta_c$, что соответствует нулевому рассогласованию. Величина d определяется свойствами РФ, поэтому варьируемый параметром системы является весовой коэффициент η , от величины которого зависит характер переходного процесса в системе. В устойчивой системе может быть два вида переходного процесса – апериодический при $0 < \eta < 1/d$ и колебательный затухающий при $1/d < \mu < 2/d$. При $\mu > 2/d$ система будет не устойчивой, при $\mu = 1/d$ система отрабатывает первоначальное рассогласование уже в течении первого шага адаптации. При увеличении или уменьшении μ время адаптации увеличивается [1].

Библиографический список

1. Попов Д.И. Синтез и анализ эффективности систем адаптивной междупериодной обработки сигналов на фоне помех с неизвестными корреляционными свойствами / Д.И. Попов // Радиотехника и электроника. – 1983. – Т. 28. - №12. – С. 2373-2380.
2. Попов Д.И. Анализ адаптивных режекторных фильтров / Д.И. Попов // Радиотехника. – 1991. - №10. – С.31-34.
3. Попов Д.И. Ускорение переходных процессов рекурсивных режекторных фильтров / Д.И. Попов // Радиопромышленность. – 2015. – №1. – С. 209-219.
4. Попов Д.И. Оптимизация цифровых систем обработки сигналов / Д.И. Попов // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2017. – №1 (43). – С. 96-105.
5. Попов Д.И. Параметрическая оптимизация рекурсивных режекторных фильтров / Д.И. Попов // Вопросы радиоэлектроники. – 2015. – №7. – С. 49-58.

6. Попов Д.И. Оптимизация систем межпериодной обработки сигналов / Д.И. Попов // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2014. – Т. 57. – №10 (628). – С.14-24.
7. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с комплексными весовыми коэффициентами / Д.И. Попов // Вестник концерна ПВО Алмаз – Антей. – 2015. - №2 (14). – С. 21-26.
8. Попов Д.И. Адаптация режекторных фильтров с действительными весовыми коэффициентами / Д.И. Попов // Радиотехника. – 2017. - №5. – С. 152-157.
9. Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с действительными весовыми коэффициентами / Д.И. Попов. // Цифровая обработка сигналов. – 2017. - №1. – С. 22-26.
10. Попов Д.И. Анализ адаптивных систем обнаружения сигналов на фоне пассивных помех / Д.И. Попов // Радиотехника. – 2016. - №11. – С. 74-79.
11. Попов Д.И. Адаптация систем обработки сигналов на фоне пассивных помех / Д.И. Попов // Вестник московского энергетического института. Вестник МЭИ. – 2016. - №3. – С. 78-83.
12. Попов Д.И. Устойчивость адаптивных алгоритмов режектирования пассивных помех / Д. И. Попов // Радиопромышленность. – 2018. - №1. – С. 87-93.
13. Попов Д.И. Анализ эффективности подавления пассивных помех режекторными фильтрами / Д.И. Попов // Известия учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2018. - №2 (46). – С. 87-95.
14. Попов Д.И. Анализ адаптивной обработки многочастотных сигналов / Д.И. Попов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2018. - №63. – С. 9-13.

УДК 004.932.2; ГРНТИ 20.19.27:

ПРОСТРАНСТВЕННОЕ КОДИРОВАНИЕ АЛАМОУТИ В СЛУЧАЕ С НЕСКОЛЬКИМИ ПЕРЕДАЮЩИМИ АНТЕННАМИ В MISO-СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

В.В. Половинкин

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, valentin.polovinkin@mail.ru*

Аннотация. В данной работе рассматривается эффективность пространственного кодирования методами кодирования Аламоути при увеличении числа передающих антенн, используя при этом единственную приёмную антенну.

Ключевые слова: пространственное кодирование, кодирование Аламоути, MIMO.

SPATIAL CODING OF ALAMOUTI IN THE CASE WITH MULTIPLE TRANSMISSION ANTENNAS IN MISO INFORMATION TRANSMISSION SYSTEMS

V.V. Polovinkin

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, valentin.polovinkin@mail.ru*

Annotation. In this paper, the efficiency of spatial coding by Alamouti coding methods is considered with an increase in the number of transmitting antennas, while using a single receiving antenna.

Keywords: spatial coding, Alamouti coding, MIMO.

MIMO (от английского Multiple Input – Multiple Output: много входов – много выходов) является технологией пространственного кодирования сигналов, позволяющая увеличить пропускную способность канала связи, в которой данные будут передаваться и приниматься при использовании нескольких антенн. При этом антенн может быть разное количество как на передающей, так и на принимающей стороне.

Вопросы, связанные с использованием MIMO систем передачи информации, имеют большую актуальность, так как используются в сотовой связи, мобильном интернете 3G, 4G, LTE, а также в сетях WI-FI и Bluetooth. Также MIMO технология активно используется в сетях пятого поколения (5G), которые сейчас активно разрабатываются, тестируются и внедряются.

MISO – это частный случай MIMO-системы, когда используется разнесенная передача. Это использование большего количества антенн на передающей стороне, чем на приемной. Простейший случай такой системы, когда передающих антенн две, а приемная одна. MISO не позволяет увеличить пропускную способность канала, но повышает надежность передачи. В то же время, использование MISO позволяет перенести необходимую дополнительную обработку сигнала с приемной стороны (мобильной станции) на передающую (базовую станцию). Для формирования надежного сигнала используется пространственно-временное кодирование. В этом случае копия сигнала передается не только с другой антенны, но и в другое время. Также может использоваться пространственно-частотное кодирование [3].

Цель работы – повысить эффективность пространственного кодирования сигналов методом Аламоути в MISO-системах передачи информации при увеличении числа передающих антенн при единственной приёмной.

Основная задача работы – найти установить оптимальное количество передающих антенн для эффективного пространственного кодирования в MISO-системе.

В среде MATLAB разработаны программы для моделирования пространственного кодирования и декодирования Аламоути для случаев с одной приёмной $N_{rx}=1$ и $N_{tx}=1..8$ передающих антенн. Обратим внимание, что общая мощность антенн должна быть распределена по всем антеннам, а не присвоена каждой из них.

Алгоритм, по которому были составлены данные программы, содержит следующие действия:

1. Задание начала отсчётов выполнения программы.
2. Задание числа опытов при усреднении, после которых программа выдаст результат в виде графика.
3. Задание числа приёмных антенн, $N_{rx}=1$.
4. Задание числа передающих антенн $N_{tx}=1..8$.
5. Задание диапазона отношений сигнал-шум в децибелах, для корректного отображения графиков $q=S/N$.
6. Задание длины блока двоичного сообщения.
7. Задание формулы изменения отношения сигнал-шум в заданном диапазоне.
8. Задание среднеквадратического отклонения гауссовского шума.
9. Задание канальных коэффициентов случайными реальными числами.
10. Составление пространственно-временной матрицы $Y=H*S+V$.
11. Проверка ортогональности матрицы канальных коэффициентов.
12. Преобразование блоков бинарного сигнала в сигнальные символы модуляции (BPSK).
13. Формирование векторов шумов. Они являются гауссовскими случайными числами, которые независимы в каждом приёмнике.
14. Выполнение пространственно-временного кодирования Аламоути. Составление матриц передачи для 1-8 передающих антенн соответственно;
15. Проверка ортогональности декодирующей матрицы.
16. Выполнение пространственного кодирования Аламоути для одноканальных приёма и передачи.
17. Расчёт вектора комплексных амплитуд напряжений на входе приемника в последовательные моменты времени.
18. Перезапись матрицы в удобном виде.
19. Проверка ортогональности перезаписанной матрицы.
20. Проведение демодуляции при кодировании Аламоути.
21. Проведение декодирования Аламоути передающих антенн.
22. Расчёт вероятности ошибки Аламоути передающих антенн.
23. Формирование результирующих графиков.

24. Задание окончания отсчётов выполнения программы.

Рассмотрим случай, когда пространственно-временная матрица является действительной матрицей. Это значит, что в системе связи ММО используется модуляция типа BPSK (Binary Phase Shift Keying — двухпозиционная фазовая манипуляция, ФМ-2) или типа ASK (Amplitude Shift Keying — многопозиционная амплитудная манипуляция). Среди действительных ортогональных квадратных матриц размерности $N \times N$ существуют только матрицы с размерностями 2×2 , 4×4 и 8×8 , которые удовлетворяют условиям: [1]

- 1) скорость пространственно-временного кода максимальна ($R = 1$);
- 2) порядок разнесения на передаче максимален и равен числу передающих антенн N_{tx} .

Тактовый интервал P определяет скорость передачи информации по системе ММО. Количество допустимых фазовых состояний определяет позиционность.

Число тактовых интервалов определяется количеством передающих антенн [1] (таблица 1):

Таблица 1. Зависимость числа тактовых интервалов от количества передающих антенн

Количество передающих антенн N_{tx}	Число тактовых интервалов P
2	2
3	4
4	4
5	8
6	8
7	8
8	8

В расчётах использованы пространственно-временные матрицы, перемноженные на матрицы канальных коэффициентов. Исходя из такого произведения при пространственно-временном кодировании Аламоути для каждого количества передающих антенн выведены следующие декодирующие матрицы:

$$H_{tx2} = \begin{bmatrix} h1 & h2 \\ -h2 & h1 \end{bmatrix},$$

$$H_{tx3} = \begin{bmatrix} h1 & h2 & h3 & 0 \\ h2 & -h1 & 0 & h3 \\ h3 & 0 & -h1 & -h2 \\ 0 & -h3 & h2 & -h1 \end{bmatrix},$$

$$H_{tx4} = \begin{bmatrix} h1 & -h2 & -h3 & -h4 \\ h2 & h1 & h4 & -h3 \\ h3 & -h4 & h1 & h2 \\ h4 & h3 & -h2 & h1 \end{bmatrix},$$

$$H_{tx5} = \begin{bmatrix} h1 & h2 & h3 & h4 & h5 & 0 & 0 & 0 \\ h2 & -h1 & h4 & -h3 & 0 & -h5 & 0 & 0 \\ h3 & -h4 & -h1 & h2 & 0 & 0 & -h5 & 0 \\ h4 & h3 & -h2 & -h1 & 0 & 0 & 0 & -h5 \\ h5 & 0 & 0 & 0 & -h1 & h2 & h3 & h4 \\ 0 & h5 & 0 & 0 & -h2 & -h1 & -h4 & h3 \\ 0 & 0 & h5 & 0 & -h3 & h4 & -h1 & -h2 \\ 0 & 0 & 0 & h5 & -h4 & -h3 & h2 & -h1 \end{bmatrix},$$

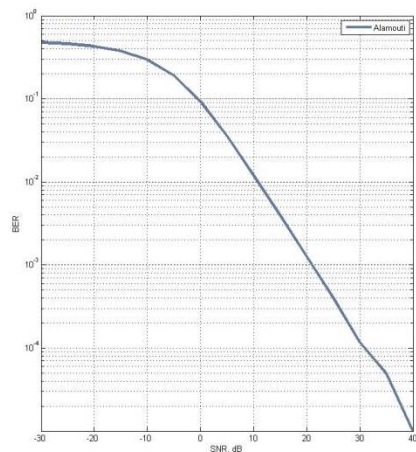
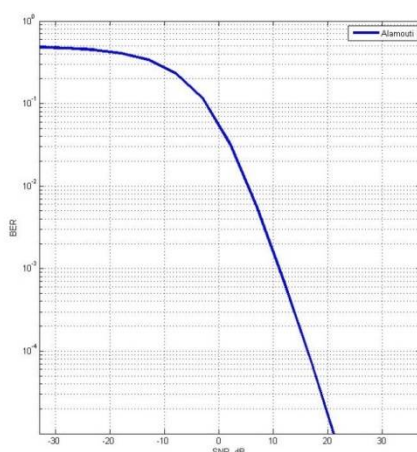
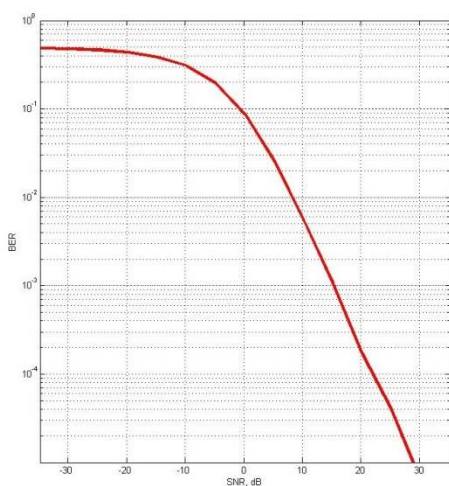
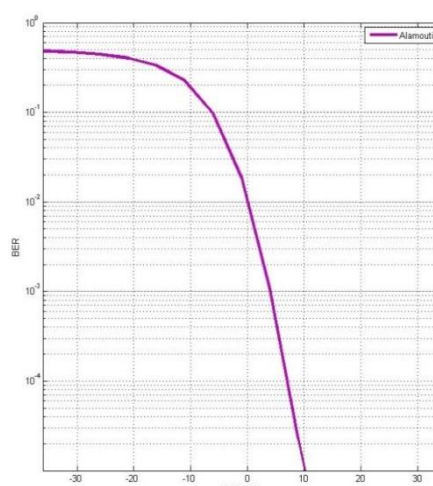
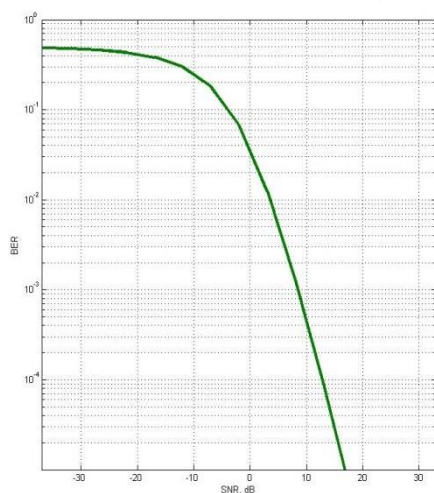
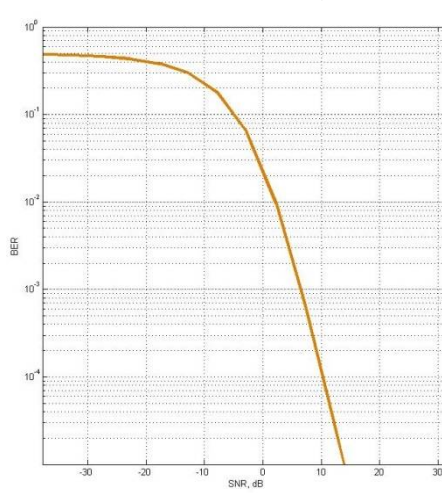
$$H_{tx6} = \begin{bmatrix} h1 & h2 & h3 & h4 & h5 & h6 & 0 & 0 \\ h2 & -h1 & h4 & -h3 & h6 & -h5 & 0 & 0 \\ h3 & -h4 & -h1 & h2 & 0 & 0 & -h5 & -h6 \\ h4 & h3 & -h2 & -h1 & 0 & 0 & h6 & -h5 \\ h5 & -h6 & 0 & 0 & -h1 & h2 & h3 & h4 \\ h6 & h5 & 0 & 0 & -h2 & -h1 & -h4 & h3 \\ 0 & 0 & h5 & -h6 & -h3 & h4 & -h1 & -h2 \\ 0 & 0 & h6 & h5 & -h4 & -h3 & h2 & -h1 \end{bmatrix},$$

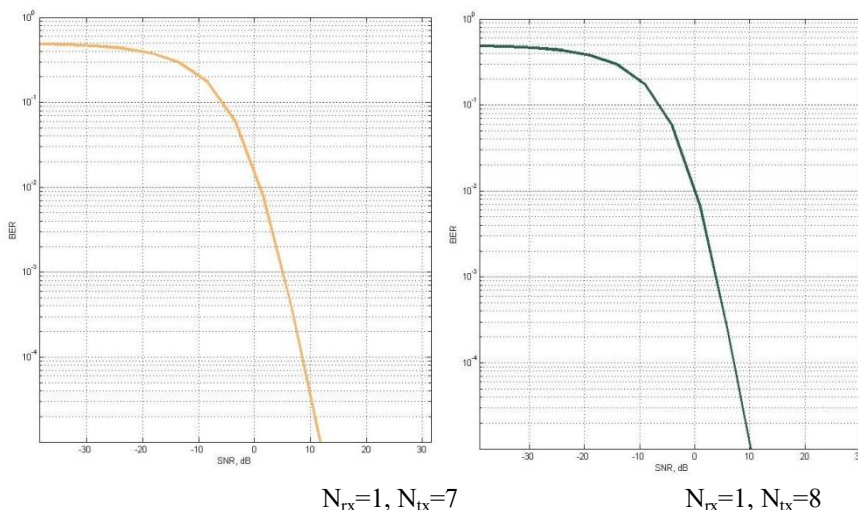
$$H_{tx7} = \begin{bmatrix} h1 & h2 & h3 & h4 & h5 & h6 & h7 & 0 \\ h2 & -h1 & h4 & -h3 & h6 & -h5 & 0 & h7 \\ h3 & -h4 & -h1 & h2 & h7 & 0 & -h5 & -h6 \\ h4 & h3 & -h2 & -h1 & 0 & -h7 & h6 & -h5 \\ h5 & -h6 & -h7 & 0 & -h1 & h2 & h3 & h4 \\ h6 & h5 & 0 & h7 & -h2 & -h1 & -h4 & h3 \\ h7 & 0 & h5 & -h6 & -h3 & h4 & -h1 & -h2 \\ 0 & h7 & h6 & h5 & -h4 & -h3 & h2 & -h1 \end{bmatrix},$$

$$H_{tx8} = \begin{bmatrix} h1 & h2 & h3 & h4 & h5 & h6 & h7 & h8 \\ h2 & -h1 & h4 & -h3 & h6 & -h5 & -h8 & h7 \\ h3 & -h4 & -h1 & h2 & h7 & h8 & -h5 & -h6 \\ h4 & h3 & -h2 & -h1 & h8 & -h7 & h6 & -h5 \\ h5 & -h6 & -h7 & -h8 & -h1 & h2 & h3 & h4 \\ h6 & h5 & -h8 & h7 & -h2 & -h1 & -h4 & h3 \\ h7 & h8 & h5 & -h6 & -h3 & h4 & -h1 & -h2 \\ h8 & h7 & h6 & h5 & -h4 & -h3 & h2 & -h1 \end{bmatrix}.$$

Все матрицы являются ортогональными, т.е. $H \cdot H^T = I$. При использовании 5 – 8 передающих антенн из-за одинакового числа тактовых интервалов (8) матрицы H имеют размерность 8×8 .

По написанным программам в среде MATLAB с соответствующими матрицами было проведено моделирование зависимостей между битовой ошибкой (BER) и отношением сигнал-шум (SNR) для всех упомянутых количеств передающих антенн ($N_{tx}=1\dots 8$) при одной приемной ($N_{rx}=1$).

 $N_{rx}=1, N_{tx}=1$  $N_{rx}=1, N_{tx}=2$  $N_{rx}=1, N_{tx}=3$  $N_{rx}=1, N_{tx}=4$  $N_{rx}=1, N_{tx}=5$  $N_{rx}=1, N_{tx}=6$



Результаты моделирования занесены в таблицу 2

Таблица 2. Результаты моделирования

$\begin{matrix} N \\ \text{BER} \end{matrix}$	$N_{tx}=1$	$N_{tx}=2$	$N_{tx}=3$	$N_{tx}=4$	$N_{tx}=5$	$N_{tx}=6$	$N_{tx}=7$	$N_{tx}=8$
10^{-1}	-1	-2	-1	-6	-4	-5	-6	-7
10^{-2}	11	6	8	0	3,5	2	1	0
10^{-3}	31	11	16	4	9	7	5	4
10^{-4}	>40	21	28	10	17,5	14	12	10

Вывод

Увеличение количества передающих антенн в целом даёт выигрыш в дБ по ОСШ, однако такой эффект наблюдается в меньшем объеме при установке нечётного количества таких антенн. Также можно заметить, что наилучшие значения в выигрыше показала установка количества антенн, кратное 4 – т.е. 4 и 8 антенн.

Библиографический список

1. Бакулин, М.Г., Варукина В.В., Крейнделин В.Б. Технология ММО: принципы и алгоритмы. - М. : Горячая линия - Телеком, 2014. - 244с. Библиогр.: с.225-240 (200 назв.). - ISBN 978-5-9912-0457-6:462-00.
2. Зюко А.Г., Фалько А.И., Панфилов И.П., Банкет В.Л., Ивашенко П.В. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации Под ред. А.Г. Зюко. — М.: Радио и связь, 1985. — 272 с.
3. <http://anisimoff.org/lte/general/mimo.html> - Технология ММО [Электронный ресурс].

УДК 62-1/-9

УСТРАНЕНИЕ ЭФФЕКТА ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ В РАДИОСТАНЦИИ

А.О. Янин*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань yaninlx@gmail.com*

Аннотация. В данной работе рассматриваются малые индексы модуляции при электроакустическом воздействии на синтезатор.

Ключевые слова: модуляция, синтезатор, микросхема.

ELIMINATION OF THE EFFECT OF ELECTROACOUSTIC TRANSFORMATION IN THE RADIO STATION

A. O. Yanin*Ryazan State Radio Engineering University named after V. F. Utkin,
Russian Federation, Ryazan yaninlx@gmail.com*

Annotation. In this paper, we consider small modulation indices under electroacoustic influence on the synthesizer

Keywords: modulation, synthesizer, microchip

Введение

При проведении приемосдаточных испытаний радиостанции была выявлена проблема возникновения малых индексов синтезатора частот при воздействии на него электроакустическими сигналами. Это приводило к выходу изделия в режим передачи, что не соответствует заданным техническим характеристикам. Была поставлена задача устранить возникшую проблему.

Цель исследования

Снизить малые индексы модуляции при электроакустическом воздействии на синтезатор, или добиться их полного отсутствия, что приведет к более защищенной передаче данных.

Основная часть

Синтезатор частоты с кольцом ИФАПЧ

Данный синтезатор состоит из подобранных компонентов. Он предназначен для генерации сигнала частотой от 350 до 428 МГц с шагом сетки 25кГц. Для повышения быстродействия и увеличения коэффициента передачи было принято решение о замене кольца ИФАПЧ на твердотельную микросхему, что, в свою очередь, также значительно уменьшит проблему проектирования и расчета.

Синтезатор частоты, выполненный на микросхеме от производителя SKYWORKS SKY72301-22

Данный синтезатор обладает следующими техническими характеристиками:

- предназначен для генерации сигнала до 1 ГГц;
- для его работы требуется напряжение 3 В;
- имеет сверхмалый размер шага сетки 100 Гц и менее;
- способен обеспечить реализацию большой полосы пропускания контура;
- обладает быстрой скоростью переключения и низкими характеристиками фазового шума;

- имеет встроенный кварцевый генератор и регулировку частоты для температурной компенсации;
- фазовый уровень шума до -95 дБк/Гц до $1,0$ ГГц, измеренный внутри полосы пропускания контура. Это возможно благодаря встроенным малому шумящим делителям и низким коэффициентам деления, обеспечиваемым высокой фракционностью устройства;
- фазовые детекторы могут работать с максимальной скоростью 25 МГц, что позволяет улучшить фазовый шум за счет более низкого значения деления;
- при высокой опорной частоте пропускная способность контура также может быть увеличена;
- большая ширина полосы пропускания контура улучшает время оседания и уменьшает внутрисполосный фазовый шум;
- более низкий внутрисполосный фазовый шум также позволяет использовать более дешевые управляемые напряжением генераторы;
- устройство работает с трехпроводным высокоскоростным последовательным интерфейсом.

Сочетание большой полосы пропускания, тонкого разрешения и трехпроводного высокоскоростного последовательного интерфейса позволяет осуществлять прямую частотную модуляцию.

Электроакустические преобразования синтезатора с кольцом ИФАПЧ

Испытания проводятся в нормальных климатических условиях. Синтезатор помещается в акустическую камеру и подключается к технологическому приспособлению. После этого на генераторе низкой частоты задается частота 800 Гц и через динамик подается акустическое воздействие 90 дБ. Используя программу для цифрового приемника SDRSharp, наблюдаем за тем, что побочные составляющие спектра выходного сигнала (как показано на рисунке 1) гораздо выше требуемых, а именно, выше $70 \text{ дБ} \pm 12\%$.

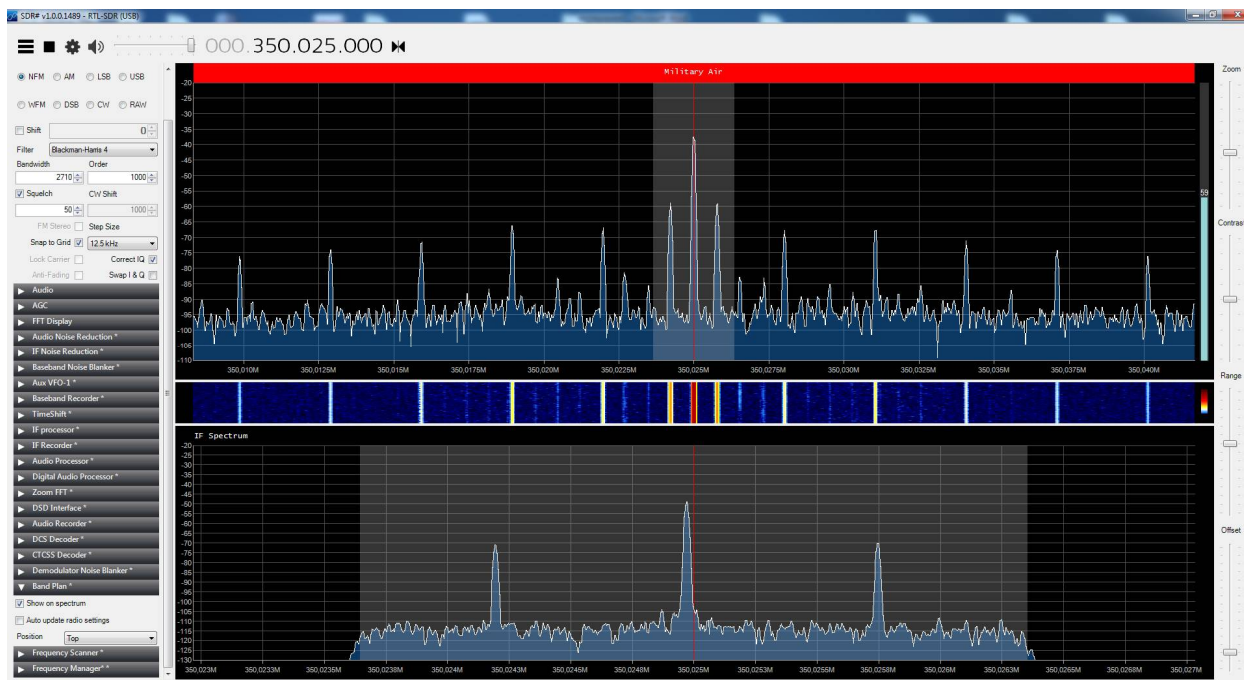


Рис. 1. Побочные составляющие спектра выходного сигнала

Это приводит к переключению радиостанции из ждущего режима в режим передачи информации. Эксперимент начинался с воздействия акустического шума 50дБ. На данном этапе побочных составляющих в спектре не было выявлено (спектр приведен на рисунке 2).

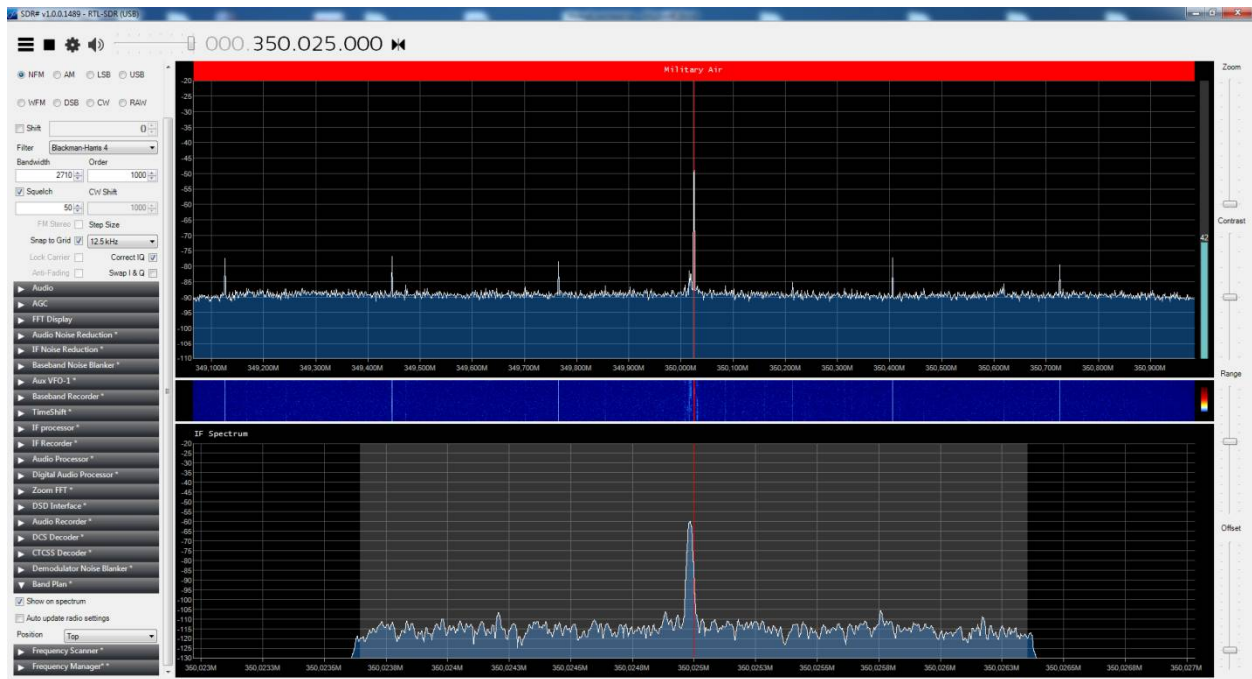


Рис. 2. Отсутствие побочных составляющих спектра

Повышая уровень акустического шума, заметили побочные составляющие. Сигнал несущей оставался неизменным, однако с ростом акустического воздействия боковые лепестки спектра увеличивались, которые впоследствии стали превышать уровень основного сигнала. Так как синтезируемые частоты не кратны частоте сравнения сигнала на входе частотно-фазового детектора, в выходном сигнале появляются побочные спектральные составляющие. Наихудший случай был замечен тогда, когда разница между синтезируемыми частотами и ближайшей частотой, кратной частоте сравнения, настолько мала, что фильтр нижних частот не может обеспечивать нужного подавления побочных спектров.

Электроакустические преобразования синтезатора, выполненного на микросхеме SKY72301-22

При тех же условия (частота 800 Гц и акустическое воздействие 90 дБ) спектр приведен на рисунке 3.

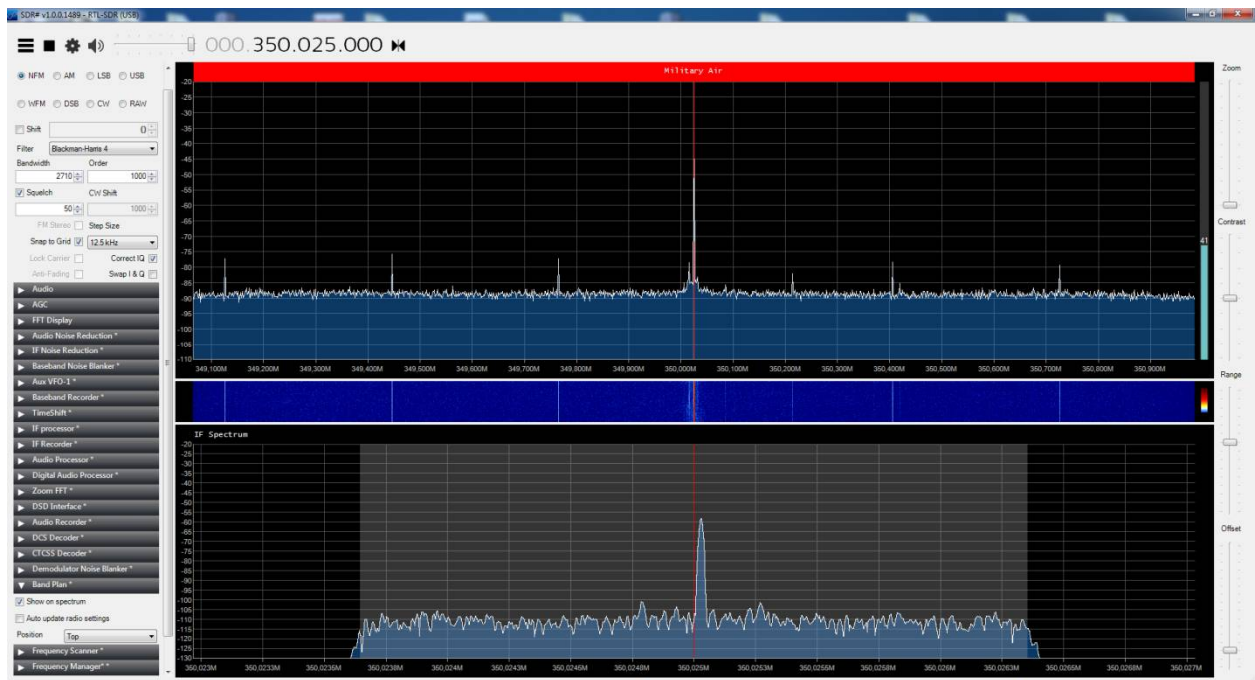


Рис. 3. Побочные составляющие спектра выходного сигнала SKY72301-22

Можем наблюдать незначительные боковые спектральные составляющие, что позволяет сделать в последующем станцию стабильной по динамическим и спектральным характеристикам.

Результаты сравнения

Проведем сравнительный анализ по таблице 1

Таблица 1

	Синтезатор на подборных компонентах		м/сх SKY72301-22	
	плюсы	минусы	плюсы	минусы
Себестоимость	Низкая стоимость комплектации			Высокая стоимость комплектации
Акустические шумы		Присутствует	Отсутствует	
Отказы изделий из-за необходимости дорегулировки синтезатора в климатике		Периодически появляются в разных климатических условиях	Не должно быть	
Регулировка		100% контроль спектра на спектроанализаторе	Отсутствует проверка спектра на спектроанализаторе	

Вывод

За счет замены стандартного кольца ИФАПЧ на микросхему SKY72301-22 удалось добиться надежности в разных климатических условиях и стабильности изделия при воздействии на него акустическими шумами.

Библиографический список

1. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Немчилов А.В., Чаплыгин А.А. Пространственные и временно-временные характеристики эффективности станций ответных помех при подавлении систем радиосвязи / под ред. В.И. Борисова. – М.: РадиоСофт, 2008.
2. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М. Проблемы и перспективы разработки устройств формирования активных помех подавления РЛС с быстрой перестройкой частоты // Теория и техника радиосвязи. – 2010. № 1.
3. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньшин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. – М.: Радио и связь, 2004.
4. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М. Основные направления улучшения характеристик радиопередающих устройств станций активных помех РЛС с быстрой перестройкой рабочей частоты // Теория и техника специальной радиосвязи. – 2010. №5
5. Баскаков С.И., Радиотехнические цепи и сигналы – М., Высшая школа, 2000
6. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. М.: Радио и связь, 1986.

УДК 004.942; ГРНТИ 28.17.33

ПРИМЕНЕНИЕ КАРТ НОРМАЛЕЙ, КАК ЭФФЕКТИВНЫЙ СПОСОБ ХРАНЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ О ТРЕХМЕРНЫХ ОБЪЕКТАХ

И.В. Астаркин

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, superilya2012@gmail.com*

Аннотация. В данной работе рассматривается метод хранения информации, полученной в результате сканирования и пространственной обработки объектов сложной геометрической формы.

Ключевые слова: карта нормалей, ретопология, развертка 3-х мерного объекта.

APPLYING NORMAL CARDS AS AN EFFECTIVE WAY STORAGE OF INFORMATION ABOUT THREE-DIMENSIONAL OBJECTS

I.V. Astarkin

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, superilya2012@gmail.com*

The summary. This paper discusses a method for storing information obtained as a result of scanning and spatial processing of objects of complex geometric shapes.

Keywords: normal map, retopology, 3D object unfolding.

С каждым годом 3D технологии прочно закрепляются в различных отраслях науки и техники, многие высокотехнологичные предприятия и НИИ активно интегрируют в свою деятельность средства проектирования, моделирования, анализа и производства, в основе которых лежит 3-х мерная графика, описываемая математическими уравнениями и процедурными алгоритмами.

Одной из основных задач современной радиолокации можно считать, не только получение своевременной информации о наличии объекта в пространстве, но и анализ его вторичных признаков, позволяющих судить как об эго отражающей способности, так и о геометрических особенностях, с помощью которых можно получить необходимые и исчерпывающие данные. И если в случае расчета ЭПР поверхности, нам достаточно накопить сигнал и представить его в виде конкретной величины, то для определения геометрических характеристик объекта, максимальная эффективность будет достигнута при оптимальном алгоритме обработки полученных трехмерных моделей.

В данной работе рассмотрим эффективный метод хранения трехмерных объектов, позволяющий добиться существенного сокращения объема занимаемых данных при невысоких потерях в детализации.

Большинство стандартных форматов кодирования записываются как список треугольных граней, которые описывают его поверхность, и их нормалей (например STL) [1]. Основным недостатком таких форматов является количество занимаемой памяти, что исключает возможность хранить информацию об объектах со сложной геометрией, не прибегая к упрощению топологии тела как показано на рисунке 1.

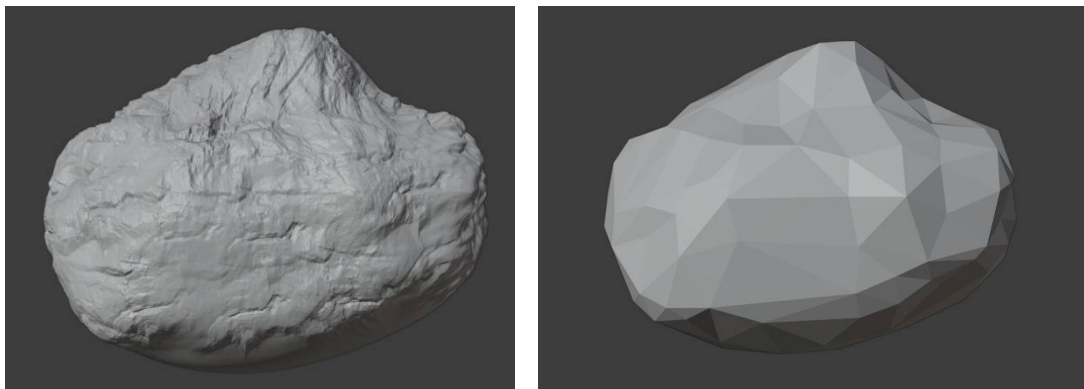


Рис. 1. Объект со сложной топологией (слева) и его упрощенная копия (справа)

В трехмерном моделировании топология объектов представлена в виде полигонов – граней, нормаль которых всегда направлена одним направлением, таким образом свет, отраженный от этой грани будет иметь единственный вектор, сонаправленный с вектором нормали. Представление 3D фигуры в 2-х мерном пространстве достигается путем развертки и разделения его граней на плоской поверхности, где в качестве источников информации о направлении света, играют цветовые каналы RGB.

Различают следующие виды разверток: точные, приближенные и условные [2].

Точные развертки можно получить только для многогранных поверхностей, поскольку такая развёртка есть совокупность многоугольников, конгруэнтных граням разворачиваемой поверхности и расположенных в одной плоскости.

Приближенные развертки используются при развертывании торсовых поверхностей. При этом криволинейные поверхности заменяются аппроксимирующей многогранной поверхностью. Например, цилиндрическая поверхность заменяется призмой. Однако, точная развертка такой призмы будет только приблизительно соответствовать развертке цилиндрической поверхности.

Для оставшихся неразвертываемых поверхностей производится построение условных разверток. Для этого применяется метод двойной аппроксимации. Сначала неразвертываемая поверхность разбивается на ряд отсеков. Каждый из этих отсеков заменяется (аппроксимируется) отсеком криволинейной развертываемой (торсовой) поверхности. Каждый отсек развертываемой поверхности аппроксимируется соответствующей ей многогранной поверхностью. И только после этого получают точную развертку многогранной поверхности, которая является условной разверткой неразвертываемой поверхности.

Укажем родительский объект, как источник, содержащий информацию о направлении отраженного света, которая затем будет перенесена на развертку дочернего. Полученная карта нормалей на рисунке 2 будет представлена в виде участков с разными уровнями затенённости и освещенности.

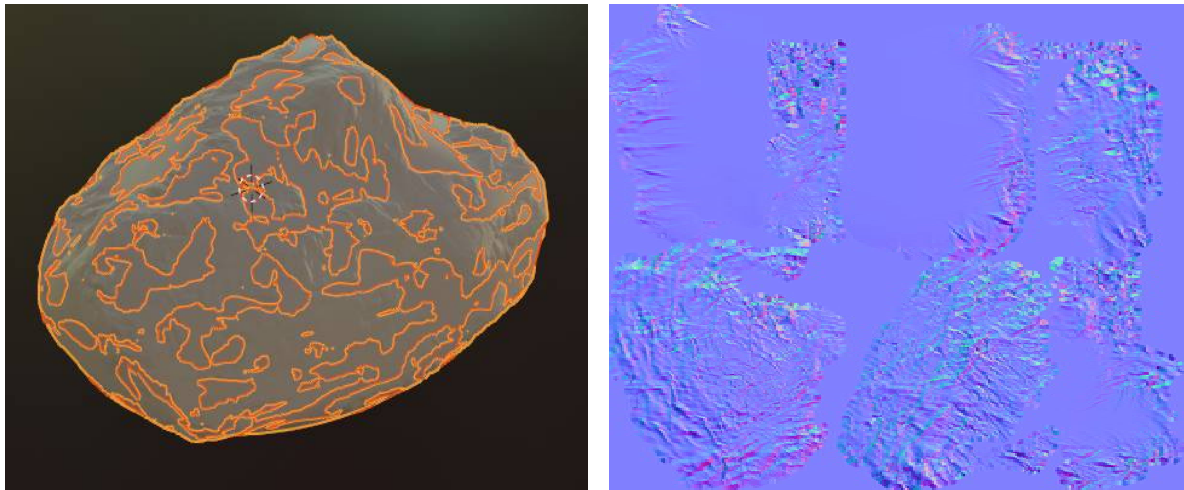


Рис. 2. Совмещение объекта-родителя с аппроксимированной копией (слева) и получение карт нормалей (справа).

Перенесем карту нормалей на менее детализированную копию, облучая его точечным источником света, лучи которого равномерно распространяются во все направления пространства, как показано на рисунке 3, карта нормалей обладает схожей реакцией на освещение, имитируя наличия сложной геометрической структуры.

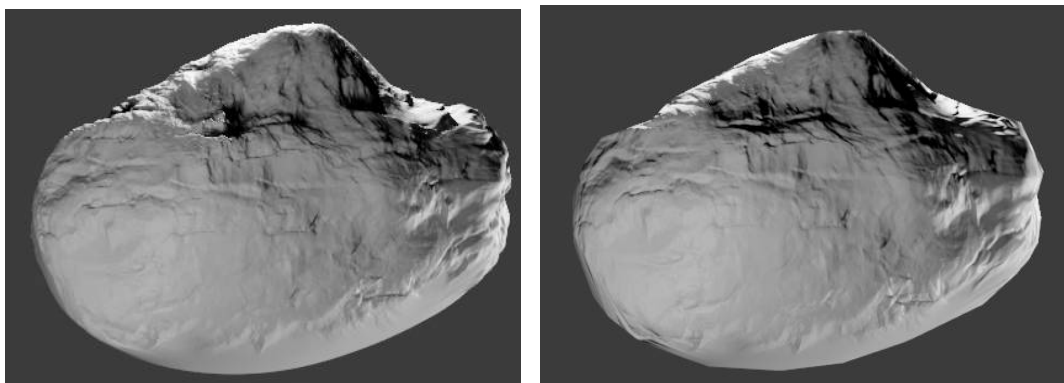


Рис. 3. Освещенный объект родитель (слева) и его дочерняя копия (справа)

Получим Фробениус матрицы разности двух изображений, хранившихся в формате bmp (1) и (2):

$$\Delta = FOTO - FOTO1, \quad (1)$$

$$\text{Фробениус} = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} (\Delta_{n,m})^2}{NM}, \quad (2)$$

где FOTO – объект родитель;
 FOTO1 – дочерняя копия;
 N – количество пикселей по горизонтали;
 M – количество пикселей по вертикали;
 $\Delta_{n,m}$ – цвет пикселя в n -й строке, m -го столбца.

Определим СКО цвета пикселя (3):

$$\text{СКО} = \sqrt{\text{Фробениус}} . \quad (3)$$

Таблица 1. Сравнение выигрыша в сохранении объемов данных, при различных уровнях топологии модели

Топология модели, полигоны	Сложная (более 3 млн)	Средняя (50 тысяч)	Простая (352)
Объем памяти, занимаемый объектом, кб.	153*10 ⁶	2,4*10 ³	17
Объем памяти, занимаемый картой нормалей, кб.	-	около 4*10 ³	около 4*10 ³
Результат обработки полученных изображений в формате Vnp (сходство)	-	97,8%	94,5%
Выигрыш в объеме занимаемой памяти	-	24 раза	38 раз

Преимущество использования карт нормалей:

- 1) существенный выигрыш в объеме занимаемых данных;
- 2) возможность переноса развернутых карт нормалей на объекты геометрические свойства которых схожи со свойствами объекта эталона;

Недостатки карт нормалей:

- 1) геометрия дочернего объекта не может принять форму объекта родителя, т.е. сжатие не обратимое;
- 2) существенное искажение изображения при смещении точки наблюдения в область противоположную направлению движения вектора нормали;

Библиографический список

1. STL (формат файла) — Режим доступа: <https://ru.wikipedia.org/wiki/STL>. – Дата доступа: 25.02.2021.
2. Федоренко В.И. — Условная развертка сферы, 2017 // Режим доступа: URL:<http://dgng.pstu.ru/conf2017/papers/102/>. – Дата доступа: 25.02.2021

СЕКЦИЯ «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»

УДК 004.94; ГРНТИ 28.17.33

ОСОБЕННОСТИ ОРГАНИЗАЦИИ МОДЕЛЬНЫХ КАТАЛОГОВ В СИМУЛЯТОРЕ ПАКЕТНЫХ СЕТЕЙ RIVERBED

К.А. Батенков

*Академия ФСО России,
Россия, Орёл, pustur@yandex.ru*

Аннотация. В работе представлены особенности организации модельных каталогов в симуляторе пакетных сетей Riverbed.

Ключевые слова: сеть связи, Riverbed, программное обеспечение, каталог, директория, моделирование.

FEATURES OF ORGANIZING MODEL DIRECTORIES IN PACKET NETWORK SIMULATOR RIVERBED

K.A. Batenkov

*Academy of Federal Guard Service,
Russia, Orel, pustur@yandex.ru*

Abstract. The paper presents the features of organizing model directories in packet network simulator Riverbed.

Keywords: communication network, Riverbed, software, directory, directory, modeling.

Программные продукты Riverbed активно используются в учебном процессе при моделировании протоколов взаимодействия телекоммуникационных сетей [1–8].

По умолчанию директория в Riverbed, используемая для хранения файлов моделей – "op_models". Зачастую возникает необходимость хранить файлы проекта на внешних дисках или в местах отличных от модельного каталога по умолчанию. В этом случае необходимо добавить в список модельных каталогов папку, в которой находятся интересующие файлы. Это обеспечивает беспрепятственный доступ к файлам Riverbed, хранящимся вне директории по умолчанию. Данная функция особенно полезна при работе с селектором файлов, организованным в соответствии с модельными директориями, так как после добавления в список модельных каталогов всех файлов, находящихся в них, они становятся видимыми в селекторе.

Существует несколько различных способов добавления новых модельных каталогов. Здесь перечисляются лишь некоторые из них.

Первый способ.

Наиболее простой подход добавления нового модельного каталога.

1. Запустите Riverbed.

2. Выберите "File > Manage Model Files > Add Model Directory"; откроется новое окно, которое называется "Обзор папок" (Browse for Folder).

3. Найдите добавляемый каталог и нажмите кнопку "ОК".

4. В окне для подтверждения модельного каталога ("Confirm Model Directory"), показанном на рисунке 1 выберите необходимые флажки:

– включить все подкаталоги ("Include all subdirectories"): при выборе этого флажка модельный каталог по умолчанию будет включать в себя не только выбранные директории, но и все их подкаталоги.

– сделать этот каталог директорией по умолчанию ("Make this the default directory"): выбор этого флажка сделает выбранный каталог директорией по умолчанию, что означает, что все новые файлы будут сохраняться в этом каталоге.

5. Нажмите кнопку "ОК", чтобы добавить выбранный каталог.

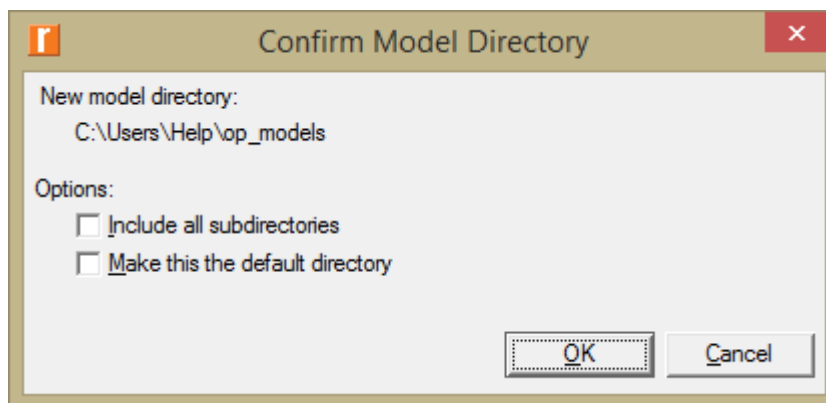


Рис. 1. Окно для подтверждения модельного каталога ("Confirm Model Directory")

Второй способ.

Этот подход изменяет атрибуты программных настроек модельных директории посредством редактора настроек.

1. Запустите Riverbed.
2. Выберите "Edit>Preferences"; откроется редактор настроек ("Preferences Editor").
3. Найдите атрибут модельная директория ("Model Directories"), или разверните список смешанные ("Miscellaneous") и прокрутите вниз до атрибута модельная директория.
4. Щелкните на поле значения атрибута модельного каталога; модельный каталог открывает окно, в котором перечислены все каталоги, в настоящее время включенные в этот атрибут.
5. Нажмите кнопку вставить ("Insert") и введите полный путь к папке, добавляемой в список. По умолчанию добавляемая папка помещается в верхнюю часть списка, что делает его рабочей или каталогом по умолчанию.
6. Нажатием кнопки удалить ("Delete"), переместить вверх ("Move Up"), или переместить вниз ("Move Down"), удаляются предметы из списка или изменяется их порядок в списке.
7. Дважды нажмите кнопку "OK", чтобы принять изменения.

Еще один способ добавления модельного каталога – это редактирование значение атрибута `mod_dirs` файлов, расположенных в директории `op_admin`.

В каждом из представленных подходов, после добавления каталога, нажать на "File > Manage Model Files > Refresh Model Directories", что уведомляет Riverbed о добавлении каталога. Порядок, в котором перечисляются каталоги в атрибуте `mod_dirs` значим, так как он определяет порядок, в котором программное обеспечение Riverbed просматривает каталоги для размещения файлов проектов и моделей. Например, рассмотрим следующую ситуацию. Вы создали три проекта все названные `MyFirstAssignment` и разместили их в три разные папки по имени `c:\op_models`, `c:\users\op_models`, `ис:\users\project_files\op_models`. Предположим, что эти каталоги приведены в атрибуте `mod_dirs` в следующем порядке:

```
c:\users\op_models;  
c:\op_models;  
c:\users\project_files\op_models.
```

Таким образом, при открытии проекта `MyFirstAssignment`, файлы проекта, расположенные в каталоге `c:\users\op_models` будут загружены в программное обеспечение Riverbed, так как этот каталог просматривается первым. Если необходимо открыть файлы проекта, находящиеся в каталоге `c:\op_models`, то следует поместить этот каталог в атрибут `mod_dirs` выше всех других каталогов, которые содержат файлы проекта `MyFirstAssignment`. В качест-

ве альтернативы возможно использовать общий селектор для открытия файлов. Как правило целесообразно называть все модели и файлы проекта по-разному. Такой подход защищает от случайной перезаписи важного проекта и других файлов моделей или симуляцию, используя неправильные модели. В документации Riverbed изложены дополнительные сведения, касающиеся принципы организации пользовательских файлов и модельных каталогов.

Библиографический список

1. Батенков К. А. Анализ статистики голосового трафика сети Ethernet с помощью программы Wireshark / Батенков К. А., Королев А.В., Миронов А.Е., Орешин А.Н. // Телекоммуникации. – 2018. – № 10. – С. 39–48.
2. Батенков К. А. Числовые характеристики структур сетей связи // Труды СПИИРАН. – 2017. – № 4 (53). – С. 5–28.
3. Батенков К. А. Точные и граничные оценки вероятностей связности сетей связи на основе метода полного перебора типовых состояний // Труды СПИИРАН. 2019. Т. 18. № 5. С. 1093–1118.
4. Батенков К. А., Батенков А. А. Анализ и синтез структур сетей связи по детерминированным показателям устойчивости // Труды СПИИРАН. 2018. № 3 (58). С. 128–159.
5. Батенков К. А. Оценка параметров алгоритмов диспетчеризации на основе имитационного моделирования в программной среде Riverbed / Батенков К. А., Королев А.В., Миронов А.Е., Орешин А.Н. // Телекоммуникации. – 2018. – № 8. – С. 17–23.
6. Батенков К. А. Анализ и синтез структур сетей связи по детерминированным показателям устойчивости // Труды СПИИРАН. – 2018. – № 3 (58). – С. 128–159.
7. Sethi A. S. The Practical OPNET User Guide for Computer Network Simulation / Adarshpal S. Sethi, Vasil Y. Hnatyshin // CRC Press Taylor & Francis Group, 2013. – 480 p.
8. Батенков К. А. Точные и граничные оценки вероятностей связности сетей связи на основе метода полного перебора типовых состояний // Труды СПИИРАН. 2019. Т. 18. № 5. С. 1093–1118.

УДК 621.371.3; ГРНТИ 47.43

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОКАНАЛА В НЕЛИЦЕНЗИРУЕМОМ ЧАСТОТНОМ ДИАПАЗОНЕ 431 МГц

Е.В. Галичев, Л.А. Калыгина, А.С. Меркутов

**Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича
и Николая Григорьевича Столетовых
Россия, Владимир, evg001@mail.ru*

Аннотация. В работе приводятся результаты измерений сигнала немодулированной несущей в нелицензируемом частотном диапазоне 430–440 МГц при малой высоте антенн приемника и передатчика и различных условиях эксперимента.

Ключевые слова: радиоканал, точка – точка, 430 – 440 МГц, канал с АБГШ, замирания.

EXPERIMENTAL STUDY OF CHARACTERISTICS RADIO CHANNELS IN UNLICENSED FREQUENCY BAND 431 MHZ

E.V. Galichev, L.A. Kalygina, A.S. Merkutov

**Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov,
Russia, Vladimir, evg001@mail.ru*

Abstract. The article presents the results of measurements of an unmodulated carrier signal in the unlicensed frequency range of 430–440 MHz at a low height of the receiver and transmitter antennas and various experimental conditions.

Keywords: radio channel, point-to-point, 430 - 440 MHz, AWGN channel, fading.

Традиционное применение нелицензируемых частотных диапазонов – организация связи по принципу точка – точка на небольшие расстояния. Это может быть, например, система дистанционного управления или система беспроводной передачи данных, в том числе в условиях перемещения приемника или передатчика. К особенностям этих каналов по сравнению с каналами в мобильных

беспроводных системах связи, работающих в близких частотных диапазонах, т.е. с примерно одинаковыми условиями распространения, относятся:

- небольшая, не более 1,5 – 2 м, высота поднятия антенн рабочих станций;
- мобильными могут быть обе станции, скорость относительного передвижения отличается от принятых «скорость пешехода» и «скорость движения автомобиля»;
- небольшая мощность передатчиков в обоих направлениях связи.

Эмпирические модели каналов связи Окамуры [1], Хата [2] для исследуемого частотного диапазона используются при высоте подъема базовой станции не менее 30 м. Известны модели, учитывающие распространение сигналов внутри зданий, обзор которых приведен, например, в [3], эти модели позволяют оценить затухания сигналов, но не учитывают движение станций.

При проектировании системы связи учет реальных характеристик каналов позволяет согласовать параметры радиоинтерфейса с параметрами каналов. Задача оценки реальных параметров канала является актуальной.

В работе приведены данные измерений сигнала немодулированной несущей на частоте 431 МГц.

Измерения проводились в корпусе №2 ВлГУ (крупные железобетонные панели, высота этажа - 3,5м) – это типовое строение учебных, административных или медицинских учреждений. Ниже приведены результаты измерений замираний для различных вариантов формирования каналов передачи.

Вариант 1. Приемник и передатчик находятся на 4 этаже здания в отсутствии прямой видимости на расстоянии около 40 м, мощность передатчика 12,5 дБм. Приемник и передатчик неподвижны. Результаты измерений амплитуды огибающей приведены на рисунке 1. Канал является нестационарным каналом с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ), изменение уровня мощности сигнала в приемнике определяется, главным образом, перемещением людей в коридорах здания.

Вариант 2. Условия соответствуют варианту 1, но передатчик движется со скоростью 3-4 км/час. Результаты измерений (рисунок 2): в канале наблюдаются замирания со средней длительностью 80-100мс, имеют место замирания до 250 мс.

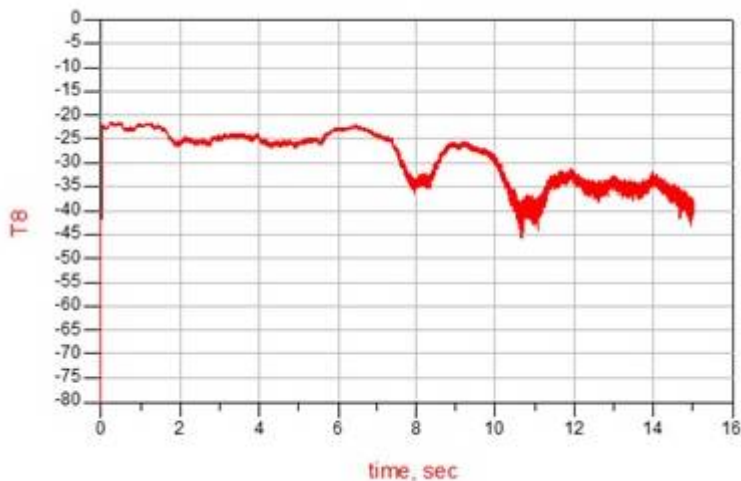


Рис. 1. Замирания амплитуды в канале для варианта 1 (в дБ)

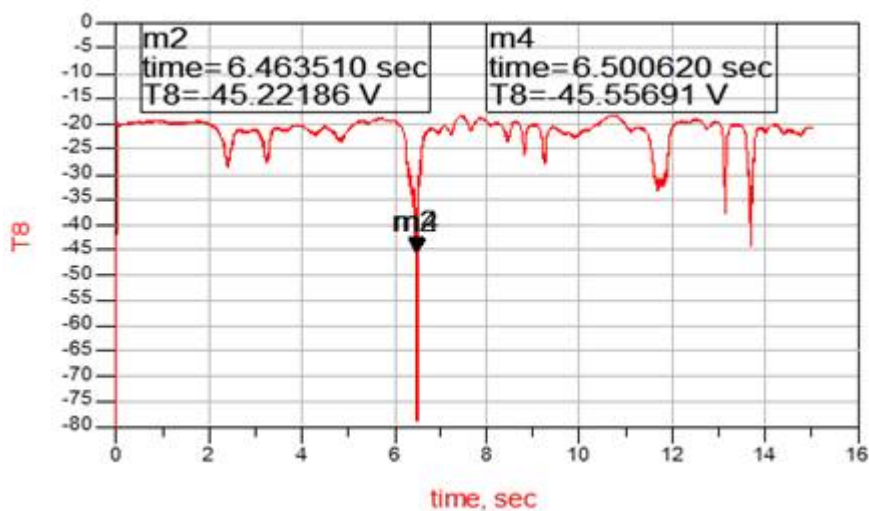


Рис. 2. Замирания амплитуды в канале для варианта 2 (в дБ)

Вариант 3. Приемник неподвижен и расположен на 4 этаже, передатчик неподвижен и расположен на 1 этаже (расстояние по вертикали около 15 метров, по горизонтали – 40м). Мощность передатчика +12,5 дБм. Результаты измерений (рисунок 3): в канале наблюдаются замирания длительностью 80 - 100 мс, частота замираний 1-2 Гц.

Вариант 4. Условия соответствуют варианту 3, но передатчик движется со скоростью 3-4 км/час. Результаты измерения замираний приведены на рисунке 4. Из него видно, что передвижение передатчика вызывает увеличение глубины замираний, а их длительность зависит от уровня сигнала, по результатам эксперимента - по уровню минус 35дБ длительность замираний составляет 80 - 100 мс с частотой 0,5 Гц, а по уровню минус 30 дБ – 200 мс с частотой 1 Гц.

Вариант 5. Приемник неподвижен и находится в помещении на 4 этаже здания. Передатчик находится на улице на расстоянии около 100 м и перемещается со скоростью пешехода (3-4 км/час), мощность передатчика – минус 6 дБм. На данных (рисунок 5) можно выделить два участка, первый – плоский, это канал с АБГШ, соответствует прямой видимости между передатчиком и приемником, второй - участок с замираниями, обусловленными перемещением передатчика в область «тени».

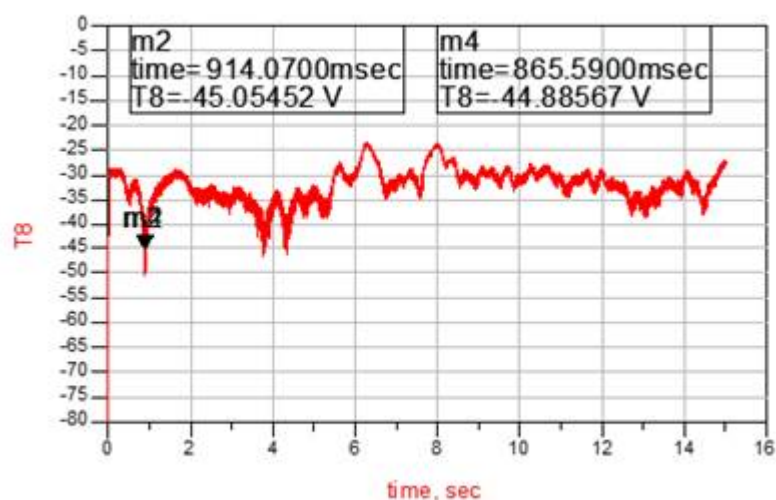


Рис. 3. Замирания амплитуды в канале для варианта 3 (в дБ)

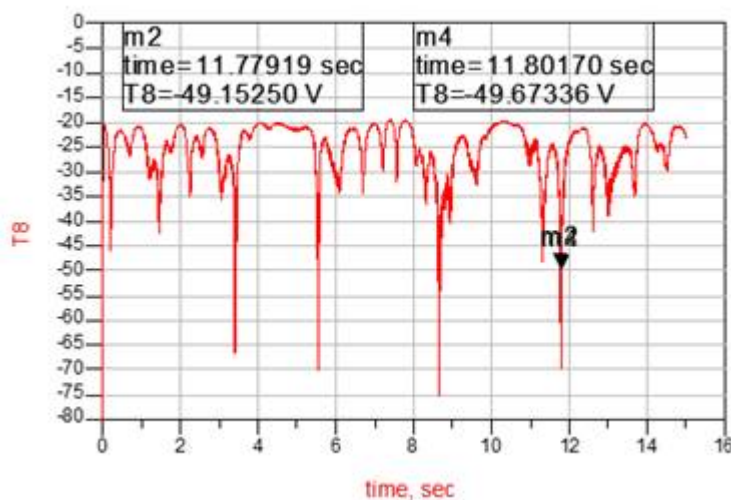


Рис. 4. Замирания амплитуды в канале для варианта 4 (в дБ)

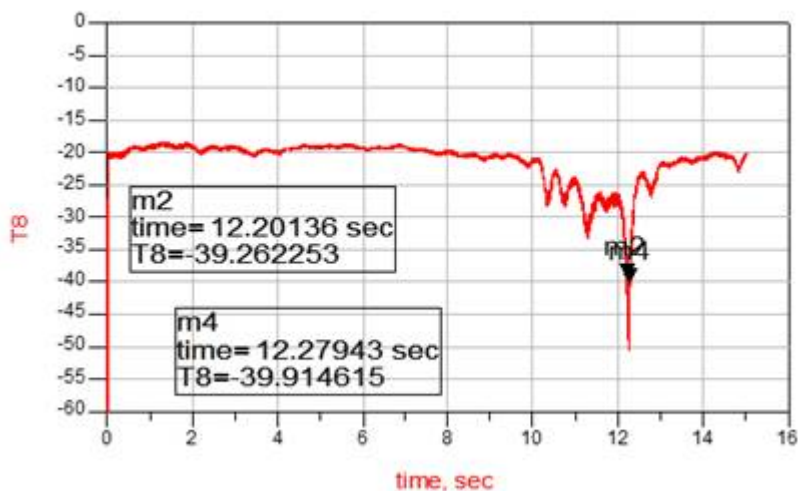


Рис. 5. Замирания амплитуды в канале для варианта 5 (в дБ)

Полученные результаты экспериментов можно использовать при проектировании систем связи в диапазоне 430-440 МГц УВЧ, разрешенных к использованию в соответствии с решением ГКРЧ от 22 июля 2014 г. № 14-26-04.

Библиографический список

1. Okumura J. et.al. Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile radio service. Rev. ins. Elec. Eng., 1968, v.16, no. 9-10, p. 825-873.
2. Nata M. Empirical formula for propagation loss in land mobile radio service. IEEETrans. Veh. Technol., 1980, v. VT-29, no. 3, p. 317-325.
3. Гавриленко В.Г., Яшнов В.А. Передача информации по беспроводным сетям в условиях пересеченной местности. Учебно-методический материал по программе повышения квалификации «Новые подходы к проблемам генерации, обработки, передачи, хранения, защиты информации и их применения». Нижний Новгород, 2007, 112 с. <http://www.unn.ru/pages/e-library/aids/2007/25.pdf>

УДК 621.3; ГРНТИ 47.47

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ТРАКТА ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ В СИСТЕМЕ СБОРА ПАРАМЕТРОВ ДЫХАНИЯ ТРЕНИРУЮЩИХСЯ ПЛОВЦОВ

А.Ю. Савченко

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань impsav@yandex.ru*

Аннотация. Цель работы заключается в создании программной модели тракта передачи телеметрической системы с последующим анализом сигнала. Эта имитационная модель позволяет легко проводить различные аналитические работы пользователем. То есть разработана имитационная модель тракта передачи параметров дыхания тренирующихся пловцов в среде динамического моделирования Simulink. Основой для модели является портативная телеметрическая система регистрации параметров дыхания тренирующихся пловцов. Модель позволяет исследовать все этапы формирования сигналов и достаточно эффективно анализировать влияние дестабилизирующих факторов.

Ключевые слова: моделирование, генерирование, дискретизация, квантование, модуляция.

SOFTWARE DEVELOPMENT OF THE SIGNAL TRANSMISSION TRACT IN THE SYSTEM FOR COLLECTING THE BASIC RESPIRATORY PARAMETERS FROM TRAINING SWIMMERS

A.Y. Savchenko

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russian Federation, Ryazan, impsav@yandex.ru*

Abstract. The purpose of the work is to create a software model of the transmission path of the telemetry system with subsequent signal analysis. This simulation model allows the user to easily perform various analytical work. That is, a simulation model of the breathing parameters transmission tract of training swimmers has been developed in the Simulink dynamic modeling environment. The basis for the model is a portable telemetric system for recording breathing parameters of training swimmers. The model makes it possible to study all stages of signal formation and to analyze rather effectively the influence of destabilizing factors.

Keywords: modeling, generation, sampling, quantization, modulation.

Введение

В работе [1] описана многоканальная телеметрическая система контроля параметров дыхания группы тренирующихся пловцов. До проведения конструкторско-технологической подготовки производства подобной системы целесообразно исследовать все её свойства и поведение в различных практически встречающихся ситуациях. Для снижения финансовых затрат на этом этапе разработки целесообразно воспользоваться имитационным моделированием. Целью данной работы является разработка подобной модели.

Моделирование осуществляется в среде динамического междисциплинарного моделирования сложных технических систем и для модельно-ориентированного проектирования - Simulink, что позволяет проводить всестороннее исследование разрабатываемой системы в единой среде проектирования [2]. Симуляции и моделирование позволяют провести проверку поведения системы в различных условиях эксплуатации.

Методика проведения и общий принцип работы

Исследование проводится на основе портативной телеметрической системы регистрации параметров дыхания (рис. 1), включающую чувствительный элемент 2 дыхания (датчик), вставленный в маску для лица, соединенный через блок 3 обработки сигналов с передающим устройством 4, средство 1 крепления блока обработки сигналов и передающего устройства,

приемное устройство 5, соединенное с компьютером 6 для обработки полученных сигналов [3].

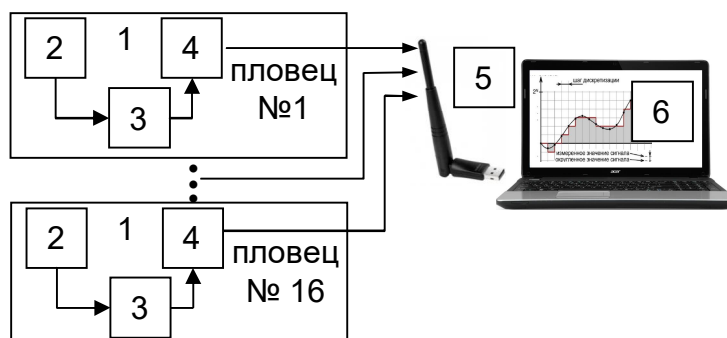


Рис. 1. Схема телеметрической системы анализа параметров дыхания

В процессе плавания на тренировках пловец на вдохе-выдохе вызывает движение воздуха, которое регистрируется датчиком потока, расположенным внутри дыхательной трубки. Сила движущегося потока воздуха, воздействующая на лопасти турбины, заставляет вращаться центральный вал. В этом случае на сигнальном выходе появляется синусоидальный сигнал с частотой, пропорциональной скорости вращения вала, который передаётся каждым из 16 датчиков по радиоканалу. Положительный полупериод соответствует вдоху, отрицательный - выдоху. Сигнал запроса о передаче информации с компьютера поступает на наземный специализированный микроконтроллер и излучается в эфир наземной приёмно-передающей антенной. Система позволяет в реальном масштабе времени собирать и передавать на центральное устройство обработки информацию о параметрах дыхания 16 пловцов.

Программная модель телеметрической системы

В соответствии со структурной схемой системы на основе типового канала связи разработана комплексная модель такой системы, которая показана на рисунке 2.

Поскольку реальный сигнал имеет сложную непрерывную форму и его трудно промоделировать, то приближённо считаем, что сигнал имеет форму синусоиды. Положительная полуволна – это вдох, а отрицательная выдох. При этом сигнал должен быть преобразован в вид непрерывного электрического сигнала блоком time-based, а затем дискретизирован в блоке sample-based. Исходные данные рассчитываются пользователем заранее с помощью программного обеспечения и записываются в текстовый файл. Затем из текстового файла исходных данных берутся числовые значения и формируются генератором.

При реализации модели использованы готовые блоки пакетов инструментов (Toolbox) пакета Simulink. Все элементы, входящие в состав системы, будут работать в «прозрачном» режиме и настраиваться в автономном режиме с рассчитанными параметрами Parameters на окне Scope, которые задаются непосредственно с ПК. Поэтому при разработке модели канала связи и её анализе будем считать, что турбинный датчик считывает показание напряжения не выше 5В, согласно выбранной логике ТТЛ.

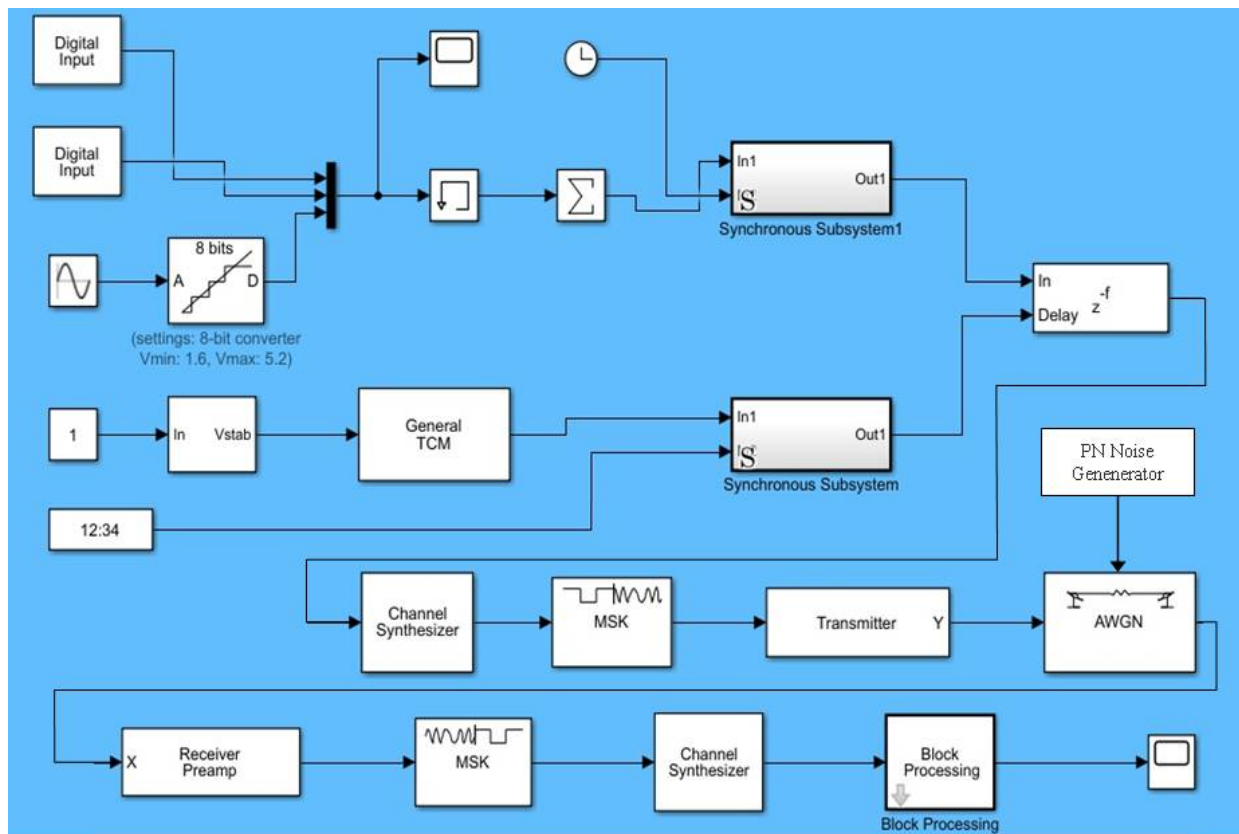


Рис. 2. Модель телеметрической системы

Данная модель состоит из блоков и предполагает не только прохождение сигнала по каналу связи, но и его анализ на приемной стороне. Роль преобразователя напряжения в электрический сигнал играет блок Sine Wave, сигналы с капнометрического и оксиметрического датчиков заданы блоками Digital Input 1 и Digital Input 2. АЦП представляет собой блок Analog-Digital Converter. В качестве канала связи был выбран AWGN channel с отношением с/ш 20 дБ. В схеме также учитываются возможные искажения сигнала в канале связи: помехи и искажения частотных характеристик канала от требуемых, что задано блоком PN Noise Generation.

Блок основной полосы модулятора M-PSK модулирует входной сигнал, используя Гауссовскую частотную манипуляцию с минимальным сдвигом (GMSK) [4], и возвращает сложный выходной сигнал основной полосы частот. Порядок модуляции M, который эквивалентен количеству точек в совокупности сигналов, определяется параметром M-ary number. Блок принимает входные сигналы скалярного или векторного столбца. Также выбранный вид модуляции поддерживает протокол передачи информации SimpliCiTI, что удовлетворяет требованиям передачи сигналов и их анализа на приемной стороне. Все остальные блоки соответствуют их физическим элементам, которые представлены в схеме.

Настройка параметров системы

Параметры:

1. Constant value – Постоянная величина.
2. Interpret vector parameters as 1-D – Интерпретировать вектор параметров как одномерный (при установленном флажке). Данный параметр встречается у большинства блоков библиотеки Simulink. В дальнейшем он рассматриваться не будет.

Значение константы может быть действительным или комплексным числом, вычисляемым выражением, вектором или матрицей. Для моделирования сигнала и выполнения операций над ним зададим исходные параметры (рисунок 3).

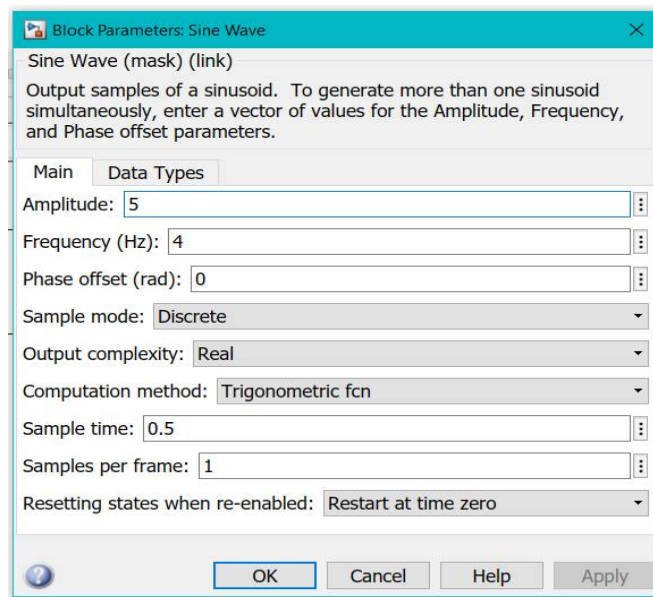


Рис. 3. Основные параметры

На рисунке 3 приведены значения амплитуды сигнала, частоты дискретизации и шаг модельного времени. Шаг используется для согласования работы источника и других компонентов модели во времени [5]. В этом случае шаг модельного времени можно интерпретировать как шаг квантования по времени входного сигнала. В данном случае значение шага квантования равно 19мВ, что показано на рисунке 4.

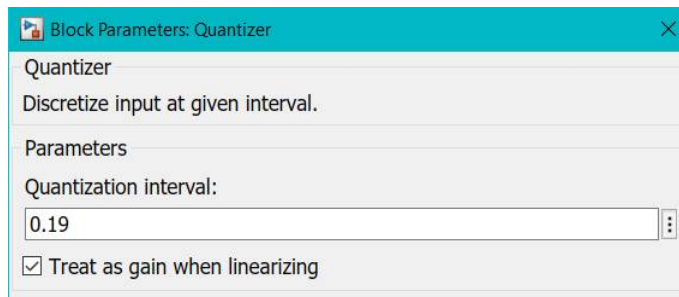


Рис. 4. Шаг квантования

Результаты эксперимента

На рисунке 5 представлен исходный сигнал, который преобразуется с датчика дыхания в электрический сигнал.

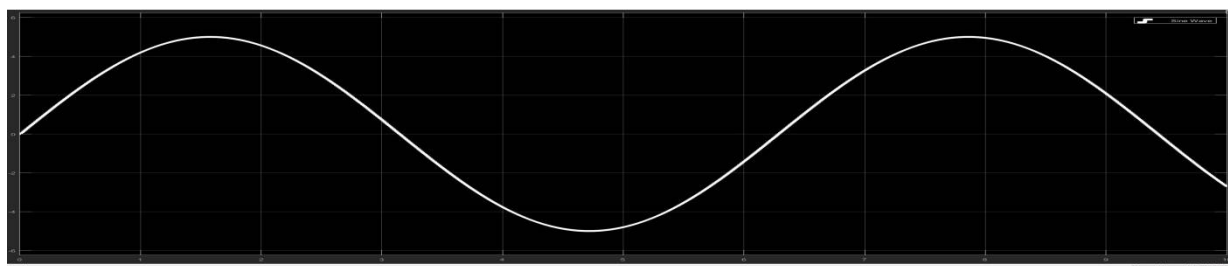


Рис. 5. Исходный аналоговый сигнал
Далее сигнал дискретизируется с помощью блока Zero-Order Hold (рисунок 6).

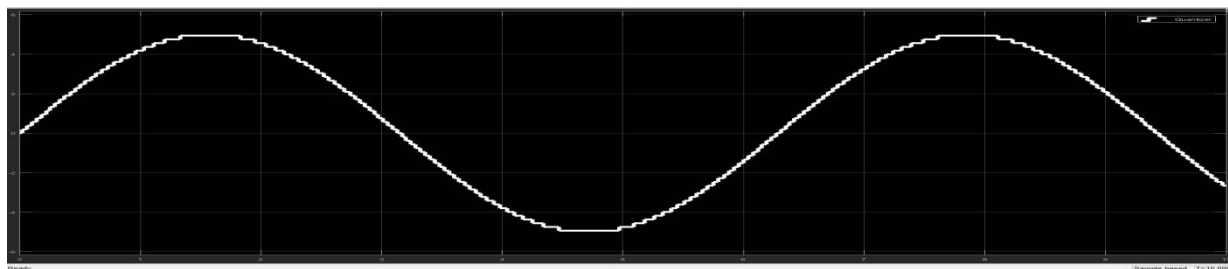


Рис. 6. Дискретизированный сигнал

Квантование осуществляется с помощью блока Quantizer в разделе DSP Blockset. Соответствующий сигнал представлен на рисунке 7.

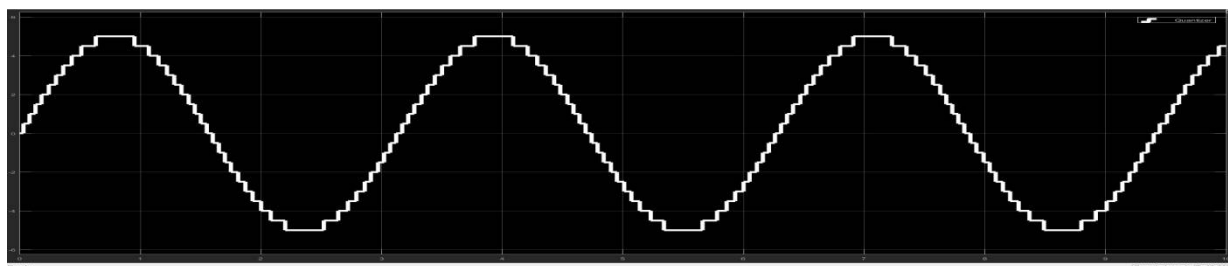


Рис. 7. Квантованный сигнал

После квантования сигнал идет на M-PSK модулятор. График сигнала после модуляции представлен на рисунке 8.

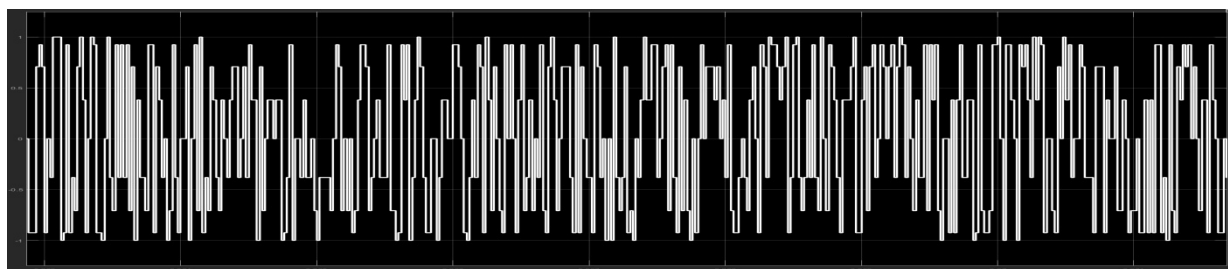


Рис. 8. Модулированный сигнал

Для устранения искажений был использован фильтр, результат фильтрации показан на рисунке 9.

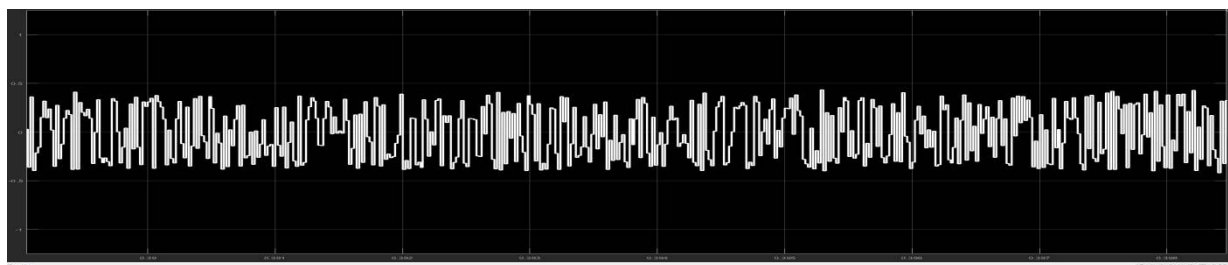


Рис. 9. Отфильтрованный сигнал

После отфильтровки сигнал поступает на блок Transmitter, и, пройдя по AWGN-каналу, поступает на блок Receiver Preamp. В задачу этого блока входит фильтрация и усиление принятого сигнала (рисунок 10).

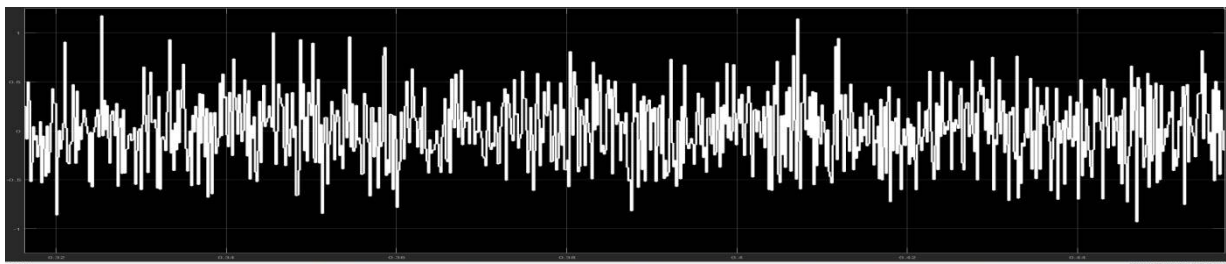


Рис. 10. Принятый сигнал

С помощью демодулятора M-PSK TCM получаем исходный сигнал (рисунок 11), совпадающий по форме с синусоидой.

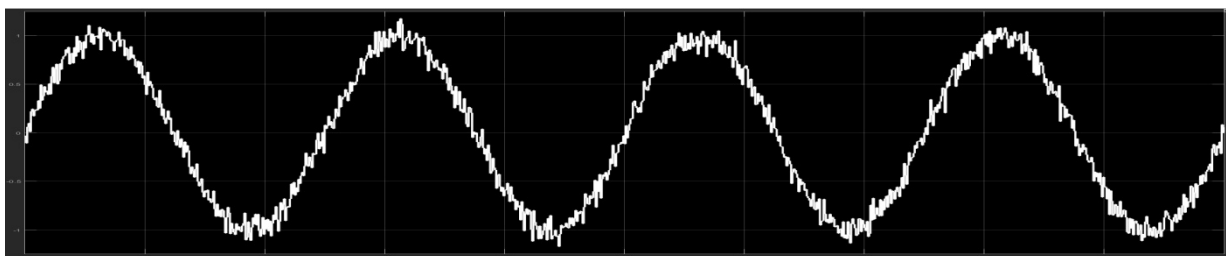


Рис. 11. Демодулированный сигнал на приемной стороне

В результате моделирования при разных уровнях шума можно проанализировать отличия принятых сигналов от переданных. Теоретическая зависимость числа ошибок от отношения сигнал-шум 20 дБ для GMSK показана на рисунке 12.

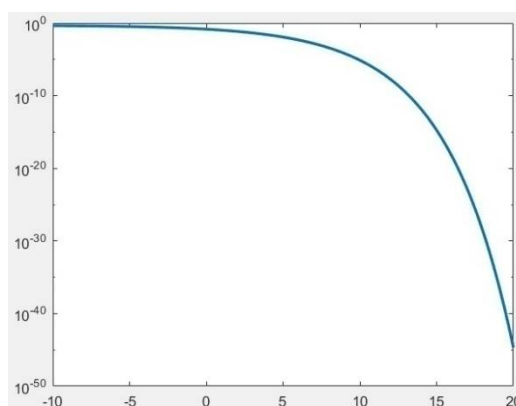


Рис. 12. График зависимости погрешности сигнала от уровня шума

Выводы по результатам эксперимента

В ходе эксперимента была смоделирована передача сигнала с датчика потока воздуха на компьютер, который находится на берегу. Работа программы для осуществления такой передачи производилась в среде разработки Simulink с использованием основных каналов и блоков связи. Проверка работоспособности проводилась с помощью интерактивного моделирования с подключением блоков приемника Receiver Preamp и передатчика Sine Wave к

AWGN-каналу. В результате проверки мы убедились в том, что исходный аналоговый сигнал совпал с сигналом, который пришел на приемное устройство, по форме и спектру за исключением незначительных отклонений. Также было показано, что считывания и отображения показаний уровня сигнала можно проанализировать и рассмотреть более детально с помощью различных графических экранов, представленных в программе.

Библиографический список

1. Гуляев Г.Ю. Лучшая студенческая статья 2020 / А.Ю. Савченко, В.В. Езерский // Пенза: XXIX сб. науч. ст. — МЦНС., 2020. — стр. 46.
2. <https://exponenta.ru/simulink>
3. Пат. РФ № 2401062, МПК А61В 5/08, Портативная телеметрическая система регистрации параметров внешнего дыхания в реальном времени и дыхательная трубка пловца для ее осуществления / Абросимов В.Н. опубл. 10.10.2010 г.
4. https://ru.dsplib.org/content/signal_gmsk/signal_gmsk.html
5. https://studme.org/190942/ekonomika/upravlenie_modelnym_vremenem

УДК 004.94; ГРНТИ 47.14

ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В СРЕДЕ MULTISIM

О.Н. Катков, А.П. Рыжков, Н.А. Сафронова

*Академия ФСО России,
Россия, Орёл, onkatkov@mail.ru*

Аннотация. В работе представлены особенности выбора характеристик электронных элементов в среде Multisim.

Ключевые слова: электронные элементы, Multisim, программное обеспечение, характеристики элементов, моделирование.

FEATURES OF MODELING ELECTRONIC ELEMENTS IN THE ENVIRONMENT MULTISIM

O.N. Katkov, A.P. Ryzhkov, N.A. Safronova

*Academy of Federal Guard Service,
Russia, Orel, onkatkov@mail.ru*

Abstract. The paper presents the features of choosing the characteristics of electronic elements in the Multisim environment.

Keywords: electronic elements, Multisim, software, characteristics of elements, modeling.

Программный продукт Multisim позволяет повысить эффективность обучения общеинженерным дисциплинам направления телекоммуникаций. Программа обеспечивает реализацию достаточно большого набора функций по проектированию функциональных узлов различной степени сложности, ориентированных на актуальные средства моделирования [1], а также содержит базу данных электронных компонентов, включающую модели не только идеализированных, но и реально выпускаемых радиоэлектронных элементов различных производителей [2]. Пакет Multisim представляет собой программу с графическим интерфейсом, включающим несколько окон, позволяющих синтезировать, редактировать и анализировать изображения компонентов модели, схемы, а также выводить результаты расчетов в удобном графическом виде. Общий вид интерфейса программы Multisim представлен на рисунке 1.

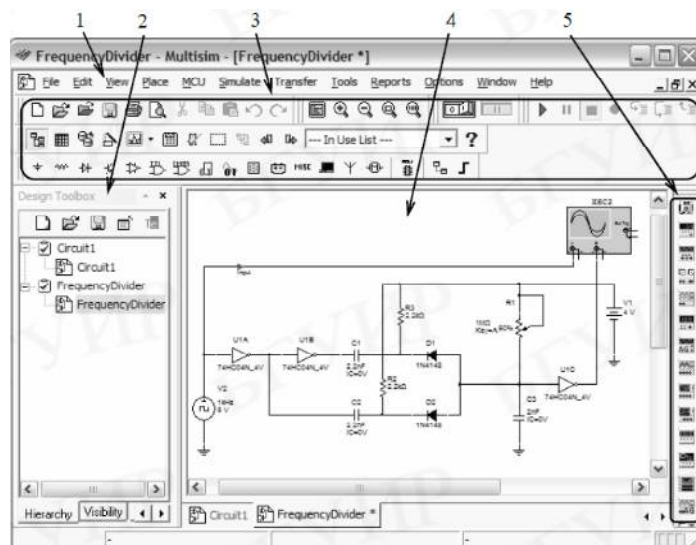


Рис. 1. Интерфейс программы Multisim

Он включает следующие элементы:

- 1 – строка меню (главное меню) позволяет выбирать команды для всех функций;
- 2 – панель разработки управляет элементами схемы;
- 3 – панель инструментов содержит кнопки быстрого доступа к различным видам команд и элементов меню;
- 4 – окно редактирования (рабочая область);
- 5 – приборная панель содержит кнопки быстрого доступа к моделям контрольно-измерительных приборов.

Для анализа различного вида зависимостей между выходными и входными сигналами удобно использовать встроенный функциональный узел, называемый функциональным генератором. Он представляет источник периодического сигнала различной формы: прямоугольной, треугольной или синусоидальной. Лицевая панель функционального генератора и его внешний вид представлены на рисунке 2.

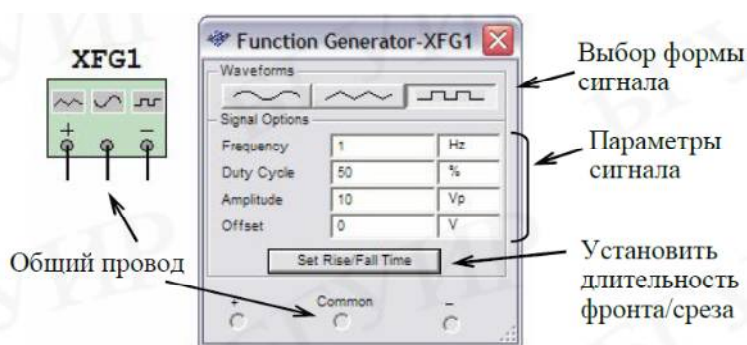


Рис. 2. Функциональный генератор

Для формирования сигнала с заданными параметрами предназначены объединенные в группу Signal Options органы управления. Они позволяют обеспечить следующие характеристики сигнала:

- 1. Frequency (частота) – частота выходного сигнала генератора может находиться в диапазоне от 10^{-15} Гц до 10^{+15} Гц;

2. Duty Cycle – позволяет определить коэффициент заполнения колебания в диапазоне от 1% до 99 %. Данная опция недоступна для синусоидального сигнала, а для периодических колебаний прямоугольной формы эта величина является обратной скважности, т.е. определяет отношение длительности импульса к периоду повторения;

3. Amplitude – определяет амплитуду выходного сигнала в диапазоне от 10^{-15} В до 10^{+15} В;

4. Offset – устанавливает величину постоянной составляющей выходного сигнала в диапазоне от 10^{-15} В до 10^{+15} В.

На рисунке 3 показано полученное с помощью осциллографа, временное представление заданного колебания, соответствующее значениям функционального генератора.

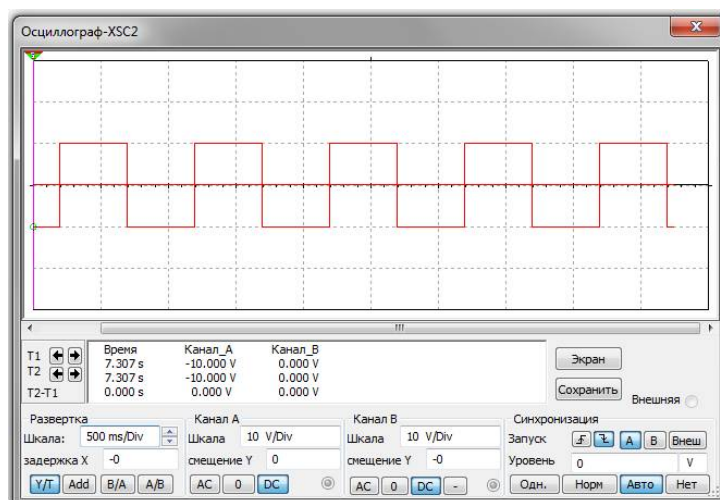


Рис. 3. Временное представление заданного колебания

Таким образом, пакет Multisim позволяет сделать очень наглядным изучение теоретического материала различных общетехнических дисциплин, а с другой стороны, получить практические навыки работы в реальной цифровой лаборатории, изучив методику планирования и проведения экспериментов.

Библиографический список

1. Основы работы в среде моделирования Multisim по дисциплине «Электроника и схемотехника»: Учебно-методическое пособие/С. В. Шинаков, М. А. Волков, Р. Ю. Салихов, В. С. Петров – Орёл : Академия ФСО России, 2020. – 68 с. : ил..
2. Басов, О. О. Сборник задач по электротехнике, электронике и схемотехнике : учебное пособие / О. О. Басов, М. А. Волков, А. Д. Ефремов; под общ. ред. Б. Р. Иванова. – Орел : Академия ФСО России, 2013. – 212 с.

УДК 621.396; ГРНТИ 49.43

ОЦЕНКА ЭМС РЭС СПУТНИКОВОЙ СЛУЖБЫ С РЭС ГРАЖДАНСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ

А.В. Егоров, Д.Д. Иваненко

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань*

Аннотация. В работе рассматриваются возможные варианты воздействия РЭС ЗС ФСС на БС сети 5-го поколения, приводятся варианты взаимного использования РЧР РЭС спутниковой службы и БС сети мобильной связи 5-го поколения в полосе частот 3,4-4,2 ГГц.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, радиоэлектронные средства, земная станция фиксированной спутниковой службы, базовая станция.

EVALUATION OF THE EMC REM OF THE SATELLITE SERVICE WITH CIVIL REM

A.V. Egorov, D.D. Ivanenko

*Ryazan State Radio Engineering University named after V. F. Utkin,
Russian Federation, Ryazan*

Annotation. The paper considers possible variants of the impact of the radio-electronic compatibility of the Earth station of the fixed satellite service on the base station of the 5th generation network, The variants of mutual use of the radio-frequency resource of radio-electronic means of the satellite service and the base station of the 5th generation mobile communication network in the frequency band 3.4-4.2 GHz are presented.

Keywords: electromagnetic compatibility, radio-electronic means, Earth station of fixed satellite service, base station.

Сотовая связь развивается постоянно и динамично, увеличивая скорость передачи данных. По всему миру внедряются сети 5-го поколения сотовой связи на частотах 3,4- 4,2 ГГц. В России данный частотный диапазон занят различными службами, в том числе и спутниковыми.

Сегодня в России ведутся переговоры между ГКРЧ и сотовыми операторами о выделении полосы 3,4-4,2 ГГц для использования сетями 5G. Важной частью процесса согласования условий совместной работы РЭС различных служб является оценка электромагнитной совместимости. ГКРЧ рекомендует использовать общую методику обеспечения ЭМС, представленную на сайте. Однако, частные случаи и специфика различных служб показывает и объясняет необходимость добавления некоторых изменений и дополнений. Все это может затрагивать модели распространения радиосигналов, перечень исходных данных взаимодействующих РЭС, критерии обеспечения ЭМС и, иногда, особенности методов снижения помех.

При развертывании сети 5G необходимо обратить внимание на обеспечение ЭМС с РЭС различного назначения, в частности, предусмотреть организационно-технические мероприятия с функционирующими в настоящее время и планируемыми РЭС сетей спутниковой связи, занимающих выделенные полосы радиочастот. При этом, в соответствии с радиорегламентом, РЭС, применяемые в сегменте сетей связи 5G, не должны создавать мешающих излучений и не вправе требовать защиты от вредных помех, исходящих от РЭС спутниковой связи любого назначения [1].

Условие ЭМС между различными РЭС считается выполненным, если будет одновременно обеспечена ЭМС одной станции, рассматриваемой как потенциальный источник помех, и другой станции, рассматриваемой как рецептор помех. Исходя из этого, проблема оценки ЭМС (при использовании определенной методики) может быть сведена, например, к поэтапному рассмотрению дуэльных помеховых вариантов взаимной работы каждой, работающей наземной станции сети беспроводного доступа и земной станции фиксированной спутниковой связи.

Варианты воздействия РЭС

При постановке задачи ЭМС между земной станцией фиксированной спутниковой службы космос земля (ЗС ФСС) и базовой станцией (БС) сети 5G, работающих в полосе 3,4–4,2 ГГц, возможны следующие ситуации по влиянию источника помех на рецептор:

- Передатчик базовой станция сети беспроводного доступа на приемник ЗС ФСС;
- Передатчик ЗС ФСС на приемник БС (АС) РЭС сети беспроводного доступа;
- Передатчик, размещенный на космической станции фиксированной спутниковой службы (КС ФСС), на приемник БС (АС) сети беспроводного доступа;
- Передатчик БС сети беспроводного доступа на приемник КС ФСС.

С помощью наложения ограничений на плотность потока мощности, создаваемой передатчиком КС ФСС поверхности Земли, помехи, вызванные передатчиком КС ФСС, являются допустимыми (помехи, влияющие на работу приемника БС). Вследствие этого, помехи направленные на БС и АС беспроводной связи можно не учитывать.

Также следует обратить внимание на антенны БС. Они обладают определённой пространственной избирательностью, которая выражается в сжатой в вертикальной плоскости диаграмме направленности антенны. Это, в свою очередь, снижает прием сигнала с КС ЗСС.

Абонентская станция (АС) чаще всего использует ненаправленную антенну, используя схему ММО. Это позволяет правильно разделить потоки данных и увеличить скорость передачи информации.

Можно отметить, что оценку помехового воздействия РЭС сети подвижной связи 5G на земную станцию фиксированной спутниковой службы актуально проводить в условиях городской застройки. Это позволит оценить ЭМС ЗС ФСС с абонентскими станциями сети 5G за счет оценки помехового воздействия от базовых станций и принять меры к обеспечению ЭМС в критических случаях.

Для оценивания норм частного и территориального разнота, а также для разработки условий совместного использования ЗС ФСС и БС 5G в общей полосе частот 3,4–4,2 ГГц использовались базовые подходы, описанные в методике оценки ЭМС [2], а также ряд дополнительных рекомендаций ГКРЧ (МСЭ-Р серий *P*, *F*, *SF*).

Расчет и обеспечение ЭМС

Исходя из сказанного выше, за основу оценки ЭМС принимается поэтапный анализ возможных «дуэльных» ситуаций. Например, в качестве источника помех рассматривается РЭС беспроводной сети (в этом случае БС сети 5G), а рецептора – земная станция фиксированной спутниковой службы (ЗС ФСС). В методике оценки ЭМС РЭС ФСС и сухопутной подвижной службы необходимо оценить ожидаемый уровень помех в полосе пропускания рецептора, учитывая все факторы ослабления их по пути распространения от источника к рецептору. Для этого используется уравнение мощности (формула 1) помехи, которая будет ожидать в полосе пропускания демодулятора ЗС ФСС [2]:

$$P_{ож} = P + G_{ЗС}(\varphi) +_{ЗС} + OCR(\Delta F) - L(d, h_{ЗС}, h_{РЭС}, p) - \Delta Z - L_{пол}, \quad (1)$$

где P - эквивалентная изотропно излучаемая мощность;

$OCR(\Delta F)$ - коэффициент ослабления воздействия непреднамеренной помехи за счет частотного разнота, а также несовпадения полос пропускания приемника и спектра мешающего радиосигнала;

$L(d, h_{ЗС}, h_{РЭС}, p)$ - потери, которые появляются при распространении мешающего сигнала;

ΔZ - ослабление радиопомехи из-за применения методов уменьшения помех;

$L_{\text{пол}}$ - ослабление воздействия радиопомехи вследствие несовпадения поляризации антенн источника и рецептора.

В документе МСЭ-Р SM.337-4 приводится выражение для расчета коэффициента ослабления воздействия мешающей помехи в следствии частотного разнеса и несовпадения полосы пропускания приемника и спектра мешающего радиосигнала:

$$\text{OCR}(F) = 10 \log \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} P(f) |H(f + \Delta F)|^2 df}{\int_{-\infty}^{+\infty} P(f) df}, \quad (2)$$

где $P(f)$ - спектральная плотность мощности мешающего сигнала (Вт/Гц);

$H(f)$ - эквивалентная амплитудно-частотная характеристика приемника, подверженного помехе;

ΔF - частотный разнос между приемником, подверженным помехе и мешающим передатчиком.

В конечном варианте, критерий соблюдения электромагнитной совместимости, с учетом эффекта блокирования элементов малошумящего усилителя приемного тракта земной станции спутниковой связи, допустимо представить в упрощенном виде. Для этого требуется оценить:

$$I_{\text{бл.доп.}} \geq I_{\text{бл.ож.}}; I_{\text{доп.}} \geq I_{\text{ож.}},$$

где $I_{\text{доп.}}$ – допустимая мощность помехи в полосе демодулятора ЗС ФСС в полосе 3,4-4,2 ГГц;

$I_{\text{ож.}}$ – мощность помехи, создаваемая БС, в полосе демодулятора ЗС ФСС, которая ожидается;

$I_{\text{бл.доп.}}$ – допустимая мощность помехи по входу МШУ ЗС ФСС;

$I_{\text{бл.ож.}}$ – ожидаемая мощность помехи, создаваемая макро БС, по входу МШУ ЗС ФСС.

Также, теоретически доказано[3], что для обеспечения ЭМС ЗС ФСС (космос – земля) с БС сети 5-го поколения, функционирующих в общих полосах частот, необходимо и обязательно территориальное разнесение на величину координационного расстояния (КР), которое должно составлять приблизительно от 50 км до 100 км (в зависимости от мощности излучения). При влиянии основного излучения РЭС сетей подвижной связи 5G на соседний канал приема ЗС ФСС (диапазон частот 3,4-4,2 ГГц) – от 30 км до 70 км.

Исходя из выше сказанного, работа ФСС (земля - космос) и БС беспроводного доступа сети 5-го поколения возможна на общих частотах. Для этого требуется корректный расчет всех вариантов помехового воздействия (в частности влияние БС сети беспроводного доступа на ЗС ФСС) и выбор правильного территориального расположения БС 5G, обеспечивающий требуемое КР. Однако все равно существуют различные сложности во внедрении сети 5-го поколения сотовой связи. Основная проблема реализации – это недостаток априорной информации о параметрах РЭС, статистический разброс характеристик антенных систем и их пространственной ориентации, избирательностей трактов приема и передачи, зависимость условий распространения радиоволн от климатических условий и окружающей местности. Эти факторы являются причиной вероятностного подхода к построению методики оценки ЭМС. В этом случае при оценке вероятности нарушения ЭМС следует учитывать различные ситуации по пространственному, частотному и временному соотношению между рецептором и источником помехи, имеющие различные вероятности возникновения.

Библиографический список

1. Ефанов В.И., Тихомиров А.А. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и систем. / М.: серия издания «ТГУСУиР», 2012 г. - 10с.
2. Электронный ресурс [<http://www.grfc.ru/grfc/>], сайт ГКРЧ
3. Отчет о составной части работы по теме «Разработка условий совместного использования РЭС сетей связи 5G и РЭС фиксированной спутниковой связи в полосах радиочастот 3400–3800 МГц (Шифр "5G-СМ")». – Москва : ООО «Спектрум менеджмент», 2018.

УДК 004.733; ГРНТИ 49.43.33

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В СИСТЕМЕ 5G С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ MASSIVE MIMO ПРИ РАЗНЫХ СХЕМАХ КОДИРОВАНИЯ

М.А. Али

*Рязанский государственный радиотехнический университет
Российская Федерация, Рязань, tariqc_2009@yahoo.com*

Аннотация. В этой статье анализируются и сравниваются характеристики схем кодирования с линейной минимальной среднеквадратичной ошибкой (MMSE), принудительной нулевой (ZF) и максимальной передачей отношения (MRT) в системе massive MIMO. В системе используется большое количество антенн базовой станции, обслуживающих множество пользовательских терминалов в одной соте. Выводятся, анализируются и сравниваются при одинаковых условиях и предположениях достижимая суммарная скорость и требуемая мощность передачи с использованием каждой из схем кодирования. Результаты расчетов показывают, что MMSE работает лучше, чем ZF и MRT при тех же условиях.

Ключевые слова: Massive система MIMO, линейная минимальная среднеквадратичная ошибка (MMSE), принудительная нулевая передача (ZF), максимальной передачей отношения (MPT), достижимая суммарная скорость, мощность передачи.

A STUDY OF DATA TRANSMISSION CHARACTERISTICS IN 5G SYSTEM USING MASSIVE MIMO WITH DIFFERENT CODING SCHEMES

M.A. Ali

*Ryazan state radio engineering University
Russia, Ryazan, tariqc_2009@yahoo.com*

Abstract. In this paper the performances of coding schemes linear minimum mean square error (MMSE) zero-forcing (ZF) and maximum ratio transmission (MRT) are analyzed and compared in massive MIMO. The system employs a large number of base station antennas serving multiple user terminals within the same cell. The achievable sum rate and the required transmit power using each of the coding schemes are derived, analyzed and compared under the same conditions and assumptions. Calculation results show that MMSE performs better than ZF and MRT under the same conditions.

Keywords: Massive MIMO systems, linear minimum mean square error (MMSE), zero forcing (ZF), maximum ratio transmission (MRT), achievable sum rate, transmit power.

Введение

С растущим спросом на более высокие скорости передачи данных, системы MASSIVE MIMO стали основным кандидатом для системы связи 5G. Будущее 5G зависит от способности систем massive MIMO увеличить пропускную способность с той же полосой пропускания при добавлении большего количества антенн на базовых станциях (БС) и ограниченной мощности передачи. Massive MIMO может обеспечить очень высокую спектральную эффективность за счет пространственного мультиплексирования и уменьшения межсотовых помех

для улучшения характеристик передачи между соседними сотами с использованием существующих методов линейного декодирования [1]. Энергоэффективность (ЭЭ) также является одной из важнейших целей проектирования для сетей 5G, если принять во внимание энергопотребление схемы. Система более энергоэффективна, когда требуется меньшая мощность передачи для достижения целевой скорости передачи информации при условии, что качество обслуживания обеспечивается. ЭЭ определяется, как количество бит на единицу передаваемой мощности [3]. Massive MIMO с большой антенной решеткой, содержащей M антенн, способен уменьшать мощность передачи пропорционально $1/M$, если БС имеет идеальную информацию о состоянии канала, и $1/\sqrt{M}$, если БС имеет несовершенную информацию о состоянии канала, только с небольшой потерей скорости передачи данных [2]. Поэтому важной является задача оценки информации о текущем состоянии канала. Достижимая скорость R_k k -й мобильной станции (МС) на пользователя в одной соте определяется как:

$$R_k = \log(1 + SNR_k \lambda_k) , \quad (1)$$

где SNR_k - оценка отношения сигнал - (помеха + шум) k -го пользователя;

λ_k - Это собственные значения матрицы $h^H h$;

h - матрица канала;

h^H - Эрмитово транспонирование канальной матрицы.

Среднее значение ЭЭ определяется как:

$$\text{ЭЭ} = \frac{R_k}{Q_k} , \quad (2)$$

где Q_k мощность, передаваемая одним передатчиком k -му активному пользователю.

Задачей данной работы является исследование достижимой скорости передачи и энергоэффективности в системе 5G с massive MIMO при изменении количества антенн для трёх методов линейного кодирования.

Технология massive MIMO и сопутствующие проблемы

В системе massive MIMO все БС используют антенные решётки (АР), содержащие большое количество антенн и применяют их для соединения с каждым активным пользователем с одинаковыми временными и частотными ресурсами. В многопользовательских системах massive MIMO, как показано на рисунке 1, требуется, чтобы количество антенн M в антенных решётках БС было больше, чем количество активных пользователей K ($M > K$), чтобы обеспечить высокую скорость передачи данных. Технология massive MIMO может использоваться в высокочастотных диапазонах, чтобы иметь возможность работать с большим количеством антенн, которые могут обеспечить достижимую высокую скорость передачи данных для многих активных пользователей. Пунктирные линии на рис.1 указывают на помехи между соседними сотами. Система massive MIMO способна уменьшить помехи между соседними сотами. Наилучший метод позволяет повторное использование пилот-сигнала, который обеспечивает подавление помехи пропорционально увеличению количества антенных решеток для повышения эффективности использования спектра [4]. В massive MIMO БС требует полной и точной информации о состоянии канала (CSI channel state information). CSI может быть получена посредством обратной связи от пользователей, когда пилот-сигнал отправляется пользователями для определения состояния канала.

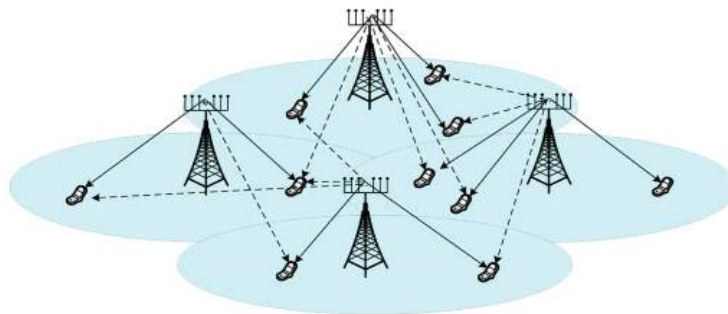


Рис. 1. Иллюстрация систем massive MIMO [4]

Оценка параметров канала очень важна для улучшения характеристик передачи при увеличении количества антенн в антенных решетках на БС из-за многопользовательских помех. Кроме того, каждая антенна содержит радиочастотные (РЧ) цепи, которые потребляют больше энергии и вызывают пропорциональное увеличение шума при увеличении количества антенн в антенных решетках. Соответственно, количество тестовых символов для оценки канала увеличивается с увеличением количества антенн.

CSI обычно используется при развертывании нескольких передающих и приемных антенн БС. При условии взаимности прямого и обратного каналов, она способна оценивать как прямую, так и обратную линии связи, используя только обратную линию связи. Оценка канала очень важна для компенсации искажения, вносимого в символы при их прохождении по каналу, что позволяет увеличивать количество элементов антенных решеток, не усложняя обучение. Это делает технологии massive MIMO одним из ключевых факторов для беспроводных систем 5G [4].

Достижимая скорость передачи данных в massive MIMO

Чтобы получить высокую суммарную скорость в многосотовых системах massive MIMO в рамках пространственно коррелированных моделей каналов очень важно исследовать мощность передачи и оценку канала. Существуют два подхода к оцениванию параметров канала. Они делятся на системы с обратной связью и без неё. В системе с обратной связью оценки канала, полученные в приемнике, передаются в передатчик [5].

Чтобы уменьшить влияние интерференции между соседними сотами, рассмотрим три метода линейного декодирования в БС: максимальный коэффициент передачи (MRT), принудительная нулевая передача (ZF) и линейная минимальная среднеквадратичная ошибка (MMSE) при определении достижимой скорости передачи данных. MMSE минимизирует среднее значение квадратов ошибок, то есть среднюю квадратичную разницу между оцененным и фактическим сигналом. MRT только максимизирует усиление сигнала для предполагаемого пользователя. MRT близок к оптимальному в системах с ограничением шума, где межпользовательские помехи незначительны по сравнению с шумом. ZF направлено на устранение межпользовательских помех за счет потери некоторого усиления сигнала. ZF может обеспечить хорошую производительность, когда количество пользователей велико или система ограничена помехами (т. е. шум слаб по сравнению с помехами). Представим матрицу линейного детектора V размером $M \times K$ для трех упомянутых методов, следующим выражением [4]:

$$V = \begin{cases} h & \text{MRT} \\ h(h^H h)^{-1} & \text{ZF} \\ h(h^H h + \alpha I)^{-1} & \text{MMSE} \end{cases}, \quad (3)$$

где h - матрица канала распространения $M \times K$;

$\alpha = \frac{K\sigma_n^2}{P_{\text{BH}}}$, K – количество пользователей;
 σ_n^2 – мощность шума; I – единичная матрица;
 P_{BH} – полная мощность передачи нисходящего канала;
 h^H – эрмитово транспонирование канальной матрицы;
 $\text{ степень}^{(*)^{-1}}$ – символическое представление обратной матрицы.

Для расчета достижимой скорости передачи данных используется выражение (1), в которое подставляется оценка отношения сигнал / шум, полученная с использованием (3).

Численные результаты

Чтобы подтвердить теоретические результаты, выполнены численные расчеты с использованием MATLAB для нисходящего канала с одной сотой, где одна БС, оснащенная 50 антеннами, обслуживает $K = M$ мобильных пользователей с одной антенной с тем же частотно-временным ресурсом. Канал представляет собой канал massive MIMO с рэлеевскими замираниями с предположением точной информации о состоянии канала. Пусть h_k обозначает вектор канала между БС и k -м пользователем. Вектор системного канала между базовой станцией и всеми пользователями равен h . Элементы h являются независимыми и одинаково распределенными комплексными гауссовскими переменными с нулевым средним и единичной дисперсией. Вектор линейного предварительного кодирования k -го пользователя обозначается как v_k , матрица V линейного детектора для MRT, ZF и MMSE показана в формуле (3), вектор приемника определяется как:

$$y = \sqrt{P_{\text{BH}}} Hx + n = \sqrt{P_{\text{BH}}} HVS + n, \quad (4)$$

где P_{BH} – полная мощность передачи нисходящего канала;
 x – вектор передатчика;
 S – матрица сигнала приемника;
 n – аддитивный гауссовский белый шум.

Сигнал, полученный k -м пользователем после использования линейного предварительного кодирования, определяется как:

$$y_k = \sqrt{P_{\text{BH}}} h_k v_k s_k + \sqrt{P_{\text{BH}}} \sum_{i=1}^K h_k v_i s_i + n \quad i \neq k \quad (5)$$

где $\sqrt{P_{\text{BH}}} h_k v_k s_k$ – полезный сигнал;
 $\sqrt{P_{\text{BH}}} \sum_{i=1}^K h_k v_i s_i$ – сумма всех помех;
 n – шум.

Для численных расчётов использовались две программы:

1. Увеличение числа антенн для оценки достижимой скорости передачи данных.

Алгоритм расчёта следующий.

1. Задаётся число антенн.
2. Задаётся число МС.
3. Формируется случайная канальная матрица.
4. Для заданного метода кодирования по (3) определяется матрица линейного детектора.
5. По (1) вычисляется суммарная скорость передачи.
6. Пункты 3, 4 и 5 повторяются заданное количество раз для набора статистики.
7. Результаты расчёта по 3 – 6 усредняются.
8. Пункты 1 – 7 повторяются для разного количества антенн.

На рисунке 2 показана зависимость достижимой скорости передачи от количества антенн. Достижимая суммарная скорость приемника MMSE лучше, чем ZF и MRT, поскольку MMSE способна подавлять межсотовые и внутрисотовые помехи при высоком SNR, в то время как MRT с линейным декодированием лучше, чем ZF при низком SNR. Достижимая суммарная скорость MRT также уменьшается при более высоком значении SNR.

2. Влияние мощности передачи на достижимую скорость передачи данных.

Алгоритм расчёта следующий.

1. Задаётся число антенн 20.
2. Задаётся число MC 20.
3. Задаётся мощность передачи (10-40 ДБ).
4. Формируется случайная канальная матрица.
5. Для заданного метода кодирования по (3) определяется матрица линейного детектора.
6. По (1) вычисляется суммарная скорость передачи.
7. Пункты 3, 4 и 5 повторяются заданное количество раз для набора статистики.
8. Результаты расчёта по 3 – 6 усредняются.
9. Пункты 1-7 могут повториться при большом количестве антенн, сохраняя мощность передачи без изменений, для достижения высокой скорости передачи данных.

На рисунке 3 можно увидеть, что схема линейного предварительного кодирования MMSE обеспечивает высокую скорость передачи данных и дает лучший результат по сравнению с ZF и MRT. ZF требует меньше энергии, чем MRT для достижения более высокой скорости передачи данных, MRT требует меньше энергии, чем ZF для достижения более низкой скорости передачи данных. При увеличении количества антенн, сохраняя энергию передачи без изменений, можем достичь целевой скорости передачи данных, в результате достигается энергоэффективность системы massive MIMO.

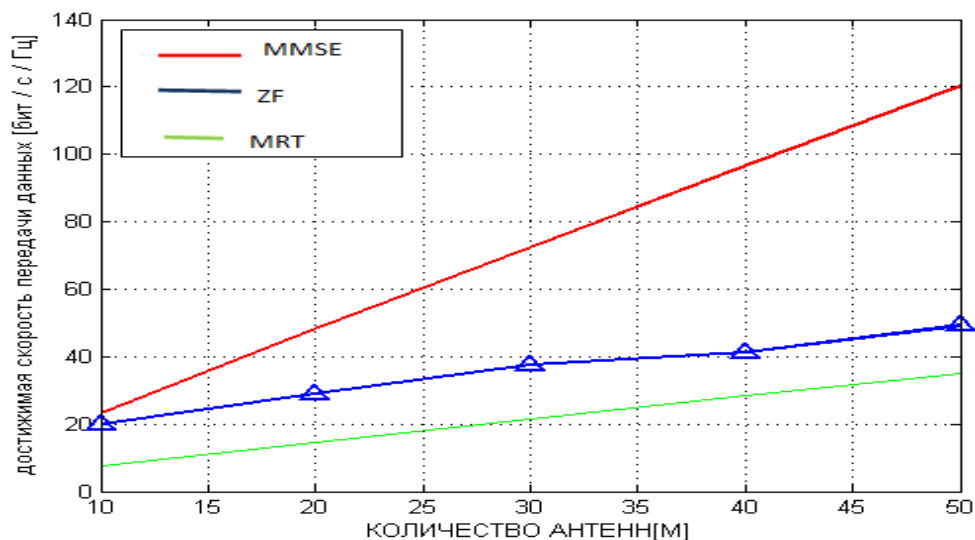


Рис. 2. Достижимая суммарная скорость в зависимости от количества антенн M

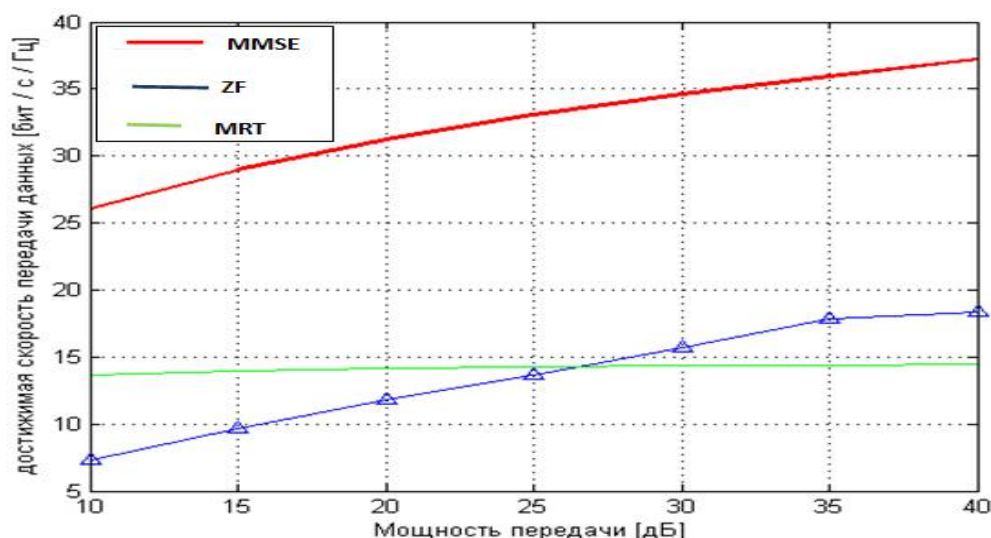


Рис. 3. Достижимая скорость передачи данных в зависимости от мощности передачи

Выводы

Ключевыми изучаемыми параметрами производительности являются достижимая суммарная скорость и общие мощности передачи нисходящей линии связи, которые теоретически выводятся для всех схем при одних и тех же предположениях и в соответствии с системой. Расчеты и теоретические результаты показывают, что MMSE обеспечивает более высокую скорость передачи данных, чем ZF и MRT и более энергоэффективен, при высоких скоростях передачи.

Библиографический список

1. E. Björnson, E.G. Larsson, and M. Debbah, IEEE Transactions on Wireless Communications. 15, 1293-1308,(2016)
2. H.Q. Ngo, E.G. Larsson, and T.L. Marzetta, IEEE Transactions on Communications. 61, 1436-1449, (2013)
3. T.Parfait, K. Jerry, J. Performance analysis and comparison of ZF and MRT based downlink massive MIMO systems. 10,1109-ICUFN, (2014)
4. Adeeb Salh, Lukman Audah, Nor Shahida M. Shah, and Shipun A. Hamzah' A study on the achievable data rate in massive MIMO system', 14 сентября 2017г.
5. Сысолятин, Е. А. Анализ методов оценки параметров канала передачи в системах с технологией OFDM-MIMO / Е. А. Сысолятин. — Текст : непосредственный // Молодой ученый. — 2018. — № 50 (236). — С. 58-60. — URL: <https://moluch.ru/archive/236/54765/> (дата обращения: 11.02.2021).

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫ С КРУГОВОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ ПОЛЯ ДЛЯ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

А.С. Савельев

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, shvarcalex@gmail.com*

Аннотация. В работе рассмотрено моделирование антенны типа «Клевер» и зависимость характеристик данной антенны от изменения её конструкции.

Ключевые слова: моделирование, диаграмма направленности, коэффициент усиления, сопротивление, частота.

RESEARCH OF THE CHARACTERISTICS OF ANTENNAS WITH CIRCULAR FIELD POLARIZATION FOR UNMANNED AERIAL MACHINE

A.S. Savelyev

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, shvarcalex@gmail.com*

Abstract. The paper considers the modeling of the "Clover" type antenna and the dependence of the characteristics of this antenna on changes in its design.

Keywords: simulation, directional diagram, gain, resistance, frequency.

В настоящее время использование беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) – квадрокоптеров – является серьезным прорывом при решении целого ряда масштабных задач в различных сферах жизни современного общества. Их основное назначение – это запись и передача аудио/видео информации по беспроводному каналу связи на пульт управления. Одной из основных проблем при создании таких средств связи было и есть обеспечение их антенным оборудованием, которое отвечало бы требованиям по качеству приёма сигнала, направленным свойствам и по массогабаритным параметрам. В связи с высокой степенью подвижности летательного аппарата, воздействием дестабилизирующих факторов полёта, а также необходимостью постоянной связи с БПЛА, идеальным вариантом бортового излучателя является изотропная антенна с круговой поляризацией поля. При этом диаграмма направленности такой антенны должна быть всенаправленной в горизонтальной плоскости, так же как у диполя [1].

В качестве приемлемого технического решения для исследования была выбрана антенна типа «Клевер». В рамках проведенной работы были рассмотрены варианты методик расчета характеристик антенн; материалы и способы изготовления, а также программное обеспечение, применяемое для моделирования устройств. Используя программу «MMANA-GAL» [2], была смоделирована 3-х лепестковая антенна типа «Клевер» с различными параметрами. Исследуемая антенна, должна работать на одном из каналов диапазона 5.8 ГГц, а точнее 5740 МГц, используемого для управления беспилотных летательных аппаратов (в частности квадрокоптеров).

Антенна типа «Клевер» представляет собой три или четыре соединённых друг с другом «лепестка», в месте соединения которых подключается источник питания одним полюсом на наклонные отрезки, а другим на горизонтальные. Длина отрезков равняется $\lambda/4$, а дуги $\lambda/2$, тем самым полная длина элементов лепестка равняется длине волны λ .

Диаграмма направленности антенны «Клевер» — всенаправленная в горизонтальной плоскости, практически совпадает с диаграммой направленности полуволнового диполя, но максимальный коэффициент усиления составляет 1.35 дБи. Основопологающим параметром рассматриваемой антенны является круговая поляризация, возникающая по классическим принципам благодаря размещенным под 45 градусов дуговым участкам, разнесенным на рас-

стояния $0,5\lambda$, попарно противоположным и установленными под углом 90 градусов друг относительно друга (эти и другие параметры будут изменяться в процессе эксперимента) [3]. Именно положение этих элементов при синфазном питании является условием создания круговой поляризации. За счет того, что эти участки являются, по сути, четвертью наклонённой окружности, то антенна формирует более равномерное поле по сравнению с дипольной антенной. Расположенные в пространстве крест на крест и ориентированные в горизонтальной плоскости попарно ортогонально лепестки проводника обеспечивают формирование диаграммы направленности в горизонтальной плоскости. Общая длина одного лепестка равняется длине волны на резонансе. Общий вид антенны представлен на рисунке 1 [4]:

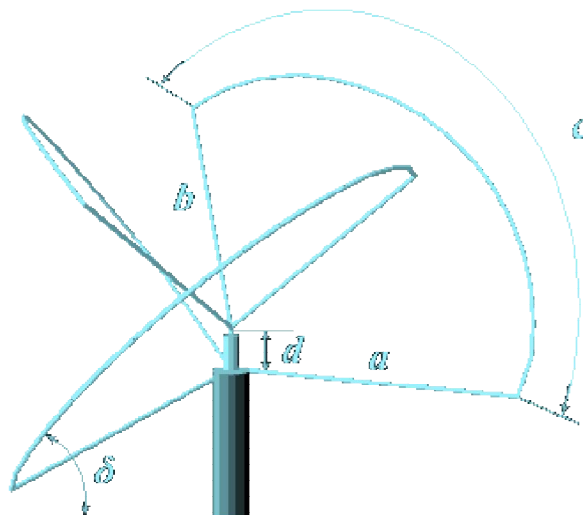


Рис. 1. Строение антенны типа «Клевер»

Анализ характеристик антенны проводился на частоте 5740 МГц (длина волны $\lambda = 52.26$ мм) для следующих геометрических размеров антенны:

- a: 14.8 мм;
- b: 12.8 мм (т.к. $b=a-d$);
- c: 22.6 мм;
- d: 2 мм;
- угол наклона лепестков 45 градусов;
- диаметр провода $d_w = 0.8$ мм (медь).

Результаты исследования – зависимость коэффициента стоячей волны напряжения (КСВН), коэффициента усиления (G_a) и входного сопротивления (Z) от геометрических размеров антенны – сведены в таблицы 1, 2 и 3 соответственно.

Таблица 1. Зависимость параметров антенны от диаметра провода d_w

d_w , мм	КСВН	G_a (dBi)	Z
0.2	1.73	1.37	68.839-j26.354
0.4	1.83	1.37	71.477-j29.940
0.6	1.87	1.38	72.410-j31.130
0.8	1.9	1.39	72.461-j32.069
1	1.9	1.39	71.528-j32.456
1.5	1.91	1.43	66.852-j34.056
2	1.93	1.43	60.937-j35.233
2.5	1.69	2.15	70.048-j24.317
3	1.66	2.16	63.848-j25.278

Кроме того, было отмечено, что при значении диаметра провода d_w 2,5 мм и 3 мм для зенитного угла 0.0 градусов усиление равняется 0,5 dBi, хотя при остальных значениях оно равняется 0.

Далее при постоянстве начальных параметров будем изменять длину центральной жилы d :

Таблица 2. Зависимость параметров от длины центральной жилы

d , мм	КСВН	G_a (dBi)	Z
1	2.1	1.38	50.186-j38.041
2	1.9	1.39	72.461-j32.069
3	2	1.38	92.491-j22.601
4	2.25	1.38	111.244-j10.573
5	2.61	1.39	130.267-j5.550
6	2.78	1.34	98.378-j56.979

Изменений в диаграмме направленности не наблюдалось.

Таблица 3. Зависимость параметров от угла наклона лепестков

Угол наклона	КСВН	G_a (dBi)	Z
30	4.52	1.52	116.262-j107.414
45	1.9	1.39	72.461-j32.069
55	1.3	1.33	48.129-j12.797
70	2.21	1.3	22.685-j1.091

Анализируя полученные результаты, можно сделать вывод о том, что на данном этапе при построении антенны типа «Клевер» оптимальными параметрами являются:

Таблица 4. Оптимальные данные для построения антенны

Угол наклона	d , мм	d_w мм
55 градусов	2	0.8

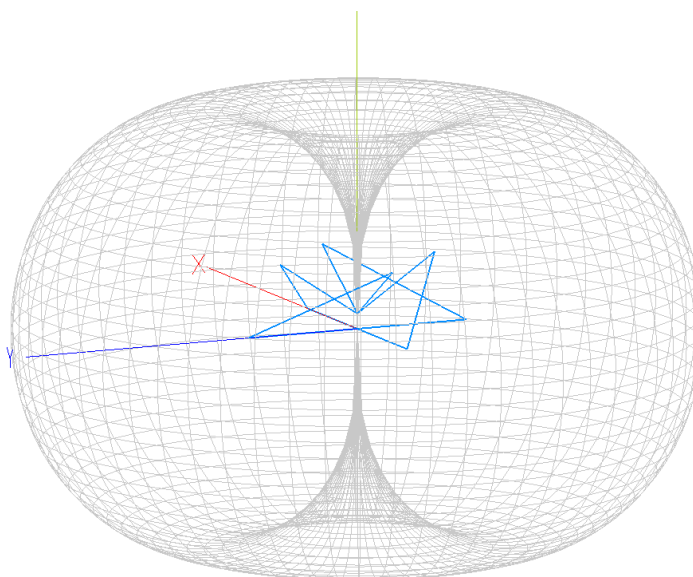


Рис. 2. Диаграмма направленности антенны типа «Клевер»

Данные, приведенные в таблице 4, были использованы при моделировании антенны в компьютерной программе «MMANA-GAL». В результате спроектированная по данным расчётам антенна типа «Клевер» должна иметь КСВН=1.3 и усиление $G_a = 1.33 \text{ dBi}$, а также представленную на рисунке 2 диаграмму направленности.

При испытании антенны с приведенными в данном исследовании параметрами в реальных условиях её характеристики будут отличаться от полученных при моделировании. Это связано с возможными изменениями конструкции в процессе сборки и значительным влиянием внешних факторов.

Таким образом, при проектировании антенн требуется четко определить какие именно параметры необходимо улучшить, а какими можно пренебречь для решения поставленных задач.

Библиографический список

1. Основы теории антенн: А.П. Пудовкин, Ю.Н. Панасюк, А.А. Иванков/ Учебное пособие/ Тамбов-2011.
2. Гончаренко И. В. Компьютерное моделирование антенн. Всё о программе MMANA. — М.:ИП Радио-Софт, Журнал «Радио». 2002–10с.
3. Антенна круговой поляризации квазишунтовой «клевер» // Патент РФ № 166256U1, заявл. 15.04.2016, опубл. 20.11.2016 Бюл. № 32 / Милкин В. И., Калитёнков Н. В. и др.
4. Антенна круговой поляризации «клевер» с рамочными переизлучателями// Патент РФ № 171817U1, заявл. 27.01. 2017, опубл. 16.06.2017 Бюл. № 17/. Милкин В.И., Калитёнков Н. В.и др.

УДК 621.396.218; ГРНТИ 47.47

ТЕХНОЛОГИЯ NB-IOT

А.В. Масленков

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, andrey.maslenkov.97@mail.ru*

Аннотация. В работе рассматривается современная и перспективная технология NB-IoT, проводится ее сравнительный анализ с другими подобными технологиями. Работа выполнена с целью изучения принципов работы данной технологии для дальнейшего проектирования сети NB-IoT.

Ключевые слова: интернет вещей, технология NB-IoT, ресурсный блок, ресурсный элемент, поднесущая.

NB-IOT TECHNOLOGY

A.V. Maslenkov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russian Federation, Ryazan, andrey.maslenkov.97@mail.ru*

Abstract. The paper examines the modern and promising NB-IoT technology, carries out its comparative analysis with other similar technologies. The work was performed with the aim of studying the principles of operation of this technology for further design of the NB-IoT network. **Key-words:** Internet of Things, NB-IoT technology, resource block, resource element, subcarriers.

Введение

Сегодня во всем мире активно развиваются информационные технологии, их применение во всех областях жизнедеятельности человека постоянно растет.

В последние годы появилось новое направление развития информационных технологий, называемое Интернет вещей или IoT (InternetofThings). IoT является совокупностью развития сетей межмашинных коммуникаций и систем хранения и обработки больших данных, когда, за счет подключения датчиков и исполнительных механизмов к сети, реализуется цифровизация различных процессов и объектов.

Инновационной технологией Интернета вещей является решение узкополосного IoT (Narrow-BandIoT или NB-IoT).

В ходе данной проведен анализ технологии NB-IoT и представлены ее особенности.

Архитектура и принципы построения сетей NB-IoT

Технология NB-IoT очень многое унаследовала от технологии LTE — начиная с физической структуры радиосигнала и заканчивая его архитектурой. Конструкция радиодоступа NB-IoT использует ряд принципов проектирования LTE и опирается на поддержку традиционных поставщиков сотовых сетей и чипсетов, которые сделали MBW успешным. NB-IoT использует те же принципы проектирования, что и LTE (E-UTRA), хотя в нем используются отдельная новая несущая, новые каналы и процедуры произвольного доступа для удовлетворения целевых требований вариантов использования IoT, таких как улучшенное покрытие, более низкое потребление батареи и работа в узком спектре. Построение NB-IoT таким образом использует преимущества устоявшегося глобального охвата LTE, эффекта масштаба и ведущей в отрасли экосистемы. Нисходящая линия связи NB-IoT основана на OFDMA и поддерживает тот же интервал поднесущих, длительность символа OFDM, формат слота, длительность слота и длительность подкадра, что и LTE. В результате NB-IoT может обеспечить развертывание как внутри полосы, так и в защитной полосе, не вызывая помех между его несущими и теми, которые используются LTE для MBW, что делает NB-IoT хорошо интегрированным IoT-решением для операторов, ориентированных на LTE, в дополнение к Cat-M1.

Для LTE-сигнала используется принцип разделения каналов OFDM с разнесением поднесущих на 15 кГц. В DL (Downlink) используется OFDMA, а в UL (Uplink) используется SC-FDMA. Вся несущая в LTE разделяется на ресурсные блоки (Resourceblock, RB), каждый из которых состоит из 12 поднесущих с общей шириной занимаемой полосы в $12 \times 15 \text{ кГц} = 180 \text{ кГц}$ (рис.1). Каждый ресурсный блок разделяется на $12 \times 7 = 84$ ресурсных элемента (Resourceelement, RE).

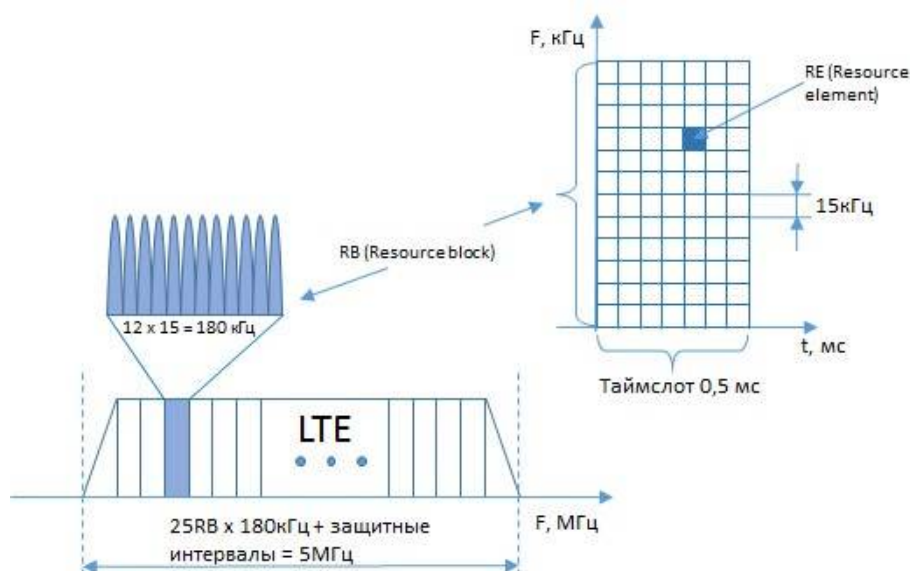


Рис. 1. Resourceblock, Resourceelement

В целях достижения большой пропускной способности соты, используются высокие порядки модуляции QAM256 в DL и QAM64 для UL. Также с этой же целью применяются технологии MIMO2x2 и MIMO4x4.

Одна из самых важных особенностей в NB-IoT — возможность ведения работы при более низких уровнях сигнала и при высоком уровне шума, а так же значительная экономия заряда батареи. Технология NB-IoT предназначена для обмена короткими сообщениями, и от нее не требуется передача аудио-видео информации, больших документов и т.п. Ссылаясь на это, на физическом уровне имеются некоторые особенности, которые обеспечивают необходимые характеристики:

1. общая полоса для NB-IoT ограничена одним ресурсным блоком с шириной 180 кГц;
2. радиотракт пользовательского оборудования имеет в своем составе только одну антенну, передатчик и приемник;
3. передача и прием разнесены по времени, так что это можно считать полудуплексным режимом;
4. способность передавать данные в направлении Uplink на одной поднесущей;
5. используемые типы модуляции ограничены BPSK и QPSK;
6. возможность повторения передаваемого сигнала (coverageenhancement).

Для сетей NB-IoT могут быть использованы почти все диапазоны частот, что и для сетей 2G/3G/4G в «низких» band. Это диапазоны B20 (800 МГц), B8 (900 МГц), B3 (1800 МГц). Использовать более высокие частоты не имеет смысла из-за большого затухания сигнала.

Технология NB-IoT, в отличие от технологий EC-GSM и eMTC, являющихся разными вариантами уже используемых технологий, это принципиально другая разработка радиодоступа, но предусматривающая интеграцию с сетями LTE и использующая похожие технологии. NB-IoT использует несущую шириной 200 кГц. Она может располагаться в каком-либо свободном диапазоне, внутри каналов GSM (как в EC-GSM), внутри канала LTE (как в eMTC) или в защитном интервале между каналами LTE.

Технология NB-IoT поддерживает широкий диапазон скоростей передачи данных. Достижимая скорость передачи данных зависит от качества канала связи (отношения сигнал/шум), а количество подключенных устройств – от выделенных ресурсов (пропускной способности). В канале «downlink» все устройства имеют одинаковую энергетику радиоканала и могут одновременно принимать сигналы с базовой станции. В канале «uplink» каждое устройство имеет свой собственный энергетический потенциал, что может применяться для мультиплексирования трафика. При этом создаваемый совокупный сигнал от нескольких устройств (и их мощность) будут больше, чем у одного устройства. Да и в реальных условиях во многих местах устройства NB-IoT будут ограничены уровнем собственных сигналов, а не пропускной способностью сети. Такие устройства способны концентрировать свою излучаемую мощность в узкой полосе радиочастот без потери производительности, освободив при этом полосу пропускания для других устройств. Чтоб получить такую возможность в NB-IoT вместо «коллективного» канала (общего блока ресурсов) с скоростью передачи данных до 250 кбит/с предусмотрена применение поднесущих частот с полосой пропускания 15кГц (эффективная полоса пропускания общего канала NB-IoT – 180 кГц) и скоростью передачи данных до 20 кбит/с. В свою очередь, терминальное оборудование может использовать одну или несколько поднесущих в uplink. Более того, используемые ими радиочастоты могут быть «упакованы» более близко друг к другу за счет уменьшения ширины полосы поднесущих до 3,75 кГц, что приводит к обязательному выделению части из них в качестве защитных интервалов с целью предотвращения интерференции с поднесущими с шириной полосы 15 кГц, что приводит к потере производительности.

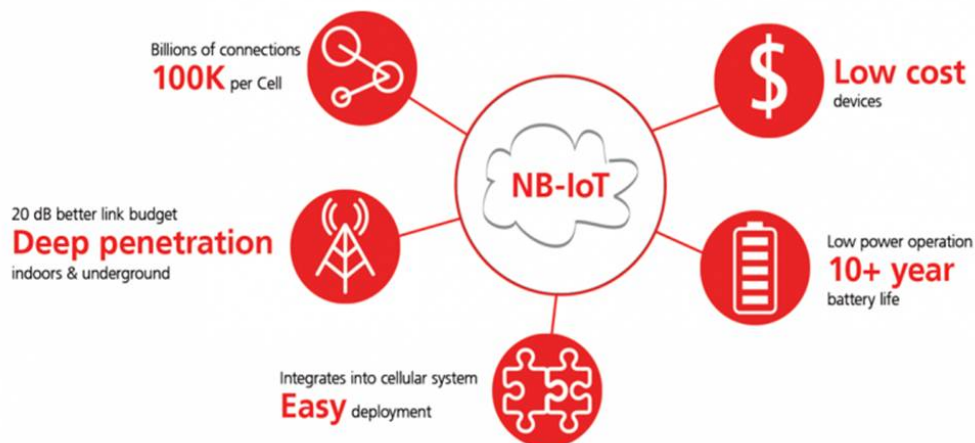


Рис. 2. Особенности NB-IoT

В итоге, технология NB-IoT, собравшая в себя все «сетевые достижения» радиоинженеров, обеспечивает большую зону обслуживания, низкое энергопотребление, возможности быстрой модернизации существующей сети, обещает долгий (до 10 лет) срок службы батареи, низкую стоимость оборудования, простоту развертывания (plug&play), а так же высокую надежность и безопасность.

Заключение

В рамках данной статьи была изучена технология NB-IoT, ее особенности и проведен сравнительный анализ с некоторыми другими технологиями. В дальнейшем планируется непосредственно проектирование системы, использующей данную технологию, для города Сасово.

Библиографический список

1. Тихвинский В.О., Терентьев С.В., Юрчук А.Б. Сети мобильной связи LTE технология и архитектура. М.:Эко-Трендз, 2010 г.
2. <https://iot.ru>
3. Rohde & Schwarz, 1MA266: Narrowband Internet of Things
4. <https://www.ericsson.com>
5. Грингард С., Интернет вещей. Будущее уже здесь / С. Грингард // М.: Альпина Паблишер. – 2016.

УДК 621.396; ГРНТИ 49.29

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ СВЧ ФИЛЬТРОВ С ПОДАВЛЕНИЕМ ПАРАЗИТНОЙ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ

Д.С. Артемьев

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, kommunist00@yandex.ru*

Аннотация. В работе рассматриваются методы подавления паразитных полос пропускания, которые являются ключевым недостатком микрополосковых фильтров, применение этих методов и выбор наиболее эффективного.

Ключевые слова: микрополоски, подавление ППП, сдвиг по частоте ППП, проводниковые микрополоски, экран, подложка.

DESIGNING MICROBLAND MICROWAVE FILTERS WITH SUPPRESSION OF PARASITIC BANDWIDTH

D.S. Artemiev

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russian Federation, Ryazan, kommunist00@yandex.ru*

Annotation. The paper discusses methods for suppressing parasitic passbands, which are the key disadvantage of microstrip filters, the use of these methods and the selection of the most effective.

Keywords: microstrips, SPP suppression, SPP frequency shift, conductor microstrips, screen, substrate.

Фильтром называется пассивный четырехполюсник, состоящий только из индуктивностей и емкостей, имеющий резко выраженную избирательность по частоте. В СВЧ диапазоне фильтр это линия передачи, имеющая неоднородности, которые имеют согласование только в определенной полосе частот, и имеющие резкое рассогласование вне полосы пропускания. Фильтр предназначен для пропускания сигнала на требуемых частотах, и подавление сигнала на всех остальных.

Микрополосковый СВЧ фильтр, как правило, является каскадным соединением звеньев. Такими звеньями могут быть резонаторы, шлейфы, отрезки связанных линий передачи и т.д.

Одним из главных недостатков микрополосковых СВЧ фильтров является паразитная полоса пропускания (ППП), которая резко снижает его избирательность, так как ППП находится близко к основной полосе пропускания (ОПС).

Существует множество методов подавления ППП:

1. Емкостная компенсация
2. Плавное или скачкообразное изменение волнового сопротивления
3. Полосно-заграждающий фильтр (ПЗФ)
4. Использование электромагнитных запрещённых зон (PBG)

Так же имеются методы сдвига ППП по частоте в область частот, не воспринимаемых оборудованием:

1. Линии с положительной и отрицательной дисперсией.
2. Частичное удаление экрана

Задачей проектировщика является выбор наиболее эффективного метода подавления или сдвига. Данный выбор зависит от топологии фильтра (расположения резонаторов), выбранных материалов экрана, подложки и резонаторов, размеров устройства и расстояния между резонаторами. Некоторые методы являются занимают много места на подложке и располагаются очень близко к резонаторам, что в свою очередь приводит к увеличению стоимости устройства и резким повышением требований точности производственного оборудования. Для моделирования фильтров в данной работе используются такие программы как MFO, NewHerzFilter.

Емкостная компенсация - является одним из самых широко применяемых методов подавления паразитной полосы пропускания для применения в микроволновых фильтрах. Данный метод основан на свойстве связанных микрополосковых линий передачи: фазовая скорость четной моды меньше, чем нечетной. Емкостная компенсация заключается в том, что эти фазовые скорости выравнивают путем введения дополнительной емкости между связанными резонаторами. Чтобы подавить кратную паразитную полосу пропускания существенно уменьшают коэффициент связи между резонаторами на второй паразитной полосе пропускания. Коэффициент связи между парой связанных резонаторов вычисляется формулой:

$$k = \frac{f_e^2 - f_o^2}{f_e^2 + f_o^2},$$

где f_e - резонансная частота четной моды, а f_o - резонансная частота нечетной моды.

Так как для четной и нечетной мод распределение электромагнитного поля различно, введение ёмкости между резонаторами изменяет электрическую длину только нечетной моды.

Введение дополнительной емкости между резонаторами можно обеспечить разными способами. Поэтому данный метод широко применяется в проектировании.

Применение ПЗФ основано на установке дополнительного режекторного фильтра на подложку, где находится модернизируемый полосовой фильтр. Полоса запираания ПЗФ попадает на паразитную полосу пропускания. Метод является очень простым, но резко увеличивает размеры фильтра и повышает уровень затухания в полосе пропускания

PBG (photonicband - gap) - это периодические структуры, в которых электромагнитная волна не может распространяться в определенных частотных полосах из-за брэгговского отражения. Такой метод активно используется не только в СВЧ технике, но и в оптике. PBG структуры - это такие структуры, которые имеют усложненную конфигурацию экрана. В слое экрана создают периодическую структуру, обладающую полосами пропускания и подавления, обусловленными процессами, такими же как и в брэгговском отражении.

Применение линий с отрицательной дисперсией. Это искусственные линии с отрицательной электрической длиной, или линии с противоположно направленными фазовой и групповой скоростями. Классическим примером электрической цепочки с отрицательной дисперсией является цепочка в виде фильтра верхних частот. Благодаря разным дисперсионным характеристикам линий удастся на их основе проектировать планарные фильтры со сдвигом паразитных полос вверх по частоте. При использовании этого метода устройства имеют малый размер, а так же можно проектировать многополосных фильтров, которые подавляют высшие гармоники.

Частичное удаление экрана особенно удобно для широкополосных фильтров, поскольку увеличивает основную полосу пропускания фильтра. приводит к уменьшению емкости на землю и увеличению взаимной индуктивности резонаторов. Как следствие, происходит увеличение коэффициента связи между резонаторами и сдвиг рабочих резонансов вниз по частоте.

В качестве испытуемого устройства имеется фильтр со следующими характеристиками:

- центральная частота $f_0 = 3$ ГГц;
- ширина полосы пропускания $\Delta f = 2,4$ ГГц;

Важно отметить, что к моделируемому фильтру предъявляются требования к затуханию в основной полосе пропускания, крутизны АЧХ

На рисунке 1 показана АЧХ фильтра, где видна паразитная полоса пропускания.

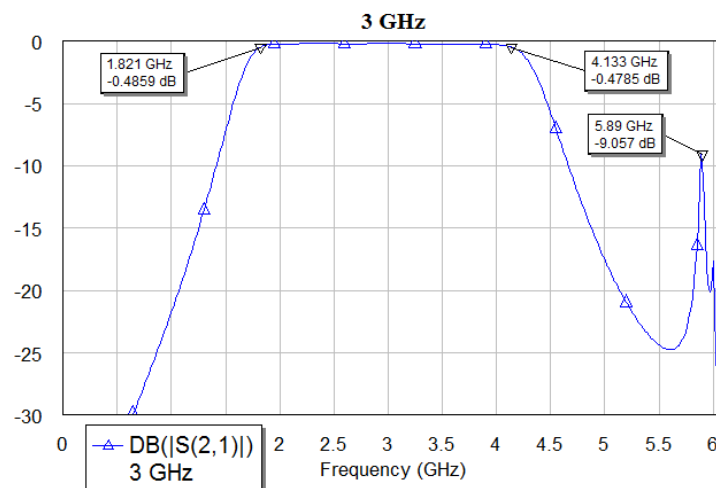


Рис. 1. АЧХ фильтра с паразитной полосой пропускания

В качестве метода подавления была увеличена толщина диэлектрического слоя (Емкостной метод). Как видно на рисунке 2, ППП подавлена, Это показывает работоспособность используемого метода. Однако это несколько увеличило габариты устройства, но никак не усложнило производство и не повысило требования к точности оборудования.

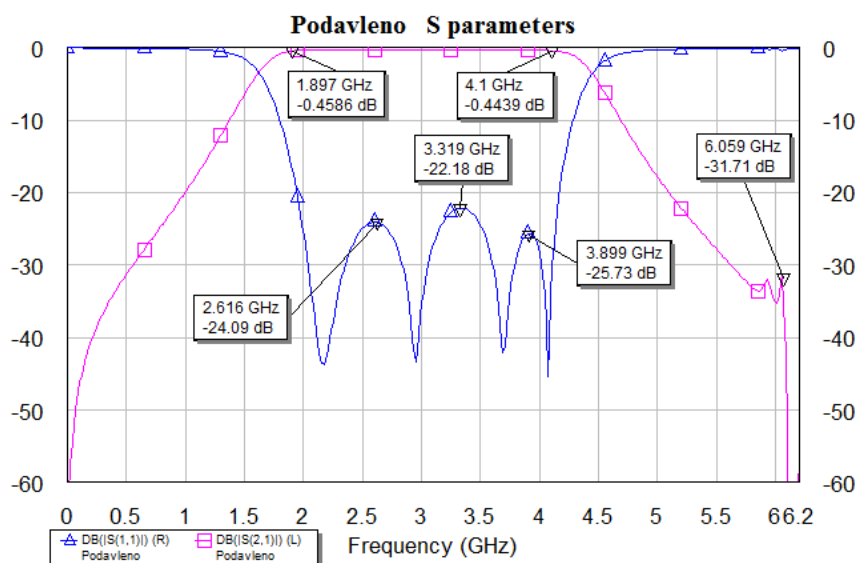


Рис. 2. АЧХ фильтра с подавлением паразитной полосы

Библиографический список

1. Туральчук П. А. Полосовые СВЧ фильтры на высокотемпературных сверх проводниках
2. Вендик И. Б. Микроэлектроника СВЧ. Линии передачи и линейные многополюсники СВЧ

УДК 621.395; ГРНТИ 49.03.05

МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПЕРВИЧНЫХ ПРИЗНАКОВ КОДЕКА CELP НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА-СИНТЕЗА

М.С. Смирнов, Д.А. Буряков

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, smirms@mail.ru*

Аннотация. В работе рассматривается кодек речевых сигналов CELP и его параметры, на основании которых возможно произвести определение первичных признаков при сжатии речевых сигналов, а также анализируется метод нахождения параметров предсказания ко-дека CELP на основе линейной авторегрессионной модели.

Ключевые слова: первичный кодек, вокодерные преобразования, линейное предсказание с мультикодовым управлением (CELP), авторегрессионная модель, уравнение Юла-Уолкера.

METHOD FOR DETERMINING THE PRIMARY SIGNS OF THE CELP CODE BASED ON ANALYSIS-SYNTHESIS

M.S. Smirnov, D.A. Buryakov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkina,
Russian Federation, Ryazan, smirms@mail.ru*

The summary. The paper considers the CELP speech signal codec and its parameters, on the basis of which it is possible to determine the primary features in the compression of speech signals, and also analyzes the method for finding the prediction parameters of the CELP codec based on a linear autoregressive model.

Keywords: primary codec, vocoder transforms, multicode controlled linear prediction (CELP), autoregressive model, Yule-Walker equation.

Алгоритм сжатия речевых сигналов реализуется на основе кодирования источника сигнала (вокодерные преобразования). Метод кодирования источника использует кодирование параметров речевого сигнала, основываясь на известных данных о механизмах речеобразования. В кодеке происходит вычисление определённых параметров речевого сигнала, передаваемых декодеру, в котором они применяются для восстановления формы исходного сигнала. Для образования кодированных посылок цифровые последовательности речевого сигнала разбиваются на кадры, число, состав и длительность символов в которых определяются особенностями кодируемого сигнала (речь, данные), параметрами кодов, требуемой точностью воспроизведения исходного сигнала и другие. Кодеки обеспечивают различные качества и параметры.

К параметрам кодеков речевых сигналов, которые определяют его первичные признаки, можно отнести следующие [1]:

- общий состав и длительность передаваемых кадров по каналу;
- выходная скорость потока первичного кодера;
- погрешность декодирования сигнала при прохождении через канал связи;
- погрешность воспроизведения источника на приемной стороне, определяемым самим алгоритмом кодирования;
- качество восстановленного сигнала на выходе декодера, определяемой объективной и субъективной оценкой;
- задержка при кодировании;
- вычислительные затраты.

Другими словами, проводится анализ модели голосового тракта, который приводит к системам, основанным на принципе *анализа-синтеза*, получившим название *вокодерных систем* [2]. Имея знания о составе кадра кодера и его основных параметрах, предоставляется возможность осуществить анализ кодера речевых сигналов по первичным признакам.

Вокодерные преобразования, в полной мере, отличаются от других речепреобразующих систем наименьшим требованием к полосе пропускания. В вокодерах, анализ речи, как

правило, основан на оценке частоты основного тона и спектральной окраски сонограмм. Недостатком использования вокодерных преобразований являются параметрические методы, которые приводят к потере натуральности звучания голоса и высокой чувствительности к фоновым шумам [3].

К системам вокодерного преобразования относятся кодеки, использующие разновидности алгоритма CELP. В этих системах сигнал возбуждения декодера формируется из кодовых книг. Кодовые книги содержат различные варианты сигналов возбуждения и для формирования последнего необходимо лишь знать его расположение. Основной особенностью алгоритма CELP является замена кодирования разностного сигнала кодовой книгой возбуждения [4].

В кодере производится векторное квантование сигнала возбуждения голосового тракта, т.е. позиции импульсов и их амплитуды в сигнале многоимпульсного возбуждения оптимизируются одновременно. Декодер получает индексы выбранных кодовых векторов и квантованное значение коэффициента усиления для каждого подкадра [5]. Значения коэффициентов линейного предсказания и высоты тона также подлежат квантованию и посылаются на каждом кадре для воссоздания фильтров в декодере. Речевой сигнал воссоздается в декодере посредством пропускания выбранных кодовых векторов через фильтры.

Для реализации концепции анализ-синтез CELP вокодера, декодеру необходимо передать 5 параметров [5]:

- задержку высоты тона;
- индекс кодовой книги;
- коэффициенты линейного предсказания a ;
- коэффициент возбуждения G ;
- коэффициент среза фильтра.

Необходимо отметить, что при выделении участка речевого сигнала для анализа - имеется нестабильность скорости кодирования. Показания этого параметра будут уменьшаться на однородных участках, и достигать максимума на шумовых участках. Поэтому вопрос об использовании способов и методов в системах кодирования речи остаётся открытым, в частности, функционирование которых существенно затрудняет переход к кодированию с непостоянной скоростью [3].

Метод определения первичных признаков кодека CELP

Алгоритм CELP реализован на модели линейной авторегрессионной процесса образования и восприятия речи и входит в группу так называемых *методов анализа через синтез (или анализ-синтез)* [5].

Основной задачей анализа на основе алгоритма CELP является использования инструмента линейного предсказания, а именно, определение параметров коэффициента предсказания a_k , которые определяются по речевому сигналу. Предполагается, что данные параметры являются параметрами функции передаточной характеристики $H(z)$ в модели речеобразования. В масштабах реального времени изменяются свойства речевого сигнала, поэтому параметры предсказания должны оцениваться на коротких участках речи в составе кадра. В качестве критерия оценки берётся минимум суммы квадратов погрешностей линейного предсказания на участке речевого сигнала. По данному критерию, имеется возможность произвести оптимизацию синтеза фильтра погрешности предсказания $A(z)$.

Основная задача при построении модели линейного предсказания (в частности модели авторегрессионного процесса) состоит в том, чтобы с высокой точностью отыскать параметры этой модели. Для этого, можно использовать систему уравнений Юла-Уолкера [6] (1):

$$(x_t = \sum_{i=1}^P \Phi_i x_{t-i} + a_t) * x_{t-j}, \quad (1)$$

где $j = 1 \dots P$.

В данном уравнении:

- Φ_i – коэффициенты авторегрессии;
- P – порядок модели авторегрессии;
- x_t – текущее значение отсчета случайного процесса;
- a_t – независимые отсчеты случайного процесса (СП) (белый шум).

Уравнение Юла-Уолкера можно записать в матричной форме [6]:

$$\bar{\Phi} = R^{-1} \bar{R}, \quad (2)$$

где R^{-1} – обратная корреляционная матрица;

R – вектор-столбец отсчетов автокорреляционной функции СП;

$\bar{\Phi}$ – вектор-столбец коэффициентов модели авторегрессии.

Можно сделать вывод, что зная корреляционные свойства сигнала, имеется возможность найти коэффициенты модели авторегрессии. Пытаясь минимизировать ошибку предсказания на выходе обеляющего авторегрессионного фильтра, получается уравнение Юла-Уолкера. Таким образом, если коэффициенты модели авторегрессии находятся из системы уравнений Юла-Уолкера, то это гарантирует минимизацию дисперсии ошибки предсказания, что очень важно при синтезе обеляющих фильтров, т.к. сигнал на выходе будет иметь минимальную мощность помехи, что обеспечивает лучшее качество синтезированного сигнала.

Оценивание спектра самой модели авторегрессии будет относиться к параметрическому спектральному оцениванию. Это позволяет иметь ряд преимуществ [6]:

- 1) При невысоком числе отсчетов временного фильтрового окна иметь большую разрешающую способность;
- 2) Присутствие выражений в аналитической форме;
- 3) Отсутствие появления боковых лепестков в спектрах;
- 4) Имеется возможность описать саму модель небольшим числом параметров.

Таким образом, при помощи модели авторегрессии возможно получать параметры модели авторегрессии (в том числе спектральные оценки) процессов со сложной формой спектральной плотности мощности, и осуществлять оценку параметров предсказания речевых сигналов в кодеках CELP. Помимо этого, на основе модели авторегрессии синтезируются обеляющие фильтры и фильтры, которые осуществляют подавления помех, что улучшает наилучшие характеристики восстановления речевого спектра сигнала.

Библиографический список

1. Смирнов М.С., Буряков Д.А. Анализ параметров речевых сигналов на выходе первичных // Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2020: сб. тр. III междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. Т.1./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2020; Рязань. – 176-180 с.
2. Общие сведения о вокодерных системах [Электронный ресурс] / URL: https://studopedia.net/6_106096_obshchie-svedeniya-o-vokodernih-sistemah.html (Дата обращения: 12.02.2021)
3. Кодирование речевого сигнала [Электронный ресурс] / URL: <https://www.bibliofond.ru/view.aspx?id=588075> (Дата обращения: 12.02.2021)
4. Леонович Г.И., Логвинов Л.М. Космические и наземные системы радиосвязи и сети телерадиовещания. – Самара; изд-во Самарского научного центр РАН. 2008. – С. 48-62.
5. Алгоритм CELP (линейное предсказание с мультикодовым управлением) [Электронный ресурс] / URL: https://studopedia.net/6_106098_algoritm-CELPlineynoe-predskazanie-s-multikodovim-upravleniem.html (Дата обращения: 12.02.2021)
6. Система уравнений Юла-Уолкера [Электронный ресурс] / URL: https://vuzlit.ru/1120518/sistema_uravneniy_uolkera (Дата обращения: 12.02.2021)

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

УЛУЧШЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ РЕЧЕВОГО КОДЕКА MELP ПРИ ЗАШУМЛЕННОЙ СВЯЗИ

Ю.О. Мартишина

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, yuliamartishina@yandex.ru*

Аннотация. В работе рассматривается метод улучшения линейного предсказания смешанного возбуждения (MELP) в шумной среде связи. В сравнении с обычными способами повышения качества речи, которые предназначены для получения чистого речевого сигнала путем удаления компонентов шума перед обработкой речевым кодеком, предлагаемый метод напрямую улучшает параметры кодера на кодере или декодере. По мере реализации предложенного метода за счет улучшения параметров кодера, искаженного шумом с предложенной структурой DL, система намного проще и быстрее обрабатывает речь, чем обычные T-F методы улучшения речи на основе маски, а производительность остается аналогичной.

Ключевые слова: речевое общение, кодирование речи, MELP кодек, улучшение речи, улучшение параметров.

PARAMETER ENHANCEMENT FOR MELP SPEECH CODEC IN NOISY COMMUNICATION ENVIRONMENT

Y.O. Martishina

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, yuliamartishina@yandex.ru*

The summary. This paper discusses a method to improve mixed excitation linear prediction (MELP) in a noisy communication environment. In comparison with conventional methods of improving speech quality, which are designed to obtain a clean speech signal by removing noise components before processing with a speech codec, the proposed method directly improves the parameters of the codec at the encoder or decoder. As the proposed method is implemented by improving the parameters of the noise-distorted codec with the proposed DL structure, the system processes speech much easier and faster than conventional T-F mask-based speech enhancement methods, and the performance remains the same.

Keywords: speech communication, speech coding, MELP codec, speech enhancement, parameter enhancement.

Для того, чтобы построить удобную схему передачи речи в шумной среде, необходимо либо повысить качество речи либо использовать системы шумоподавления. Однако методы кодирования и методы повышения качества речи были разработаны независимо друг от друга. Следовательно, вся система передачи речи реализуется путем простого объединения двух систем, то есть сначала речевой сигнал обрабатывают, повышают его уровень, а вокодер применяют после обработки []. В рассматриваемом методе процесс кодирования не рассматривается должным образом во время процесса повышения. Появляется трудность включения традиционной системы повышения сигнала в систему кодирования речи с их максимальной производительностью, особенно из-за дополнительных, но необходимых процессов, требуемых в системе улучшения речи.

Однако стоимость модернизированных устройств связи значительно упала благодаря достижениям в полупроводниковых технологиях, это еще одна важная проблема во многих слаборазвитых странах, где недорогие процессоры работают в среде с ограниченной пропускной способностью, что, к сожалению, является обычным явлением.

Следовательно, потребность в эффективном методе кодирования речи с низкой скоростью передачи все еще очень высока. Исходя из предположения, что можно модифицировать основной алгоритм низкоскоростного стандарта кодирования речи, в данной работе был выбран речевой кодер со смешанным возбуждением и линейным предсказанием (MELP) 2,4 кбит / с в качестве нашей целевой системы [1]. Несколько статистических методов улучше-

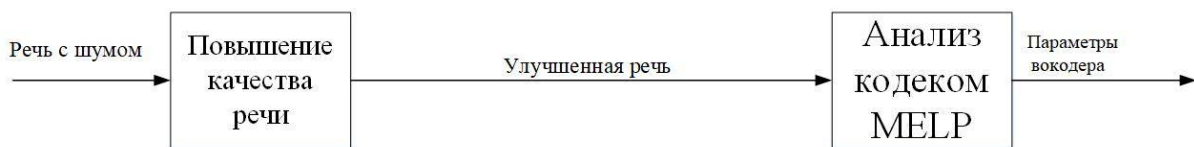
ния речи были объединены с кодеком MELP для повышения устойчивости кодера в условиях фонового шума, но улучшение не было значительным, особенно в нестационарной шумовой среде.

Вокодер MELP

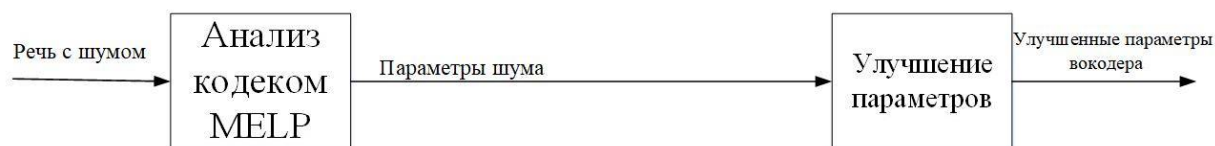
Основная характеристика кодера MELP - моделирование сигнала возбуждения путем смешивания вокализованного импульса и компонентов шума в частотной области, где используются полосы пропускания голоса для предоставления голосовой информации частотных поддиапазонов. В системе всего шесть параметров, которые состоят из возбуждателя и передатчика спектральных параметров в декодер. Спектральные параметры представлены 10-мерными линейными спектральными частотами (LSF) и двумерными единицами усиления, тогда как параметры возбуждения состоят из 5-мерных полос пропускания голоса, основного тона, аperiodичности и 10-мерного интеграла Фурье при частоте кадров 22,5 мс [1].

Для получения вокализованной составляющей возбуждаются первые 10 гармоник импульсной последовательности с интервалом периода основного тона. Если сигнал аperiodичен, то на импульсное возбуждение накладывается эффект дрожания путем случайного смещения положения импульсной составляющей в пределах 25% диапазона значения высоты основного тона. Затем смешанный сигнал возбуждения получают путем суммирования составляющих импульсного и шумового возбуждения после применения полосовых фильтров. Наконец, сигнал речи восстанавливается путем применения синтеза линейного предсказания. Чтобы восстановленный речевой сигнал звучал естественно, применены адаптивный спектральный фильтр улучшения и фильтр дисперсии импульсов [2].

Чтобы улучшить качество системы кодирования MELP, алгоритмы улучшения речи были введены в качестве предварительной обработки, как показано на рисунке 1.



(a) Предварительное повышение качества речи



(b) Улучшение параметров кодера



(c) Улучшение параметров декодера

Рис. 1. Различные типы процессов улучшения речи с кодеком MELP

Применяя методы улучшения на основе DL, качество системы кодирования может быть улучшено. Как правило, методы DL используются для моделирования характеристик, полученных с помощью спектральной мощности чистой и шумной речи. Например, широко используемая DL-сеть на основе идеального отношения (IRM) генерирует компоненты IRM, которые представляют собой компоненты маскировки T-F, оцениваемые с помощью отношения сигнал / шум между чистым спектром мощности и спектром шума.

Затем расширенный амплитудный спектр получается путем умножения компонентов IRM на входной зашумленный спектр. Наконец, речевой сигнал восстанавливается путем применения обратного преобразования Фурье [3].

Несмотря на высокую производительность обычных DL-устройств алгоритма улучшения речи, он имеет несколько ограничений. Он используется в качестве модуля предварительной обработки для речевого кодека с низкой скоростью передачи данных из-за сложности, памяти и проблем с задержкой. Например, в процессе улучшения качества передаваемой информации, в прямом и обратном преобразовании Фурье присутствует неизбежная задержка и вычислительные узкие места [4]. Кроме того, для обычного алгоритма улучшения требуется большая сеть DL, поскольку размерность входного и выходного векторов равна разрешающей способности преобразования Фурье, который должен быть большим для достижения высокой спектральной мощности. Таким образом, сложно обучить сеть с небольшим количеством параметров.

Метод улучшения параметров вокодера

В данном разделе рассматривается расширение параметров для системы связи с алгоритмом MELP со скоростью 2,4 кбит / с, который реализуется с помощью очень простой системной архитектуры с низкой сложностью, низкое использование дополнительной памяти и отсутствие задержек.

В рассматриваемой системе речевой сигнал с искаженным шумом сначала преобразуется параметрами MELP без какой-либо предварительной обработки. Затем зашумленные параметры MELP напрямую улучшаются, чтобы они были похожи на параметры, полученные из чистой речи через сеть DL. Для разработки сети сначала оба сигнала шумят и чистые параметры MELP извлекаются из зашумленной и чистой речи с помощью анализа вокодера MELP, как описано ранее. Затем DL-сеть оценивает чистые параметры MELP из зашумленных параметров MELP с помощью минимизации критериев среднеквадратичной ошибки (MSE). Для более точного модуляции MELP некоторые его параметры, такие как усиление, высота тона и преобразование Фурье дорабатываются перед работой сети. Во-первых, используются средние и разностные компоненты двумерных характеристик усиления вместо оригинальных функций усиления. Функции усиления подразумевают, что энергия двух соседних подкадров независимо генерируются и усиливаются, что приводит к прерывистому контуру энергии с мерцающим звуковым эффектом. Соединяя два сигнала усиления с парой средних разностей эта проблема может быть легко решена [5].

Поскольку MELP используется как на этапе кодирования, так и на этапе декодирования, предлагаемый метод классифицируется как в метод улучшения параметров в зависимости от местоположения расширения, другими словами данный метод делает систему более гибкой, как показано на рисунке 1, т.е. данный метод адаптируется и под кодер и под декодер соответственно. Со стороны кодера параметры MELP с шумами сначала извлекаются из речевого сигнала с шумом без любой предварительной обработки, и параметры улучшаются предварительно обученной сетью DL. Затем усиленные параметры MELP передаются в декодер после выполнения процессов квантования и форматирования битового потока [6].

С другой стороны, со стороны декодера восстановленные MELP параметры на этапе декодера улучшаются с помощью предварительно обученной DL сети. Затем модуль синтеза

MELP восстанавливает речевой сигнал за счет использования расширенных параметров MELP [7].

Необходимо обратить внимание, что подходы к расширению параметров не требуют процесса кадрирования или преобразования Фурье. Таким образом, мы можем построить простую и компактную речь полностью адаптированной к спецификациям кодеков. Его вычислительная сложность очень низкая и без дополнительной задержки в процессе улучшения.

Кроме того, общее количество входных и выходных векторов сети DL составляет всего 29 измерений, таким образом, их поведение очень простое по сравнению с функциями, используемыми в обычном улучшении речи, что позволяет нам успешно обучать сеть.

Библиографический список

1. A. McCree and T. P. Barnwell, "A mixed excitation lpc vocoder model for low bit rate speech coding," IEEE Trans. Speech and Audio Processing, vol. 3, pp. 242–250, 1995.
2. R. Martin and R. V. Cox, "New speech enhancement techniques for low bit rate speech coding," in IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), 1999, pp. 614–617.
3. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева // Радиотехника. 2003. №1. С. 73-75.
4. В.Т. Дмитриев Помехоустойчивость кодеков речи на основе алгоритма Хургина-Яковлева/ Вестник РГРТА Вып. №12, 2003 – С.133-136.
5. В.Т. Дмитриев Помехоустойчивость кодеков речи на основе алгоритма Хургина-Яковлева/ Вестник РГРТА Вып. №12, 2003 – С.133-136.
6. В.Т. Дмитриев, А.Ф. Янак Исследование воздействия акустических шумов на первичные кодеки речевых сигналов. //Вестник РГРТУ2016. №2 (Выпуск 56) - С.38-44.
7. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Комплексный алгоритм объективной оценки качества декодированного речевого сигнала при действии акустических помех. // Труды СПИИРАН 2018 №1 – С. 34 -55.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ОЦЕНКА КАЧЕСТВА РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ НА ВЫХОДЕ КОДЕКОВ НА ОСНОВЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ХУРГИНА-ЯКОВЛЕВА

В.Т. Дмитриев, М.В. Макаров

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, makarov.maxim99@mail.ru*

Аннотация. Разработан алгоритм комплексной оценки кодированных речевых сигналов на выходе первичных кодеков сигнала и производной на основе представления Хургина-Яковлева.

Ключевые слова: речевой сигнал (РС), алгоритмы оценки РС, комплексная оценка речевого сигнала и производной.

EVALUATION OF THE QUALITY OF SPEECH SIGNALS AT THE CODEC OUTPUT BASED ON THE KHURGIN-YAKOVLEV REPRESENTATION

V.T. Dmitriev, M.V. Makarov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, makarov.maxim99@mail.ru*

Abstract. An algorithm for the complex estimation of coded speech signals at the output of the signal and derivative primary codecs is developed on the basis of the Khurgin-Yakovlev representation.

Keywords: speech signal, algorithms for the estimation of speech signals, comprehensive evaluation of the speech signal and derivative.

В системах связи с целью обеспечения адаптации параметров первичного кодера существует необходимость в оценке качества речевого сигнала не только на выходе декодера,

происходит суммирование отсчетов сигнала и производной и получаются отсчеты восстановленного сигнала, которые можно оценить.

Необходимо произвести комплексную оценку прореженных отсчетов сигнала и его производной. В качестве эталона могут служить отсчеты сигнала и производной с выхода дециматора. Для определения вклада отсчетов сигнала и производной в общее качество восстановленной речи проводят следующий эксперимент: кодируют отсчеты сигнала и производной с помощью кодека ИКМ без компандера. Как показывают исследования, для такого кодека наиболее точной является оценка во временной области.

Также оценивается качество восстановленной речи на выходе кодека на основе теоремы Котельникова и представления Хургина-Яковлева. Далее определяют соотношение качества прореженных сигнала и производной, их вклад в итоговое отношение С/Ш для представления Хургина-Яковлева.

Комбинированная оценка качества РС

Для комплексной оценки качества отсчетов сигнала и производной, предложено использовать комбинированную оценку качества, учитывающую вклад канала прореженного сигнала и прореженной производной: $K_0 = A_c * K_c + A_n * K_n$, где K_c и K_n – оценка значений каналов сигнала и производной, A_c и A_n – общая оценка сигнала и производной. Комбинированная оценка вычисляется для сигнала и производной отдельно. Оценка качества речи сигнала и производной чаще всего производится на основе 4-х показателей, описанных ниже.

Оценка для прореженных отсчетов сигнала: $K_c = \alpha_c \text{MBSD} + \beta_c \text{MESC} + \gamma_c \text{MFOSD} + \delta_c \text{SNR}$, где $\alpha, \beta, \gamma, \delta$ — коэффициенты, с помощью которых осуществляется учет различного вклада каждого из показателей оценки качества речи MBSD, MESC, MFOSD и SNR, для которых выполняется условие $\alpha + \beta + \gamma + \delta = 1$.

В качестве K_c и K_n оценки, полученные по комбинированному критерию, например:

- MBSD (Modified Bark Spectral Distortion)

$$\text{MBSD} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \sum_{i=1}^K M(n, i) (D(n, i)),$$

где $M(n, i)$ и $D(n, i)$ – i -е параметры искажений уровня ощущения и разницы уровней громкости n -го сегмента анализа;

N – число сегментов в речевом фрагменте;

K – общее количество критических полос.

Данный алгоритм оценки был разработан для отражения такого важного свойства слуха, как маскирование.

- MESC (Modified Excitation Spectral Correlation)

$$\text{MESC} = \frac{1}{G} \sum_{g=1}^G \left(\frac{\left(\sum_{n=1}^{N_{b,g}} \beta_g |X(f_n, g)| \cdot |Y(f_n, g)| \right)^2}{\left(\sum_{n=1}^{N_{b,g}} \beta_g |X(f_n, g)|^2 \sum_{n=1}^{N_{b,g}} \beta_g |Y(f_n, g)|^2 \right)} \right).$$

Данный алгоритм позволяет произвести вычисление оценки качества речи в пределах критических полос спектра с учетом коэффициентов их значимости.

$$\begin{aligned}
 \text{MFOSD} &= \sum_{m=2}^M \sum_{g=1}^G \beta_g \sum_{n=1}^{N_{b,g}} P_2(f_n, g, N_{\text{seg}} m) = \\
 &= \sum_{m=2}^M \sum_{g=1}^G \beta_g \sum_{n=1}^{N_{b,g}} \left(\frac{|Y(f_n, g, N_{\text{seg}} m)|}{|Y(f_n, g, N_{\text{seg}}(m-1))|} - \frac{|X(f_n, g, N_{\text{seg}} m)|}{|X(f_n, g, N_{\text{seg}}(m-1))|} \right).
 \end{aligned}$$

где M — количество сегментов РС;

$P_2(f_n, g, m)$ — показатель FOSD для g -ой критической полосы спектра сегмента m с длиной N_{seg} ;

β_g — коэффициент «значимости» спектральных составляющих g -ой критической полосы;

$X(f_n, g, m)$ и $Y(f_n, g, m)$ — g -ая критическая полоса спектра сегмента m с длиной N_{seg} исходного и декодированного РС.

$$\text{ОСШ} = 10 \lg \sum_{i=1}^K \frac{x^2(i)}{\sum_{i=1}^K (x(i) - y(i))^2},$$

где $x(i)$ и $y(i)$ — i -е отсчеты исходной и зашумленной реализации речевого сигнала;

K — общее количество отсчетов в исследуемом речевом фрагменте.

ОСШ учитывает общие мощности сигнала и шума на всей длительности испытательного сигнала. При исследовании некоторых речевых кодеков большое значение имеют кратковременные отношения сигнал-шум, вычисленные на коротких сегментах РС. Таким образом учитывается сегментный характер слухового восприятия элементов речи. Коэффициенты A_c и A_p можно найти экспериментальным путем или из соотношения энергии сигнала и производной: $E_c = 3 * E_p$.

Таким образом, общая формула для комбинированного критерия общей оценки для канала сигнала и производной и для общей оценки будет иметь вид: $K_0 = A_c * K_c + A_p * K_p$, где K_c и K_p — оценка по каналам сигнала и производной, A_c и A_p — общая оценка сигнала и производной.

Заключение

Предложенный алгоритм комплексной оценки позволяет получить общую оценку используя оценку кодированных отсчетов сигнала и производной этого сигнала на выходе кодера речевого сигнала. Используемый алгоритм реализуется в системе на основе представления Хургина-Яковлева для адаптации кодера по его выходным значениям.

Библиографический список

1. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева // Радиотехника. 2003. №1. С. 73-75.
2. Дмитриев В.Т. Помехоустойчивость кодеков речи на основе алгоритма Хургина-Яковлева // Вестник РГРТА Вып. №12, 2003 – С. 133-136.
3. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Комплексный алгоритм объективной оценки качества декодированного речевого сигнала при действии акустических помех. // Труды СПИИРАН 2018 №1 – С. 34 -55.
4. В.Т. Дмитриев, Д.С. Константинова. Алгоритм комплексной оценки качества речи в канале связи. // Вестник РГРТУ. 2016. №56 – С.42-47

УДК 004.31; ГРНТИ 49.37

РАЗРАБОТКА МОДИФИКАЦИИ АЛГОРИТМА КОДИРОВАНИЯ CELP С ПЕРЕМЕННОЙ СКОРОСТЬЮ ПЕРЕДАЧИ

Ю.В. Муравьева

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, muravyova.yuv@yandex.ru*

Аннотация. В данной работе предложена модификация алгоритма кодирования CELP с переменной скоростью передачи на основе адаптации кодека к акустически шумам.

Ключевые слова: скорость передачи, речевой сигнал, кодирование речи, кодек CELP, линейное предсказание.

DEVELOPMENT OF A MODIFICATION OF THE CELP CODING ALGORITHM WITH A VARIABLE BIT RATE

Yu.V. Muravyova

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, muravyova.yuv@yandex.ru*

Abstract. In this paper, we propose a modification of the CELP coding algorithm with a variable bit rate based on the adaptation of the codec to acoustic noise.

Keywords: bit rate, speech signal, speech coding, CELP codec, linear prediction.

В настоящее время системы передачи стараются достичь определенного баланса между качеством сигнала и скоростью передачи. Данная проблема исходит из того, что в процессе обработки сигнала происходят сложные преобразования, для реализации которых требуется обеспечить достаточно вычислительные затраты. Данные операции могут создать задержку сигнала или снизить быстродействие [1,2].

Использование низкоскоростного способа передачи позволяет сократить избыточность передаваемого речевого сигнала, скорость его передачи и сократить затраты телекоммуникационных предприятий за счет разработки более интеллектуальных систем кодирования. Используя данный подход были разработаны различные способы кодирования. Наиболее популярным в настоящее время является алгоритм кодирования CELP (Code Excited Linear Prediction – кодирование на основе линейного предсказания и кодового возбуждения). Данный алгоритм осуществляет анализ через синтез способов кодирования. Также его отличительной особенностью, позволяющей повысить эффективность, является работа в замкнутом цикле [3].

Кодек CELP имеет в своем составе такие элементы как усилитель, кодовая книга, фильтр долгосрочного и краткосрочного предсказания. Фильтры и усилитель играют роль синтезирующего пути. Усилитель в этой схеме отвечает за масштабируемость последовательностей, извлекаемых из кодовой книги [4].

Общая схема кодера CELP представлена на Рис. 4 1.

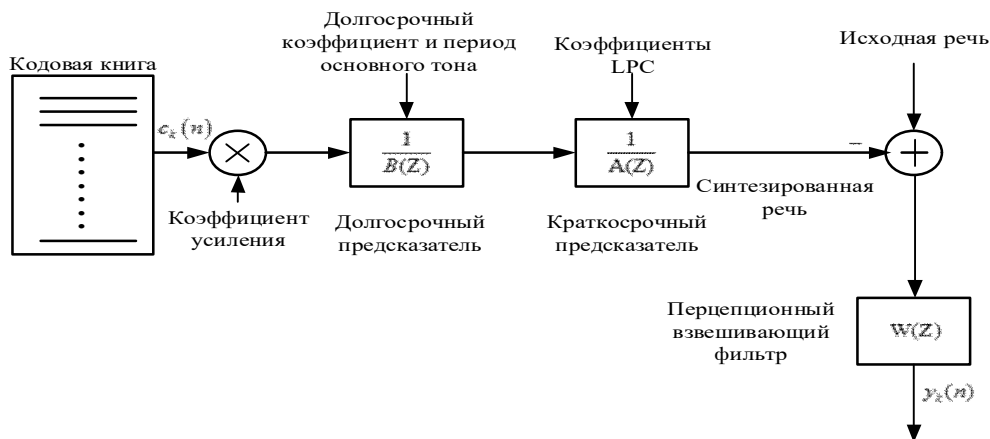


Рис. 4. Схема кодера CELP

Предсказатели являются основными элементами данной схемы. Рассмотрим каждый из них более подробно. Долгосрочный предсказатель позволяет сохранять отсчеты, которые смещены по времени. Таким образом, данный предсказатель можно описать такими показателями, как задержка и коэффициент фильтра. Впоследствии величина задержки преобразуется в индекс кодовой книги [5].

Следующим основным элементом является краткосрочный предсказатель. Именно он отвечает за линейное предсказание (LPC). Информация для формирования LPC берется из изначального РС.

Кодовая книга также является важным элементом цепи. В ней содержатся последовательности. Все они проходят через краткосрочный и долгосрочный предсказатель, где происходит их преобразование. Результат этих преобразований сохраняется. После того, как все k последовательностей кодовой книги подверглись преобразованию, происходит сравнение результатов. В результате выбирается та последовательность, которая обладает наименьшей среднеквадратической ошибкой. Кодовые книги на приемной и передающей стороне одинаковы, и последовательности в них имеют одинаковые индексы. Именно индекс выбранной последовательности отправляется по каналу связи на приемную сторону, где происходит синтез речи, аналогично, как и в кодере.

Отличительной особенностью кодека CELP по сравнению с большинством других кодеков так же является то, что в нем происходит минимизация ошибок на взвешенной области, а не минимизация квадратичной ошибки. Данная особенность обусловлена тем, что при таком подходе искажения могут быть закодированы на частотах, которые не слышны человеку.

Данный кодек позволяет обеспечить отличные результаты, из-за чего и стал широко применяться и совершенствоваться. В результате, с момента открытия появилось множество модификаций, обладающих своими особенностями.

В основу работы кодека CELP положено использование гибридного сжатия. Данный подход обладает всеми достоинствами сжатия волны и вокодеров, которые используются во многих других алгоритмах. Благодаря этому получилось добиться отличного качества РС на приемной стороне, а также уменьшить количество данных, необходимых для передачи, по сравнению с ранее используемыми кодеками. Эти преимущества увеличили популярность алгоритма CELP в сфере сотовой связи, т.к. такой подход экономит ограниченную полосу пропускания [6].

Теперь можно перейти непосредственно к модели речеобразования кодека CELP. Схематично он изображен на рисунке 2.

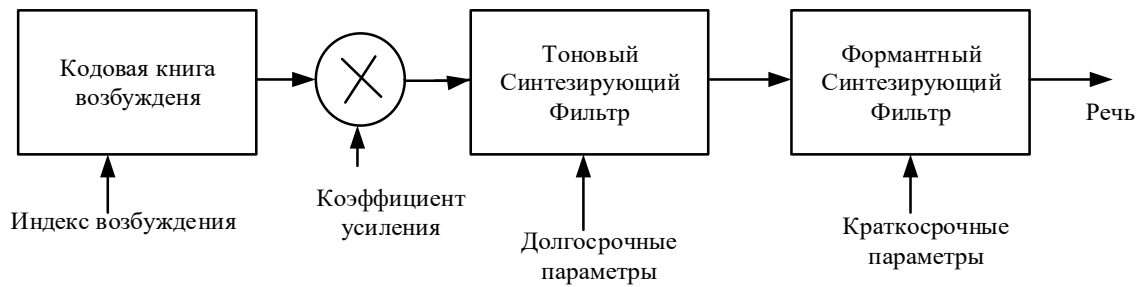


Рис. 5. Модель речеобразования кодека CELP

Принцип работы данной схемы следующий.

Из кодовой книги берется сигнал возбуждения с определенным индексом.

Выбранная последовательность проходит через усилитель, где происходит ее масштабирования до некоторого уровня. Данная величина зависит от коэффициента усиления.

Полученная последовательность фильтруется с помощью тонового и формантного фильтров.

В результате данных преобразований на выходе получается РС.

Тоновый фильтр необходим для того, чтобы появилась периодичность в РС, которая в свою очередь связана частотой основного тона. Для восстановления спектра сигнала используется второй фильтр.

В основу работы кодека CELP положено разделение РС на кадры и субкадры. Данная идея появилась при введении в состав алгоритма краткосрочного и долгосрочного предсказания. По сути один большой кадр содержит в себе несколько субкадров. Данный подход обусловлен также тенденцией разделения одной большой задачи на несколько небольших подзадач. Это повышает эффективность системы. Как было сказано ранее долгосрочный предсказатель занимается обработкой субкадров. Это обусловлено тем, параметры в нем требуется часто обновлять. В результате такого подхода долгосрочный предсказатель не эффективен в тех ситуациях, когда временной интервал становится большим.

На практике длина кадра чаще всего принимается равной 20мс, а длина субкадра в нем 5мс. В итоге в одном кадре содержится около 200 отсчетов, что соответствует 50 отсчетов к каждому субкадру. Обычно стараются найти баланс в отношении длины кадра, т.к. чем длиннее кадр, тем больше задержка из-за объема обрабатываемой информации, но данная обработка легче, а скорость сигнала на выходе меньше [7].

Можно выделить определенные параметры кодека CELP, которые уже используются в существующих реализациях. В таблице выделено часть параметров для реализаций кодека CELP на некоторых скоростях.

Таблица. Параметры для различных скоростей кодека CELP

Скор. Передачи Кбит/с	Длительность кадра (мс)	Размер кадра (число отсчетов)	Длительность подкадра (мс)	Число параметров ЛКП	Длина кодового вектора (число отсчетов в подкадре)
16	20	160	5	12	40
9.6	20	160	5	10	40
7	20	160	5	10	40
6.8	20	160	5	10	40
4.9	30	240	7.5	10	60
4.8	30	240	7.5	10	60

Кодирование осуществляется следующим образом [8].

1) РС разделяется на кадры и субкадры. Каждый кадр состоит из четырех субкадров. Кадр обычно имеет длительность $10 < K < 30$ мс, а длина субкадра от $5 < C < 7.5$ мс.

2) Чтобы определить коэффициент линейного предсказания (LPC), все кадры подвергаются краткосрочному анализу, а каждый субкадр подвергается долгосрочному анализу ошибки предсказания. Благодаря осуществлению данных операций находятся коэффициенты фильтра синтеза основного тона, фильтра синтеза формант и перцепционного взвешивающего фильтра.

3) Для каждого субкадра происходит поиск сигнала возбуждения в кодовой книге, при этом следует учитывать, что длина кодового вектора возбуждения и длина субкадра идентичны. Далее происходит создание отфильтрованных последовательностей возбуждения с определенным усилением. Определяется сумма квадратичных ошибок для всех последовательностей и кодовых векторов. Далее методом сравнения находится одна последовательность, которая имеет наименьшую ошибку и для нее берется коэффициент усиления.

4) Следующим шагом является вычисление всех необходимых параметров: коэффициент усиления, коэффициент линейного предсказания, параметры LP и индекс кодовой книги. Вся информация кодируется и передается на приемную сторону в виде битового потока [9].

Таким образом, после осуществления всех шагов на передающей стороне и определении всех требуемых параметров для восстановления РС информация отправляется на приемную сторону, где расположен декодер. На приемной стороне происходит прием всех данных и их декодирования. Полученная информация распределяется по блокам. Чтобы увеличить качество РС перед выходом ставится постфильтр.

В данной работе был изучен алгоритм кодирования CELP при воздействии всех видов АШ. Данный кодек относится к типу адаптивных к акустической обстановке.

Библиографический список

1. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева// Радиотехника. 2003. №1. С. 73-75.
2. В.Т. Дмитриев Помехоустойчивость кодеков речи на основе алгоритма Хургина-Яковлева/ Вестник РГРТА Вып. №12, 2003 – С.133-136.
3. Bishnu S. Atal, AT & T Bell Laboratories. Code-Excited Linear Prediction (CELP): High-Quality Speech At Very Low Bit Rates. 1985. – 4с.
4. Шелухин О.И., Лукьянцев Н.Ф. Цифровая обработка и передача речи – М.: Радио и связь, 2000. – 456с.
5. Goldberg, Randy G. "Related Internet Sites". A Practical Handbook of Speech Coders . 2000.
6. Kondo A.M. Digital Speech: Coding for Low Bit Rate Communication Systems. Second Edition; 2004. – 459с.
7. В.Т. Дмитриев Помехоустойчивость кодеков речи на основе алгоритма Хургина-Яковлева/ Вестник РГРТА Вып. №12, 2003 – С.133-136.
8. В.Т. Дмитриев, А.Ф. Янак Исследование воздействия акустических шумов на первичные кодеки речевых сигналов. //Вестник РГРТУ2016. №2 (Выпуск 56) - С.38-44.
9. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Комплексный алгоритм объективной оценки качества декодированного речевого сигнала при действии акустических помех. // Труды СПИИРАН 2018 №1 – С. 34 -55.

УДК 004.31; ГРНТИ 49.37

АДАПТАЦИЯ КОДЕКА РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ К ТЕМПУ РЕЧИ

В.Т. Дмитриев, Э.А. Бронникова

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, emiliabronnik@yandex.ru*

Аннотация. В работе рассматривается адаптация кодека речевых сигналов к темпу речи. Предложен алгоритм адаптации низкоскоростного кодека, состоящий из двух процедур, приведены результаты применения данного метода.

Ключевые слова: речевой сигнал (РС), темп речи, адаптация кодека речи, разборчивость речи, детектор активности речи(VAD).

ADAPTING THE SPEECH SIGNAL CODEC TO THE SPEECH RATE

V.T. Dmitriev, E.A. Bronnikova

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, emiliabronnik@yandex.ru*

The summary. The paper considers the adaptation of the speech signal codec to the speech rate. An algorithm for adapting a low-speed codec consisting of two procedures is proposed, and the results of applying this method are presented.

Keywords: speech signal (SS), speech rate, speech codec adaptation, speech intelligibility, speech activity detector (VAD).

Важнейшей тенденцией в развитии телекоммуникационных систем является широкое внедрение цифровой обработки и передачи сигналов, а также проникновение цифровых технологий в различные области жизни человека. Разработка и своевременное развитие систем речевого взаимодействия человека с человеком с помощью цифровой техники или человека с компьютером является на сегодняшний день одной из актуальных задач. Разработка адаптивных алгоритмов, которые будут подстраиваться под различные условия и устройств аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования речевых сигналов, обеспечивающих передачу речи на заданной скорости с требуемым качеством, представляет собой достаточно сложную задачу.

Существующие системы передачи информации для обеспечения наилучшего качества на выходе кодека речевых сигналов (РС) требуют обеспечения нормального темпа речи. Эта проблема особенно актуальна для низкоскоростных кодеков со скоростью передачи ниже 2400 бит/с, таких как Codec2 и других низкоскоростных алгоритмов кодирования РС [1]. В основе методов низкоскоростной передачи речи лежит параметрическое кодирование, т.е. её представление не речевым колебанием, а набором медленно изменяющихся параметров, определяющих понятность речи и, в ряде случаев, узнаваемость говорящего, требующих для своей передачи меньшей скорости цифрового потока. Низкоскоростным кодекам свойственны определенные ухудшения параметров, влияющие на качество передачи и разборчивости речи. Одними из основных факторов влияющие на недостатки при использовании данных кодеков являются: искажения квантования, временная задержка, амплитудно – частотные искажения, потери кадров, потеря пакетов, битовые ошибки, ухудшение разборчивости на приемной стороне при высоком темпе речи [2,3].

Разборчивость речи — относительное количество правильно принятых элементов речи (звуков, слогов, слов, фраз), выраженное в процентах от общего числа переданных элементов. На данный параметр могут повлиять многие факторы, включая точность произношения, слышимость и скорость речи [4].

Темп речи — скорость произнесения элементов речи. Нормальным темпом согласно ГОСТ Р 50840-95 считается 8 звуков в секунду. В существующих системах передачи РС проблеме ускорения темпа речи не уделяется существенного внимания. Повышенный темп речи является причиной её искажений во многих известных системах первичного кодирования.

Увеличение темпа речи приводит к реорганизации сегментного состава слов, существенно возрастает частотность редукции как гласных, так и согласных звуков. Выпадение гласных при их сочетаниях в речевой цепи и в позиции между согласными существенно влияет в некоторых случаях на слоговую структуру слова, обуславливая её изменение, например: *куталась* – [ку'тлѣс'], *запахом* – [за'пхѣм]. Отличительной чертой слов, произнесенных в ускоренном темпе, является стяжение нескольких структур в одну, в следствии чего увеличивается объем РС. В то время как слова, произнесенные в нормальном темпе, отличаются более дробным членением фразы, в них встречается довольно большое количество выделенных односложных слов (личных местоимений, союзов и т.п.), в ускоренном темпе наблюдается тенденция к объединению таких слов в один РС. При ускоренном темпе встречаются и такие случаи, в которых ритмические единицы объединяются и реорганизуют при этом свою структуру. Также следует отметить, что быстрый темп приводит к увеличению объема ритмических структур, причем укрупнение слогового состава РС в быстром темпе часто является результатом нейтрализации ряда выделенных слогов в этих текстах, маскирующих ритмические единицы.

Повышение темпа выше 8 звуков в секунду приводит к довольно сильному падению разборчивости речи на приемной стороне. Это обусловлено тем, что увеличивается скорость изменения параметров РС, которые вычисляются в низкоскоростном кодеке, следовательно, изменяется период, на котором производится анализ статических характеристик сигнала. В известной литературе он получил название «кадра». Длина кадра определяется в силу периода квазистационарности РС, который определяется в интервале от 10 до 32 мс исходя из средних параметров речи. Особенно сильно этот эффект проявляется при повышении в РС границы ускоренного темпа выше 12 звуков в секунду.

Предложен алгоритм адаптации кодека речевых сигналов к темпу речи, который основан на двух процедурах:

1. Исключение пауз, которые составляют до 30% общей длительности речевого сигнала, между фонемами и отдельными словами с помощью известных алгоритмов VAD, которые выделяют во входном речевом сигнале активную речь и паузы, при этом качество восстановленной речи остается практически на том же уровне.

Под паузой понимается сегмент РС, на котором нет речевой активности. Продолжительность паузы чаще всего определяется причиной ее образования. В разговорной речи паузы образуются, когда органы артикуляции находятся в сомкнутом состоянии, что связано с произношением смычных согласных. При этом продолжительность таких пауз составляет 0,1 с [5]. При чтении длительность лингвистических пауз на границах синтагм (последовательности слов или морфем) не превышает значения 0,75 с, а между предложениями варьируется от 0,5 до 1,5 с [6]. При этом фрагменты сигнала, определяемые как активная речь, кодируются одним из известных алгоритмов с характерной скоростью 4...8 кбит/с. Фрагменты, определяемые как паузы, кодируются и передаются с достаточно низкой скоростью (0,1...0,2 кбит/с). Для корректного детектирования активных участков речи и пауз необходимо отношение сигнал/шум 7-10 дБ.

Другим методом исключением пауз может служить субполосное кодирование, с помощью которого осуществляется сжатие речевого сигнала за счет учета его частотных свойств. То есть при неравномерном заполнении частотного диапазона за счет разделения сигнала на субполосы возможно уменьшить суммарное число бит, отводимых на кодирование сигнала.

2. Растяжение речевого сигнала по времени за счет освободившихся временных интервалов.

Возможно несколько способов реализации данной процедуры. Одним из способов изменения продолжительности РС реализуется с помощью преобразование частоты дискретизации (f_d). Это математическая операция, которая эффективно восстанавливает непрерывный

сигнал из его выборок, а затем снова производит выборку этого сигнала с другой скоростью, в результате чего на выходе речевой сигнал замедляется. Растяжение речевого сигнала по времени за счет компенсации пауз реализуется во временной или частотной областях.

Во временной области из сигнала выбирается определенный период, соответствующий темпу фрагмента РС (например, 20 мс), и из исходного потока с определенным смещением берутся отрывки данной длины, далее выстраиваются один за другим внахлест с перекрестным затуханием. Для растяжения РС необходимо при этом, чтобы смещение было меньше заданного периода. В частотной области производится преобразование Фурье, после чего образуется набор синусоид с помощью их растяжения можно добиться увеличения длительности речевого сигнала на освободившиеся временные интервалы.

Схема предложенного алгоритма адаптации кодека речевых сигналов приведена на рисунке 1.

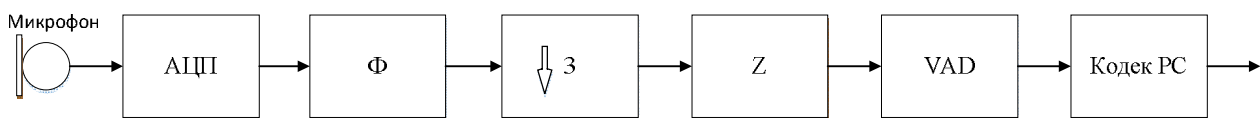


Рис. 1. Схема адаптации кодека речевых сигналов к темпу речи:
АЦП – аналого – цифровой преобразователь; Ф – фильтр;
VAD – детектор активности речи, Z – блок задержки

Показано, что с помощью предложенного метода можно снизить темп речи в 1,3...1,5 раза, что обеспечивает хорошую разборчивость даже при исходном темпе в интервале от 16 до 18 звуков в секунду. Для оценки на примере «Codec2» при скорости передачи 1200 бит/с разборчивость речи, согласно ГОСТ P50840 – 95, увеличилась с 55% до 80% и при скорости 600 бит/с с 35% до 65% соответственно [7].

На сегодняшний день применение в системах связи низкоскоростных систем передачи речи для массового пользования является возможным только при условии обеспечения достаточно высокого качества передачи речи по каналам связи. Для этого целесообразно применять предложенный метод адаптации кодека речевых сигналов к такому параметру как темп речи.

Библиографический список

1. Цифровая обработка и передача речи / Под ред. О.И Шелухина. – М.: Радио и связь, 2000. - 456 с.: ил.
2. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева// Радиотехника. 2003. №1. С. 73-75.
3. В.Т. Дмитриев Помехоустойчивость кодеков речи на основе алгоритма Хургина-Яковлева/ Вестник РГРТА Вып. №12, 2003 – С.133-136.
4. В.Т. Дмитриев, А.Ф. Янак Исследование воздействия акустических шумов на первичные кодеки речевых сигналов. //Вестник РГРТУ2016. №2 (Выпуск 56) - С.38-44.
5. Варшавский, Л. А. Исследование формантного состава и некоторых других характеристик звуков русской речи / Л. А. Варшавский, И. М. Литвак // Проблемы физиологической акустики. – 1955. – Т. 3. – С. 5–17.
6. Goldman-Eister, F. Pauses, clauses, sentences / F. Goldman-Eister // Language and Speech. – 1972. – V. 15, № 3. – P. 103–113.
7. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Комплексный алгоритм объективной оценки качества декодированного речевого сигнала при действии акустических помех. // Труды СПИИРАН 2018 №1 – С. 34 -55.

УДК 004.932; ГРНТИ 47.51.39

ОБНАРУЖЕНИЕ ЧАСТИЦ АТМОСФЕРНЫХ ОСАДКОВ НА ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СОГЛАСОВАННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

А.А. Бауков

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, baukov.andrej@yandex.ru*

Аннотация. Рассмотрены принципы согласованной фильтрации изображений. Проанализирована возможность использования согласованных фильтров для обнаружения частиц атмосферных осадков на видеоизображениях. Предложено использование компоненты цветности пикселей изображения для выделения частиц осадков относительно других объектов в кадре с целью улучшения результатов согласованной фильтрации. Предложен алгоритм детектирования частиц дождя на видеоизображениях с применением банка согласованных пространственных фильтров, позволяющего достичь уровня ошибок первого рода 9,7% и уровня ошибок второго рода 15,1%.

Ключевые слова: обработка видеоизображений, согласованная фильтрация, частотная характеристика фильтра, цветность изображения, нормированные уровни ошибок первого и второго рода.

DETECTION OF PARTICLE PRECIPITATION ON THE VIDEO IMAGE USING THE MATCHED FILTERING

A.A. Baukov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, baukov.andrej@yandex.ru*

Abstract. The principles of matched image filtering are considered. The possibility of using matched filters for detecting precipitation particles in video images is analyzed. It is proposed to use the chroma component of the image pixels to distinguish precipitation particles relative to other objects in the frame in order to improve the results of matched filtering. An algorithm for detecting rain particles on video images using a bank of matched spatial filters is proposed, which allows achieving the level of errors of the first kind of 9.7% and the level of errors of the second kind of 15.1%.

Keywords: video image processing, matched filtering, filter frequency response, chroma, normalized error levels of the first and second kind.

Телевизионные изображения, а также видеоизображения, предназначенные для использования в системах технического зрения, часто снимаются в неблагоприятных погодных условиях. Так, атмосферные осадки (дождь, снег, град) значительно ухудшают видимость отдельных объектов видеосцены, что приводит к снижению качества видеоизображения, ухудшению восприятия телезрителем или к сбоям в работе алгоритмов системы технического зрения. В работах [1] – [3] представлены подходы к устранению видимости частиц атмосферных осадков. Как правило, данные алгоритмы предполагают обработку видеоизображений, снятых неподвижной видеокамерой, то есть видеоизображений, подвижными объектами на которых являются только частицы осадков (капли дождя, снежинки) и некоторые объекты среднего и дальнего планов, например, люди, автомобили. В этом случае алгоритмы обработки [1] – [3] используют пороговое сравнение нескольких последовательных кадров с последующей классификацией обнаруженных движущихся объектов на частицы осадков, которые необходимо устранить, и остальные объекты, видимость которых должна остаться неизменной или улучшиться. Если во время видеосъемки камера движется, то описанный принцип обнаружения частиц атмосферных осадков не может с достаточной степенью точности отделить капли дождя или снежинки от других объектов, поскольку от кадра к кадру изменяется положение не только движущихся объектов, но и неподвижного фона, в результате чего при пороговом сравнении кадров выделяются большие области изображения, распознать в которых частицы осадков часто представляется невозможным. Таким образом, возникает за-

дача разработки алгоритма обнаружения атмосферных осадков на видеоизображениях, снятых движущейся видеокамерой.

Применение метода согласованной фильтрации

Очевидно, что использование процедуры порогового сравнения в разрабатываемом алгоритме нецелесообразно. Поэтому в данной работе для обнаружения частиц осадков в кадре предлагается использование банков согласованных пространственных фильтров. Как известно, выходной сигнал согласованного пространственного фильтра соответствует пространственной корреляции между входным и эталонным изображениями [4]. Частотная характеристика $H(\omega_x, \omega_y)$ данного фильтра описывается выражением [4]:

$$H(\omega_x, \omega_y) = \frac{T^*(\omega_x, \omega_y)}{F(\omega_x, \omega_y)}, \quad (1)$$

где $T(\omega_x, \omega_y)$ – спектр эталонного изображения $t(x, y)$,

$F(\omega_x, \omega_y)$ – спектральная плотность шума,

(x, y) – координаты пиксела.

В данном случае под шумом понимается составляющая $f(x, y)$ видеокadra, не подверженная воздействию частиц осадков. При этом входной сигнал видеокadra $f_{\text{вх}}(x, y)$ состоит из сигнала $f(x, y)$ и сигнала $t(x, y)$, соответствующему изображению частиц осадков:

$$f_{\text{вх}}(x, y) = f(x, y) + t(x, y). \quad (2)$$

Для вычисления частотной характеристики согласованного фильтра $H(\omega_x, \omega_y)$ требуется оценить функции $T(\omega_x, \omega_y)$ и $F(\omega_x, \omega_y)$. Для этого в данной работе предлагается использовать кадры, при съёмке которых видеокамера была неподвижна. При обработке данных кадров целесообразно применять алгоритм, предложенный в работе [5], в котором обнаружение частиц атмосферных осадков производится с использованием процедуры порогового сравнения трёх последовательных кадров и применением решающих правил с целью отделения искомых частиц от других движущихся объектов. Далее из совокупности обнаруженных частиц осадков необходимо выбрать I эталонов, то есть прямоугольных изображений наиболее типичных капель дождя или снежинок различного размера. При этом для получения наиболее корректной частотной характеристики согласованного фильтра целесообразно в качестве эталонов выбирать изображения частиц осадков, которые наложены на однородный фон. Это означает выбор частиц, которым соответствует изображение фона (например, на предыдущем кадре) с минимальной дисперсией интенсивности значений пикселей. Изображение i -го эталона определяется как

$$t_i(x, y) = f_{i\text{вх}}(x, y) - f_i(x, y). \quad (3)$$

Так как в процессе синтеза банка согласованных фильтров используются кадры, при съёмке которых видеокамера неподвижна, изображение фона $f_i(x, y)$ i -го эталона может быть получено из предыдущего кадра, на котором данная область пикселей не подвержена воздействию частицы осадков.

Далее с помощью двумерного дискретного преобразования Фурье [6] для i -го эталона $t_i(x, y)$ и соответствующего ему фоновому изображению $f_i(x, y)$ рассчитываются функции $T_i(\omega_x, \omega_y)$ и $F_i(\omega_x, \omega_y)$. По формуле (1) вычисляются частотные характеристики $H_i(\omega_x, \omega_y)$ согласованных фильтров.

При движении видеокамеры обнаружение частиц атмосферных осадков выполняется методом согласованной фильтрации каждого кадра видеоизображения. В данном процессе кадр последовательно подвергается обработке каждым фильтром банка согласованных фильтров, частотные характеристики $H_i(\omega_x, \omega_y)$ которых рассчитаны ранее с использованием кадров, при съёмке которых видеокамера неподвижна. Результатом фильтрации кадра являются I выходных изображений, которые на следующем этапе алгоритма подвергаются пороговой обработке. Значение интенсивности каждого пикселя i -го выходного изображения сравнивается с пороговым значением p_i . В результате пороговой обработки образуются I двоичных изображений, которые с помощью логического суммирования объединяются в одно изображение. Далее к двоичному изображению – результату логического суммирования – применяются решающие правила, описанные в работе [5]. На заключительном этапе предложенного алгоритма принимается, что пиксели со значением «1» соответствуют частице осадков на исходном кадре, а пиксели со значением «0» соответствуют пикселям исходного кадра, которые не подвержены воздействию осадков.

Использование компоненты цветности изображения

В результате предварительных экспериментальных исследований установлено, что воздействие частиц атмосферных осадков приводит к потере цветности пикселей кадра видеоизображения. Под цветностью понимается величина

$$C = \max(r, g, b) - \min(r, g, b), \quad (4)$$

где (r, g, b) – интенсивность соответственно красной, зелёной и синей компонент пикселя в цветовом пространстве RGB [7].

Тогда, если из монохромного изображения кадра, полученного как среднее значение интенсивностей красной, зелёной и синей компонент пикселей, вычесть компоненту цветности C , то интенсивность пикселей, не затронутых осадками, уменьшится значительно сильнее, чем интенсивность пикселей частиц осадков. Это приведёт к тому, что капли дождя или снежинки на обрабатываемом изображении будут более заметными относительно других объектов, что позволит улучшить качество согласованной фильтрации и, следовательно, повысить вероятность правильного обнаружения частиц атмосферных осадков.

Предложенный алгоритм обнаружения частиц атмосферных осадков на видеоизображениях

Предложенный алгоритм обнаружения частиц атмосферных осадков на видеоизображениях включает следующие этапы:

- 1) выбор как минимум трёх последовательных кадров, при съёмке которых видеокамера оставалась неподвижной;

- 2) обнаружение частиц осадков на данных кадрах (кроме первого и последнего) с помощью алгоритма, описанного в работе [5], который основан на процедуре порогового сравнения трёх последовательных кадров и применении решающих правил;
- 3) выбор I эталонов-изображений частиц осадков $t_i(x, y)$ различного размера с наименьшими значениями дисперсии интенсивности значений пикселей;
- 4) расчёт спектров $T_i(\omega_x, \omega_y)$ каждого эталонного изображения частицы осадков $t_i(x, y)$ [6];
- 5) выделение из предыдущего кадра изображений фоновых составляющих $f_i(x, y)$ для каждого соответствующего эталонного изображения частицы осадков $t_i(x, y)$;
- 6) расчёт энергетических спектров $F_i(\omega_x, \omega_y)$ фоновых составляющих $f_i(x, y)$ [6];
- 7) расчёт частотных характеристик $H_i(\omega_x, \omega_y)$ согласованных пространственных фильтров согласно выражению (1);
- 8) подача на вход алгоритма кадра, снятого при движении видеокамеры;
- 9) преобразование RGB-кадра в монохромную форму усреднением значений интенсивностей красной, зелёной и синей компонент пикселей;
- 10) вычитание из монохромного изображения кадра компоненты цветности $C(x, y)$, вычисленной согласно выражению (4);
- 11) обработка поданного кадра согласованными фильтрами с рассчитанными частотными характеристиками $H_i(\omega_x, \omega_y)$ и получение I изображений на выходе банка фильтров;
- 12) пороговая обработка I изображений, полученных на этапе 11;
- 13) логическое суммирование I двоичных изображений, полученных на этапе 12;
- 14) использование решающих правил, описанных в работе [5];
- 15) принятие решения о принадлежности каждого пикселя к изображению частицы осадков (пиксели со значением «1» соответствуют частице осадков на исходном кадре, а пиксели со значением «0» соответствуют пикселям исходного кадра, которые не подвержены воздействию осадков);
- 16) подача на вход алгоритма следующего кадра, снятого при движении видеокамеры и т. д.

Экспериментальное исследование предложенного алгоритма

Для проверки работоспособности предложенного алгоритма использованы видеоизображения, снятые неподвижной видеокамерой и не содержащие никаких движущихся объектов, кроме частиц дождя. На первом этапе исследований обнаружение частиц дождя выполнено с помощью алгоритма, описанного в работе [5]. Полученные результаты обнаружения приняты за истину. На следующем этапе произведено детектирование капель дождя на данных видеоизображениях предложенным алгоритмом. Далее вычислены нормированные уровни ошибок первого и второго рода [8]. В результате исследований установлено, что предложенный алгоритм выполняет обнаружение частиц дождя на видеоизображениях с уровнем ошибок первого рода 9,7% и уровнем ошибок второго рода 15,1%.

Таким образом, проанализирована возможность использования метода согласованной фильтрации для обнаружения частиц атмосферных осадков на видеоизображениях. Предложен алгоритм детектирования частиц дождя на видеоизображениях с применением банка согласованных пространственных фильтров, позволяющего достичь уровня ошибок первого рода 9,7% и уровня ошибок второго рода 15,1%.

Библиографический список

1. Brewer N., Liu N. Using the Shape Characteristics of Rain to Identify and Remove Rain from Video // Structural, Syntactic, and Statistical Pattern Recognition. 2008.
2. Garg K., Nayar S.K. Vision and rain // International Journal of Computer Vision. 2007. Vol. 75. No. 1. P. 3-27.
3. Jia Z., Wang H., Caballero R.E., Xiong Z., Zhao J., Finn A. A two-step approach to see-through bad weather for surveillance video quality enhancement // Machine Vision and Applications. 2012. Vol. 23. No. 6. P. 1059-1082.
4. Прэтт У. Цифровая обработка изображений. М.: Мир, 1982. Кн. 2. 480 с.
5. Kirillov S.N., Lisnichuk A., Batishchev A.V., Aronov L.V., Baukov A.A. Adaptive Software-Configurable System Development to Receive, Transmit and Process Information // 2020 International Scientific and Technical Conference Modern Computer Network Technologies (MoNeTeC). 2020. P. 1-6.
6. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. Изд. 3-е. М.: Техносфера, 2012. 1104 с.
7. Olari C. Standard colorimetry: definitions, algorithms and software. Chichester, West Sussex: John Wiley & Sons. 2016.
8. Савинов А.Н., Иванов В.И. Анализ решения проблем возникновения ошибок первого и второго рода в системах распознавания клавиатурного почерка // Вестник ВУиТ. 2011. №18.

УДК 621.39; ГРНТИ 49.03.05

ОЧИСТКА РЕЧЕВОГО СИГНАЛА ОТ АКУСТИЧЕСКИХ ШУМОВ В КОДЕКАХ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ

Е.А. Мартынов

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, egor130909@gmail.com.*

Аннотация. В статье представляется обзор существующих методов шумоочистки, а так – же разработка алгоритма, предназначенного для повышения качества восприятия речевых сигналов, подверженных воздействию искажений и акустических помех.

Ключевые слова: подавление акустических шумов, речевой сигнал, помехоустойчивость, маскирование.

SPEECH SIGNAL PURIFICATION FROM ACOUSTIC NOISE IN SPEECH SIGNAL CODES

Е.А. Martynov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russian Federation, Ryazan, egor130909@gmail.com.*

The summary. The article presents an overview of existing methods of noise cleaning, as well as the development of an algorithm designed to improve the quality of perception of speech signals exposed to distortion and acoustic interference.

Keywords: suppression of acoustic noise, speech signal, noise immunity, masking.

Записанный или передаваемый речевой сигнал (РС) будет отличаться от оригинального. Это можно объяснить наличием искажений и помех в каналах связи, в составе уже записанного РС, а так – же особенностями человеческого слуха. Искаженный или замаскированный помехой полезный сигнал очень тяжело обработать. В целях повышения разборчивости разработан специальный класс алгоритмов цифровой обработки - шумоочистка.

Существующие методы шумоочистки

Известны следующие способы шумоочистки:

1. Применение скрытых марковских моделей [4]. Алгоритм очистки от шума основывается на представлении статистической модели РС в виде скрытой марковской цепи, которая связана со звуковой структурой сигнала.

2. Оценка минимальной среднеквадратической ошибки (СКО) [5]. Алгоритм основан на оценке амплитудного спектра. Считается одним из лучших среди методов фильтрации, основанных на использовании одного микрофона. С его помощью существенно снижается уровень шума в РС и не вносятся остаточные затухания.

3. Применение искусственных нейронных сетей. Прогнозируется, что в скором времени в классе алгоритмов шумоочистки появятся мощные алгоритмы фильтрации, основанные на нейронных сетях. Это связано с утверждением о том, что нейронные сети имеют огромный потенциал в области непараметрического моделирования различных типов плотностей.

4. Полосовая фильтрация. Сущность способа заключается в полосовой фильтрации [6] сигнала в диапазоне частот, определяемом спектром сигнала источника. Чаще всего, диапазон частот выбирается в окрестности частот дискретных спектральных составляющих или резонансных максимумов.

5. Изучение и применение закономерностей восприятия звуков человеком. Считается, что системы обработки РС, построенные на этих закономерностях, более устойчивы к помехам и шумам, чем те системы, которые основываются на статистических марковских моделях или абстрактных моделях речеобразования.

6. Оценки спектральных характеристик шума. Часто используют алгоритмы, в которых реализованы различные модификации алгоритма вычитания амплитудных спектров [5]. Повышение разборчивости и качества речи достигается в том случае, когда шумы и помехи стационарны, а их спектр гармоничен.

7. Алгоритмы на основе отдельных свойств РС. В первой группе алгоритмов, для обработки РС применяется адаптивный компенсатор помех [6], основанный на использовании периодичности речевых сигналов. Вторая группа методов основана на представлении сигнала в кепстральной области. Здесь периодичность звонких звуков применяется для синтеза адаптивных фильтров.

8. Выделение в звуковом сигнале участков речевой активности. Метод основывается на теории активного восприятия [2], которая адаптирована под анализ РС. С целью выделения в сигнале пауз и участков речевой активности, используется сегментация. В данном случае под паузой понимается сегмент РС, на котором отсутствует речевая активность.

9. Применение статистических моделей РС во временной области. РС, моделируемый авторегрессией, фильтруется при помощи построения оптимальных линейных фильтров.

Описание структурной схемы для проведения эксперимента

Схема ADSP-BF533 EZ-KIT Lite—это система для создания, обработки и тестирования звуковых и видеосигналов любой сложности. Структурная схема приведена на рисунке 1.

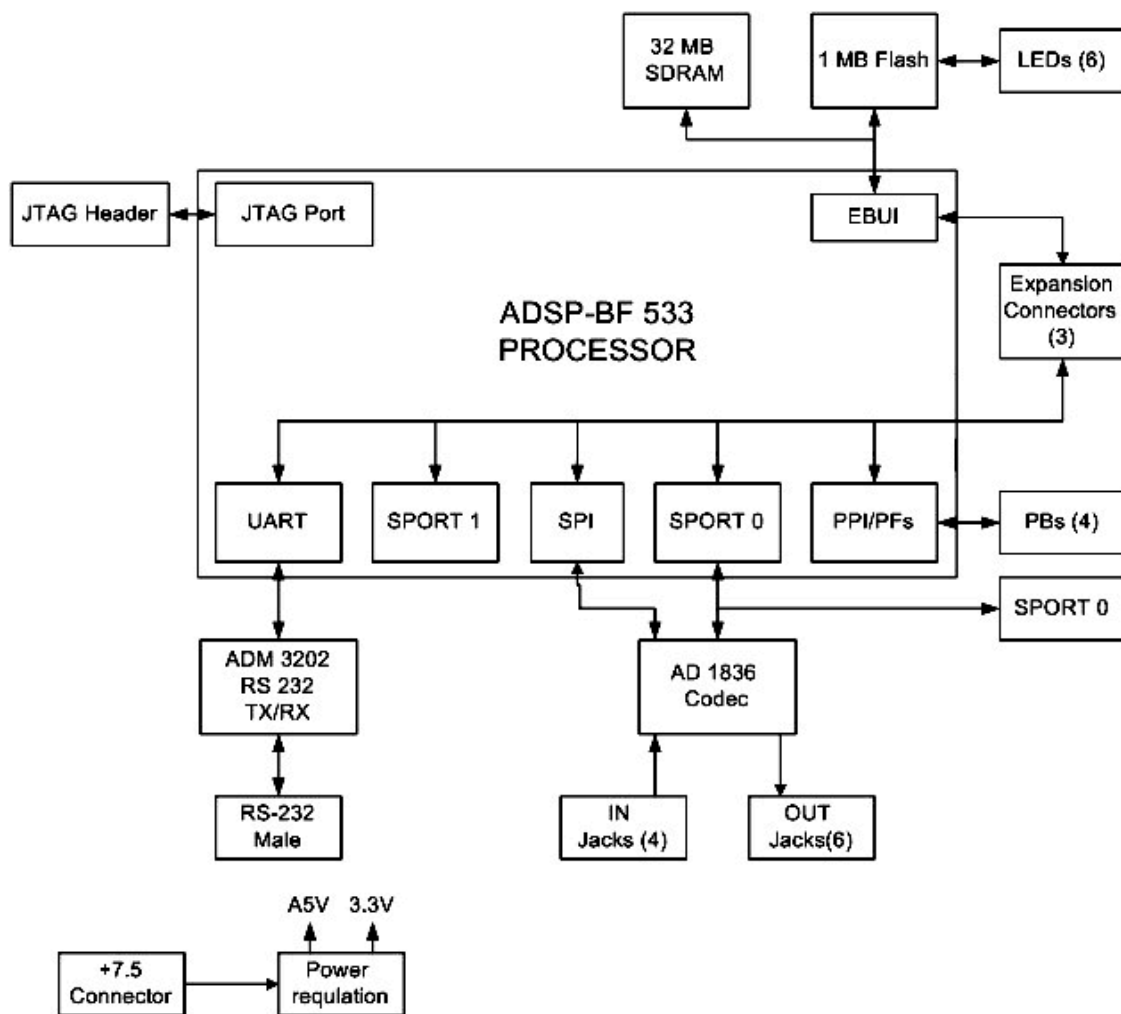


Рис. 1. Структурная схема отладочного комплекта ADSP-BF533 EZ-KIT Lite

В состав схемы входят:

- ADSP-BF533 - сигнальный процессор;
- оперативная память стандарта SDRAM, объемом 32 МБ;
- 2 модуля flash - памяти, общим объемом 2 МБ;
- EBUI - внешняя шина процессора, предназначенная для подключения модулей памяти. Управляется контроллером памяти;
- AD1836 - кодек для ввода и вывода аналоговых звуковых сигналов. Состоит из двух стерео Σ - Δ АЦП и трех стерео Σ - Δ ЦАП;
- SPORT0 - последовательный порт процессора для обмена данными с кодеком;
- PPI - параллельный периферийный интерфейс процессора для подключения микросхем обработки сигналов;
- разъем (вилка типа DB9), подключенный к асинхронному приемопередатчику процессора (UART) через микросхему преобразователя интерфейса TTL/RS232 ADM3202. Это позволяет реализовать обмен с устройствами, имеющими последовательный асинхронный интерфейс.
- кварцевый резонатор частотой 32,768 кГц, для функционирования системы часов реального времени.

Очистка от шумов с использованием порогового и разностного метода

Суть порогового метода, основанном на представлении Хургина – Яковлева [1] заключается в том, что в зашумленной производной, по определенному порогу находят составляющие шума и затем со сдвигом на 1 удаляют из сигнала. Подавление широкополосных шумов с помощью порогового метода эффективно, когда энергия шума в несколько раз меньше энергии сигнала.

При разностном методе, основанном на представлении Хургина – Яковлева [1], происходит сравнение и вычитание зашумленного сигнала и производной. При этом восстанавливается только полезный сигнал. Преимущество метода в том, что он более универсален.

Усредненные результаты эксперимента отображены на графике.

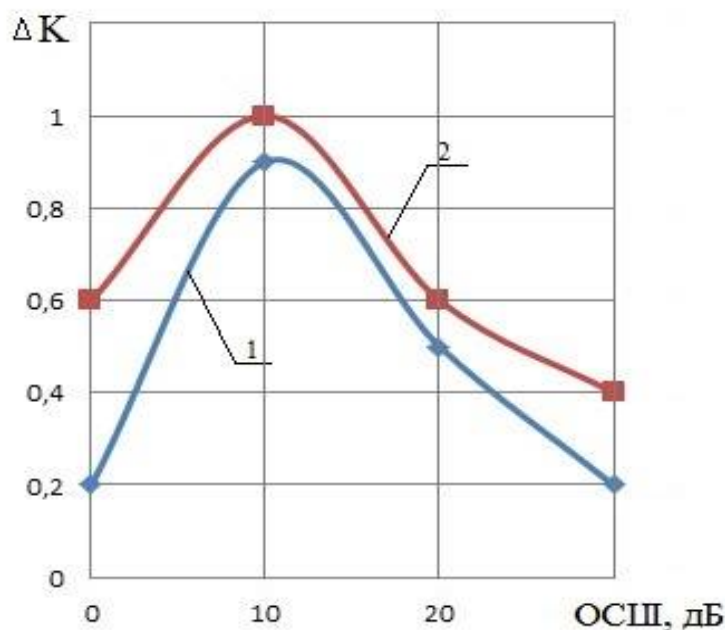


Рис. 2. Выигрыш от шумоочистки при воздействии акустической помехи (1- пороговый метод, 2- разностный)

При использовании данных алгоритмов возможно получить выигрыш в качестве приёма даже при очень сложной помеховой обстановке.

Библиографический список

1. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева// Радиотехника. – 2003.
2. Hodgson J. Understanding Records: a field guide to recording practice. NewYork, Continuum. 2010.
3. Кириллов С. Н., Стукалов Д. Н. Помехоустойчивость кодеков зашумленных речевых сигналов // Электросвязь, 1995, № 12.
4. Назаров М.В., Ковязин В.И. Марковская модель речевого сигнала. Материалы всесоюзного семинара АРСО-13. Новосибирск, 1984.
5. Лим Дж, Опперхайм А.В. Коррекция и сжатие спектра зашумленных речевых сигналов, ТИИЭР, т.67, 12, 1979.
6. Брайнина И. С, Кузнецов М. В. Метод повышения помехоустойчивости приема речевых сигналов в системах связи с нелинейной ИКМ. — Москва, сборник трудов по цифровой обработке сигналов. 2000

УДК 621.39; ГРНТИ 49.03.05

СОВМЕСТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ КОДЕКА ИСТОЧНИКА И ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДЕРА

В.Т. Дмитриев, А.С. Сергеев

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, aleksanderserg@yandex.ru.*

Аннотация. В статье рассмотрены преимущества совместного кодирования источника и канала, реализация совместного кодера АДИКМ и БЧХ.

Ключевые слова: преимущества совместного кодирования источника и канала, реализация совместного кодера АДИКМ и БЧХ.

JOINT IMPLEMENTATION OF THE SOURCE CODEC AND THE NOISE-TOLERANT CODER

V.T. Dmitriev, A.S. Sergeev

*Ryazan State Radio Engineering University named after V. F. Utkin, Ryazan,
Russian Federation, aleksanderserg@yandex.ru.*

The summary. The article discusses the advantages of joint source and channel encoding, the implementation of a joint ADICM and BCH encoder.

Keywords: benefits of joint source coding and channel, the implementation of joint encoder ADICM and BCH.

Введение

В современных телекоммуникационных системах существует необходимость в обработке речевых сигналов обеспечивающих снижение избыточности передаваемой информации наряду с обеспечением ее помехоустойчивости. С этой целью предложена совместная реализация первичного и помехоустойчивого кодера речевых сигналов на основе искусственных нейронных сетей (ИНС). Применение ИНС обеспечивает возможности гибкой и точной обработки речевого сигнала. Реализация в одном устройстве первичного и помехоустойчивого кодера обеспечит сокращение слоев нейронов по сравнению с отдельной реализацией.

Преимущества совместного кодирования источника и канала

К преимуществам реализации первичного и помехоустойчивого кодера на ИНС относится возможность их совместной реализации в одном устройстве. На рисунке 1 представлена нейросетевая реализация кодера канала и источника в общем виде.

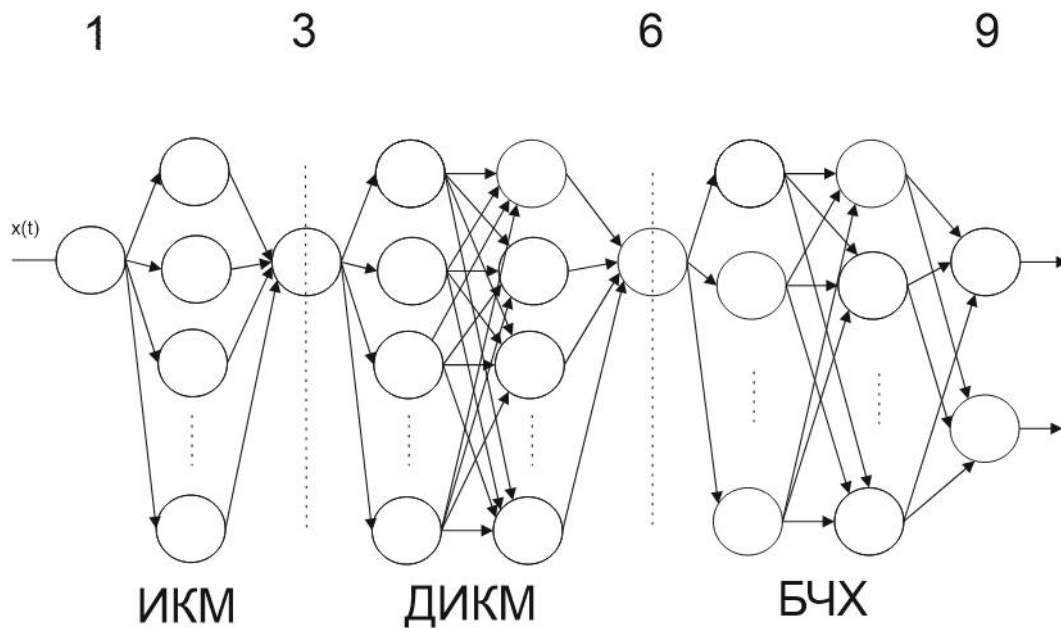


Рис. 1. Структура ИНС при каскадном соединении кодеров источника и канала

При этом количество каскадов такой нейросети составит 9, а количество слоев сети – 8. Данная структура является наглядной и позволяет в едином блоке из аналогового сигнала получить бинарный каналный код, все это способствует уменьшению вычислительных затрат и весо-габаритных характеристик, так как применение ИНС позволяет объединять в одном устройстве функциональность кодера источника и кодера канала. Будем считать, что для эталонного канала вычислительные затраты при нейросетевой реализации совпадают с количеством вычислений при каскадной реализации кодера и канала. Количество каскадов составляет 9, при последовательном соединении кодеров.

Оценим возможность уменьшения количества слоев ИНС. На выход слоя 4, поступают отсчеты ИКМ с μ -компандером, на вход слоя 7 сигналы с выхода кодера источника, с выхода слоя 9 снимается результирующий сигнал. Введем постановку задачи на проектирование ИНС, предназначенной для регрессии вектора выхода вектором входа. Промежуточный результат будет уничтожен в виде выхода кодера источника. Вектор входа - x' - отсчеты речевого сигнала. Вектор выхода - y - отсчеты с выхода кодера канала при воздействии на его вход соответствующего выхода кодера источника. Размерность выхода кодера канала определяется аналогично рассмотренным при реализации ИНС кодера канала, отличием являются информационные символы, которые также воспроизводятся сетью.

Оценим объем ассоциативной памяти синтезированной ИНС. Объем ОВ N - выбирается как и при проектировании кодера канала. Отличием данной ИНС по сравнению с ИНС кодера канала является увеличение количества выходов ИНС (информационные + проверочные). Увеличение выходов разрабатываемой ИНС приводит соответственно к увеличению количества синаптических связей $L = \frac{N}{n+m}$ в 1.3-1.5 раза по сравнению с ИНС кодера канала.

Для многослойной сети данное увеличение эквивалентно увеличению количества нейронов скрытых слоев на 4...5. Значит по теореме Хехт-Нильсена ИНС совместного кодера может быть выполнена в виде 2-3-слойной ИНС с количеством нейронов, незначительно превышающем количество нейронов в ИНС при реализации кодера канала.

Результатом является построение структурной схемы совместного кодера представленной на рисунке 2. Цифровая часть — от цифрового входа к цифровому выходу показана на рисунке 2.

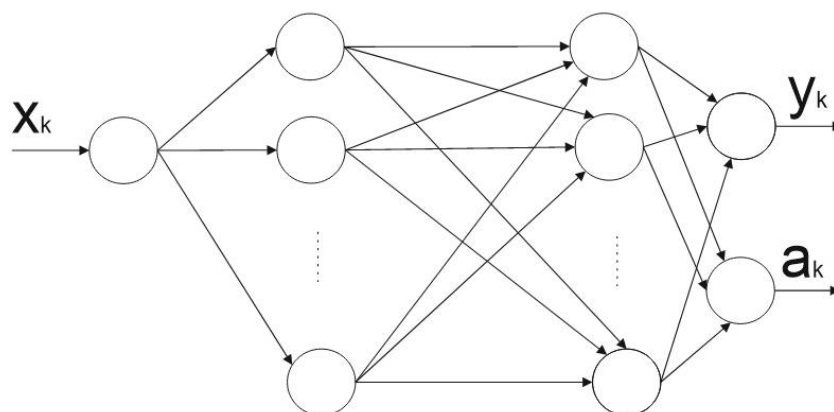


Рис. 2. Структура ИНС Совместного кодера цифровой части – от цифрового входа к цифровому выходу

Полная структура совместного ИНС имеет вид, показанный на рисунке 3.

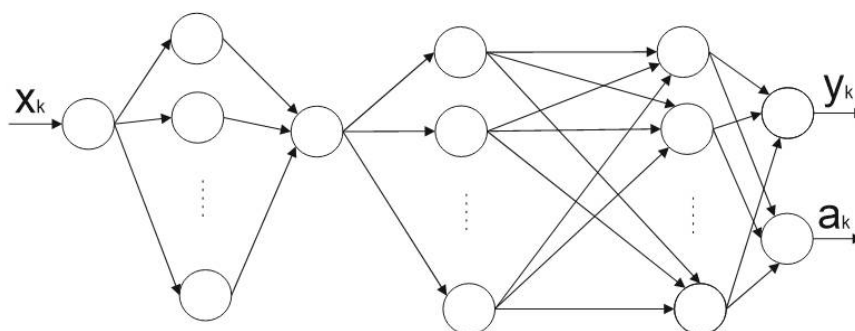


Рис. 3. Полная структура совместного ИНС кодера

На данной схеме количество каскадов – 6, а количество слоев – 5. Результатом данной реализации является совместный кодер, который существенно выигрывает по сравнению с «каскадным» кодером в объеме вычислительных затрат и быстродействию. Особенностью сети является обучающая выборка. Для формирования входных сигналов кодера каналов следует использовать искаженный выход кодера источника, реализованного на ИНС.

Реализация совместного кодера АДИКМ и БЧХ

Рассмотрим постановку задачи кодирования в нейросетевом базисе. Одна из функций нейронной сети, регрессия входного вектора к известному выходному. Структурная схема ИНС имеет вид, показанный на рисунке 4.

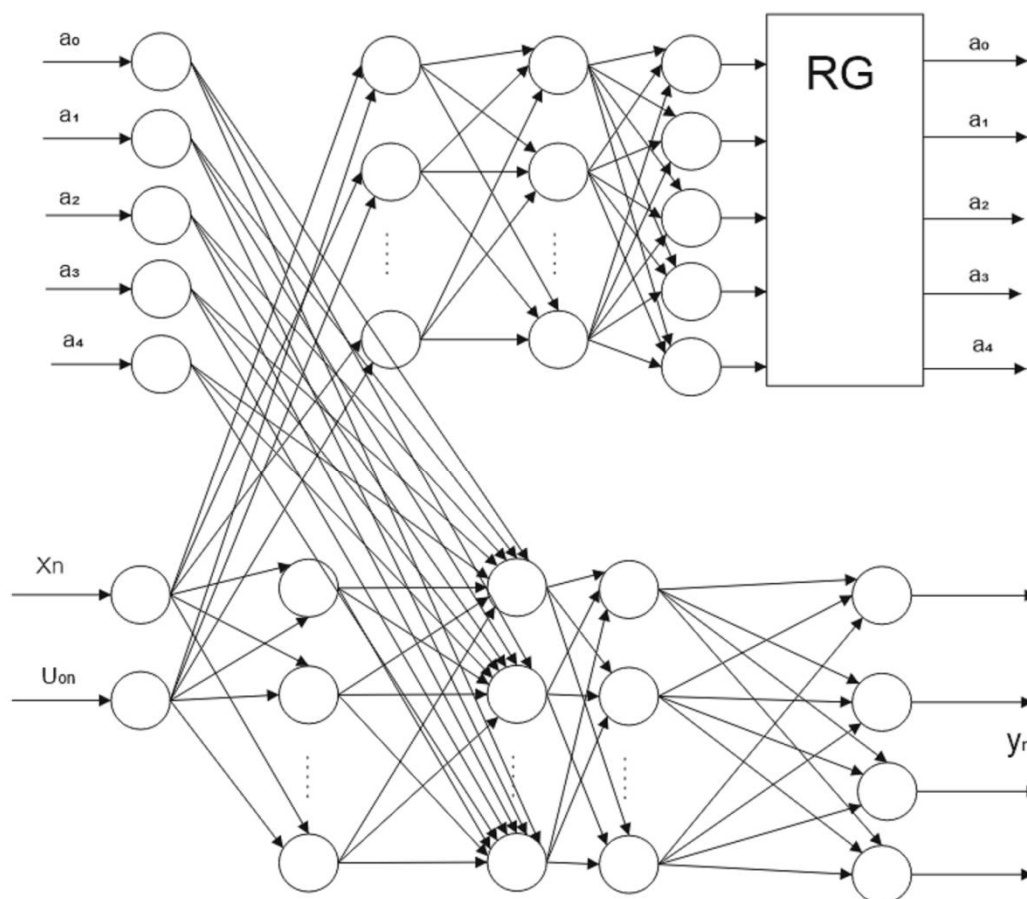


Рис. 4. Структурная ИНС совместного кодера АДИКМ+БЧХ

Данная ИНС состоит из двух ИНС: ИНС совместного кодера и ИНС адаптации. ИНС адаптации рассчитывается аналогично ИНС проектированию соответствующего кодера источника. Стоит исключить из этого пункта расчет количества нейронов и вида активационной функции, приведя результирующую сеть.

ИНС адаптации можно охарактеризовать следующими параметрами:

1. Количество входов – 1;
2. Количество выходов – 5;
3. Количество скрытых слоев – 2;
4. Длина обучающей выборки – $N=10000$.

Если рассмотреть ИНС кодера, то можно заметить, что представленная ИНС имеет четыре слоя, сеть гибридная – входной и первый скрытый слой аналоговые, остальные слои – цифровые. Нейроны первых двух слоев реализуются аналогично проектированию кодера АДИКМ. Существенным достоинством данной реализации является то, что слои можно обучить для разных типов кодов, а перестроение сети под другой тип осуществляется путем замены коэффициентов. Обучение сети производится по алгоритму обратного преобразования всего один раз, что несомненно сказывается на быстродействии и позволяет гибко перестраиваться под различные виды речевых и помехоустойчивых кодеков.

Библиографический список

1. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева// Радиотехника. – 2003.
2. В.В. Круглов, В.В. Борисов. Искусственные нейронные сети. Теория и практика. – М.: ,2002.
3. С.О. Мкртчян. Нейроны и нейронные сети. М.: Энергия, 1971.
4. А.Н. Горбань. Обучение нейронных сетей. М.: СП «Параграф», 1990.

УДК 621.395; ГРНТИ 49.43

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА НА ОСНОВЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ХУРГИНА-ЯКОВЛЕВА ПРИ N=3

В.Т. Дмитриев, Е.С. Куликова, М.А. Черентаев

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань

Аннотация. В работе рассматривается метод обработки речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева при использовании второй производной.

Ключевые слова: преобразование Хургина-Яковлева, синтезирующие фильтры для преобразования Хургина-Яковлева.

SIMULATION OF SIGNAL PROCESSING BASED ON THE KHURGIN-YAKOVLEV REPRESENTATION FOR N = 3

V.T. Dmitriev, E.S. Kulikova, M.A. Cherentaev

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan

The summary. The paper considers a method for processing speech signals based on the representation of Khurgin-Yakovlev using the second derivatives.

Keywords: Khurgin-Yakovlev representation, synthesizing filters for the Khurgin-Yakovlev transformation.

Обработка речевых сигналов в телекоммуникационных системах обеспечивает существенное сжатие передаваемой информации при сохранении хорошего качества восстановленной речи.

Используя преобразование Хургина-Яковлева, возможно представить речевой сигнал в виде прореженных отсчетов сигнала и отсчетов его N-1 первых производных, которые кодируются и поступают в канал связи. При этом отсчеты сигнала и отсчеты производных могут передаваться по общему каналу либо по отдельным. Пройдя по каналу связи, сигнал поступает на приемник, декодируется и интерполируется. Полученные отсчеты подаются на соответствующее синтезирующие фильтры и затем на сумматор, на выходе которого будет восстановленный исходный сигнал [1, 2].

При возрастании количества используемых каналов N, включая N-1 производных, уменьшаются вычислительные затраты, так как возможно использовать больше каналов обработки. В данной работе будет рассмотрен алгоритм Хургина-Яковлева при N=3.

Рассмотрена реализация преобразования Хургина-Яковлева для N=3. Моделирование проводилось в среде Mathcad.

Исходный сигнал был перенесен в частотную область с помощью комплексного преобразования Фурье. Затем осуществляется нахождение первой и второй производных сигнала, по формулам:

$$f'(t_i) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} (S_{np1}(w_n) \cdot \exp(jw_n \cdot i \cdot \Delta t)),$$

$$f''(t_i) = \frac{1}{K^2} \sum_{k=0}^{K-1} (S_{np2}(w_n) \cdot \exp(jw_n \cdot i \cdot \Delta t)),$$

где $S_{np1}(w) = jwS_c(w)$, $S_{np2}(w) = (jw)^2 S_c(w) = -w^2 S_c(w) = w^2 S_c(w) \cdot \exp(j\pi)$.

Затем отсчеты сигнала и производных прореживаем в три раза.

Проведем моделирование синтезирующих фильтров. Согласно представлению Хургина-Яковлева, разложение сигнала $f(t)$ можно записать следующим образом:

$$f(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} f^{(k)}(Nn\Delta)(t - Nn\Delta)^k \cdot \frac{[\text{sinc}(\alpha)]^N}{k!},$$

где $\text{sinc}(\alpha) = \frac{\sin(\alpha)}{\alpha}$, $\alpha = \frac{\pi(t - Nn\Delta)}{N\Delta}$, $f^{(k)}(Nn\Delta)$ – k -я производная сигнала, $\Delta \leq \frac{1}{2F}$ – величина интервала между моментами отсчетов, определенных по теореме В.А. Котельникова (F – верхняя частота).

В соответствии с этим выражением найдём характеристики синтезирующих фильтров. Для фильтра сигнала:

$$H_1(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(3n\Delta) \cdot \text{sinc}^3\left(\frac{\pi(t-3n)}{3\Delta}\right),$$

Характеристика фильтра первой производной имеют вид:

$$H_2(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f'(3n\Delta)(t - 3n\Delta) \cdot \text{sinc}^3\left(\frac{\pi(t-3n)}{3\Delta}\right),$$

Характеристика фильтра второй производной:

$$H_3(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f''(3n\Delta)(t - 3n\Delta)^2 \cdot \text{sinc}^3\left(\frac{\pi(t-3n)}{3\Delta}\right).$$

Амплитудные и фазовые характеристики фильтров можно найти, взяв соответственно модуль и аргумент от частотных характеристик. При моделировании примем $F=100$.

В результате, получились следующие характеристики – рисунки 1, 2 и 3.

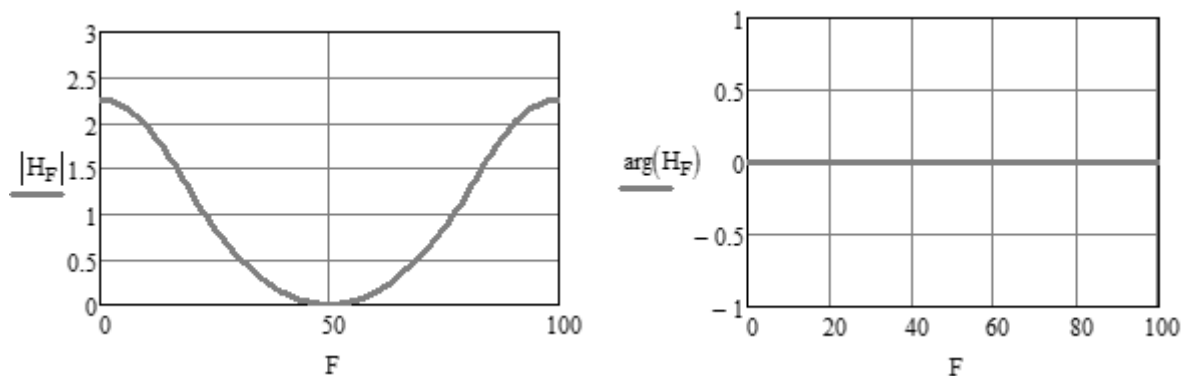


Рис. 1. АЧХ и ФЧХ первого синтезирующего фильтра Хургина-Яковлева при $N=3$

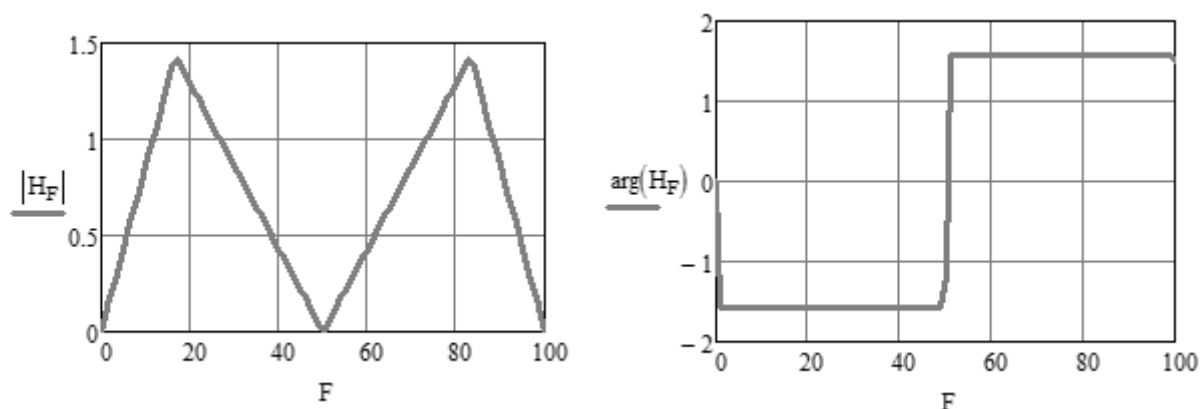


Рис. 2. АЧХ и ФЧХ второго синтезирующего фильтра Хургина-Яковлева при N=3

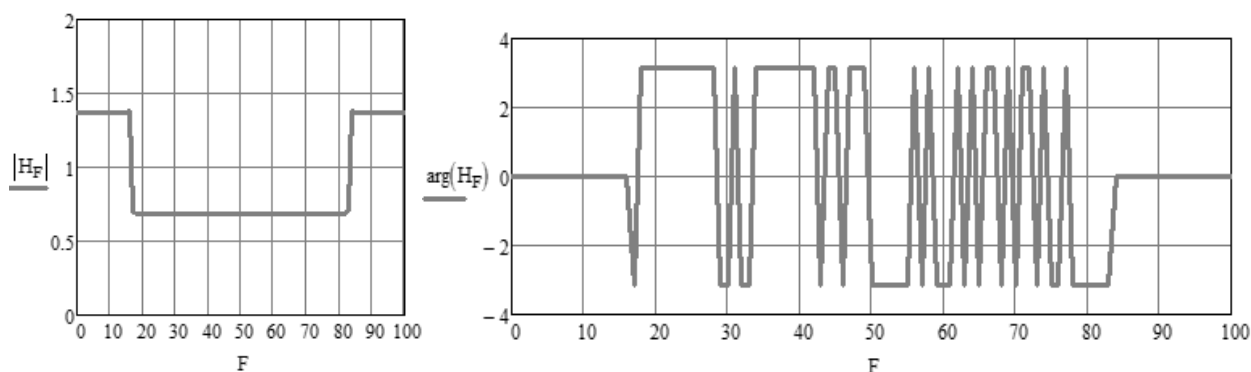


Рис. 3. АЧХ и ФЧХ третьего синтезирующего фильтра Хургина-Яковлева при N=3

Полученные амплитудные и фазовые характеристики необходимо аппроксимировать.

При проведении аппроксимации и получении итоговых результатов было выяснено, что требуется довольно высокая точность аппроксимации, а небольшие отклонения от данных характеристик могут существенно уменьшить отношение сигнал-шум. Аппроксимация проводилась кусочно-линейными функциями и в среде Mathcad с помощью функции regress(x,y,n), которая позволяет провести аппроксимацию полиномом n-степени некоторого y – вектора действительных данных значений такого же размера, как x (вектор действительных данных аргумента, элементы которого расположены в порядке возрастания).

АЧХ и ФЧХ для первого фильтра (рис.1):

$$A_{31}(w) = 2,22073 + 1,24959 \cdot \frac{w}{2\pi F} - 16,27026 \cdot \left(\frac{w}{2\pi F}\right)^2 + 20,44627 \cdot \left(\frac{w}{2\pi F}\right)^3 - 7,66767 \cdot \left(\frac{w}{2\pi F}\right)^4,$$

$$\Phi_{31}(w) = 0.$$

АЧХ и ФЧХ для второго фильтра (рис. 2):

$$A_{32}(w) = \begin{cases} 4,25948 \cdot \frac{w}{2\pi F} & \text{при } w < 0,68\pi F, \\ 1,37509 \cdot \left(1 - \frac{w - 0,68\pi F}{1,28\pi F}\right) & \text{при } 0,68\pi F \leq w < 2\pi F, \end{cases}$$

$$\Phi_{32}(w) = \begin{cases} -\frac{\pi}{2} & \text{при } w < 2\pi F, \\ \frac{\pi}{2} & \text{при } w \geq 2\pi F. \end{cases}$$

АЧХ и ФЧХ для третьего фильтра (рис.3):

$$A_{33}(w) = \begin{cases} 1,369 & \text{при } w < 0,64\pi F, \\ 1,369 \cdot \left(1 - \frac{w - 0,64\pi F}{0,078\pi F}\right) & \text{при } 0,64\pi F \leq w < 0,68\pi F, \\ 0,683 & \text{при } 0,68\pi F \leq w < 2\pi F, \end{cases}$$

$$\Phi_{33}(w) = \begin{cases} 0 & \text{при } w < 0,64\pi F, \\ -\pi & \text{при } 0,64\pi F \leq w < 0,68\pi F, \\ \pi & \text{при } 0,68\pi F \leq w < 1,16\pi F, \\ -\pi & \text{при } 1,16\pi F \leq w < 1,24\pi F, \\ \pi & \text{при } 1,24\pi F \leq w < 1,28\pi F, \\ -\pi & \text{при } 1,28\pi F \leq w < 1,36\pi F, \\ \pi & \text{при } 1,36\pi F \leq w < 1,72\pi F, \\ -\pi & \text{при } 1,72\pi F \leq w < 1,76\pi F, \\ \pi & \text{при } 1,76\pi F \leq w < 1,84\pi F, \\ -\pi & \text{при } 1,84\pi F \leq w < 1,88\pi F, \\ \pi & \text{при } w > 1,88\pi F. \end{cases}$$

При восстановлении на выходе синтезирующих фильтров в сумматор поступают сигналы, пропущенных через синтезированные фильтры, был получен выходной сигнал, который по сравнению с исходным имеет отношение сигнал-шум 25,842 дБ, что значительно меньше того же отношения при использовании только одной производной. Это объясняется неточностью при вычислении фазо-частотной характеристики синтезирующих фильтров, а также ошибками при интерполяции амплитудно-частотной характеристики.

Библиографический список

1. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева// Радиотехника. 2003. №1. С. 73-75.
2. В.Т. Дмитриев Помехоустойчивость кодеров речи на основе алгоритма Хургина-Яковлева/ Вестник РГРТА Вып. №12, 2003 – С.133-136.

УДК 621.37; ГРНТИ 47.43

СПЕКТРАЛЬНАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ В СЕТЯХ LTE-A**А.В. Триль***Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, kosmonaftt@gmail.com*

Аннотация. Рассмотрен важный параметр функционирования систем – спектральная эффективность системы мобильной связи.

Ключевые слова: спектральная эффективность (SE), агрегация каналов (CA), пропускная способность (BW), компонентные несущие (CCs), базовая станция (eNB), абонентский терминал (UE), мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов (OFDMA), множественный доступ с частотным разделением каналов и одной несущей (SC-FDMA), спектрально эффективное мультиплексирование с делением частоты (SEFDM), уровень сервиса или обслуживания (QoS), прямой канал (DL), обратный канал (UL), метод пространственного уплотнения сигнала (MIMO).

SPECTRAL EFFICIENCY IN LTE-A NETWORKS**A.V. Tril***Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, kosmonaftt@gmail.com*

The summary. Important network performance parameter – Spectrum Efficiency of mobile communication system is considered in the article.

Keywords: spectrally efficient (SE), carrier aggregation (CA), bandwidth (BW), component carriers (CCs), evolved Node B (eNB), user equipment (UE), orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), single carrier frequency division multiple access (SC-FDMA), spectrally efficient frequency division multiplexing (SEFDM), quality of service (QoS), downlink (DL), uplink (UL), multiple input multiple output (MIMO)

В данной статье будет рассмотрены методы увеличения пропускной способности сетей LTE-A посредством обработки спектрально эффективных сигналов, агрегации каналов и их пространственного уплотнения. При планировании радиосети ключевым показателем оценки пропускной способности сети (или канала) является спектральная эффективность (SE). Спектральная эффективность системы мобильной связи представляет собой показатель, вычисляемый как отношение скорости (в бит/с) передачи данных на 1 Гц используемой полосы частот (бит/с/Гц). Эта величина характеризует скорость передачи информации в заданной полосе частот. Спектральная эффективность является показателем эффективности использования частотного ресурса и качества услуг (QoS). Теоретическая верхняя граница пропускной способности канала беспроводной связи с одним входом и одним выходом дается формулой пропускной способности Шеннона [1]:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right),$$

где C – пропускная способность канала бит/с, а B – ширина полосы частот в Гц.

Как известно, в стандарте мобильной связи четвертого поколения LTE на физическом уровне используются технология OFDM для передачи данных в линии вниз от базовой станции (eNB) к абонентному терминалу (UE) и технология SC-FDMA для передачи данных в линии вверх от UE к eNB, в обоих случаях используется циклический префикс. OFDM является ортогональной системой передачи информации, в которой отсутствует межсимвольная интерференция в идеальных условиях. Несмотря на достоинства технологии OFDM, в восходящем направлении стандарта LTE на физическом уровне применяется технология SC-FDMA. Сигналы OFDM имеют высокий уровень пик-фактора, который приводит к уменьшению энергетической эффективности UE, также требует использовать высококачественный

усилитель. В отличие от этого, сигналы с SC-FDMA обеспечивает заметно меньший уровень пик-фактора по сравнению с сигналами OFDM.

Средняя спектральная эффективность для сети LTE (8/9), представлена в таблице.

Таблица. Средняя спектральная эффективность для сети LTE

Линия	Схема MIMO	Средняя спектральная эффективность (бит/с/Гц)
UL	1×2	1,254
	1×4	1,829
DL	2×2	2,93
	4×2	3,43
	4×4	4,48

Среднюю пропускную способность одного сектора базовой станции для системы FDD можно получить методом умножения ширины канала на спектральную эффективность канала:

$$R = S \times W,$$

где S – средняя спектральная эффективность (бит/с/Гц);

W – ширина канала (МГц); $W = 10$ МГц.

Для линии DL:

$$R_{DL} = 3,43 \times 10 = 34,3 \text{ Мбит/с.}$$

Для линии UL:

$$R_{UL} = 1,829 \times 10 = 18,29 \text{ Мбит/с.}$$

Так как стандарт LTE не удовлетворял требованиям МСЭ к системам связи четвертого поколения, консорциум 3GPP занимался дальнейшим совершенствованием стандарта для того, чтобы достичь показателей, указанных в IMT-Advanced. В итоге вышел LTE release 10, называемый так же LTE-Advanced. В нем появился ряд ключевых нововведений, позволяющих достичь требований МСЭ. Одним из перспективных направлений развития OFDM являются сигналы SEFDM, идею которых впервые предлагали в [3] в 2003 году. Принципиальным отличием сигналов SEFDM является использование меньшего разнеса между поднесущими, чем в сигналах OFDM, где величина разнеса определяется требованием ортогональности поднесущих. Комплексная огибающая сигналов SEFDM $x(t)$ может быть записана следующим образом[2]:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} C_k^{(n)} \alpha(t - kT) \exp(j2\pi n \Delta f(t - kT)),$$

где $\Delta f = \alpha/T$ – частотное разнесение соседних поднесущих частот;

α – коэффициент частотного уплотнения поднесущих частот, $\alpha \in (0, 1]$, для сигналов OFDM значение $\alpha = 1$.

На данный момент LTE (версии 8/9) поддерживает ширину полосы канала 20 МГц и маловероятно, что спектральную эффективность можно значительно улучшить относительно текущих целевых показателей LTE. Следовательно, имеется только один путь существенно повысить скорость передачи данных — расширить полосу пропускания канала. В IMT-

Advanced установлен верхний предел 100 МГц относительно предполагаемого значения 40 МГц для получения минимальных показателей. Поскольку большинство диапазонов занято и смежные каналы с полосой 100 МГц недоступны для большинства операторов, МСЭ позволил создать более широкополосные каналы через объединение смежных и несмежных компонентных несущих. Таким образом, спектр одного диапазона может быть добавлен к спектру другого диапазона в абонентском оборудовании, которое поддерживает несколько трансиверов. Общая идея CA-SEFDM проиллюстрирована на рисунке 1.

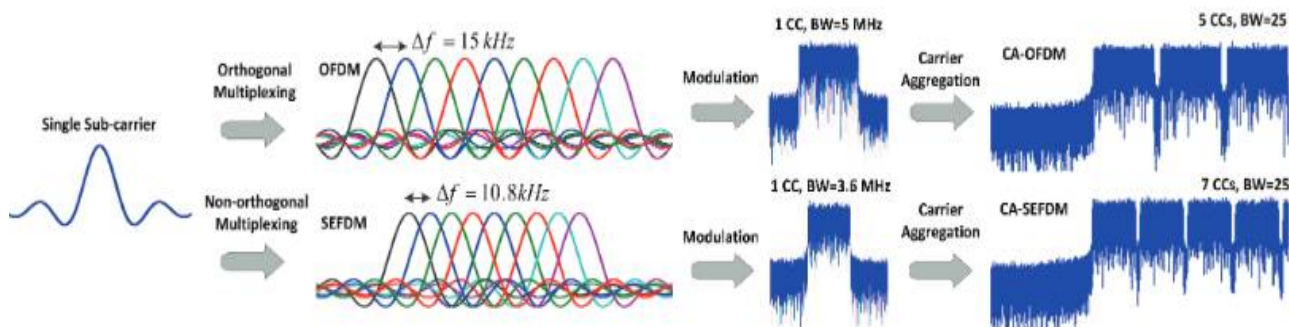


Рис. 1. Расширение до более широкой полосы пропускания канала посредством агрегации несущих для OFDM и SEFDM. CC указывает компонентную несущую. BW - это пропускная способность канала, включая пропускную способность данных и 10% пропускную способность защиты

На первом этапе генерируется одна поднесущая с шириной полосы 30 кГц, затем посредством ортогонального мультиплексирования несколько поднесущих ортогонально упаковываются на каждой частоте с разносом поднесущих 15 кГц. С другой стороны, после неортогонального мультиплексирования поднесущие упаковываются более плотно, таким образом, интервал между соседними поднесущими меньше 15 кГц. До второго этапа, мы можем видеть, мультиплексируя то же количество поднесущих, SEFDM занимает меньшую полосу пропускания. Кроме того, на третьем этапе проиллюстрированы спектры сигналов для OFDM и SEFDM и подтверждают, что полоса пропускания сигнала сжимается в SEFDM. Этот результат обеспечивает подход к расширению сценария CA, и способ улучшения показан на заключительном этапе. Сравнение двух сценариев CA, делается вывод, что спектральная эффективность в CA-SEFDM увеличивается за счет объединения большего количества CC при сохранении той же скорости передачи данных для каждой поднесущей [3,4]. В LTE-Advanced поддерживаются три сценария агрегации компонентных несущих: агрегация смежных несущих внутри диапазона, несмежных несущих внутри диапазона и несмежных несущих в разных диапазонах. Разнос между центральными частотами смежно-агрегированных компонентных несущих будет кратен 300 кГц для совместимости с частотой растра 100 кГц в версиях 8/9 и в то же время для того, чтобы сохранить ортогональность поднесущих, разнос между которыми составляет 15 кГц. В зависимости от сценария агрегации разнос $n \times 300$ кГц можно уменьшить путем вставки небольшого количества неиспользованных поднесущих между смежными компонентными несущими. В случае смежной агрегации можно задать более широкий промежуток между компонентными несущими, но это потребует определения новых, немного более широких компонентных несущих. Абонентское оборудование (UE) LTE-Advanced, обладающее возможностями приема или передачи с агрегацией несущих, будет способно одновременно принимать или передавать несколько компонентных несущих. Тем не менее абонентское оборудование в соответствии с версиями 8 или 9 сможет одновременно принимать и/или передавать только одну компонентную несущую. Компонентные несущие должны соответствовать версиям 8 и 9 LTE. В OFDMA пользователи распределены как во временной, так и в частотной области. В этом случае все пользователи могут исполь-

зовать одну и ту же полосу пропускания. Наиболее популярный алгоритм формирования сигналов спектрально эффективных FDM-сигналов (SEFDM) отличается от алгоритма формирования сигналов OFDM только тем, что после выполнения ОБПФ отбрасываются несколько отсчетов сигнала [5]. Используя технологию SEFDM в обратном канале (UL), мы можем представить расширенную схему множественного доступа под названием SEFDMA [6]. Эффективная спектральная эффективность определяется следующим образом:

$$R = (1 - BER) \times R_c \times B(CC, OFDM) \times NCC \times \log_2 M$$

$$B = B(CC, OFDM) \times N(CC, OFDM)$$

где, BER - частота ошибок по битам при определенном E_b/N_0 ;

R_c - скорость кодирования;

$B(CC, OFDM)$ - пропускная способность одного CC в OFDM;

NCC - это количество CC в любом OFDM или SEFDM;

$N(CC, OFDM)$ - количество CC в OFDM;

M - мощность созвездия.

Отсюда, можно сказать, что спектральная эффективность рассчитывается как $SE = R/B$. На рисунке ниже, показаны результаты спектральной эффективности, построенные при агрегации 5,6,7 каналов и разных значениях E_b/N_0 .

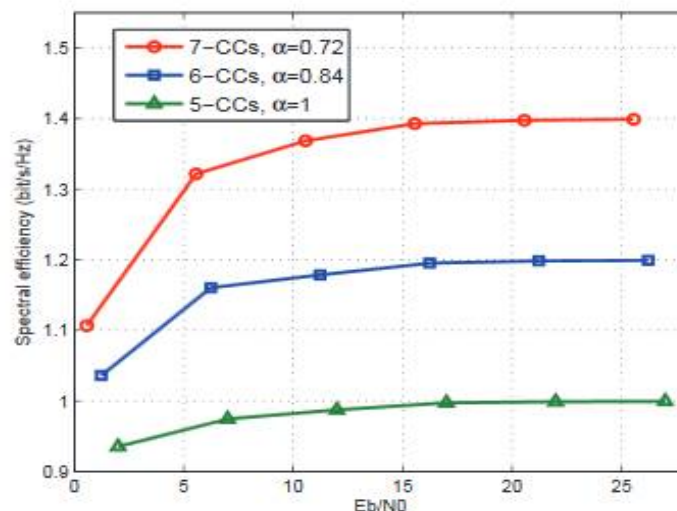


Рис. 2. Спектральная эффективность (бит/с/Гц) при разных каналах систем CA-SEFDM

Видно, что спектральная эффективность CA-SEFDM с разными CC выше, чем у CA-OFDM. Это потому, что по сравнению с CA-OFDM в сценарии CA-SEFDM больше CC упакованы в заданной полосе пропускания. В целом, экспериментальные результаты показывают, что вполне успешно можно использовать агрегацию каналов с использованием методов SEFDM путем сжатия смежных поднесущих с небольшой потерей производительности, но со значительными улучшениями спектральной эффективности. Это поможет удовлетворить требования к повышенной спектральной эффективности в восходящем канале при сохранении обратной совместимости с LTE.

Еще одним способом увеличения пропускной способности (через увеличение спектральной эффективности) является использование технологии MIMO. Пространственное уплотнение (Spatial Multiplexing) - это случай использования нескольких антенн на передающей

стороне и нескольких антенн на приемной. В отличие от вариантов MISO и SIMO, данный вариант направлен не на повышение надежности передачи, а на увеличение скорости передачи. В сетях LTE используется технология MIMO с применением до четырех антенн на eNB и одной антенной на абонентском устройстве. В LTE-Advanced добавлена поддержка MIMO с конфигурацией антенн до восьми на eNB и до четырех на UE. Поэтому MIMO используется для передачи данных мобильным станциям, которые находятся в хороших радиоусловиях. В то время, как варианты MISO и SIMO используются для передачи данных мобильным станциям, которые находятся в более плохих радиоусловиях. Для того, чтобы повысить скорость передачи данных в случае с MIMO входной поток данных разбивают на несколько потоков, каждый из которых независимо передается с отдельной антенны. На рисунке 3 приведены результаты измерений значения пропускной способности одной ячейки на реальной сотовой сети, использующей 2TX2RX и 4TX4RX [7].

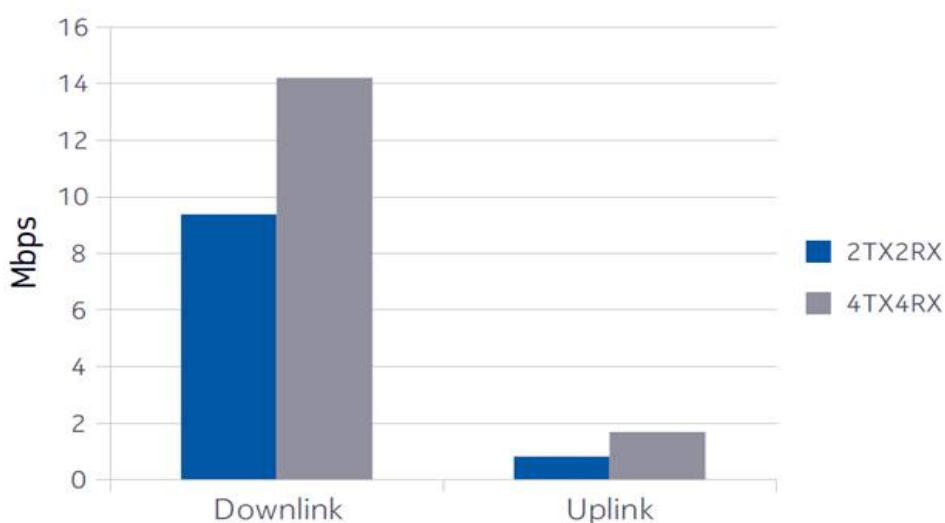


Рис. 3. Пропускная способность в каналах DL и UL

Таким образом, технология MIMO находит применение практически во всех системах беспроводной передачи данных. Причем потенциал ее не исчерпан. Уже сейчас разрабатываются новые варианты конфигурации антенн, вплоть до 64x64 MIMO. Это в будущем позволит добиться еще больших скоростей передачи данных, емкости сети и спектральной эффективности.

Библиографический список:

1. В.О. Тихвинский, С.В. Терентьев, И.В. Минаев. Спектральная эффективность систем мобильной сотовой связи UMTS и LTE. Вестник РАН (2008) 1,24
2. Ochiai, H. and Imai, H. On the distribution of the peak-to-average power ratio in OFDM signals. IEEE Trans. Commun., 49 (2), (2001), pp 282 – 289.
3. Rodrigues, M. and Darwazeh, I. A spectrally efficient frequency division multiplexing based communications system, in Proceedings of 8th International OFDM Workshop, Hamburg, (2003) , pp. 48–49.
4. Tongyang Xu and IzzatDarwaze. Bandwidth Compressed Carrier Aggregation. Department of Electronic and Electrical Engineering, University College London, London, UK, pp 29-42
5. Isam S. Simple DSP-IDFT techniques for generating spectrally efficient FDM signals / S. Isam, I. Darwazeh//IEEE IET Int. Symp. Commun. Syst., Netw., Digital Signal Process, (2010), pp 20–24.
6. I. Darwazeh, T. Xu, T. Gui, Y. Bao, and Z. Li, “Optical SEFDM system; bandwidth saving using non-orthogonal sub-carriers,” Photonics Technology Letters, IEEE, Feb (2014), vol. 26, no. 4, pp. 352–355
7. Электронный ресурс: [<https://nag.ru/articles/article/31689/multiantennyie-sistemyi-v-lte-setyah.html>]

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ОСОБЕННОСТИ ОРГАНИЗАЦИИ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ КОММЕРЧЕСКОГО УЧЕТА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ НА БАЗЕ СТАНДАРТА NB-IOT

Н.Р. Миняев

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, phenom88@yandex.ru*

Аннотация. В работе рассматриваются особенности организации автоматизированной системы коммерческого учета электроэнергии. Способы передачи данных, принципы работы, решаемые задачи, техническое обеспечение, монтаж системы.

Ключевые слова: автоматизированная система коммерческого учета электроэнергии (АСКУЭ), автоматизированное рабочее место (АРМ), пусконаладочные работы (ПНР).

FEATURES OF THE ORGANIZATION OF AN AUTOMATED SYSTEM OF COMMERCIAL ELECTRICITY METERING BASED ON THE NB-IOT STANDARD

N.R. Minyaev

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, phenom88@yandex.ru*

Annotation. The paper considers the features of the organization of an automated system of commercial electricity metering. Methods of data transmission, principles of operation, tasks to be solved, technical support, installation of the system.

Keywords: automated system of commercial electricity metering (ASCEM), automated workplace (AW), commissioning works (CW).

Рассматриваются основные цели и принципы организации автоматизированной системы коммерческого учёта электроэнергии (АСКУЭ) энергообъектов. Показана общая структура АСКУЭ. Данная технология предполагает использование микропроцессорного управления, а это очень затратно. Безусловно, если речь идет о миллионах затрат на электроэнергию, то средства, вложенные в установку АСКУЭ, окупаются быстро. Рассмотрим подробно особенности организации АСКУЭ.

Основные понятия АСКУЭ

С течением временем АСКУЭ стали применять не только на крупных промышленных объектах, но и на различных объектах с меньшим энергопотреблением: например, в жилых квартирах. Так как массовое производство снижает стоимость оборудования, то и внедрение автоматизированной системы коммерческого учета электроэнергии стало возможным и на уровне небольших объектов.

В диспетчерском пункте энергоснабжающей организации или в офисе управляющей организации устанавливают автоматизированное рабочее место (АРМ), в него поступают данные со всех объектов о текущем потреблении электроэнергии от каждого потребителя [1].

На сегодняшний день уровень современных технологий позволяет организовать передачу данных не только по выделенным сетям. Прокладывать собственную трассу стоит довольно дорого: стоимость кабеля, работа монтажной организации, аренда несущих опор, проектирование трассы. С появлением общедоступных средств связи стало возможным снизить затраты на эксплуатацию АСКУЭ. Беспроводная связь, облачные технологии, доступ в Интернет, позволяют контролировать потребление электроэнергии на смартфонах, планшетах и компьютерах, которые не нужно приобретать отдельно для АСКУЭ.

Пользователь или оператор, управляет оборудованием индивидуальной, а также общественной АСКУЭ с удаленного АРМ или смартфона. В первую очередь затраты сводятся к приобретению абонентских устройств (приборов учета, модемов, преобразователей) и про-

граммного обеспечения. На сегодняшний день очень активно внедряется система "Умный дом", в рамках которой настраивают учет электроэнергии в небольших по объему помещениях. Владелец офиса или дома может автоматизировать учет электроэнергии на любом расстоянии от объекта. Разобравшись с доступностью и удобством, перейдем к рассмотрению принципов работы автоматизированной системы коммерческого учета электроэнергии.

Основные принципы (задачи) АСКУЭ

Рассмотрим основные задачи, которые выполняет АСКУЭ:

1. Сбор данных осуществляется от каждого отдельного взятого потребителя или группы потребителей.
2. Данные о потреблении электроэнергии формируются в режиме реального времени и за выбранный период.
3. Каналы связи невозможно взломать или обойти, потому что связь между ними закодирована.
4. Обработка информации, систематизация, формирование отчетов и анализ энергопотребления в режиме реального времени.

То есть, внедрение АСКУЭ позволит собирать информацию о потреблении электроэнергии с объекта или группы различных объектов. При этом вероятность ошибки минимизируются, а также исключается преднамеренное искажение информации, что часто бывает при сборе данных в ручную (исключается человеческий фактор). Все это позволяет исключить несанкционированное подключение. Поэтому, крупные операторы приветствуют внедрение таких технологий.

Монтаж АСКУЭ по всей линии, начиная с электростанции и заканчивая конечным потребителем в последствии приводит к значительной экономии электроэнергии. То есть, снижению затрат энергоснабжающих организаций, возникающих при несоответствии передаваемой мощности показаниям внутренних приборов учета потребителя.

Задачи, которые решает АСКУЭ

1. Энергоснабжающие компании не затрачивают много времени на выявление несанкционированного подключения и отбора электроэнергии. В процессе систематизации полученных данных об уровне энергопотребления, единые энергосистемы регионов и целой страны могут своевременно распределять электроэнергию, чтобы избежать критических точек чрезмерной нагрузки.
2. Потребитель получает возможность контролировать свои расходы, что позволяет экономить финансы. Автоматизированный учет позволяет переводить деньги без необходимости снимать показания со счетчиков электроэнергии, рассчитывать стоимость тарифов и вручную оплачивать счета. Требуется только установить на компьютер организации необходимое программное обеспечение для учета и формирования платежей за электроэнергию.
3. Работа с автоматизированным управлением позволяет анализировать стоимости и выбирать цены на потребляемую электроэнергию с различными тарифами: включая разграничение по времени суток.

Техническое обеспечение АСКУЭ

1. Установка современных электронных приборов учета электроэнергии на всех потребителях, с возможностью дистанционного контроля параметров в режиме реального времени.
2. Подключение к приборам учета специальных устройств передачи данных (модемов с поддержкой стандарта NB-IoT или преобразователей интерфейса). Эти устройства должны быть снабжены резервным питанием.

3. Прокладка проводных линий связи между приборами учета, устройствами передачи данных и АРМ. Обмен данными может быть организован с помощью беспроводной связи. Линии связи должны обеспечивать отправку отчетов в режиме реального времени на абонентские устройства потребителей, обеспечивать контроль за формированием собранных данных. Каналы защищены от несанкционированного подключения. Прежде всего это делается для защиты от возможного взлома и предоставления недостоверной информации.

4. Организация автоматизированного рабочего места (АРМ), оснащенных высокоскоростными вычислительными системами (серверами). Также необходимо предусмотреть возможность подключения систем удаленного доступа к АРМ, чтобы отвязать операторов от физического рабочего места.

5. Обеспечение серверов и компьютерных рабочих станций специализированным программным обеспечением. При реализации удаленного доступа необходимо установить программы, работающие на мобильных устройствах.

6. Для эффективной работы автоматики, на трансформаторных подстанциях также устанавливается автономное оборудование.

Разделение системы

Для повышения надежности и бесперебойной работы АСКУЭ, применяется многоуровневый принцип.

1. В первый уровень входят приборы учета электроэнергии.

2. Во второй уровень входят устройства передачи данных, с этих устройств передаются данные по линиям связи на АРМ. Линии связи могут быть отнесены ко второму уровню системы, а могут быть выделены в отдельную структуру. Для удобства обслуживания они обычно привязаны к уровню № 2.

3. В третий уровень входит автоматизированное рабочее место. Аппаратное обеспечение устанавливается с учетом защиты информации и резервирования системы.

Проектирование и монтаж системы АСКУЭ

Все работы по проектированию, монтажу, подключению и наладке АСКУЭ выполняются сертифицированными подрядчиками. Подрядчику по завершению всех работ необходимо согласовать и организовать подключение объекта к управлению энергосистемами на территории.

Последовательность:

1. Определение места установки приборов учета, устройств передачи данных и место расположения АРМ.

2. Выбор технических средств.

3. Определение формата предоставления информации для пользователей.

4. Организация системы передачи информации на уровне субъекта оптового рынка.

5. Решены вопросы по защите от несанкционированного доступа техническими средствами к программному обеспечению.

6. Реализация автоматической диагностики АСКУЭ и работоспособности её компонентов.

7. Открытую объектно-ориентированную архитектуру программных средств АСКУЭ (реальная многозадачность приложений).

8. Возможность поэтапной модернизации на протяжении всего жизненного цикла АСКУЭ.

9. Согласование проекта в органах электроснабжения.

10. Проведение пусконаладочных работ (ПНР), тестовая эксплуатация, перевод системы в постоянный режим работы.
11. Техническое обслуживание системы.
12. Настройка программного обеспечения (ПО), подключение удаленных АРМ.

NB-IoT (Narrow Band Internet of Things)

Стандарт сотовой связи для устройств с небольшим объемом передаваемых данных. Технология NB-IoT использует существующую инфраструктуру мобильных операторов. Сеть развёртывается на оборудовании сотовых сетей LTE CatNB1, или отдельно, к примеру поверх GSM. То есть все функции, которые доступны в (LTE, GSM), также используются в NB-IoT.

Мобильные операторы предоставляют услуги NB-IoT наравне с другими услугами: голосовой мобильной связью, высокоскоростной передачей данных LTE и др.

Преимущества:

- NB-IoT – это открытый мировой стандарт, то есть, все оборудование совместимо, соответственно работа устройств не зависит от оператора, а также региона.
- Изначально стандарт NB-IoT был ориентирован на рынок B2B / M2M, стандарт учитывает многие особенности целевого рынка.
- Данная технология очень активно развивается.
- Высокий уровень качества обслуживания и "долголетие" мобильных операторов (МТС, Билайн, Мегафон и др.), в отличие закрытых технологий и локальных провайдеров.
- Высокая площадь покрытия, крупные операторы (МТС, Билайн, Мегафон и др.) имеют полное покрытие практически всей территории РФ.
- Высокое качество проникновения сигнала.
- Высокая скорость передачи данных в сравнении с сетями (LPWAN), что позволяет строить полноценные автоматизированные системы управления.
- Большая емкость сети, масштабируемость сети, а также большой охват.
- Минимальный трафик с возможностью настройки работы по расписанию.
- Малое энергопотребление устройств (до 10 лет работы от батареи емкостью 5 Вт*ч).
- Низкая стоимость оборудования.

Особенности:

- Эксплуатация облачных сервисов мобильных операторов для сбора и обработки данных.
- Перспектива перехода с стандартных SIM-карт на программируемые eSIM-карты.
- Умеренная абонентская плата.

Устройства, работающие на базе технологии NB-IoT:

Меркурий 204 АРТМ.
Меркурий 234 АРТМ.

Библиографический список

1. Сенько В. В, Автоматизированные системы коммерческого учета электроэнергии. – Тольятти ТГУ, учебное пособие, 2011.
2. NB-IoT, Narrow Band Internet of Things. Общая информация, особенности технологии. Режим доступа: <https://habr.com/ru/post/435646/>.

СОДЕРЖАНИЕ

ИНФОРМАЦИЯ О IV МЕЖДУНАРОДНОМ ФОРУМЕ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ» СТНО-2021».....	3
МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ. РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА».....	5
Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА».....	5
Васильев И.В. Обнаружение БПЛА локаторами метрового диапазона.....	5
Потапов А.А. Фрактальный мониторинг в широком диапазоне: от радара до экономических кризисов.....	10
Аппоротов А.А., Евстифеева С.В. Сравнение компактных нелинейных моделей СВЧ полевых транзисторов.....	16
Васильев Е.П., Орешков В.И., Чирковская Е.А. Методы синтеза и анализа фильтров на связанных линиях.....	21
Киселев А.Ю. Исследование диэлектрической антенны с коническим стержнем.....	24
Киселев А.Ю. Универсальное радиоприемное устройство цифровых сигналов.....	30
Киселев А.Ю. Моделирование патч-антенны.....	35
Киселев А.Ю. Алгоритм привязки данных спутниковых измерений микроволновых радиометров SSM/I, SSMIS.....	41
Свиридов В.А. Применение спиральных антенн в спутниковой системе связи.....	46
Калыгин Г.О. Алгоритм формирования гармонического сигнала с высокой разрядностью.....	49
Афанасьев А.А., Будяков А.В. Идентификация канала при слепой обработке сигналов в приемных модулях системы радиосвязи.....	52
Ефимов В.А. Сравнительный анализ методов оценки параметров приливных явлений в геофизических полях Земли.....	55
Пилипчук Е.А. Исследование алгоритмов сверхразрешения.....	62
Исабаев К.Ж. Опыт калибровки приёмного устройства РЛС П-18М для проведения научных измерений.....	66

Ходовицкий С.О. Исследование распределения электромагнитного поля за отверстием резонаторного рефлектометра.....	70
Сычев А.С. Реализация численных методов оптимизации параметров нелинейной функции на языке программирования Python.....	73
А.И. Ларионов Анализ зависимости дальности обнаружения пилотируемых летательных аппаратов и БПЛА от изменения рабочей частоты бортовой РЛС.....	80
Мартынов В.И., Сафонова А.В. Исследование эффективности алгоритмов получения радиолокационного изображения цели при наличии мешающих воздействий.....	84
Яковлев А.Э. Исследование влияния функции углового спектра на эффективность передачи данных в системе MASSIVE MIMO с учетом взаимной корреляции каналов.....	87
Петухов А.В. Исследование сигнальных созвездий в системах передачи данных.....	92
Петунин А.А. Построение автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех.....	95
Рябов А.И. Выбор модели распространения сигнала стандарта 5G.....	101
Концов Ю.А. Построение карт распределения мощности сигналов стандарта 4G.....	105
Слонов Е.В., Паршин А.Ю. Оценка погрешности определения координат объекта методом ТОА.....	110
Мамедов И.М. Исследование влияния магнитного поля на амплитудно-временные характеристики газонаполненных нейтронных трубок.....	114
Захарченко В.Д., Пак О.В. Моделирование высотомера малых высот с двойной частотной модуляцией.....	117
Литвинов И.Ю. Адаптация рекурсивных режекторных фильтров.....	120
Половинкин В.В. Пространственное кодирование аламоути в случае с несколькими передающими антеннами в MISO-системах передачи информации.....	124
Янин А.О. Устранение эффекта электроакустического преобразования в радиостанции.....	130
Астаркин И.В. Применение карт нормалей, как эффективный способ хранения информации о трехмерных объектах.....	134

Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА».....	138
Батенков К.А. Особенности организации модельных каталогов в симуляторе пакетных сетей Riverbed....	138
Галичев Е.В., Калыгина Л.А., Меркутов А.С. Экспериментальное исследование характеристик радиоканала в нелицензируемом частотном диапазоне 431 МГц.....	140
Савченко А.Ю. Имитационная модель тракта передачи сигналов в системе сбора параметров дыхания тренирующихся пловцов.....	144
Катков О.Н., Рыжков А.П., Сафронова Н.А. Особенности моделирования электронных элементов в среде MULTISIM.....	150
Егоров А.В., Иваненко Д.Д. Оценка ЭМС РЭС спутниковой службы с РЭС гражданского назначения.....	153
Али М.А. Исследование характеристик передачи данных в системе 5G с использованием MASSIVE MIMO при разных схемах кодирования.....	156
Савельев А.С. Исследование характеристик антенны с круговой поляризацией поля для беспилотного летательного аппарата.....	162
Масленков А.В. Технология NB-IoT.....	165
Артемьев Д.С. Проектирование микрополосковых СВЧ фильтров с подавлением паразитной полосы пропускания.....	169
Смирнов М.С., Буряков Д.А. Метод определения первичных признаков кодека CELP на основе анализа-синтеза.....	172
Мартишина Ю.О. Улучшение параметров речевого кодека MELP при зашумленной связи.....	175
Дмитриев В.Т., Макаров М.В. Оценка качества речевых сигналов на выходе кодеков на основе представления Хургина - Яковлева.....	178
Муравьева Ю.В. Разработка модификации алгоритма кодирования CELP с переменной скоростью передачи.....	182
Дмитриев В.Т., Бронникова Э.А. Адаптация кодека речевых сигналов к темпу речи.....	186
Бауков А.А. Обнаружение частиц атмосферных осадков на видеоизображениях с использованием согласованной фильтрации.....	189

Мартынов Е.А. Очистка речевого сигнала от акустических шумов в кодеках речевых сигналов.....	193
Дмитриев В.Т., Сергеев А.С. Совместная реализация кодека источника и помехоустойчивого кодера.....	197
Дмитриев В.Т., Куликова Е.С., Черентаев М.А. Моделирование системы обработки сигнала на основе представления Хургина - Яковлева при $N=3$	201
Триль А.В. Спектральная эффективность в сетях LTE-A.....	205
Миняев Н.Р. Особенности организации автоматизированной системы коммерческого учета электроэнергии на базе стандарта NB-IoT.....	210

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ

Научное издание

В 10 томах

Том 1

Под общей редакцией О.В. Миловзорова.

Подписано в печать 15.06.21. Формат 60х84 1/8.

Бумага офсетная. Печать офсетная.

Гарнитура «Times New Roman».

Усл. печ. л..

Тираж 100 экз. Заказ №.

Рязанский государственный радиотехнический университет,
Редакционно-издательский центр РГРТУ,
390005, г. Рязань, ул. Гагарина, д. 59/1.
Отпечатано в типографии Book Jet,
390005, г. Рязань, ул. Пушкина, д. 18