

Брагин А.И., Храмов К.К.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
e-mail: www.bragin2015@yandex.ru*

### **Разработка и обоснование подходов к практической реализации прибора для комплексной физиотерапии**

Физиотерапия представляет собой специализированную область здравоохранения, сформированную на научной основе, существующую десятки лет в качестве самостоятельного раздела медицинской науки. Она изучает лечебные свойства природных и искусственно созданных физических факторов, разрабатывает способы их применения преимущественно для восстановительного лечения, медицинской реабилитации и профилактики заболеваний [1-2].

Современная физиотерапия включает в себя лечение электрическим током, магнитным полем, электромагнитными и электрическими полями высокой частоты, механическими колебаниями, а также такие процедуры как фототерапия, галотерапия, гипокситерапия, ингаляционная терапия, теплотечение, криотерапия, водолечение [2].

При практической реализации аппаратов для комплексного и восстановительного лечения, реабилитации, вторичной профилактики больных с различными заболеваниями и травматическими повреждениями применяется воздействие на организм человека электрическим током (таблица 1), электрическими (таблица 2) и электромагнитными (таблица 3) полями [1-2].

Таблица 1

Лечение электрическим током													
Гальванизация	Лекарственный электрофорез	Диадинамотерапия.	Амплипульстерапия	Интерференционная терапия	Флюктуоризация	Электродиагностика.	Электростимуляция	Электростимуляция синусоидальным током	Электросонтерапия.	Транскраниальная электростимуляция	Чрескожная электро-нейростимуляция	Ультратонтерапия	Дарсонвализация

Таблица 2

Лечение электрическим полем высокого напряжения	
Франклинизация	Импульсное электрическое поле высокого напряжения

Таблица 3

Лечение электромагнитными полями высокой частоты				
Сантиметроволновая терапия	Ультравысокочастотная терапия	Дециметроволновая терапия	Сантиметроволновая терапия	Миллиметроволновая терапия

При физиотерапии на организм человека воздействуют разными типами магнитных волн: постоянным, переменным, пульсирующим, импульсным, бегущим, вращающимся. Важным параметром при воздействии магнитным полем на организм человека является индукция магнитного поля, которую в литературе также называют плотностью магнитного поля [2]. В качестве источников магнитного поля используются постоянные магниты, катушки с ферромагнитными сердечниками, катушки без сердечников.

Можно выделить следующие области практического применения магнитных полей при лечении и профилактике заболеваний [1]:

- комплексная медикаментозная и магнитотерапия хронических заболеваний магистральных артерий конечностей, при которых производится воздействие магнитным полем с индукцией 0,5...5 мТл;
- комплексная магнито-лазерная терапия хронических заболеваний магистральных артерий конечностей – воздействие магнитным полем с индукцией 0,25...5 мТл;
- магнитотерапия в комплексном лечении диабетических ангиопатий – воздействие магнитным полем с индукцией 0,25...2 мТл;
- магнитотерапия при ишемической болезни сердца и эссенциальной гипертензии – воздействие магнитным полем с индукцией 0,5...5 мТл и частотой 1...100 Гц;
- магнитотерапия неврологических заболеваний сосудистого генеза – воздействие магнитным полем с индукцией 3...4 мТл и частотой 9...10 Гц.

В настоящее время на рынке существует множество приборов как для комплексной, так и для более направленной физиотерапии, например: Полимаг-02М, Полимаг-02, Алмаг-01, Алмаг+, Диамаг, МАГ-30, производимые компанией «ЕЛАМЕД» [3]; АМнп-02, ДМВ-02 от компании «Солнышко» [4]; MAGNUM 3500 PRO и MAGNUM XL PRO фирмы Globus [5].

Проведенный анализ физиотерапевтических приборов позволяет заключить, что, несмотря на богатый выбор и значительные функциональные возможности, практически все они имеют только один вид воздействия. Вместе с тем, имеющиеся данные свидетельствуют о том, что применение в одном приборе комплексного воздействия не только существенно расширит области его использования, но повысит эффективность терапии.

В докладе излагаются и обосновываются методы и подходы к практической реализации мобильного прибора для комплексной физиотерапии, который предназначен для воздействия на лобные и височно-теменные области головы магнитными полями и слабыми электрическими токами. Проводится анализ результатов терапевтического влияния магнитных полей и электростимуляции на организм человека и возможностей их комплексного воздействия. Также затрагиваются вопросы технической реализации прибора.

Предполагается, что применение такого прибора позволит не только уменьшить головную боль, улучшить сон, но также поможет снизить уровень тревожности и улучшить когнитивные способности человека.

### Литература

1. Системы комплексной электромагнитотерапии: Учебное пособие для вузов / Под ред. А.М. Беркутова, В.И. Жулева, Г.А. Кураева, Е.М. Прошина. – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2000 г. – 376 с.: ил.
2. Практическая физиотерапия. – 2-е изд., испр. и доп. – М.: ООО «Медицинское информационное агентство». 2009. – 608 с.
3. Сайт компании «ЕЛАМЕД» [Электронный ресурс]: Медицинская техника. Каталог продукции «ЕЛАМЕД». – Режим доступа: <https://lpu.elamed.com/medicinskaya-tehnika>
4. Интернет-магазин компании «Солнышко» [Электронный ресурс]: Аппараты магнитотерапии. – Режим доступа: <https://solnyshco24.com/catalog/apparaty-magnitoterapii>
5. Сайт компании Globus [Электронный ресурс]: Product line: The full range of Globus magnetotherapy devices. – Режим доступа: <https://globusmagneto.com/en/products/>. – Язык англ.

Григорьев Д.Н.  
АО НПК КБ машиностроения  
г. Коломна, Московской обл.  
denis.grigo@yandex.ru

### Разработка математической модели радиолокационного конфликта

Аналитическое исследование эффективности применения преднамеренных помех, воздействующих на РЛС обнаружения и сопровождения воздушной цели (ВЦ) основано на построении математической модели радиолокационного (РЛ) конфликта РЛС и средств помехового воздействия, учитывающей основные характеристики РЛС и станции активных помех (САП), а также особенности и динамику функционирования РЛС по обслуживанию летательного аппарата (ЛА) на начальном этапе.

Конфликтный характер процесса функционирования системы РЛС-САП в динамике можно адекватно описать с помощью аппарата марковских случайных процессов.

Примеры использования аппарата марковских процессов в задачах анализа характеристик РЛС на этапах обслуживания, захвата и сопровождения ВЦ приведены в работах [1 - 5]. Однако в этих работах моделированию подлежали отдельные радиотехнические устройства на «сигнальном» уровне, что не затрагивало конкретных алгоритмов функционирования РЛС в целом.

В докладе решается задача оценки эффективности воздействия преднамеренных помех на РЛС обнаружения и сопровождения ВЦ на основе совокупности вероятностных, временных и пространственных показателей. В работе используются методы теории цифровой обработки информации и статистического анализа алгоритмов завязки и сброса траектории ВЦ с сопровождения (применительно к обзорным РЛС) оперирующие системой её вероятностно-временных параметров. Расчет параметров проводится на основе теории марковских цепей.

При построении математической модели конфликта РЛС и САП введены следующие ограничения и допущения:

- вероятность ложной тревоги принимается постоянной ( $F = \text{const}$ ) в каждый момент времени и для всех элементов разрешения (данное допущение можно принять в связи с тем, что в современных РЛС вероятность ложной тревоги  $F$  на элемент разрешения, как правило, стабилизируется специальными средствами [6]);
- поиск ВЦ в зоне целеуказания ведется путем ее многократного осмотра, до тех пор, пока не будет принято решение об обнаружении ВЦ и сформирована радиолокационная отметка ВЦ;
- для захвата ВЦ на сопровождение используется алгоритм, соответствующий логике « $k/m + 1/n$ », срыв слежения за ВЦ выполняется по логике « $h$  пропусков подряд»;
- сопровождение ВЦ выполняется в режиме одновременного автоматического сопровождения нескольких целей в процессе обзора (АСПО);
- потенциальные возможности системы вторичной обработки информации ограничены числом каналов сопровождения;
- в случае сброса отметки с сопровождения РЛС заново реализует процедуру обнаружения ЛА;
- передача ВЦ на этап обслуживания выполняется через некоторое время после захвата ВЦ на сопровождение, при условии, что данная ВЦ находится в пределах некоторой пространственной зоны – зоны обслуживания;
- САП считается не эффективной в случае передачи ВЦ на этап обслуживания.

При составлении математической модели учитывались следующие характеристики РЛС обнаружения и сопровождения ВЦ:

- потенциал РЛС;
- длительность цикла работы РЛС;
- периоды обращения к цели на различных этапах функционирования РЛС;
- длительность и период повторения зондирующих импульсов РЛС и др.

Действие помех на РЛС в модели учитываются с помощью следующих параметров:

- вероятности правильного обнаружения отраженного от ВЦ сигнала в условиях действия помех;
- вероятности появления в рассматриваемом элементе разрешения РЛС единичной ложной отметки;
- вероятности правильной селекции отметок от цели в стробах отождествления;
- число создаваемых с помощью помех ложных отметок и траекторий.

Основными параметрами САП, оказывающими влияние на характеристики функционирования РЛС, являются:

- потенциал САП (мощность передатчика САП, коэффициент усиления антенны САП);
- коэффициент качества формируемой помехи;
- относительная ширина спектра флуктуаций помехи;
- максимальное количество создаваемых ложных отметок и др.

Перечисленные характеристики сторон РЛ конфликта являются функциями времени. Изменение значений параметров РЛС во времени происходит дискретно в соответствии с изменением сигнально-помеховой ситуации и режимов работы РЛС. Изменение вероятности обнаружения сигнала обусловлено перемещением ЛА относительно подавляемой РЛС и возможным изменением параметров излучения. В математической модели определяется важный параметр "модельное время".

Модель РЛ конфликта состоит из двух взаимосвязанных моделей: модели конфликта (МК) и модели процессов (МП). МК описывает характер процесса взаимного функционирования сторон конфликта, а каждое состояние МК соответствует определенному этапу работы РЛС. МП описывает процессы получения и прохождения информации о ВЦ на каждом этапе функционирования РЛС. Действие различных помех на РЛС непосредственно учитывается в МП, а оценка временных показателей производится при анализе МК.

Исходные данные разделяются на три группы. К первой относятся неизменяемые параметры РЛС (мощность излучения, коэффициент усиления антенны, коэффициент шума приемного тракта и т.д.). Во вторую группу входят изменяющиеся в зависимости от режима работы РЛС и помеховой обстановки параметры зондирующего излучения: длительности и периода следования импульсов, несущей частоты, базы сигнала, количества импульсов в пачке и т.д. К третьей группе относятся параметры алгоритмов принятия решения о завязке траектории ВЦ, подтверждения обнаружения, срыва сопровождения ВЦ и времени подготовки каналов обслуживания, характерные для этапа вторичной обработки информации. Процесс конфликтного взаимодействия РЛС и средств помехозащиты представлены ориентированным графом событий, в котором конечным событием является передача ВЦ на этап обслуживания.

Вероятность переходов из одного состояния графа в другое зависят от используемых в РЛС критериев принятия решения по ВЦ, пространственно-энергетических возможностей РЛС по обнаружению отметок от целей в условиях действия активных помех, а также времени, отводимого РЛС на проведение каждой операции.

Разработанная математическая модель позволяет определить вероятностные и временные показатели эффективности подавления РЛС преднамеренными помехами. Учет конкретного типа помехи, воздействующего на РЛС в математической модели осуществляется на более низком «сигнальном» уровне.

### Литература

1. Обрезков Г.В., Разевиг В.Д., Методы анализа срыва слежения. – М.: Советское радио, 1972.
2. Тихонов В.И., Статистическая радиотехника. – М.: Радио и связь, 1982.
3. Вентцель Е.С., Теория вероятностей. – М.: Наука, 1969.
4. Вентцель Е.С., Введение в исследование операций. — М.: Советское радио, 1964.
5. Вентцель Е.С., Исследование операций. – М.: Советское радио, 1972.
6. Информационные технологии в радиотехнических системах. Под ред. Федорова И.Б. - М: МГТУ имени Н.Э. Баумана, 2003.

Долгов Г.Ф.  
*Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и  
Николая Григорьевича Столетовых  
Владимир, ул. Горького, 87  
dolgov@vlsu.ru*

### **Изучение электротехники с применением системы Multisim**

В учебных планах большинства направлений подготовки бакалавров техники и технологии присутствует дисциплина «Электротехника». В этой дисциплине студенты осваивают компетенции по расчету и измерению электрических величин.

Изучение дисциплины «Электротехника» многим студентам дается с трудом, особенно, если изучаемые вопросы не подтверждаются практическими исследованиями на реальных устройствах. В период пандемии, когда занятия проводятся в дистанционной форме, сложность освоения указанных компетенций существенно возрастает. В этом случае на помощь приходят компьютерные программы, моделирующие работу электрических схем. Одной из таких программ является Multisim [1].

Multisim – программная среда [2], входящая в ElectronicsWorkbench (лидер международного рынка по разработке программного обеспечения для проектирования схем). В Multisim имеются различные компоненты: резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, трансформаторы, коммутационные элементы, источники питания. Особенностью программы Multisim является наличие виртуальных измерительных приборов, имитирующих работу реальных аналогов. Так в составе Multisim имеются виртуальные измерительные приборы: вольтметры, амперметры, омметры, мультиметры, предназначенные для измерения переменного или постоянного тока или напряжения, сопротивления; генераторы, в том числе гармонических колебаний, как однофазные, так и трехфазные; осциллографы (2-х и 4-х каналные); ваттметр, предназначенный для измерения мощности и коэффициента мощности цепи синусоидального тока; и пр. Наличие разнообразных электрорадиоэлементов и виртуальных приборов позволяет студентам моделировать процессы, происходящие в различных электрических схемах, которые используются при изучении отдельных вопросов электротехники.

Основное использование Multisim при изучении электротехники – проверить правильность аналитических расчетов, проводимых студентом по законам Ома, Кирхгофа с использованием различных методов расчета электротехнических цепей. Часто получается, что студент, сделав неверный расчет, успокаивается, так как считает, что все сделал правильно. При этом у него изначально формируются неверные компетенции, которыми он делится с остальными студентами группы, сбивая их с правильного пути.

Программу Multisim можно использовать при изучении почти всех тем дисциплины «Электротехника». Обычно изучение электротехники начинается с законов Ома для участка цепи. Для изучения этого закона можно в системе Multisim создать простейшую схему из аккумулятора, одного или нескольких резисторов, амперметра и вольтметра. Аналитически рассчитать токи и напряжения в ветвях схемы и проверить свои расчеты в Multisim. Так легко проверить правильность проведенных преобразований нескольких сопротивлений, включенных последовательно, параллельно, смешанным образом в эквивалентное сопротивление. В этом случае потребуется только виртуальный омметр или мультиметр. Изучению законов Кирхгофа помогут виртуальные вольтметры, амперметры либо пробники тока, напряжения, имеющиеся в Multisim. Но при этом целесообразно одновременно использовать несколько подобных приборов, измеряющих токи и напряжения на отдельных элементах схемы. Расчет сложных схем методами контурных токов, узловых потенциалов и пр. также поддается моделированию в программе Multisim.

Довольно сложным для многих студентов является вопрос изучения переменных токов в цепях с реактивной и смешанной нагрузкой. В этом случае в отдельных участках схемы появляются повышенные токи, возникающие из-за реактивной мощности. Так на рисунке 1

показана схема моделирующая токи и напряжения на индуктивной нагрузке L1 при приложении к ней сетевого напряжения  $V1=230\text{ В}$  переменного тока частотой 50 Гц.

На схеме показаны: сопротивление R1, моделирующее сопротивление линии электропередачи и также используемое для измерения тока осциллографом; активное сопротивление катушки индуктивности R2; индуктивность катушки L1; компенсирующий конденсатор C1; выключатель компенсирующего конденсатора S1. Для измерения параметров схемы используются приборы: токовый пробник 1, измеряющий ток в линии электропередачи; токовый пробник 2, измеряющий ток в конденсаторе; ваттметр XWM1, измеряющий активную мощность, потребляемую нагрузкой, и коэффициент мощности (cosφ); осциллограф XSC1, верхний луч (канал А) которого показывает ток в линии электропередач, а нижний (канал В) – напряжение на нагрузке.

На рисунке 1 пробник 1 показывает, что ток в линии электропередачи составляет 68,9 А. Ваттметр показывает, что активная мощность составляет 4,76 кВт при коэффициенте мощности равном 0,3. На осциллограмме видно, что ток и напряжение сдвинуты относительно друг друга почти на четверть периода. При включении конденсатора C1 в работу схемы картина меняется. Как показано на рисунке 2, ток в линии электропередачи составляет 21 А. Он снижается более чем в три раза, а это значит, что и потери энергии в линии электропередачи снизятся более чем в три раза. При этом активная мощность, передаваемая линией, после включения конденсатора C1 в схему практически не изменилась. Коэффициент мощности близок к единице, а фазовый сдвиг между током и напряжением отсутствует.

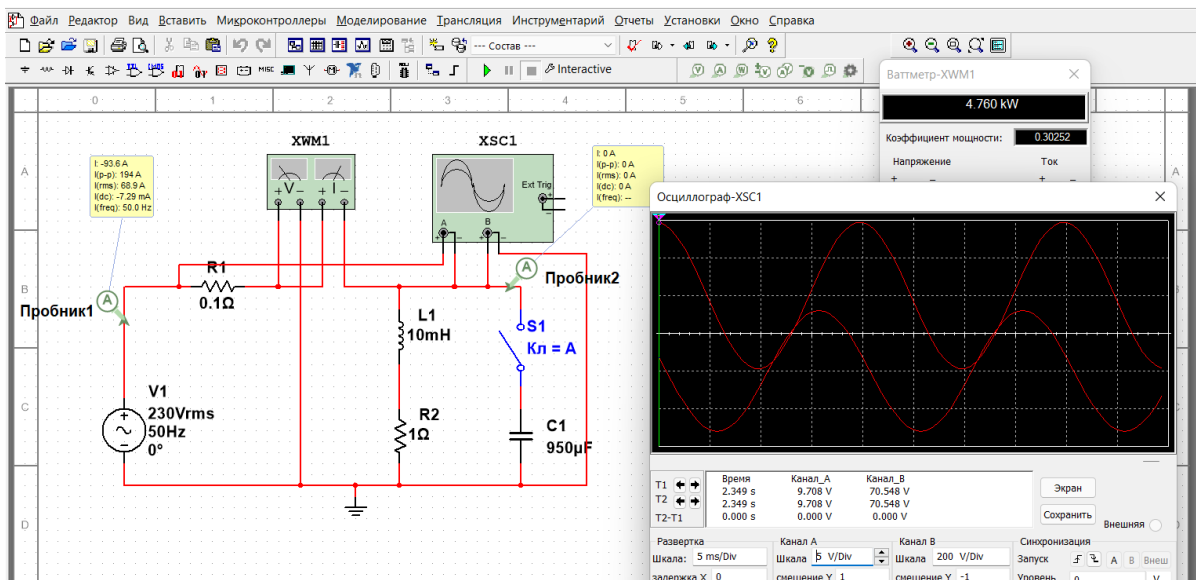


Рис. 1 Схема с отключенным конденсатором

Приведенный пример демонстрирует, что программа Multisim может применяться при изучении различных вопросов электротехники. При этом наглядность процессов, происходящих в работе схем, делает обучение более простым и легче усваиваемым. Программу Multisim можно использовать как в лекционном материале, объясняя физические процессы, протекающие в схемах, так и в других видах занятий, проверяя результаты аналитического моделирования схем. Самостоятельное составление схем, подключение виртуальных измерительных приборов, выбор режима их работы позволяет студентам освоить компетенции, связанные с измерением электрических параметров и настройкой необходимых режимов работы типовых измерительных приборов.

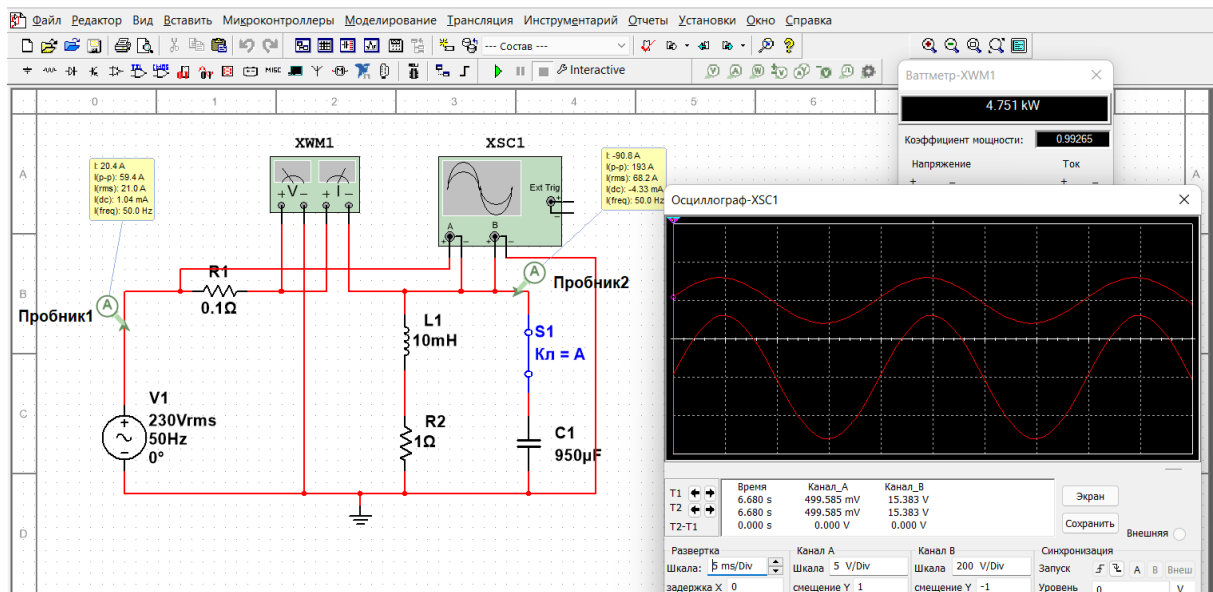


Рис. 2 Схема с включенным конденсатором

### Литература

1. Долгов Г.Ф. Использование MULTISIM в лабораторных работах по дисциплине "Электротехнические измерения" // Информатизация инженерного образования (ИНФОРИНО-2018) Москва: Изд-во МЭИ. – 2018. С. 476-479
2. Введение в Multisim. Трехчасовой курс. URL:[http://of.bsu.ru/e-book/mikroprocess/Manual\\_multisim\\_rus.pdf](http://of.bsu.ru/e-book/mikroprocess/Manual_multisim_rus.pdf) (дата обращения: 10.01.2022).

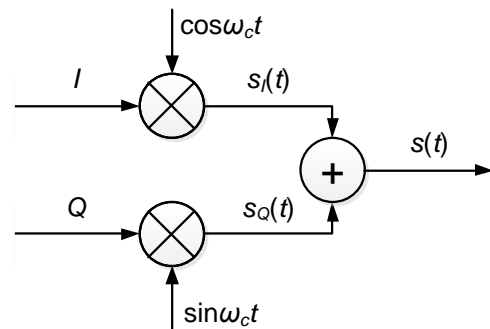
Зеленов Н.К., Храмов К.К.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых» 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23 e-mail: zelenov\_95@mail.ru*

### Разработка программы моделирования дисбаланса квадратурного модулятора

В большинстве цифровых систем связи модуляторы и демодуляторы строят по квадратурным схемам. Квадратурный модулятор является универсальным устройством, которое может быть использовано для получения сигнала с линейно-модулированной несущей, включая такие виды, как амплитудная, фазовая и амплитудно-фазовая модуляции [1].

Структурная схема квадратурного модулятора (рис. 1) содержит два балансных модулятора (перемножителя) и сумматор высокочастотных сигналов, на выходе которого образуется квадратурно-модулированный сигнал  $s(t)$ . Получение различных видов модуляции в этой схеме обеспечивается подачей на его входы определенных синфазной и квадратурной составляющих  $I(t)$  и  $Q(t)$ , представляющих собой сигналы с амплитудно-импульсной модуляцией в основной полосе (baseband).

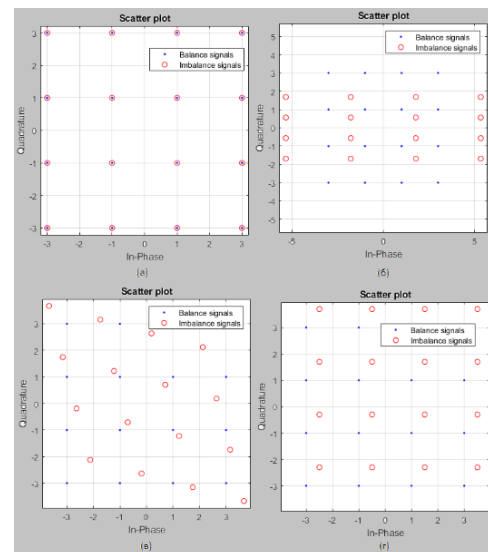


**Рис. 1. Структурная схема квадратурного модулятора**

Квадратурный модулятор широко используется в качестве схемы модуляции для цифровых телекоммуникационных систем таких, как набор стандартов IEEE 802.11. Наиболее распространенными формами амплитудно-фазовой модуляции является квадратурная амплитудная модуляция (КАМ, QAM) 16-QAM (рис. 2,а), 64-QAM и 256-QAM. Модуляции 64-QAM и 256-QAM используются в цифровом кабельном телевидении и кабельных модемах. Для ретрансляции спутниковых потоков актуальным является использование 32-QAM. Системы связи, предназначенные для достижения высокой спектральной эффективности, обычно используют сигнальные созвездия более высокого порядка. Например, в устройствах Ethernet Power Plug AV2 500 Mbit используются модуляции 1024-QAM и 4096-QAM [1].

Как правило, квадратурный модулятор – это аналоговое устройство, параметры которого зачастую нестабильны и зависят от условий и режимов эксплуатации, температуры и т.д. Вследствие этого в квадратурном модуляторе могут возникать дисбалансы различной природы. Если по какой-либо причине сигнал синфазной составляющей  $I(t)$  по амплитуде окажется больше (или меньше) сигнала квадратурной составляющей  $Q(t)$ , то такое состояние называется амплитудным дисбалансом (gain imbalance). Независимо от места возникновения данного дефекта его влияние на выходной сигнал будет одинаково. Форма сигнального созвездия сигнала на выходе модулятора при наличии амплитудного дисбаланса будет отличаться от идеальной (рис. 2,б). Это ухудшает распознавание сигнала в приемном устройстве [2].

В большинстве передатчиков прямого преобразования сдвиг фазы сигнала гетеродина на  $90^\circ$  осуществляется с использованием многофазного фильтра. При этом фазовое разделение никогда не бывает идеальным. Например, если имеется квадратурная ошибка  $\Delta\varphi = 1^\circ$ ,



**Рис. 2. Сигнальное созвездие 16-QAM (а) и его искажения (б-д)**



то форма результирующего сигнального созвездия исказится (рис. 2,в). Данное рассогласование по фазе носит название фазового дисбаланса (phase imbalance). Причиной такого дисбаланса может также являться рассогласование фазовых характеристик аналоговых фильтров квадратурных каналов. Величина фазового разбаланса в данном случае будет увеличиваться при возрастании скорости передачи данных.

Сигнал на выходе квадратурного модулятора может быть описан выражением:

$$s(t) = 0,5\{\cos(\omega_{bb} - \omega_c)t - G_{LO}G_{bb} \cos[(\omega_{bb} - \omega_c)t + \varphi_{LO} - \varphi_{bb}]\} \quad (1)$$

где  $G_{bb}$  и  $\varphi_{bb}$  – дисбаланс амплитуды и фазы в модулирующих сигналах;  $G_{LO}$  и  $\varphi_{LO}$  – дисбаланс амплитуды и фазы в каналах гетеродина.

Приведенное выражение свидетельствует, что погрешности амплитуды и фазы сигналов гетеродина оказывают такое же влияние на уровень подавления зеркального канала, как и погрешности амплитуды и фазы модулирующих сигналов [3].

Другим ключевым компонентом выходного сигнала является наличие в нем постоянной составляющей. Как правило, это показатель дисбаланса перемножителей. Этот параметр имеет особое значение для IQ-модуляторов и демодуляторов, поскольку он вызывает просачивание сигнала гетеродина (LO leakage) на выход модулятора (рис. 2,г), что приводит к появлению нежелательной спектральной компоненты на частоте гетеродина, которую трудно подавить при помощи фильтрации [4].

Поскольку оценка влияния вышеупомянутых рассогласований в квадратурном модуляторе на качество выходного сигнала представляет собой важную задачу, направленную на повышение качества устройств формирования сигналов, целесообразным является разработка программы для моделирования каждого вида дисбаланса и их комбинаций.

Разрабатываемая программа, графический пользовательский интерфейс которой изображен на рис. 3, позволит проводить наглядное моделирование амплитудного и фазового дисбалансов, возникающих как в каналах модулирующего сигнала, так и в тракте гетеродина, а также – постоянного смещения в квадратурных каналах модулирующего сигнала. Программа даст возможность анализировать временную форму и спектр синфазной и квадратурной составляющих, сигнала генератора и выходного сигнала, получить сигнальные созвездия, соответствующие заданному виду модуляции, при отсутствии и наличии дисбаланса.

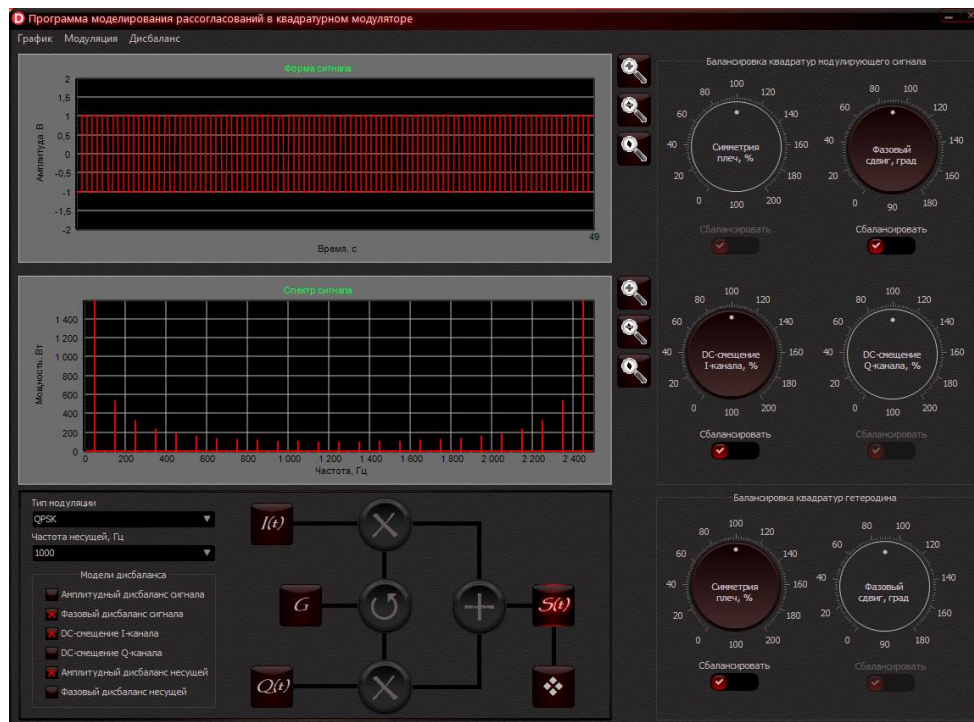


Рис. 3. Графический пользовательский интерфейс программы моделирования рассогласований в квадратурном модуляторе

Дополнительными функциями создаваемого приложения являются возможность моделирования алгоритмов компенсации рассогласований и оценки каждого вида дисбаланса с расчетом коэффициентов компенсации.

Таким образом, функционал программы позволит использовать ее не только в учебных целях, но и в практических задачах – на этапах проектирования и разработки устройств генерирования и формирования модулированных сигналов радиотехнических систем.

#### **Литература**

1. Прокис Джон. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь. 2000. – 800 с.
2. Correcting Imperfections in IQ Modulators to Improve RF Signal Fidelity. AN-1039 Application Note [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN-1039.pdf>. – Яз. англ.
3. Broadband Low Error Vector Magnitude (EVM) Direct Conversion Transmitter. Circuit Note CN-0134 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.analog.com/media/en/reference-design-documentation/reference-designs/cn0134.pdf>. – Яз. англ.
4. Transmit LO Leakage (LOL) – An Issue of Zero-IF That Isn't Making People Laugh Out Loud [Электронный ресурс]: – Режим доступа: <https://www.analog.com/media/en/analog-dialogue/volume-51/number-3/articles/transmit-lo-leakage-lol-an-issue-of-zero-if-that-isn-t-making-people-laugh-out-loud.pdf>. – Яз. англ.

Костров В.В., Ракитин А.В.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: vvk@mit.ru*

### **Корреляционно-экстремальный алгоритм поиска объектов со стабилизацией вероятности ложной тревоги**

При решении задач автоматического поиска объектов на изображениях, получаемых от радиолокаторов с синтезированием апертуры антенны, часто используются корреляционно-экстремальные алгоритмы [1, 2]. Вместе с тем прямая реализация анализа критериальной функции объекта при обработке радиолокационного изображения (РЛИ) порождает ряд проблем. Одной из таких проблем являются сложные условия наблюдения объекта, которые в большинстве случаев относятся к нестационарным [3]. Это приводит к необходимости применения специальных схем для стабилизации процедуры обнаружения, в частности, обеспечения постоянства уровня вероятности ложных тревог.

Цель доклада – рассмотреть принципы стабилизации вероятности ложных тревог при поиске объектов на радиолокационных изображениях в нестационарных условиях.

Качество поиска объектов будем характеризовать вероятностью правильного обнаружения объекта и вероятностью аномального обнаружения объекта, когда шум (фон) принимается за искомым объектом. Для определения статистических характеристик шума используется выборочный метод на основе данных ограниченного объема, полученных из РЛИ. Есть различные методы организации определения статистических характеристик распределения в области шума [4]. Размер этой области зависит от размеров обнаруживаемых объектов и необходимого объема выборки.

В данном докладе предлагается использовать для определения статистических свойств шума внешней границы с пикселей, окружающих квадратную область в которой центр есть проверяемый пиксель. Размер области анализируемого участка фона превышать размер обнаруживаемого объекта таким образом, чтобы пиксели объекта не влияли на статистику, сформированную на внешней границе фона. Система обработки изображения работает в условиях нестационарного фона, поэтому пороги обнаружения формируются адаптивно в зависимости от мощности фона (помехи), окружающей рассматриваемый отсчет. Это позволяет получить стабилизацию вероятности ложной тревоги и уменьшить ее изменение из-за медленных флуктуаций уровней фонового шума или помех от местных предметов.

В предположении, что шум на выходе линейной части РСА имеет гауссовскую плотность распределения. Тогда после вычисления огибающей входных сигналов для получения амплитудного РЛИ шум будет иметь плотность распределения Рэлея  $f(x) = x\sigma^{-2} \exp\{-0,5\sigma^{-2}x^2\}$ ,  $x \geq 0$ , где  $\sigma^2$  – дисперсия шума в квадратурных каналах. Полная дисперсия шума на входе квадратурного детектора равна  $\sigma_u^2 = 2\sigma^2$ . Полной достаточной статистикой данного распределения является величина при использовании  $n$  выборочных значений процесса  $\xi_i$ :  $T_R = \sum_{i=1}^n \xi_i^2$ . Несмещенная оценка  $\nu$ -ой степени дисперсии имеет вид

$(\sigma^2)^\nu = \frac{\Gamma(n)T_R^\nu}{2^\nu \Gamma(n+\nu)}$ , где  $\Gamma(n)$  – гамма-функция. Для  $\nu=1$  имеем  $\Gamma(n+1) = n\Gamma(n)$ , поэтому

оценки дисперсий  $\sigma^2$  и  $\sigma_u^2$  соответственно равны  $\hat{\sigma}^2 = T_R/2n$ ,  $\hat{\sigma}_u^2 = T_R/n$ . Статистика  $T_R = \sum_{i=1}^n \xi_i^2$  трудоемка для вычисления. Воспользуемся тем фактом, что распределение Рэлея является однопараметрическим и введем статистику  $T_s = \sum_{i=1}^n \xi_i$ . Тогда по оценке

математического ожидания  $\hat{m} = N^{-1} \sum_{i=1}^n \xi_i$  можно вычислить оценки среднеквадратического отклонения  $\sigma$  и  $\sigma_{uu}$  соответственно  $\hat{\sigma} = 0,8n^{-1}T_s$ ,  $\hat{\sigma}_{uu} = 1,128n^{-1}T_s$ .

Рассмотрим вопрос точности измерений на примере распределения Рэлея. При минимальной ширине окна анализа в 1 пиксель и размере  $10 \times 10$  пикселей получаем объем выборки  $n = 38$ . Тогда точность оценивания параметра  $\sigma_{uu}^2$  составит порядка 23%. Чтобы повысить точность оценивания параметра распределения и соответственно повысить стабильность вероятности ложной тревоги окно анализа необходимо расширять. Если сделать ширину окна 2-х пикселя, то объем выборки составит  $n = 80$ . Точность оценки увеличится, среднеквадратическая ошибка (СКО) оценивания составит 16%. В режиме стабилизации ложных тревог потенциальная точность оценивания мощности шума должна составлять не более (4...6)%, что требует объема анализируемой выборки не менее 500...1000 пикселей. Этот вывод справедлив при рэлеевской плотности распределения шума (фона) на РЛИ. Если плотность распределения будет отлична от рэлеевской, то появятся дополнительные погрешности в оценке параметров распределения.

Что касается решения целевой задачи, то однозначного математического или технологического подхода к ее решению все еще нет [5]. В данной работе для поиска объекта на изображении использован корреляционно-экстремальный алгоритм, в котором реализуются две последовательные операции: двумерная корреляция с опорным образом сигнала и поиск экстремуму в окне анализа. В некоторых ситуациях, например при сильном разбросе параметров объекта или в случае пространственной неоднородности, более качественные результаты могут дать пофрагментные фильтры или фильтры усредненного объекта. Однако и в этих случаях необходимо автоматически контролировать уровень вероятности ложных тревог.

Для проверки работы алгоритма проводилось математическое моделирование, основные результаты которого приведены на рис. 1. Модель объекта выбрана в виде одиночно стоящего на аэродроме летательного аппарата (рис. 1 а), яркость блестящих точек которого изменялись случайным образом. В качестве модели нестационарности фона использовано изменение яркости по изображению в соответствии с гауссовским законом, причем максимальная дисперсия приходится примерно на центр кадра. Дисперсия шумового сигнала в точке максимума яркости в четыре раза превышает дисперсию фонового сигнала на краю кадра. Аддитивная смесь сигналов объекта и фона с отношением сигнал-фон, равным 3, представлена на рис. 1 б. Автоматическая обработка такого изображения с постоянным порогом обнаружения не позволила выделить объект, поскольку вся центральная зона была усеяна потоком аномальных признаков обнаружения. На рис. 1 в приведен результат пороговой обработки в виде бинарного поля с использованием адаптивного устройства установки порога при вероятности ложной тревоги  $10^{-4}$ . Полученные результаты показывают, что такой подход позволяет успешно локализовать область интересующего объекта. Как и следовало ожидать, корреляционная обработка приводит к искажению формы объекта. Это существенно усложняет задачу формирования признаков для описания объекта, поскольку они требуются для последующего распознавания образов, контурного анализа и определения геометрических характеристик объекта [5, 6].

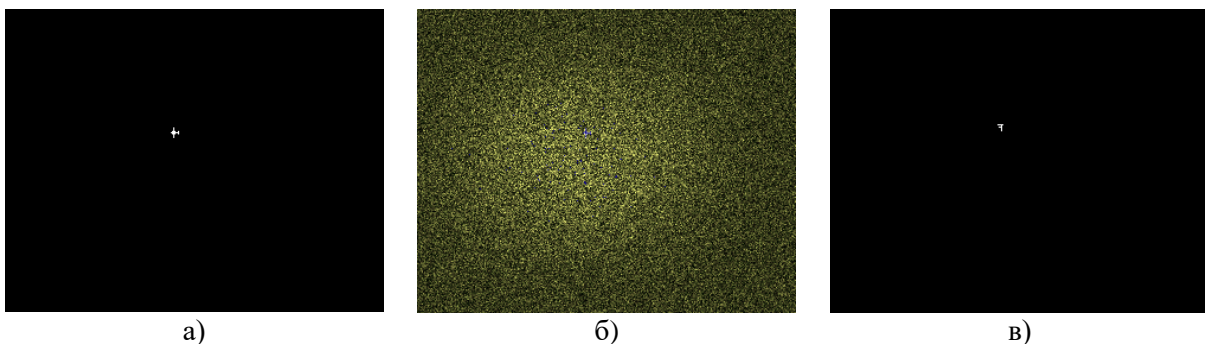


Рис. 1. Результаты моделирования

Следует отметить и дальнейшее развитие рассмотренного подхода к обнаружению объектов. Очевидно, что для повышения качества обработки необходимо учитывать масштаб объекта на изображении, его ориентацию, а также геометрические параметры съемки (ракурс, угол визирования, разрешающую способность и т.п.) [5]. Эта стадия нормализации изображений также потребует дополнительных вычислительных затрат, причем результаты оптимизации времени вычислений [7] будут зависеть от применяемого алгоритмического, программного и аппаратного обеспечения.

#### Литература

1. Совмещение изображений в корреляционно-экстремальных навигационных системах / Под ред. Л.Н. Костяшкина, М.Б. Никифорова. – М.: Радиотехника, 2015.
2. Системы автоматического обнаружения и сопровождения объектов. Обработка изображений и управление / Б.А. Алпатов, П.В. Бабаян, О.Е. Балашов, А.И. Степашкин. – М.: Радиотехника, 2008.
3. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника. 2010.
4. Rakitin A.V., Zhiganov S.N. The comparative analysis of false alarms stabilization algorithms while processing images // Proc. of 8-th Int. conf. "Pattern Recognition and Image Analysis: New Information Technologies" (PRIA-8-2007). Vol. 1. – Yoshkar-Ola: MSTU, 2007.
5. Методы компьютерной обработки изображений / Под ред. В.А. Сойфера. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003.
6. Точечные поля и групповые объекты / Под общ. ред. проф. Я.А. Фурмана. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2014.
7. Mueller S.M., Paul W.J. **Computer Architecture** Complexity and Correctness. – Springer-Verlag, 2000.

Кошелев В.И., Рамазанова А.А.  
 Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
 высшего образования «Рязанский государственный радиотехнический  
 университет имени В.Ф. Уткина»  
 390005, г. Рязань, ул. Гагарина, 59/1  
 E-mail: ramazanova.alvida@mail.ru

### Эффективность доплеровской фильтрации в бортовых РЛС

Доплеровский фильтр [1] в составе бортовой радиолокационной станции решает задачу выделения сигнала на фоне шумов и помех от подстилающей поверхности (ППП), а также позволяет оценить скорость цели по номеру канала, в котором произошло обнаружение. Для повышения эффективности доплеровской фильтрации целесообразно применять предварительную весовую обработку обрабатываемой выборки из N импульсов, отраженных целью, с помощью параметрических весовых функций [2]. Среди семейства параметрических весовых функций наибольший интерес представляют функции окна Дольфа-Чебышева и Кайзера-Бесселя. Отсутствие весовой обработки эквивалентно прямоугольной функции окна.

На рис.1 приведены зависимости среднего значения коэффициента улучшения от сигнал-(помеха + шум) от отношения шум - помеха, оцениваемой по формуле (1).

$$\bar{\mu} = \sum_{m=1}^M \mu_m, \quad (1)$$

где  $\mu_m$  - коэффициент улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) в доплеровском канале с номером m. Коэффициент улучшения  $\mu_m$  представляет собой частное от деления выходного отношения мощностей сигнал-(помеха + шум) к входному отношению мощностей сигнал-(помеха + шум).

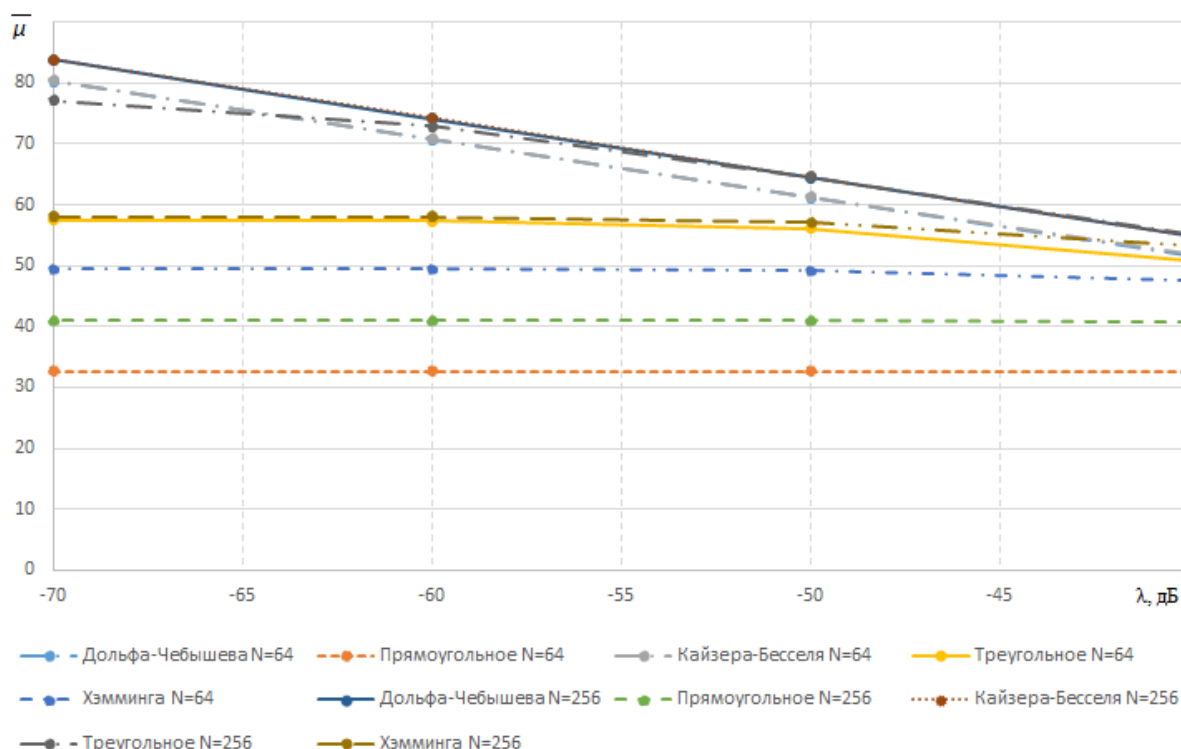


Рис.1. Зависимости коэффициента улучшения сигнал - (помеха + шум) от отношения шум - помеха

Эффективность доплеровской фильтрации объективнее оценивать средней вероятностью правильного обнаружения флуктуирующих целей, рассчитываемой только по M

скоростным каналам свободным от ППП (2). При этом в оставшихся N-M каналах обнаружение крайне затруднено, т.к. они маскируются ППП.

$$\bar{D} = \sum_{m=1}^M \frac{1}{F^{1+Q_{\mu m}}}, \quad (2)$$

где F - вероятность ложной тревоги, Q - пороговый сигнал.

Результаты оценки средней вероятности ПО в зависимости от входного отношения шум-помеха от подстилающей поверхности ( $\lambda$ ) по мощности приведены на рис.2.

Сравнительный анализ классических и синтезированных по критериям (1, 2) окон показал, что применение параметрических весовых функций Кайзера-Бесселя и Дольфа-Чебышева (при N=256 и для треугольного окна) обеспечивает выигрыш в средней вероятности правильного обнаружения от 10 % до 20 % в практическом диапазоне изменения параметра  $\lambda$  по сравнению с часто используемой весовой функцией Хэмминга. Отметим, что количество каналов свободных от ППП во всех рассматриваемых случаях составляло не менее 75% от общего числа доплеровских каналов N, что достигается выбором частоты повторения импульсов импульсно-доплеровского радиолокатора.

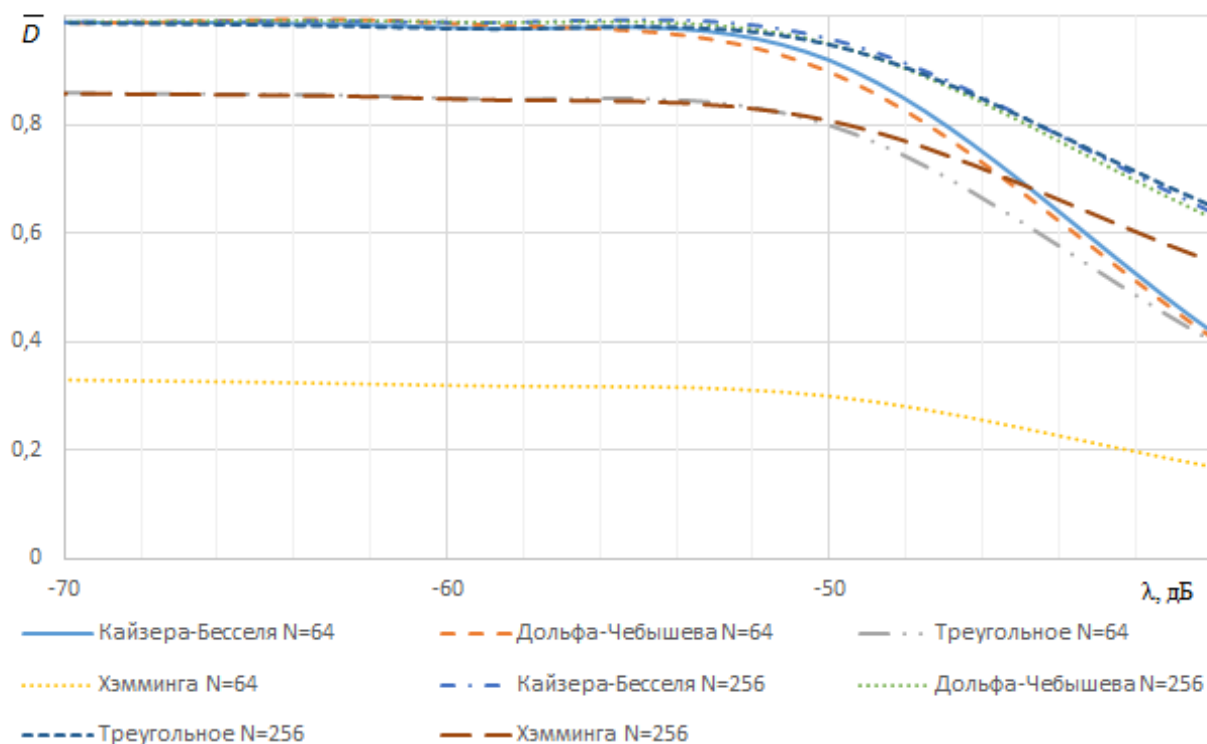


Рис.2. Зависимости вероятности ПО в каналах свободных от ППП от отношения шум - помеха

В приведенных зависимостях параметры весовой обработки подбирались по критериям (1 и 2) в зависимости от задаваемой скорости носителя РЛС, влияющей на количество доплеровских каналов свободных от ППП.

#### Литература

1. Бакулев П.А. Радиолокационные системы.– М.: Издательство «Радиотехника», 2015 – 440 с.
2. Кошелев В.И., Кирдяшкин В.В., Сычев М.И., Ясенцев Д.А. Актуальные вопросы радиолокации (научная монография под ред. П.А. Бакулева ) Москва, издательство МАИ, 2016.- 216с.





сигнал идет на ФД и через ИТ на ФДА. Выходной сигнал ФД поступает на фильтр нижних частот, на выходе которого формируется напряжение, управляющее работой ГУН.

Так же сигнал с выхода ЦВС проходит через детектор ФДА и фильтр тракта автокомпенсации. На выходе ФА получаем управляющий сигнал. Он поступает на управляющий вход второго управляемого фазовращателя. Фазовый сдвиг ЦВС поступает на ФД ФАПЧ и приводит в конечном итоге к паразитному отклонению фазы на ГУН. В УФ2 под действием управляющего сигнала тракта автокомпенсации фаза выходного сигнала ГУН поворачивается в противоположную сторону и паразитное отклонение фазы ГУН автоматически компенсируется.

В устройстве применена комбинированная автокомпенсация фазовых помех, за счет использования дополнительного управляющего тракта. Он состоит из фильтра ФУ и усилителя УУ. Сигнал управляющего тракта поступает на управляющий вход УФ1. Параметры ФУ могут выбираться произвольно, не зависимо от параметров фильтров системы ФАПЧ. В УФ1 осуществляется дополнительно коррекция фазы выходного сигнала системы ФАПЧ.

Построена структурная модель формирователя сигналов для основных видов воздействий. На основе структурной модели составлены дифференциальные уравнения синтезатора частот и получены их решения в виде передаточных функций. Всего получены выражения для четырех передаточных функций.

Введем следующие обозначения воздействий и параметров блоков, составляющих синтезатор частот:  $\varepsilon_{\text{ц}}$ , – дестабилизирующее воздействие на опорный генератор;  $p$  – оператор Лапласа;  $K_{\text{от}}$  – коэффициент передачи опорного тракта блока компенсации помехи ЦВС;  $K_{\text{ит}}$  – коэффициент передачи информационного тракта блока компенсации помехи ЦВС;  $K_{\text{ц}}$  – коэффициент передачи ЦВС;  $n_y$  – коэффициент передачи усилителя тракта управления;  $n_a$  – коэффициент передачи усилителя тракта компенсации;  $M_y(p)$  – передаточная функция фильтра тракта управления;  $M(p)$  – передаточная функция фильтра системы ФАПЧ;  $M_a(p)$  – передаточная функция фильтра блока компенсации помехи ЦВС;  $K_d$  – коэффициент передачи фазового детектора;  $K_y$  – коэффициент передачи управляемого фазовращателя;  $K_r$  – передаточная функция ГУН;  $K_{\varepsilon_{\text{ц}}}$  – коэффициент передачи воздействия помехи на ЦВС;  $\varphi$  – отклонение фазы выходного сигнала синтезатора.

Так, для дестабилизирующего воздействия на ЦВС передаточная функция принимает вид

$$H_{\varepsilon_{\text{ц}}\varphi} = \frac{-K_{\varepsilon_{\text{ц}}} \left[ K_d M(p) \frac{K_r}{p} - K_{\text{ит}} \cdot \left( \frac{N_a}{K_y} M_a(p) (1 + N_y M_y(p)) \right) \right]}{1 + K_{\text{ц}} K_d M(p) \frac{K_r}{p} + M_y(p) \cdot N_y - (K_{\text{от}} - K_{\text{ц}} K_{\text{ит}}) \frac{N_a}{K_y} \cdot M_a(p) (1 + M_y(p) \cdot N_y)}$$

где  $N_y = K_d n_y K_y$  – коэффициент регулирования тракта управления,  $N_a = K_d n_a K_y$  – коэффициент регулирования блока компенсации помехи ЦВС,  $\tau = \frac{1}{K_d K_r K_{\text{ц}}}$  – постоянная времени системы ФАПЧ.

Передаточные функции позволяют проводить исследования синтезатора частот подстановкой конкретных параметров и характеристик составляющих звеньев. А также оптимизировать параметры составляющих звеньев для конкретных видов дестабилизирующих воздействий.

Данная работа подготовлена при поддержке стипендии Президента Российской Федерации СП-4829.2021.3.

### Литература

1. Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М. Моделирование нелинейного автокомпенсатора фазовых искажений ЦАП прямого цифрового синтезатора частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. №2, 2014. – С. 30-38.

Курилов И.А., Кузичкин О.Р., Суржик Д.И., Васильев Г.С., Курилова-Харчук С.М.  
 Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного  
 учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет  
 имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
 E-mail: kh@mivlgu.ru

### Динамические режимы гибридного синтезатора частот с комбинированным управлением

Гибридные синтезаторы частот (ГСЧ), находят широкое применение при построении современных радиоустройств. Они обеспечивают формирование сетки высокостабильных частот с высокой скоростью и малым шагом перестройки.

Для повышения качества спектральных характеристик выходного сигнала синтезатора перспективным направлением является использование компенсационных и автокомпенсационных методов формирования сигнала [1].

Представленный в докладе ГСЧ с комбинированным управлением, построен на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и цифрового вычислительного синтезатора частот (ЦВС). Особенностью анализируемой схемы является комбинированное применение двух автокомпенсационных трактов для подавления паразитных воздействий на составляющие синтезатор звенья. В результате создаются условия для эффективного повышения спектральной чистоты спектра выходного сигнала ГСЧ.

Структурная модель анализируемого гибридного синтезатора, при дестабилизирующем воздействии на ЦВС представлена на рис.

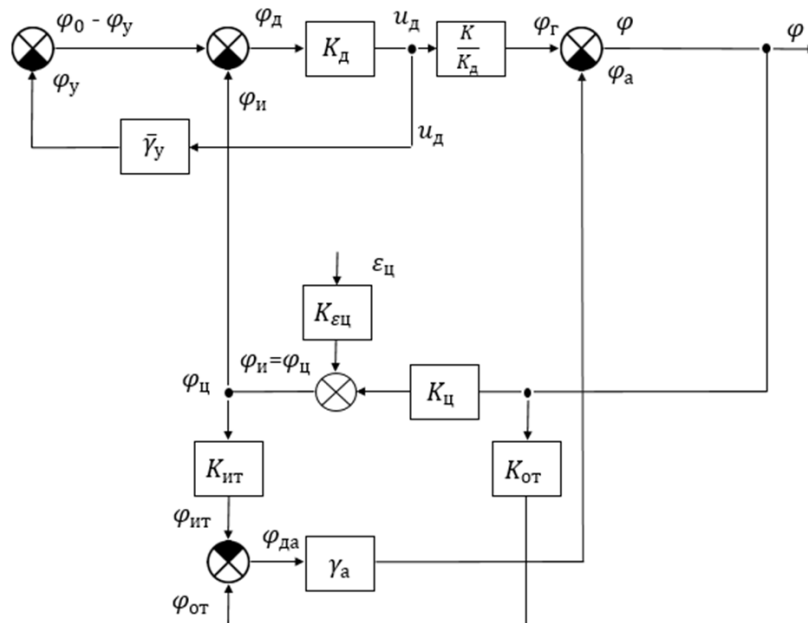


Рис.

При моделировании воздействия на ГСЧ с комбинированным управлением обозначено:  $\varepsilon_{\text{ц}}$  – дестабилизирующее воздействие на ЦВС;  $p$  – оператор Лапласа);  $K_{\text{от}}$  – коэффициент передачи опорного тракта блока компенсации помехи ЦВС;  $K_{\text{ит}}$  – коэффициент передачи информационного тракта блока атокомпенсации помехи ЦВС;  $K_{\text{ц}}$  – коэффициент передачи ЦВС;  $n_{\text{у}}$  и  $n_{\text{а}}$  – коэффициенты передачи усилителей тракта управления и блока автокомпенсации помех ЦВС ;  $M_{\text{у}}(p)$  – передаточная функция фильтра тракта управления;  $M(p)$  – передаточная функция фильтра системы ФАПЧ;  $M_{\text{а}}(p)$  – передаточная функция фильтра блока автокомпенсации помех ЦВС;  $K_{\text{д}}$  – коэффициент передачи фазового детектора

системы ФАПЧ;  $K_y$  – коэффициент передачи управляемого фазовращателя;  $K_r$  – передаточная функция генератора, управляемого напряжением;  $K_{\varepsilon_{ц}}$  – коэффициент передачи воздействия помехи на ЦВС;  $\varphi$  – отклонение фазы выходного сигнала ГСЧ с комбинированным управлением.

При скачкообразном дестабилизирующем воздействии на ЦВС выражение для фазы выходного сигнала анализируемого гибридного синтезатора принимает следующий вид

$$\varphi(p) = \frac{-\frac{K_{\varepsilon_{ц}}}{p} \left[ K_d M(p) \frac{K_r}{p} - K_{ит} \cdot \left( \frac{N_a}{K_y} M_a(p) (1 + N_y M_y(p)) \right) \right]}{1 + K_{ц} K_d M(p) \frac{K_r}{p} + M_y(p) \cdot N_y - (K_{от} - K_{ц} K_{ит}) \frac{N_a}{K_y} \cdot M_a(p) (1 + M_y(p) \cdot N_y)}.$$

где  $N_y$  и  $N_a$  - соответственно коэффициенты регулирования тракта управления и блока компенсации помехи ЦВС,  $\tau$  - постоянная времени ФАПЧ.

В среде MathCad проведено численное моделирование и построены графики переходных процессов докладе ГСЧ с комбинированным управлением.

В докладе проведено исследование характера переходных процессов и времени установления фазы выходного сигнала анализируемого устройства, в зависимости от типов и параметров примененных в синтезаторе инерционностей, а так же от значений коэффициентов регулирования  $N_y$  и  $N_a$ .

Определены требования к параметрам составляющих ГСЧ с комбинированным управлением звеньев, для обеспечения эффективного подавления помех динамического характера, воздействующих на ЦВС.

Данная работа подготовлена при поддержке стипендии Президента Российской Федерации СП-4829.2021.3.

### Литература

1. Суржик Д. И., Курилов И. А., Васильев Г. С. Компенсация искажений ЦВС в гибридных синтезаторах частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - 2015. – № 4(20). - С. 13-19.

Курилова-Харчук С.М., Ермакова А.Ю.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: kh@mivlgu.ru*

### Измерительный комплекс для исследования формирователя сигналов

Экспериментальное исследование радиоэлектронных схем является важным этапом их разработки и верификации предложенных и реализованных структурных и принципиальных схемных решений.

Рассматриваемый в докладе измерительный комплекс позволяет осуществлять всестороннее экспериментальное исследование формирователя высокостабильного высокочастотного сигнала.

Схема электрическая структурная комплекса представлена на рис. 1. На схеме приняты следующие цифровые обозначения: 1 – высокочастотный милливольтметр; 2 – частотомер; 3 – формирователь сигнала; 4 – блок питания формирователя сигналов; 5 – анализатор спектра; 6 – блок питания тракта теплового воздействия; 7 – осциллограф; генератор тестового сигнала.

В качестве составляющих комплекс блоков используются следующие типы приборов: высокочастотный милливольтметр ВЗ-38А; частотомер 43-54; блоки питания формирователя сигналов и тракта теплового воздействия Б5-47; анализатор спектра С4-25 (DSA 705); осциллограф АСК-2065; генератор ГЗ-112.

Комплекс позволяет исследовать амплитудные характеристики блоков, составляющих формирователя сигналов, амплитудночастотные и динамические характеристики, а так же зависимости стабильности частоты выходного сигнала формирователя при температурном воздействии.

Величина температурного воздействия регулируется установкой соответствующего выходного напряжения блока 6.

Приводятся экспериментальные характеристики конкретного трёхкаскадного формирователя сигналов на основе опорного кварцевого генератора, с частотой 2 МГц.

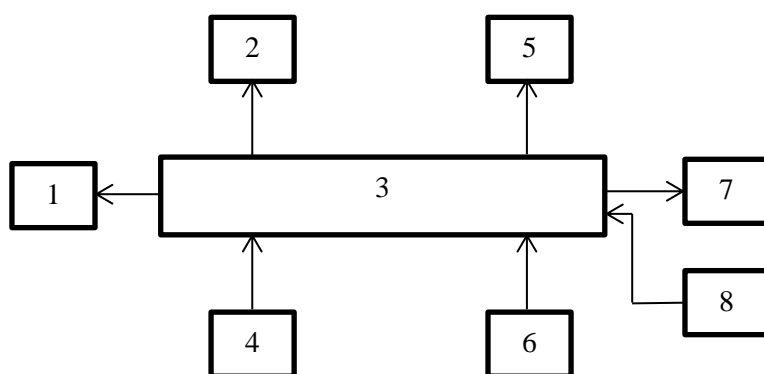


Рис. 1

Курилова-Харчук С.М., Кузичкин О.Р., Суржик Д.И., Васильев Г.С., Курилов И.А.  
 Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного  
 учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет  
 имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
 E-mail: kh@mivlgu.ru

### Частотные характеристики формирователя сигналов с комбинированной автокомпенсацией помех

Назначение предложенного и анализируемого формирователя сигналов с комбинированной автокомпенсацией помех - получение высокостабильной сетки частот с высоким уровнем чистоты спектра выходного сигнала.

К появлению фазовых помех в синтезаторе частот приводят дестабилизирующие воздействия (климатические воздействия, внешние наводки, нестабильности питания, вибрации и др.) на составляющие синтезатор звенья.

Формирователь построен по гибриднему принципу, на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и цифрового вычислительного синтезатора частот (ЦВС).

Для уменьшения влияния дестабилизирующих факторов на формирователь сигналов применен метод комбинированного автоматического управления и автоматической компенсации фазовых помех. При этом методе, в предложенной схеме выходной сигнал фазового детектора системы ФАПЧ используется в качестве управляющего сигнала первого управляемого фазовращателя (УФ1), схемы автокомпенсации и обеспечивает дополнительную автоматическую компенсацию фазовых помех. Применение двух отдельных управляемых фазовращателей позволило реализовать принцип независимого по частоте помехи, управления с регулированием по отклонению и с регулированием по возмущению.

Построены структурные модели формирователя сигналов с комбинированной автокомпенсацией помех для воздействия на опорный генератор, первый и второй управляемые фазовращатели и на ЦВС. По моделям получены выражения передаточных функций формирователя сигналов для исследуемых воздействий, а так же выражения амплитудночастотных (АЧХ) и фазочастотных характеристик (ФЧХ) формирователя при исследуемых гармонических дестабилизирующих воздействиях.

Примем следующие обозначения:  $\varepsilon_0$  – дестабилизирующее воздействие на опорный генератор;  $p$  – оператор Лапласа;  $K_{от}$  – коэффициент передачи опорного тракта блока компенсации помехи ЦВС;  $K_{ит}$  – коэффициент передачи информационного тракта блока компенсации помехи ЦВС;  $K_{ц}$  – коэффициент передачи ЦВС;  $n_y$  – коэффициент передачи усилителя тракта управления;  $n_a$  – коэффициент передачи усилителя тракта компенсации;  $M_y(p)$  – передаточная функция фильтра тракта управления;  $M(p)$  – передаточная функция фильтра системы ФАПЧ;  $M_a(p)$  – передаточная функция фильтра блока компенсации помехи ЦВС;  $K_d$  – коэффициент передачи фазового детектора;  $K_y$  – коэффициент передачи управляемого фазовращателя;  $K_r$  – передаточная функция ГУН;  $K_{\varepsilon_0}$  – коэффициент передачи воздействия помехи на опорный генератор;  $K_{\tau}$  – коэффициент передачи делителя с фиксированным коэффициентом деления;  $T_a$  и  $T_y$  – постоянные времени фильтров трактов автокомпенсации и управления соответственно.

Так, при фильтре нижних частот первого порядка в тракте управления и воздействии на опорный генератор (ОГ), выражение АЧХ формирователя сигналов принимает вид

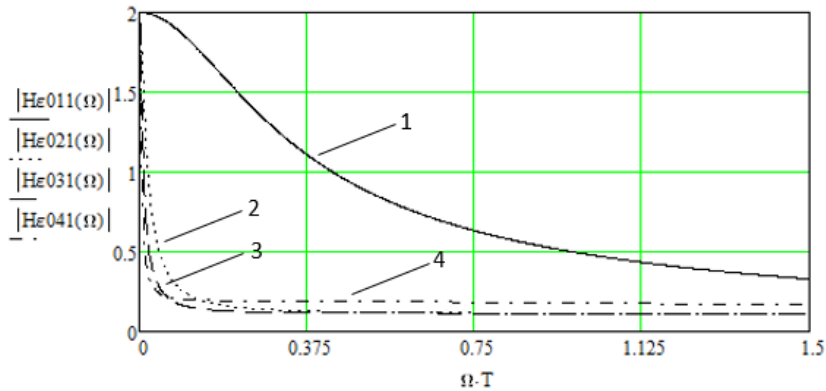
$$A(\Omega) = \left| \frac{\frac{K_{\tau} K_{\varepsilon_0} M(j\Omega)}{K_{\tau} \tau j\Omega}}{1 + \frac{M(j\Omega)}{\tau j\Omega} + \frac{N_y}{1 + T_y j\Omega} + \frac{N_a}{(1 + T_a j\Omega)} (K_{от} - K_{\tau} K_{ит}) \left( \frac{N_y}{1 + T_y j\Omega} + 1 \right)} \right|,$$

где  $j$  - мнимая единица;  $\Omega$  - частота воздействия;  $N_y = K_d n_y K_y$  - коэффициент регулирования тракта управления,  $N_a = K_d n_a K_y$  - коэффициент регулирования блока компенсации помехи ЦВС,  $\tau = \frac{1}{K_d K_r K_{Ц}}$  - постоянная времени системы ФАПЧ.

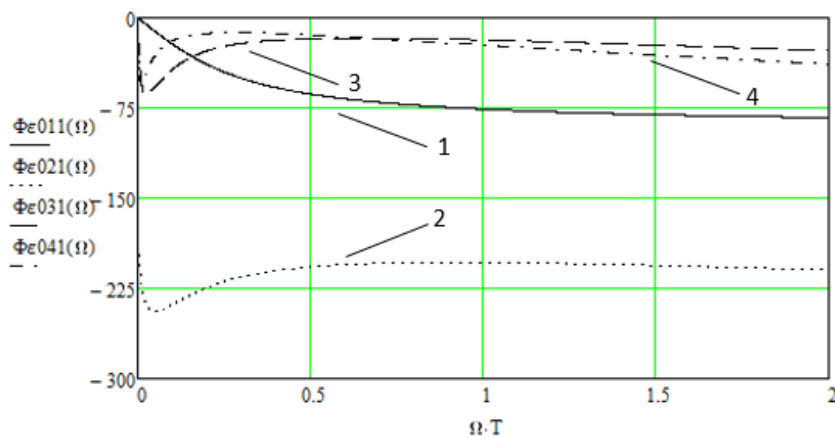
В работе построены графики для сочетаний четырех значений  $\tau$  и для двух вариантов инерционности тракта управления, тракта автокомпенсации и фильтра системы ФАПЧ: широкополосных фильтров и фильтров нижних частот порядка.

На рис. 1 представлены АЧХ и ФЧХ формирователя при воздействии возмущения на ОГ.

Исследования проводились для следующих значений параметров:  $N_y=40$  и  $T_y = 0$ ;  $T_y = 5T$ ;  $T_y = 10T$ ;  $T_y = 30$ .



а)



б)

Рис. 1. АЧХ (а) и ФЧХ (б) синтезатора частот при воздействии возмущения на ОГ при:  $N_y=40$  и  $T_y = 0$  (график 1);  $T_y = 5T$  (график 2);  $T_y = 10T$  (график 3);  $T_y = 30T$  (график 4).

Анализ подтвердил эффективность предложенных мер подавления фазовых помех, вызванных исследуемыми дестабилизирующими факторами.

Данная работа подготовлена при поддержке стипендии Президента Российской Федерации СП-4829.2021.3.

Кучмин Н.А.  
Владимирский государственный университет  
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых  
600000, г. Владимир, ул. Горького, 87  
E-mail: nkuchmin@bk.ru

### Разработке вариантов компактных антенн с круговой поляризацией для системы позиционирования

Возможность миниатюризации базовых элементов радиосистем и реализации узких диаграмм направленности с антеннами малых размеров, наличие обширных свободных участков спектра и приемлемое затухание при распространении сквозь запыленную атмосферу или туман — хорошо известные факторы, стимулировавшие интерес к миллиметровому диапазону волн 30...300 ГГц. Освоение этого диапазона вступило ныне в стадию практического использования в радиолокации, связи, дистанционном контроле, диагностике, медицине. В этих областях наряду с зеркальными, рупорными, линзовыми или антеннами вытекающей волны широко используются и микрополосковые антенны как уже рассмотренных выше геометрий (при соответствующем масштабном изменении размеров), так и ряд новых, более целесообразных для применения в миллиметровом диапазоне — щелевых (пазовых), в виде зонных пластин Френеля или диэлектрических резонаторов.

Следует учесть, что в цепях возбуждения на высоких частотах резко возрастают потери, что может в конечном итоге определять эффективность излучающей системы в целом. В миллиметровом (ММ) диапазоне микрополосковые антенны нашли применение и другие, более оптимальные по критериям малых потерь, занимаемого объема, простоты реализации и минимального числа неоднородностей, увеличивающих уровень кросс-поляризационного излучения. Примером такого рода линии возбуждения является изолированный диэлектрический волновод.

Диэлектрические резонаторы (ДР) из материалов с большой диэлектрической проницаемостью уже давно с успехом используются в качестве высокочастотных компонентов с очень большой добротностью при разработке фильтров. Это свойство ДР, обуславливающее присущую им узкополосность, долгое время ставила под сомнение их полезность в качестве излучающих элементов антенн. Последующие исследования показали, что некоторые типы колебаний (моды) в ДР могут иметь малую добротность, а эффективность излучения этих мод превышает 98%.

Полученные характеристики разнообразных геометрий диэлектрических резонаторных антенн (ДРА) показали, что ширина полосы и эффективность излучения их быть даже большими, чем у многих МПА.

Диэлектрические резонаторные антенны представляют собой резонансные антенны прямоугольной, цилиндрической, полусферической, или иной формы, изготавливаемые из высокочастотного диэлектрического материала с малыми потерями, возбуждаемые коаксиальными зондами, микрополосковыми линиями через апертуры связи, копланарными линиями, диэлектрическими волноводами. Резонансные частоты и импедансные полосы рабочих частот ДРА являются функциями главным образом размеров, формы и диэлектрической проницаемости материала антенны.

Основными достоинствами ДРА являются: высокая эффективность излучения. Совместимость с различными существующими технологиями изготовления антенн. Доступность диэлектрических материалов с малыми потерями и широким спектром значений  $\epsilon$  (примерно, от 6 до 100), предоставляющая разработчику широкий простор для достижения компромисса между требованиями к размерам антенны и полосе ее рабочих частот  $\Delta f$ ; Меньшая, чем у МПА, чувствительность к допускам на размеры и величину  $\epsilon$ , особенно в ММ-диапазоне.

Все эти достоинства обуславливают интерес к применению данного типа антенн для системы глобального позиционирования. Система работает в области частот 1,57-1,61 ГГц, с правой поляризацией.

Один из вариантов конструкции ДРА – прямоугольная антенна. В качестве материала для этой антенны используется ФЛАН-16. Резонатор размещен на плоской металлической пластине. Возбуждение резонатора осуществляется с помощью петлевого планарного устройства, короткозамкнутого на высокочастотный 50-омный переход типа SMA.

Данная ДРА для основного вида поляризации при рабочей частоте 1,57 ГГц имеет коэффициент усиления 4,65 дБ. При этом для кросс (левой) поляризации коэффициент усиления составляет -11,8 дБ. То есть поляризационная развязка составляет 16,45 дБ. Что позволяет успешно реализовать данную антенну в системе позиционирования.

#### Литература

1. Панченко, Б. А., Нефедов, Е. И. Микрополосковые антенны. – М.: Радио и связь, 1986. – 144с.
2. Ильченко, М. Е. Диэлектрические резонаторы – М.: Радио и Связь, 1989. – 326с.
3. Фельд, Я. Н. Основы теории щелевых антенн / Я. Н. Фельд. – М.: Сов. радио, 1948. –160с.
4. Лось, В.Ф. Микрополосковые и диэлектрические резонаторные антенны. САПР-модели / В. Ф. Лось; ред.: Л. Д. Бахрах. – М.: Радиотехника, 2002. – 96с. – ISBN 5-93108-20-1.
5. Сомов, А. М. Антенно-фидерные устройства / А. М. Сомов, В. В. Старостин, Р. В. Кабетов. - Москва: Горячая линия - Телеком, 2011. – 404с. – ISBN 978-5-9912-0152-0.



Макунин Р.Ш., Мушин А.Д.  
 ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»  
 г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а  
 makuninr@gmail.com

### Энергетическая оптическая заметность летательных аппаратов

Уменьшение заметности авиационной техники является одной из важнейших задач по скрытию летательных аппаратов (ЛА) от обнаружения и позволяет применять постановщики помех с меньшей мощностью, использовать меньшее количество ложных целей и ловушек. Термин «оптическая заметность» является одним из основных параметров, характеризующих уровень оснащённости и боевых качеств современных объектов военной техники [1, 2].

Для уменьшения оптической заметности объектов в видимой области спектра возможно применение [1]:

- специальное окрашивание (имитирующее, деформирующее), использование не отражающей свет краски серого цвета;
- специальных маскирующих форм (изменение формы и внешнего вида);
- оптических искусственных масок (скрывающих, дезинформирующих);
- использование хлористой кислоты в выхлопных газах для снижения инверсионного следа (в бомбардировщике В-2 используется система обнаружения образования инверсии LIDAR (Light Detection And Ranging) – при образовании инверсионного следа система предупреждает об этом экипаж).

Для оценки практической значимости количественной меры оптической заметности объектов (ОЗО) и изучения свойств ОЗО и его влияния на видимость удаленных объектов проанализируем задачу обнаружения пространственно-протяженных объектов (ППО) с учетом ограниченной разрешающей способности средств наблюдения.

Полагая процесс формирования изображений линейным, можно записать выражение

$$Z(\mathbf{r}) = \begin{cases} L\{Y / \Gamma_1(\mathbf{r})\} : \Gamma_1, \\ L\{Y / \Gamma_0(\mathbf{r})\} : \Gamma_2, \end{cases} \quad (1)$$

где  $Z(\mathbf{r}) = L\{Y(\mathbf{r})\}$  – доступное для последующей обработки изображение;  $\mathbf{r}$  – пространственная координата;  $L$  – линейный оператор системы формирования изображений;  $Y(\mathbf{r})$  – зарегистрированное изображение, подлежащее обработке;  $\Gamma_1, \Gamma_2$  – проверяемые гипотезы о наличии и отсутствии сигнала [3].

Как показано в монографии [3], квадрат параметра обнаружения объекта различными СН с точностью до постоянного множителя  $C$  можно оценить по формуле

$$q^2 = \frac{\bar{I}C}{R^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} |K(\mathbf{v})|^2 T_{\Sigma}^2(\lambda R\mathbf{v}) d\mathbf{v}, \quad (2)$$

где  $R$  – дальность наблюдения;  $\lambda$  – средняя длина волны излучения;  $K(\mathbf{v})$  – пространственный спектр распределения контраста

$$K(\mathbf{v}) = \int \int_{-\infty}^{\infty} K(\mathbf{r}) H_1(\mathbf{r}) \exp\{-j2\pi\mathbf{v}\mathbf{r}\} d\mathbf{r}, \quad (3)$$

$T_{\Sigma}(\lambda R\mathbf{v})$  – результирующая оптическая передаточная функция (ОПФ) системы дистанционного наблюдения (СН) и среды распространения.

С учетом гауссовской аппроксимации ОПФ

$$T_{\Sigma}^2(\lambda R\mathbf{v}) = \exp\left\{-2\pi\left[\Delta_x^2 v_x^2 + \Delta_y^2 v_y^2\right]\right\}, \quad (4)$$

где  $\Delta_x, \Delta_y$  – разрешающая способность прибора в пространстве объекта наблюдения [4].

Для СН с эффективным радиусом входного зрачка  $\alpha$  разрешающую способность можно приближенно оценить по формуле

$$\Delta_x \approx \Delta_y \approx \lambda R / \sqrt{\pi \alpha} . \quad (5)$$

Анализ выражений (1)...(5) показывает, что при увеличении разрешающей способности СН ( $\Delta_x, \Delta_y \rightarrow 0$ ) результирующая ОПФ стремится к единице ( $T_\Sigma(\lambda R \mathbf{v}) \rightarrow 1$ ) и квадрат параметра обнаружения (1) (в соответствии с равенством Парсевалю) с точностью до постоянного коэффициента  $C_1$  оказывается равным  $P_{\text{ОЗО}}$

$$q^2 = C_1 P_{\text{ОЗО}} . \quad (6)$$

Это означает, что при высокой разрешающей способности СН, когда доступны для наблюдения детали текстуры объекта и фона, возможность обнаружения показателя потенциальной ОЗО –  $P_{\text{ОЗО}}$ .

В другом крайнем случае, когда дальность наблюдения  $R$  велика и ППО наблюдается в виде точки, выражение (1) можно приближенно записать в виде

$$q^2 = \frac{\bar{I} C_1 |K(O)|^2}{R^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} T_\Sigma^2(\lambda R \mathbf{v}) d\mathbf{v} , \quad (7)$$

где  $|K(O)|^2$  в соответствии с выражением (2)

$$|K(O)|^2 = \left| \int \int_{-\infty}^{\infty} K(\mathbf{r}) H_1(\mathbf{r}) d\mathbf{r} \right|^2 . \quad (8)$$

Из анализа выражений (5) и (2) следует вывод о том, что в качестве энергетической ОЗО, характеризующей возможность его обнаружения в случае, когда размеры объекта  $L_0$  становятся меньше линейной разрешающей способности СН в пространстве объекта ( $L_0 \ll \Delta$ ), можно принять величину

$$\mathcal{E}_{\text{ОЗО}} = \bar{I} \left| \int \int_{-\infty}^{\infty} K(\mathbf{r}) H_1(\mathbf{r}) d\mathbf{r} \right| , \quad (9)$$

то есть  $\mathcal{E}_{\text{ОЗО}}$  пропорциональна среднему контрасту объекта.

Для скрытия оружия, военной техники и объектов от обнаружения ОЭС и защиты их от поражения боеприпасами, оборудованными оптико-электронными головками самонаведения (активными, пассивными, комбинированными), снижают уровень излучения и рассеяния ими световой энергии. Ввиду сложности явления ОЗО практически единственный возможный путь его изучения состоит в использовании метода математического моделирования.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что потенциальная и энергетическая оптическая заметность объектов естественным образом связаны с параметром обнаружения  $q$ , который практически используется в качестве показателя оптической заметности объектов (ЛАЗ) при решении различных тактических и оперативно-тактических задач.

### Литература

1. Леньшин А.В. Бортовые системы и комплексы радиоэлектронного подавления. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2014. – 590 с.
2. Леньшин А.В. Принципы построения авиационных комплексов радиоэлектронной борьбы. – Воронеж: ИПЦ Воронежского государственного университета, 2011. – 480 с.
3. Оптическая заметность летательных аппаратов: монография / В.А. Понькин и др.; под ред. В.А. Понькина и Э.В. Петещенкова. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2015. – 553 с.
4. Иванкин Е.Ф., Понькин В.А. Теоретические основы получения и защиты информации об объектах наблюдения. – М.: Горячая линия–Телеком, 2008. – 448 с.

Матерухин С.Е., Ромашов В.В.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: materukhin.sergey@mail.ru*

### **Цифро-аналоговые преобразователи с дельта-сигма модуляцией для формирователей высокочастотных сигналов.**

Устройства формирования радиосигналов, построенные на основе прямого цифрового синтеза, в настоящее время получили широкое распространение в технике радиосвязи, радиолокации и навигации, телекоммуникационной, измерительной и медицинской аппаратуре.

Основой таких устройств являются цифровые вычислительные синтезаторы, реализующие прямой цифровой синтез, когда из базового тактового высокостабильного сигнала методом цифровой обработки создаётся поток цифрового кода, определяющий амплитуду, частоту и фазу синтезируемого аналогового сигнала основой ЦВС являются цифро-аналоговые преобразователи [1].

Основными преимуществами ЦВС перед другими методами синтеза являются [2]:

- высокое разрешение по частоте и фазе;
- быстрая перестройка по частоте (или фазе);
- ЦВС практически не подвержены температурному дрейфу и старению элементов

К основным недостаткам ЦВС, ограничивающим их применение в настоящий момент, относят предел синтезируемой частоты в 1500-3500 МГц и наличие в спектре синтезируемого сигнала дискретных паразитных спектральных составляющих [2].

В последние годы появились публикации, в которых предлагается использовать высшие зоны Найквиста ЦАП с дельта-сигма модуляцией[1]. Применение однобитного ЦАП с дельта-сигма модуляцией позволяет исключить шумы квантования.

Рассмотрим структурную схему прямого цифрового преобразователя на основе дельта-сигма модулятора (рис.1) предложенную в работах Masafumi Kazuno, Noriharu Suematsu [5].

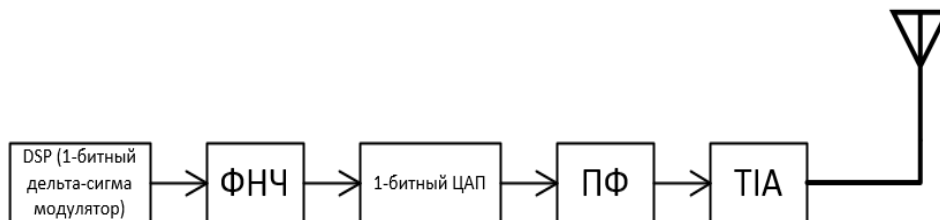


Рис. 1. Структурная схема прямого цифрового преобразователя на основе дельта-сигма модулятора

Основным преимуществом этой архитектуры передатчика заключается в том, что гетеродин и смеситель могут быть удалены. Таким образом, его легко реализовать из-за меньшего размера и меньшего энергопотребления. Но существует ограничение максимальной частоты выходного сигнала, исходящее из предела Найквиста, равного половине частоты дискретизации.

Для того, чтобы генерировать гораздо более высокую частоту, чем предел Найквиста, возможно использование прямого цифрового приемопередатчика, который использует изображение более высокого порядка на выходе ЦАП с 1-разрядным дельта-сигма модулятором и уже продемонстрировал возможность прямого цифрового радиочастотного приемопередатчика в диапазоне 26 ГГц с использованием 8 Гбит/с [5].

Для улучшения (усиления /повторной генерации) образов сигнала более высокого порядка с фильтром нижних частот можно использовать 1-битный ЦАП. Этот ЦАП будет подключен к

выходу лавинного фотодиода (APD)/усилителю трансимпеданса (ТИА) оптоволоконной линии связи

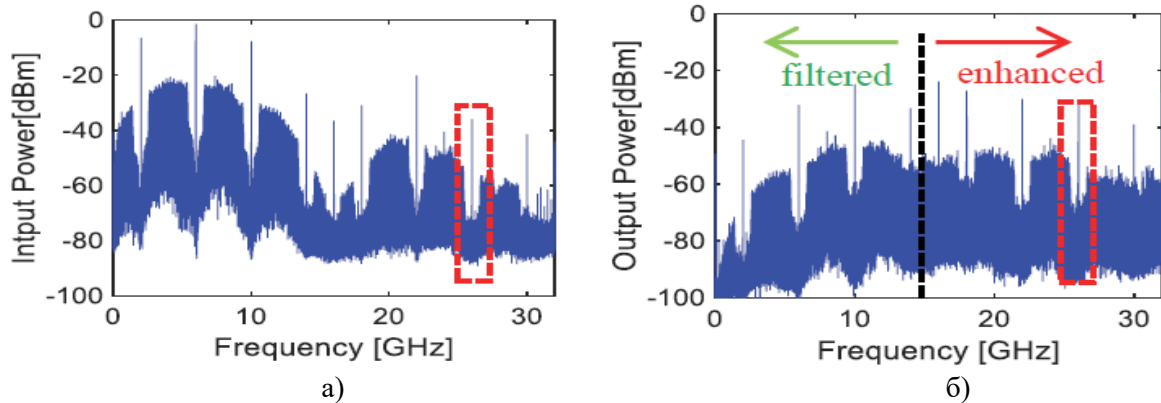


Рис. 2. Спектр входного (а) и выходного (б) сигнала прямого цифрового передатчика

Рассмотрим спектр входного и выходного сигнала полученных [5] (рис.2). Н рис.2, видно, что сигнал низкой частоты ниже 15 ГГц фильтруется, а сигнал в районе 7-й зоны Найквиста (26,01 ГГц) усиливается. На рис.3 (а) и (б) изображен спектр сигнала в 7-й зоне Найквиста (26,01 ГГц). Рассматриваемый 1-разрядный ЦАП с дельта-сигма модуляцией отображает изображение с частотой 26 ГГц повышая мощность сигнала на 4,6 дБ и улучшая его отношение сигнал/шум на 6,1 дБ.

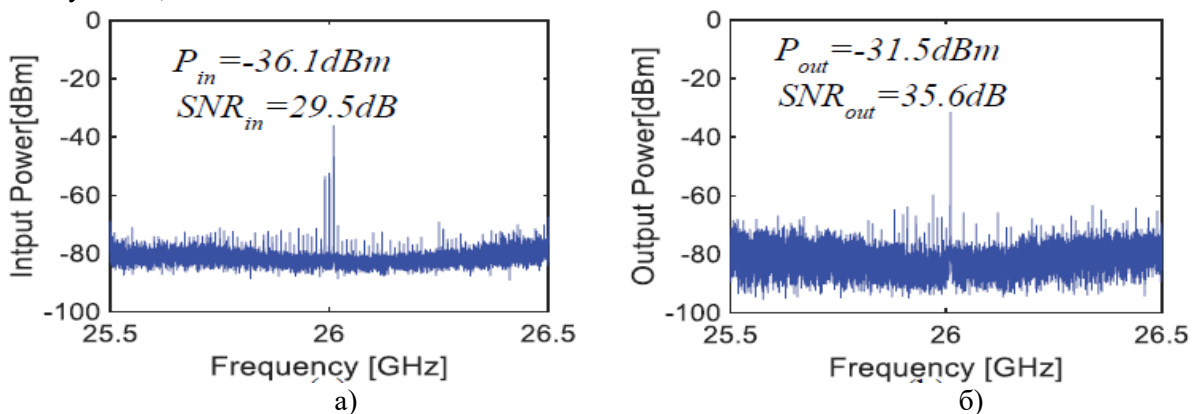


Рис. 3. Спектр входного (а) и выходного (б) сигнала прямого цифрового передатчика на частоте 26 ГГц

Таким образом 1-разрядный ЦАП для прямого цифрового радиочастотного передатчика, в котором используется 1-разрядный дельта-сигма модулятор позволяет улучшать мощность выходного сигнала и его отношение сигнал/шум. Так 1-разрядный ЦАП представленный университетом Тохоку [5] может улучшать образы высокого порядка из компонентов сигнала низкого порядка. Представленный ЦАП успешно улучшает выходную мощность и отношение сигнал/шум в 7-й зоне Найквиста (26,01 ГГц) около 4,6 дБ и 6,1 дБ соответственно. В условиях модулированного сигнала он достигает 4,3 дБ и 5,5 дБ улучшения выходной мощности и SNR.

#### Литература

1. Опорный генератор для СЧ и ВЧ синтезаторов радиочастот [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.cqf.su/technics/technics4-2.html>, свободный – (10.01.2022)
2. Устройства генерирования и формирования сигналов [Электронный ресурс]: научно образоват. модуль в системе дистанц. обучения Moodle / М-во образования и науки РФ, Са-мар. гос. аэрокосм. ун-т им. С. П. Королева (нац. исслед. ун-т); авт.-сост. С. А. Гудков, А. А. Потудинский. - Электрон. текстовые и граф. дан. - Самара, 2013. – 1 эл. опт. диск (CD-ROM).
3. Ромашов В.В., Докторов А.Н., Якименко К.А., Сочнева Н.А., Матерухин С.Е. Математическое моделирование шумовых характеристик формирователей высокочастотных сигналов на

основе быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей// Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2019. - №4– С.52-59 ISSN 2221-2574.

4. Махлин Александр Дельта-сигма модуляция: назад в будущее // Компоненты и Технологии. 2010. №112. С.154-158

5. J. Zhang, M. Kazuno, M. Motoyoshi, S. Kameda and N. Suematsu, "A 26GHz-Band Image Enhancement Type 1-Bit DAC for Direct Digital RF Modulator," 2018 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), 2018, pp. 479-481, doi: 10.23919/APMC.2018.8617154. Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), 2018, pp. 479-481, doi: 10.23919/APMC.2018.8617154.

Мушин А.Д., Леншин А.В.  
 ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»  
 г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а  
 andrey-lenshin@yandex.ru

### Особенности формирования информационного образа летательного аппарата в оптическом диапазоне

Постоянное совершенствование оптико-электронных систем (ОЭС) военного назначения сопровождается неослабевающим интересом к результатам исследований оптических характеристик объектов [1]. Заметность летательных аппаратов (ЛА) в оптическом диапазоне является одним из главных факторов, влияющих на их живучесть. В боевой обстановке могут быть резко снижены возможности средств по обнаружению и распознаванию летательных аппаратов на больших и средних дистанциях. Снижение оптической заметности ЛА традиционно рассматривается как одно из направлений повышения живучести и боевой эффективности. [2]. При решении практических задач оптической заметности ЛА важное значение имеют теоретические методы исследований, которые обладают рядом преимуществ перед экспериментальными: низкими материальными и временными расходами, высокой гибкостью в задании параметров моделей, соответствующих конкретным образцам летательных аппаратов и условиям проведения экспериментов. Для оценки оптической заметности образцов вооружения, ЛА широкое применение получили компьютерные модели синтезирования фотометрических изображений [3].

На основании анализа современных средств обнаружения и поражения ЛА в видимом диапазоне длин волн разработана обобщенная структурная схема формирования (синтезирования) фотометрических изображений объекта (ЛА) в оптическом диапазоне длин волн (рисунок 1). В соответствии с данной схемой модель должна представлять собой систему взаимосвязанных моделей исследуемого ЛА, модель наблюдателя, модель источника освещения наблюдаемой сцены (оптическая модель атмосферы).



Рис. 1. Структурная схема формирования фотометрических изображений ЛА в оптическом диапазоне длин волн

На основе перечисленных моделей разработана программа синтезирования фотометрических изображений на примере вертолета МИ-8 (рисунок 2). Особенностью оптико-геометрической модели наблюдаемой сцены является то, что поверхность объектов сложной формы может быть точно аппроксимирована системой плоских многоугольных отражающих элементов. В качестве таких элементов удобно выбирать треугольники, являющиеся геометрически «жесткими» фигурами. Исходными данными для работы программы являются данные о поверхности наблюдаемого объекта (список треугольных элементов разбиения поверхности ЛА, а также площади элементов разбиения поверхности ЛА), исходные данные об источнике освещения, а также данные о положении и ориентации наблюдателя.

Площади элементов  $S_k$ , векторов нормалей к ним  $\vec{n}_k$  и радиус-векторов к центрам элементов  $\vec{T}_k$  рассчитываются на основе полученных списков точек и треугольников для каждого объекта с учетом весовых коэффициентов освещенности  $W_k^l$  и коэффициентов оптической связи, также рассчитываются значения функции пространственной освещенности модели освещения ЛА.



Рис. 2. Фрагмент программы синтезирования фотометрических изображений

Производится расчет полных потоков оптического излучения  $\Phi_k$  для всех элементов поверхности и величины потоков оптических источников  $\Phi_k^0$ , попадающих от источника освещения на элементы поверхности ЛА. Итерационным методом рассчитываются значения полных потоков оптического излучения  $\Phi_k$  до выполнения заданного условия, затем производится расчет значений яркости  $B_k$  и производится проецирование элементов аппроксимации ЛА (треугольников), на плоскость наблюдения –  $\beta$ .

Адекватность разработанной модели синтезирования изображений ЛА оценивалась на основе сравнения результатов натурных измерений с результатами моделирования.

Погрешность синтезированных изображений ЛА оценивалась с помощью соотношения

$$\Delta \varepsilon_{\text{ош}}^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{(B_i^{\text{ЭТ}} - B_i^{\text{СИНТ}})^2}{B_{\Phi}^2}, \quad (1)$$

где  $B_i^{\text{ЭТ}}$ ,  $B_i^{\text{СИНТ}}$  – яркости эталонного и синтезированного изображений соответственно;  $B_{\Phi}$  – яркость фона.

Усредненные результаты сравнительного анализа синтезированных изображений относительно изображения, полученного видеокамерой, показали, что ошибка построения изображений с помощью компьютерной модели составляет порядка 15...20 %. Например, для синтезированного изображения Су-27М ошибка  $\Delta \varepsilon_{\text{ош}}^2 = 0,167$ .

### Литература

1. Оптическая заметность летательных аппаратов: монография / В.А. Понькин и др.; под ред. В.А. Понькина и Э.В. Петещенкова. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2015. – 553 с.
2. Леньшин А.В. Бортовые системы и комплексы радиоэлектронного подавления. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2014. – 590 с.
3. Леньшин А.В., Зиброва Н.В., Кравцов Е.В. Алгоритм синтезирования фотометрических изображений летательных аппаратов // Опτικο-электронные приборы и устройства в системах распознавания образов и обработки изображений. Распознавание – 2021: сб. материалов XVI Международной научно-технической конференции. – Курск: ЮЗГУ, 2021. – С. 157–158.

Ромашов В.В., Сочнева Н.А.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: romashovmurom@mail.ru, sochnewa.natalya@yandex.ru*

### **Использование интерполирующего цифрового фильтра FIR85 для улучшения спектральных характеристик быстродействующего цифроаналогового преобразователя AD9164**

Цифровые вычислительные синтезаторы (ЦВС) широко используются в современных системах синтеза благодаря множеству достоинств перед традиционными системами формирования сигналов: высокой точности синтезируемой частоты, цифровому управлению частотой и фазой выходного сигнала, высокому разрешению по частоте и фазе, высокой скорости перестройки по частоте. Составной частью цифровых вычислительных синтезаторов являются цифро-аналоговые преобразователи частоты (ЦАП), которые позволяют повысить эффективность использования побочных высокочастотных компонент спектра выходного сигнала – образцов основной частоты, возникающих в результате эффекта дискретизации [1].

Одним из недостатков цифровых вычислительных синтезаторов является появление в выходном сигнале побочных (паразитных) спектральных составляющих. Это происходит из-за того, что синтезируемые частоты не кратны тактовой частоте сигнала ЦВС, то есть при переполнении накапливающего сумматора, формирующего линейно нарастающий код фазы, остается остаток. Наихудший случай наблюдается тогда, когда разница между синтезируемыми частотами и ближайшей частотой, кратной частоте сравнения, настолько мала, что фильтр нижних частот не обеспечивает требуемого подавления побочных спектральных составляющих [2]. Для эффективного решения данной проблемы могут использоваться интерполирующие фильтры [2]. Структурная схема основного канала передачи цифровых данных приведена на рисунке 1.

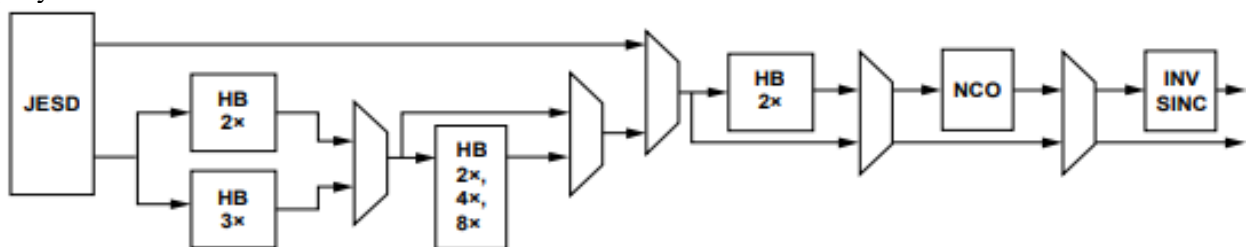


Рисунок 1 – Структурная схема основного канала передачи цифровых данных

Буквами НВ на рисунке обозначены интерполирующие фильтры, которые могут подключаться по выбору. Структурная схема включает в себя входной блок интерполяции с возможностью выбора отключения интерполяции - 1x, использования интерполяции 2x или 3x, три дополнительных фильтра интерполяции с полудиапазоном 2x, конечный фильтр интерполятора режима 2xNRZ, FIR85, который можно обойти, и квадратурный модулятор, состоящий из 48-битного генератора, управляемого программным кодом (NCO), и преобразователя частотной характеристики, компенсирующего огибающую спектра сигнала  $(\sin x)/x$  в основной полосе частот – первой зоне Найквиста. Все интерполяционные фильтры принимают потоки данных в виде квадратурного сигнала из двух составляющих I и Q. Аналогично, квадратурный модулятор и функция обратного синуса также принимают входные данные в виде сложного потока данных. Таким образом, любое использование функций цифрового канала передачи данных требует, чтобы входные данные представляли собой сложный поток данных. В режиме отключения интерполяции (1x) ожидается, что входной поток данных будет реальными данными [3].

Основной цифровой тракт содержит пять полудиапазонных интерполяционных фильтров и последний полудиапазонный интерполяционный фильтр, который используется в режиме



2xNRZ. Фильтры расположены каскадом, как показано на рисунке 1. Первая пара фильтров представляет собой фильтр 2x (НВ2) или 3x (НВ3). Каждый из этих фильтров имеет два варианта пропускной способности: 80% или 90%. 80%-ные фильтры имеют меньшую мощность, чем 90%-ные. Фильтры по умолчанию имеют пропускную способность 80% при меньшей мощности. Чтобы выбрать пропускную способность фильтра равной 90%, необходимо запрограммировать бит `FILT_BW` в регистре `DATAPATH_CFG` на 1.

За первой парой фильтров следует серия из 2x полудиапазонных фильтров, каждый из которых вдвое уменьшает полезную полосу пропускания предыдущего. На НВ4 приходится 45%, на НВ5 - 22,5%, а на НВ6 приходится 11,25% пропускной способности передачи данных. Последний полудиапазонный фильтр, FIR 85, используется в режиме 2=NRZ. Он работает со скоростью  $2x f_{DAC}$  и имеет полезную полосу пропускания 45% от тактовой частоты ЦАП  $f_{DAC}$ . Фильтр FIR85 используется в сочетании со сложными режимами интерполяции для повышения тактовой частоты ЦАП и удаления образов от желаемого сигнала. Пример фильтрации с подавлением близлежащей гармоникой образа показан на рисунке 2 [3].

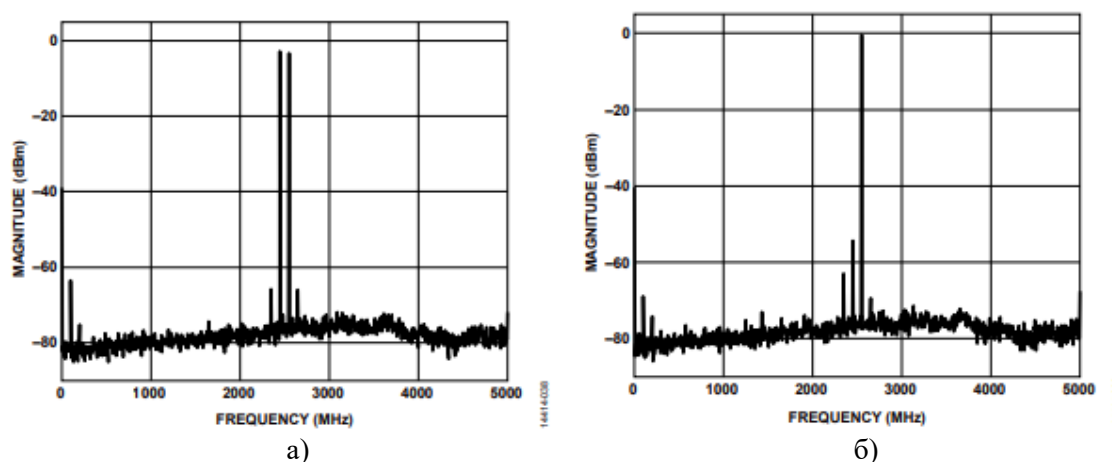


Рисунок 2 – Цифровая фильтрация гармоник первого отрицательного образа при подавлении гармоник основной синтезируемой частоты  $f_{ЦВС} = 2350$  МГц

Рассматриваемые фильтры выполняют интерполяцию между существующими данными таким образом, чтобы свести к минимуму близлежащие гармоники образов в спектре выходного сигнала, что практически невозможно реализовать внешними аналоговыми полосовыми фильтрами. Исходя из этого, можно сделать вывод о широких перспективах использования интерполяции в процессах прямого цифрового синтеза для повышения качества синтезируемых сигналов.

### Литература

1. Romashov V.V., Doktorov A.N., Yakimenko K.A., Sochneva N.A. «Application high-speed digital-to-analog converters for direct digital synthesis of high-frequency radio signals». Journal of Physics: Conference Series. Volume 1632. Russian open scientific conference «Modern problems of remote sensing, radar, wave propagation and diffraction» (MPRS R WPD) 2020 23-25 June 2020. DOI: 10.1088/1742-6596/1632/1/012023.
2. Зайцев, А.А. Нелинейное комбинированное управление в системе импульсной фазовой автоподстройки частоты / А.А. Зайцев // Труды МФТИ. – 2009. - №2. С. 48-53.
3. High Speed DAC [Электронный ресурс]: сайт компании Analog Devices, Inc., 2021. URL: <https://www.analog.com/ru/products/ad9164.html> (дата обращения: 27.12.2021).

Ромашов В.В., Якименко К.А., Докторов А.Н.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: yakimenko.kirill@yandex.ru

### Схемотехническое моделирование быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей в специальных режимах работы

Одним из наиболее перспективных методов снижения уровня сигнал/шум синтезаторов прямого цифрового метода синтеза является использование быстродействующих цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) в специальных режимах работы [1–3]. Специальные режимы позволяют изменять форму выходного сигнала ЦАП таким образом, что в спектре наблюдается перераспределение и увеличение амплитуд спектральных составляющих в высших зонах Найквиста. Сигнал с необходимой частотой выделяется фильтрующим элементом. Благодаря использованию специальных режимов работы происходит увеличение выходной частоты с сохранением отношения сигнал/шум. Кроме того такой метод синтеза поддерживает основные виды модуляции, вследствие чего, активно применяется в формирователях сигналов современных перспективных радиосистем. Однако зачастую фильтрующие элементы не позволяют полностью устранить нежелательные дискретные составляющие. Целью данной работы является разработка схемотехнических моделей формирователей сигналов на основе быстродействующих ЦАП в специальных режимах работы и исследование с помощью полученных моделей спектров выходных сигналов.

В программе Multisim были получены схемотехнические модели формирователей сигналов в режимах RZ и RF (рис. 1).

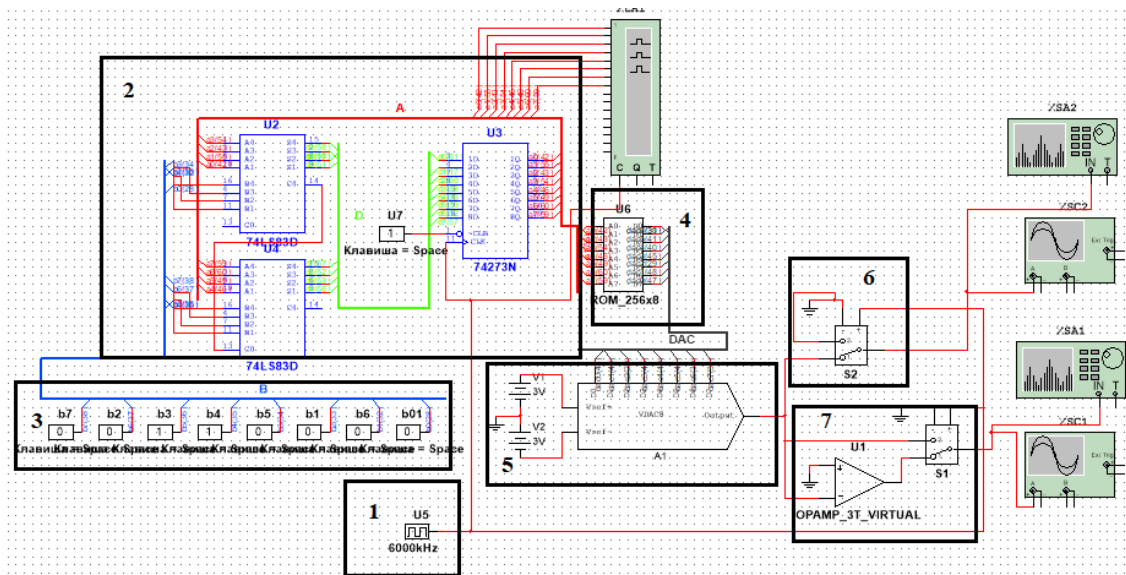
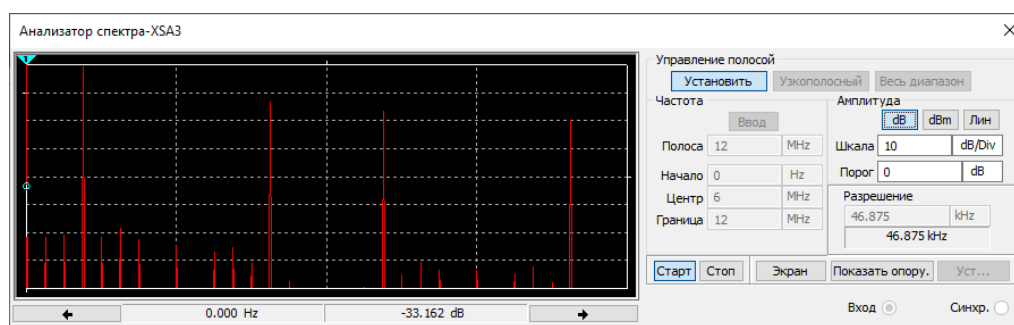


Рис. 1. Схемотехническая модель формирователя сигналов

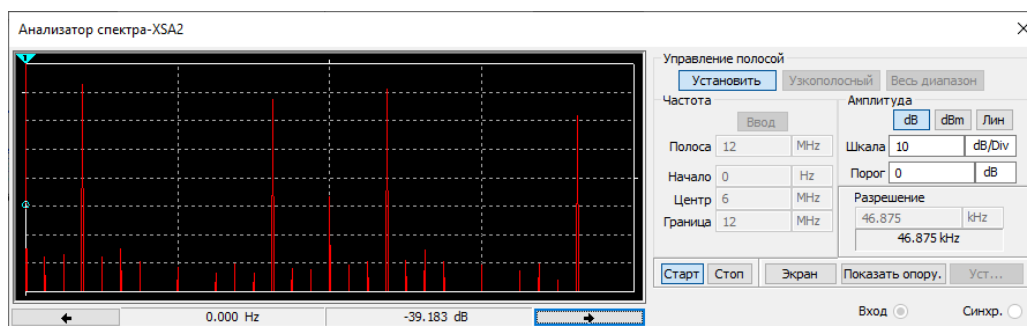
Цифрами на рис. 1 обозначены:

1 – модель генератора тактовой частоты; 2 – накопитель кода фазы, состоящий из двух последовательно соединенных регистров и сумматора; 3 – управляющие биты, формирующие код частоты; 4 – постоянное запоминающее устройство (ПЗУ), хранящее таблицу синуса; 5 – формирователь NRZ-сигнала; 6 – блок, организующий режим RZ; 7 – блок, организующий режим RF.

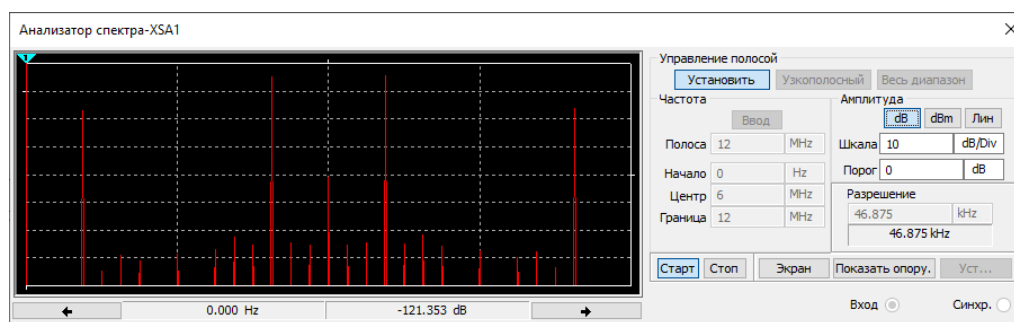
На рис. 2 представлены спектры выходных сигналов в NRZ, RZ и RF режимах.



а)



б)



в)

Рис. 2. Спектры выходных сигналов в NRZ (а), RZ (б) и RF (в) режимах

Представленные спектры показывают перераспределение амплитуд гармоник дискретных составляющих. По результатам моделирования сделаны выводы и определен план дальнейшего проведения исследований по данной тематике.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации для государственной поддержки молодых российских ученых – кандидатов наук МК-358.2022.4, Совета по грантам Президента Российской Федерации.

### Литература

1. Kuckreja Ajay, OstremGeir, “High-Speed DACs ease transmitter designs,” August 2010. Ajay K. Geir O. High-Speed DACs ease transmitter designs. Microwave & RF. 2010. No. 49(8). Pp. 66–71.
2. Overhoff S. Direct-Sampling DACs in Theory and Application [Электронный ресурс] // Maxim Integrated company [сайт]. [2013]. URL: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/5446> (дата обращения 12.12.2021).
3. High Speed DACs [Электронный ресурс] // Analog Devices. Inc. [сайт]. [2021]. URL: <http://www.analog.com/en/products/digital-to-analog-converters/high-speed-da-converters.html> (дата обращения 12.12.2021).

Ромашова Л.В., Докторов А.Н.

Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: romashovamur@mail.ru, doctorov\_a\_n@mail.ru

### Архитектура быстродействующих ЦАП в специальных режимах работы RZ и RF

Современные системы синтеза радиочастотных сигналов для достижения параметров высокого быстродействия, широкой полосы синтезируемых сигналов и высокого разрешения по частоте используют преимущественно прямой цифровой синтез. Синтезаторы частот, построенные на основе данного метода синтеза, называют цифровыми вычислительными синтезаторами. Одним из направлений развития метода прямого цифрового синтеза стало использование образов основной частоты – копий спектра сигнала основной частоты [1]. Выделение с помощью полосового фильтра высокочастотных образов, расположенных в высших зонах Найквиста, позволяет увеличить частоту выходного сигнала ЦВС. Для повышения эффективности использования образов были разработаны быстродействующие цифро-аналоговые преобразователи, форма импульсов восстановления на выходе которых определяется специальными режимами работы выходных каскадов. Основному традиционному режиму работы ЦАП было дано название NRZ, характеризующее этот режим отсутствием возврата импульса восстановления к нулю.

Формирование импульсов восстановления более сложной формы, чем в режиме NRZ, требует изменения архитектуры выходных каскадов ЦАП. Традиционной является двухключевая архитектура, когда токовый выход каждого из разрядов ЦАП подключается двумя ключами к источнику питания и земле. Такая структура позволяет подключать и отключать источник тока каждого из разрядов к выходу ЦАП на полное время одного периода тактового сигнала.

Для обеспечения режима с возвратом к нулю (RZ) [2], когда половину периода тактового сигнала на выходе ЦАП есть импульс восстановления, а во второй половине выход ЦАП отключается от источника тока разряда и подключается к земле, в [3] разработана схема с дополнительными транзисторами, показанная на рисунке 1, а.

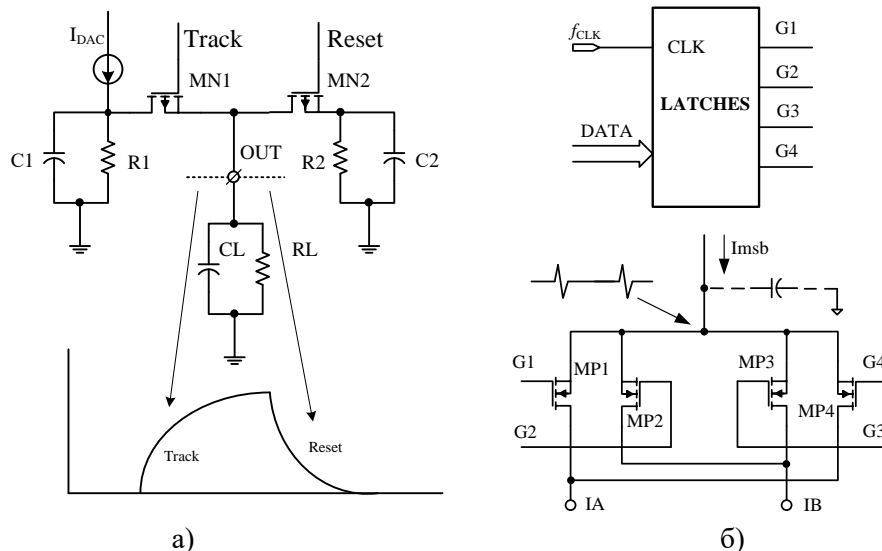


Рисунок 1 а) Использование двух дополнительных транзисторов для режима RZ;  
б) четырехключевая транзисторная архитектура управления источником тока каждого из разрядов преобразователя

Впервые режим работы RZ высокочастотного ЦАП с возвратом к нулю для изменения спектра выходного сигнала ЦАП и повышения эффективности его работы был описан в статье

[13]. Огибающая спектра выходного сигнала ЦАП в режиме RZ также представляется функцией  $(\sin x)/x$ , но нули функции расположены на частотах, кратных  $2f_{\text{CLK}}$ . Часть энергии сигнала теряется в процессе синтеза. Режим RZ может быть использован для синтеза широкополосных сигналов в первой или второй зонах Найквиста, так как при этом происходит выравнивание огибающей спектра выходного сигнала.

Режим RF с использованием двухполярных импульсов позволяет увеличить эффективность применения образов основной частоты при  $n = -1, 1$  во второй и третьей зонах Найквиста. Впервые данный режим описан и исследован в статье [4] под названием two phase  $1/2T_s$ . Существует и другая разновидность специального режима RF[4], отличающиеся различной длительностью положительного и отрицательного импульсов ( $1/4T_s$ ). Это позволяет выравнивать огибающую в областях нулей функции  $(\sin x) / x$ .

Для формирования биполярных импульсов за один период тактового сигнала применяется четырехключевая архитектура выходных каскадов ЦАП, показанная на рисунке 1, (б). Современные микросхемы быстродействующих ЦАП поддерживают в качестве основных режимов работы режимы RZ и RF ( $1/2T_s$ ). К таким ЦАП можно отнести микросхемы компании Analog Devices AD9739, AD9161, AD9162, AD9163, AD9164. Внедрение четырехключевой архитектуры для управления источником тока каждого из эталонных разрядов ЦАП позволило быстродействующим цифро-аналоговым преобразователям эффективно формировать высокочастотные сигналы - образы основной частоты во второй и третьей зонах Найквиста при использовании режима RF.

Дальнейшее развитие данной архитектуры подразумевает использование других, более эффективных режимов работы быстродействующих ЦАП, в которых огибающая спектра выходного сигнала изменяется так, чтобы увеличить амплитуды гармоник образов в высших зонах Найквиста, например в 9-11 зонах. Это позволяет увеличить частоту выходного сигнала цифровых формирователей, построенных на методе прямого цифрового синтеза, а также улучшить их шумовые характеристики.

### Литература

1. Romashov V.V., Khramov K.K., Doktorov A.N. "The Use of Images of DDS Fundamental Frequency for High-Frequency Signals Formation," 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology Conference Proceedings. 2014, pp. 310-311.
2. A.R. Bugeja et al., A 14-b, 100-MS/s CMOS DAC designed for spectral performance IEEE J. Solid-State Circuits, 34(12), 1719–1732, 1999.
3. S. Park et al., A digital-to-analog converter based on differential-quad switching IEEE J. Solid-State Circuits, 37(10), 1335–1338, 2002
4. Chen S.Y.-S, Kim N.S., Rabaey J.M. Multi-mode sub-nyquist rate digital-to-analog conversion for direct waveform synthesis // 2008 IEEE Workshop on Signal Processing Systems, SiPS: Design and Implementation. Article number 4671747. Pp 112-117. Washington, DC, 8 October 2008 - 10 October 2008, 74831. DOI 10.1109/SIPS.2008.4671747
5. High Speed DAC [Электронный ресурс]: сайт компании Analog Devices, Inc., 2021. URL: <https://www.analog.com/ru/products/ad9164.html> (дата обращения: 27.12.2021).

Ростокин И.Н., Ростокина Е.А.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: rostockin.ilya@yandex.ru*

### **Анализ условий использования устройств радиофотоники в составе многочастотной микроволновой радиометрической системы дистанционного зондирования атмосферы**

В результате оценки условий проведения измерений и полученных результатов определены пути усовершенствования данного СВЧ радиометрической комплекса дистанционного зондирования атмосферы:

- реализация внешней оперативной калибровки при введении в состав системы внешнего источника калиброванного уровня шумового сигнала;
- замена определенной радиоэлектронной части схемы радиофотонным аналогом, обеспечивающим адаптивное изменение характеристик системы, в частности ее чувствительности;
- использования нейронной сети для получения результатов корреляционного и регрессионного анализа и оценки структурного состава и метеорологических параметров горизонтально неоднородной атмосферы при зондировании под малыми углами места.

Выполнен анализ перспектив введения устройств радиофотоники в состав СВЧ радиометрической системы зондирования атмосферы с целью повышения ее чувствительности. Шумовой характер информационного сигнала СВЧ радиометрической системы идентичный собственным шумам приемника и антенно-фидерного тракта определяет два пути повышения чувствительности - снижение потерь в устройствах системы и реализация условий повышения уровня сигнала на фоне собственных шумов системы [1].

Анализ современной доступной элементной базы радиофотоники показал, что первый этап должен быть реализован путем замены фидерных элементов оптическими кабелями с реализацией соответствующего многоканального вращающегося сочленения для оптических кабелей для обеспечения сканирования в азимутальной плоскости при наличии удаленной неоднородной зоны атмосферы по произвольному азимутальному направлению. Переход к оптоволокну позволит снизить потери и уменьшить их частотную зависимость.

Следующий этап повышения чувствительности СВЧ радиометрической системы предполагает замену электронного АЦП, совмещаемого с компьютером, задающего фиксированное значение постоянной времени накопления выходного сигнала, на устройство оптической обработки с программно-реализуемым изменением времени накопления, например, путем перевода процедуры накопления в разряд обработки цифровых сигналов [2].

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-19-00378, <https://rscf.ru/project/21-19-00378/>.

### **Литература**

1. Rostokin I.N., Fedoseeva E.V. Rostokina E.A. Kariaev V.V. Morozov O.G., et al. Design features of microwave photonic radars. // Proc. SPIE 11516, Optical Technologies for Telecommunications 2019, 115160L (22 May 2020); doi: 10.1117/12.2566327 Proc. of SPIE Vol. 11516 115160L-1-6.
2. Морозов О.Г., Морозов Г.А., Ильин Г.И., Нуреев И.И., Сахабутдинов А.Ж., Ростокин И.Н., и др. Радиофотонный метод определения угла прихода отражённого радиолокационного сигнала на основе тандемной амплитудно-фазовой модуляции // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2021. № 1 (49). С. 50-62. DOI: <https://doi.org/10.25686/2306-2819.2021.1.50>.

Ростокина Е.А., Ростокин И.Н.

*Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
E-mail: rostockin.ilya@yandex.ru*

### **Экспериментальные исследования радиояркостной температуры неоднородной атмосферы с помощью многочастотной СВЧ радиометрической системы**

В докладе представлены результаты экспериментальных исследований радиотеплового излучения неоднородной атмосферы при существенно наклонном зондировании (угол места  $30^\circ$ ) трехдиапазонной СВЧ радиометрической системой в полевых условиях. Координаты зоны базирования системы - широта  $55^\circ 55' N$ , долгота  $42^\circ 05' E$ , высота над уровнем моря 119 м в период времени с апреля по декабрь 2021 года. Одновременно фиксировались значения метеопараметров приземного слоя атмосферы по данным измерений автоматизированной метеостанции, расположенной в месте базирования СВЧ радиометрической системы. Предварительный прогноз наличия в атмосфере неоднородной области с зоной дождя выполнялся по данным синоптических служб, а оперативное отслеживание изменений состояния атмосферы, перемещения облаков и зон дождя - по данным сервиса Яндекс карты. Измерения мощности радиотеплового излучения атмосферы выполнялись трехдиапазонной СВЧ радиометрической системой со специально разработанным и технически реализованным способом приема на одну общую апертуру зеркала в трех диапазонах длин волн (с центральными длинами волн 1,35 см, 3,2 см и 7,5 см) с последовательным выделением входных сигналов на двух линейных поляризациях в облучателе зеркальной антенны с дополнительным формированием сигнала компенсации, величина которого пропорциональна входной мощности фонового излучения, принимаемого по области рассеяния диаграммы направленности основного антенного канала [1].

Оригинальной, специально реализованной для данной СВЧ радиометрической системы является система сбора и обработки информации. В каждом частотном диапазоне на вход системы сбора и обработки данных поступают два сигнала основного измерительного канала на двух поляризациях (горизонтальная и вертикальная) при преимущественном приеме радиощумового излучения из области главного лепестка диаграммы направленности антенны и сигнал компенсации с дополнительного антенного выхода. В системе сбора и обработки данных микроволновых радиометрических измерений выполняется оцифровка данных измерений, экспорт полученных данных в файлы форматов, необходимых для последующей обработки, программная реализация процедуры разностного алгоритма компенсации фоновых шумов по каждому частотному каналу, - преобразование уровня выходных сигналов измерительной системы в величины радиояркостных температур при учете данных процедуры калибровки по каждому каналу в отдельности [2].

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 21-19-00378, <https://rscf.ru/project/21-19-00378/>.

### **Литература**

1. Rostokin I.N., Karyayev V.V., Fedoseeva E.V., Shchukin G.G., Rostokina E.A. Short-term forecasting of atmospheric meteorological parameters based on the results of the neural network of a three-band microwave radiometric system. // Journal of Physics: Conference Series 1991 (2021) 012016 doi:10.1088/1742-6596/1991/1/012016.

2. Ростокин И.Н., Каряев В.В., Федосеева Е.В., Щукин Г.Г., Ростокина Е.А. Разработка принципов функционирования системы сбора и обработки экспериментальных данных

многочастотной микроволновой радиометрической системы с активным поляризационным каналом. // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского, выпуск 680. – С-Пб.: ВКА имени А.Ф. Можайского, 2021, С. 291 – 294. ISSN 2218-5429.



Сидоренко И.А., Сенюков Г.А.  
 ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»  
 г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а  
 ivan.sidorenko.95@yandex.ru

### Методология оперативной оценки возможностей технических средств радиотехнической разведки

Оценка возможностей технических средств разведки (ТСР) противника основана на принципах теории управления системами с неполной или неоднозначной информацией [1]. При решении таких задач неизвестные параметры задаются с точностью до априорных оценок, а процессы обнаружения и идентификации ОЗ должны происходить одновременно [2]. В настоящее время условия контроля мер защиты информации от ТСР приводят к необходимости определения четких целей и принятия решений на каждом уровне управления мероприятиями противодействия техническим средствам разведки (ПД ТСР) в процессе координации взаимосвязанных частей многоуровневой системы защиты информации [3].

Применительно к средствам сигнальной и видовой технической разведки данные требования могут быть реализованы, если в качестве обобщенной оценки принять функциональную зависимость указанных вероятностей и дальности  $P_{0(p)} = f(D_p)$ , что содержит в себе и нормативные показатели в виде обоснованных значений вероятностей, либо дальностей (зон), соответствующих этим вероятностям, обеспечивающих конкретизацию как требований к защищенности ОЗ от ТСР, так и результатов оценки эффективности мер ПД ТСР.

Технология радио- и радиотехнической разведки (РРТР) сводится к обнаружению сигналов РЭС, обработке и измерению их временных, спектральных параметров, восстановлению информации, содержащейся в сигналах и ее анализу. Определение значений нормативных (пороговых) показателей связано с анализом процесса обнаружения сигнала источника радиоизлучения (ИРИ) приемником РРТР как статистической задачи. При обосновании нормативных значений показателей оценки следует исходить из наибольшей неопределенности при принятии решения на основе анализа вероятности полной ошибки  $P_{\text{ОШ}} = \dot{P} \cdot (1 - P_0) + (1 - \dot{P}) \cdot P_{\text{ЛТ}}$  ( $\dot{P}$  – априорная вероятность наличия разведываемого сигнала на входе приемника РРТР;  $P_{\text{ЛТ}}$  – вероятность ложной тревоги) [1]. При  $\dot{P} \approx 0,5$  имеем  $P_{\text{ОШ}} = 0,5(1 - \dot{P}_0 + P_{\text{ЛТ}})$ . Вторая ситуация возникновения наибольшей неопределенности имеет место, когда вероятность полной ошибки становится равной вероятности правильного обнаружения  $P_{\text{ОШ}} \approx P_0$ .

Воспользуемся представлением  $P_0$  интегралом вероятности  $\Phi(x)$

$$P_0(x) = \Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x \exp(-t^2/2) dt, \quad (1)$$

где  $x$  – обобщенный пороговый параметр, в который входят параметры ТСР, ОЗ, условий ведения разведки, время анализа сигнала средством РРТР  $T_a$ , вероятность ложной тревоги  $P_{\text{ЛТ}}$ .

Такое представление справедливо для сигнала с неизвестными параметрами при допущениях: процесс на выходе тракта регистрации средства РРТР является случайным и подчиняется нормальному закону распределения, то есть  $\Delta f_{\text{ПР}} \cdot T_a \geq 10$ , где  $\Delta f_{\text{ПР}}$  – полоса пропускания тракта приемника ОЗ; амплитудно-частотная характеристика тракта регистрации имеет прямоугольную форму, а ширина спектра сигнала  $\Delta f_c$  согласована с шириной полосы пропускания, то есть  $\Delta f_c \approx \Delta f_{\text{ПР}}$ ; учитываются только внутренние шумы приемника; время анализа процесса не превышает среднего интервала между ложными тревогами; значимость ошибок первого и второго рода одинакова. В этом случае обобщенный пороговый параметр имеет вид

$$x = \frac{q \sqrt{\Delta f_{\text{ПР}} \cdot T_a} - \Phi^{-1}(1 - P_{\text{ЛТ}})}{1 + q}, \quad (2)$$

где  $q$  – отношение мощности принимаемого сигнала  $P_{C\text{ВХ}}$  к мощности собственного шума  $P_{\text{Ш}}$  на входе приемника РРТР;  $\Phi^{-1}$  – функция, обратная интегралу вероятности. Если принять, что  $\Delta f_{\text{ПР}} \cdot T_a = 10$ ,  $P_{\text{ЛТ}} = 10^{-3}$ , выражение для порогового параметра  $x$  упрощается

$$x \approx \frac{3,16 \cdot q - 3,2}{1 + q}. \quad (3)$$

Мощность сигнала на выходе антенны средства РРТР будет  $P_p = \Pi_p A_p$ , где  $A_p(\alpha, \beta) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_p \cdot g_p(\alpha, \beta)$  – эффективная площадь приемной антенны средства РРТР в направлении на ОЗ;  $G_p$  – КНД приемной антенны средства РРТР;  $g_p(\alpha, \beta)$  – уровень бокового излучения относительно  $G_p$  в направлении на ОЗ;  $\lambda$  – длина волны.

Мощность разведываемого сигнала на входе приемника с учетом потерь имеет вид

$$P_{C\text{ВХ}} = \frac{P_c \cdot G_c \cdot g_c(\alpha, \beta) \cdot G_p \cdot g_p(\alpha, \beta) \cdot \lambda^2 \cdot \eta}{(4\pi \cdot D_p)^2} \cdot V, \quad (4)$$

где  $V$  – множитель ослабления в среде распространения радиоволн;  $\eta = \eta_{\text{пол}} \cdot \eta_{\text{аф}} \cdot \eta_{\text{прм}}$  – коэффициент потерь на поляризационное рассогласование ( $\eta_{\text{пол}}$ ), рассогласование антенно-фидерного тракта ( $\eta_{\text{аф}}$ ); рассогласование входной цепи приемника ( $\eta_{\text{прм}}$ ).

Мощность собственных шумов приемника определяется соотношением

$$P_{\text{Ш}} \approx P_{\text{мин}} = k \cdot K_{\text{Ш}} \cdot T \cdot \Delta f_{\text{ПР}}, \quad (5)$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Вт/град·Гц;  $K_{\text{Ш}}$  – коэффициент шума приемника.

Объединим все постоянные и параметры, относящиеся к средству РРТР в виде коэффициента вида разведки  $R$ , [м<sup>2</sup>/Вт/Гц],

$$R = \frac{c^2 \cdot 10^{0,1A(f_c)}}{(4\pi)^2 f_c^2 \cdot 10^{0,1N(f_c)}}. \quad (6)$$

Полученное соотношение (6) позволяет провести анализ, обобщить и представить данные по видам разведки в виде зависимостей  $R(f_c)$ , которые затем и используются при оценке.

Обобщение и типизация исходных данных, характеризующих ТСР противника, ОЗ и условия ведения разведки исключают неопределенность значений полной группы исходных данных, обеспечивая оперативность. Использование в качестве показателя защищенности функциональную зависимость вероятности обнаружения (распознавания, измерения) от дальности ведения разведки обеспечивается наглядность результатов оценки для заданных нормативных показателей ПД ТСР. Применения данной методологии позволяет получить решение задачи оценки возможностей радио- и радиотехнической разведок. Полученные результаты могут найти применение при разработке информационных систем поддержки принятия решения задач оценки возможностей ТСР противника.

### Литература

1. Сахнин А.А., Игнатенков В.Г. Защищенное информационное пространство. Комплексный технический контроль радиоэлектронных средств. – М.: Горячая линия–Телеком, 2016. – 336 с.
2. Леньшин А.В., Кравцов Е.В., Рюмшин Р.И., Сенюков Г.А. Оценка возможностей радиотехнической разведки по результатам контроля радиоэлектронных средств комплексом радиотехнического контроля // Динамика сложных систем – XXI век. – 2016. – № 3. – С. 29–35.
3. Леньшин А.В., Нагалин А.В., Кравцов Е.В., Сенюков Г.А. Оценка эффективности технических средств обучения специалистов в области радиомониторинга // Радиотехника. – 2015. – № 12. – С. 89–94.

Смирнов М.С., Костров В.В., Кострова Т.Г.  
 Муромский институт (филиал) федерального государственного образовательного  
 учреждения высшего образования «Владимирский государственный университет  
 имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»  
 602264, г. Муром, Владимирская обл., ул. Орловская, 23  
 E-mail: SRV777@mail.ru

### Особенности переноса спектра при неточном формировании квадратурных составляющих

В современных радиолокационных станциях (РЛС) широко используются сложные сигналы с частотной или фазовой модуляцией, которые обеспечивают при небольшой пиковой мощности передатчика высокую разрешающую способность [1]. Вместе с тем расширение спектра с целью получения высокого разрешения по дальностной координате требует обеспечения в системе повышенной долговременной и кратковременной стабильности частоты всех формируемых колебаний. Это позволяет организовать когерентную обработку, которая обеспечивает аппаратуре достижение оптимальных характеристик во всех режимах, включая межобзорное накопление сигналов. Когерентная обработка сигналов с выхода аналоговой части радиоприемного устройства, в частности согласованная фильтрация, обнаружение сигналов, доплеровская фильтрация, подавление пассивных помех, производится с помощью блока цифровой обработки сигналов (ЦОС). Одним из промежуточных звеньев в последовательности обработки сигналов, к которому предъявляются повышенные требования, является представление сигналов в комплексном виде [2,3], что позволяет существенно снизить тактовую частоту работы цифровых сигнальных процессоров. В современных радиотехнических устройствах наметилась тенденция формирования квадратур на некоторой промежуточной частоте, которая согласуется с возможностями аппаратуры и с соответствующими зонами дискретизации [4].

Целью данной работы является анализ эффектов при неточном формировании квадратурных составляющих и оценка результатов переноса спектра на промежуточную частоту для последующей цифровой обработки сигнала.

Обобщенная схемы цифрового формирователя квадратурных составляющих, которая широко используется в схемах современных РЛС, представлена на рис 1. На схеме использованы обозначения: УПЧ – усилитель промежуточной частоты  $f_{nc}$ , ФНЧ – фильтр нижних частот, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, ФВ – фазовращатели на угол  $\pm 45^\circ$ . Для формирования квадратурных составляющих на промежуточной частоте требуется повышенная частота дискретизации  $f_T$ , в простейшем случае удовлетворяющая соотношению  $f_T > 2(|f_{nc} - f_0| + \Delta f_s)$ , где  $\Delta f_s$  – полоса сигнала,  $f_0$  – частота опорного генератора (ОГ).

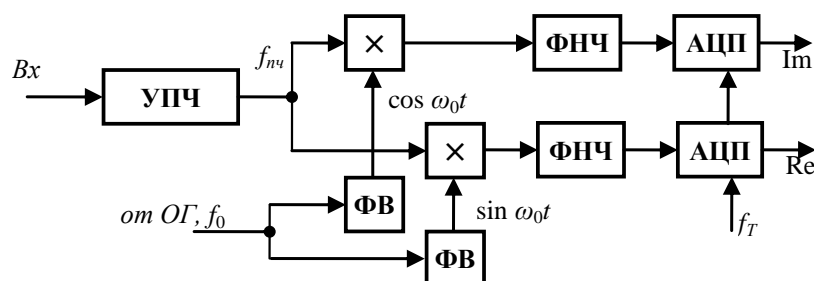


Рис. 1 – Обобщенная структура формирователя комплексного сигнала

Проведем анализ квадратурного сигнала при ошибках фазовращателей величиной  $\Delta\varphi$ . Пусть для простоты входной сигнал является монохроматическим и равен  $x(t) = U \cdot \sin \omega_{nc} t$ . Тогда после перемножителя верхнего канала получаем

$$e_1(t) = U \cdot \sin \omega_{nc} t \cdot \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi) = \frac{U}{2} [\sin\{(\omega_{nc} - \omega_0)t - \Delta\varphi\} + \sin\{(\omega_{nc} + \omega_0)t + \Delta\varphi\}],$$

а после перемножителя нижнего канала

$$e_2(t) = -U \cdot \sin \omega_{nc} t \cdot \sin(\omega_0 t - \Delta\varphi) = -\frac{U}{2} [\cos\{(\omega_{nc} - \omega_0)t + \Delta\varphi\} - \cos\{(\omega_{nc} + \omega_0)t - \Delta\varphi\}].$$

В фильтрах низкой частоты компоненты с частотой  $\omega_{nc} + \omega_0$  подавляются, поэтому после фильтрации в ФНЧ имеем

$$\operatorname{Re}(t) = \frac{U}{2} \sin\{(\omega_{nc} - \omega_0)t - \Delta\varphi\} \text{ и } \operatorname{Im}(t) = -\frac{U}{2} \cos\{(\omega_{nc} - \omega_0)t + \Delta\varphi\}.$$

Воспользуемся тригонометрическими преобразованиями  $\sin(\alpha - \beta)$  и  $\cos(\alpha - \beta)$ , получаем

$$\operatorname{Re}(t) = \frac{U}{2} \sin\{(\omega_{nc} - \omega_0)t - \Delta\varphi\} = \frac{U}{2} [\sin(\omega_{nc} - \omega_0)t \cdot \cos \Delta\varphi - \cos(\omega_{nc} - \omega_0)t \cdot \sin \Delta\varphi] \text{ и}$$

$$\operatorname{Im}(t) = -\frac{U}{2} \cos\{(\omega_{nc} - \omega_0)t + \Delta\varphi\} = -\frac{U}{2} [\cos(\omega_{nc} - \omega_0)t \cdot \cos \Delta\varphi - \sin(\omega_{nc} - \omega_0)t \cdot \sin \Delta\varphi].$$

Это представление позволяет записать проведенные преобразования над сигналом в виде

$$z(t) = -\frac{U}{2} \cdot \cos \Delta\varphi \cdot e^{-j(\omega_{nc} - \omega_0)t} + \frac{U}{2} \cdot \sin \Delta\varphi \cdot e^{-j[(\omega_{nc} - \omega_0)t + \pi/2]}.$$

Из этого соотношения видно, что при наличии фазового рассогласования в опорных колебаниях квадратурного смесителя в спектре сигнала появляется дополнительная частотная составляющая, расположенная симметрично относительно основной части спектра. Уровень дополнительной частотной составляющей линейно зависит от значения  $\sin \Delta\varphi$ .

На основании этого соотношения может быть разработан алгоритм компенсации фазовых искажений. Для этого используем тестовый синусоидальный сигнал с частотой, принадлежащей полосе сигнала, например  $\omega_1$ . С помощью анализатора спектра определяем модуль сигнала  $U_0$  на частоте  $\omega_0 - \omega_1$  и модуль сигнала  $U_1$  на частоте  $\omega_1 - \omega_0$ . По этим измерениям определяем искомую поправку фазового угла  $\Delta\varphi = \operatorname{artg}(U_1/U_0)$ , которая вводится в дополнительные фазовращатели генератора опорных сигналов.

Для проверки полученных соотношений были проведены исследования данного метода формирования квадратур с помощью математического моделирования. В качестве примера рассматривалось квадратурное преобразование гармонического сигнала и сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). На рис. 2а-б приведены спектр входного импульсного радиосигнала, по оси X отложена частота, а по оси Y – условная амплитуда сигнала в относительных единицах измерения. Полученный спектр ограничен в полосе частот от минус 300 кГц до +300 кГц, что соответствует полосе прозрачности ФНЧ. В основной полосе частот сигнала поведение спектра соответствует общим представлениям [5, 6], а на вершине наблюдаются пульсации Френеля, характерные для ЛЧМ сигналов.

Для моделирования ошибок фазировки опорного колебания вводился фазовый сдвиг  $\Delta\varphi = 10^\circ$ . Спектры ЛЧМ сигнала и радиоимпульса, полученные при таком значении расфазировки, представлены на рис. 3а-б. Как и следовало ожидать, в общем спектре появилась зеркальная составляющая (слева от нулевой частоты), которая привела к снижению энергетики сигнала в основной полосе. Эта паразитная составляющая спектра не подавляется фильтрами, поэтому искажает все последующие преобразования сигнала. При наличии фазовых искажений опорного сигнала средний уровень основной части спектра ЛЧМ сигнала составляет 1700, а зеркальной – примерно 300. Оценка фазовых искажений

$$\Delta\varphi = \operatorname{artg} \frac{U_1}{U_0} = \operatorname{artg} \frac{300}{1700} = \operatorname{artg}(0,1765) \approx 10^\circ,$$

что подтверждает полученное выше расчетное соотношение и условия проведения эксперимента.

Снижение значения модуля спектра сигнала также соответствует расчетам. Без искажений максимальное значение составляет 2061,76. Значение  $\cos(10^\circ) = 0,9848$ . Отсюда ожидаемое

значение модуля спектра при искажениях  $2061,76 \times \cos(10^\circ) = 2061,76 \times 0,9848 = 2030,421248$ , что с точностью 0,025% совпадает с результатами моделирования.

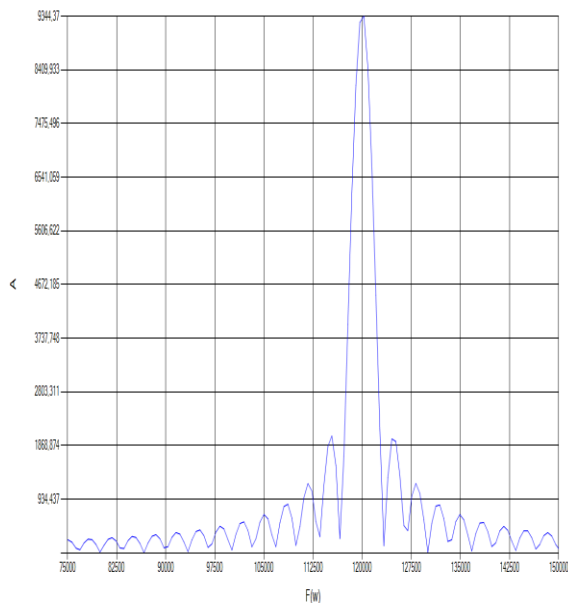


Рис. 2а – Спектр РИ без разбаланса квадратур

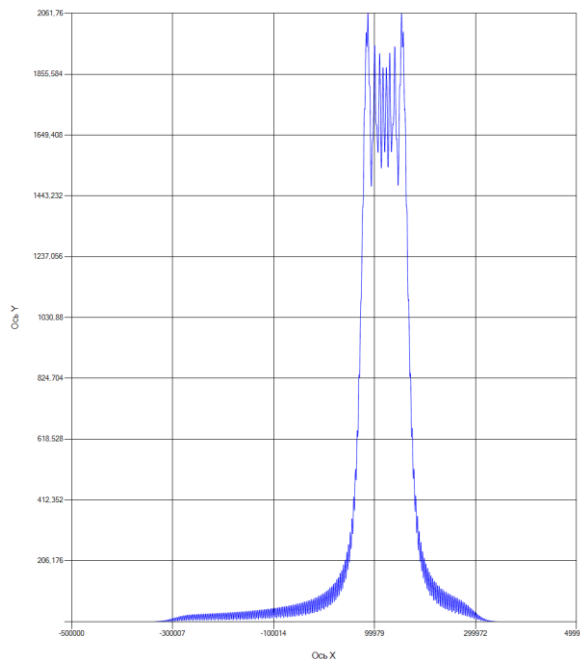


Рис. 2б – Спектр ЛЧМ с разбалансом квадратур

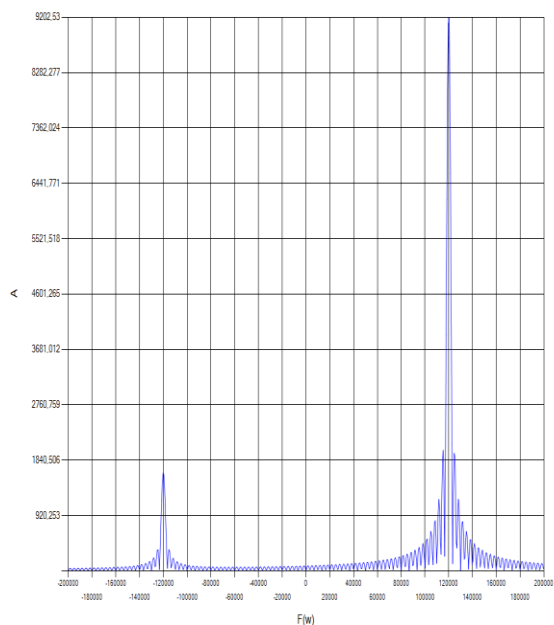


Рис. 3а – Спектр РИ без разбаланса квадратур

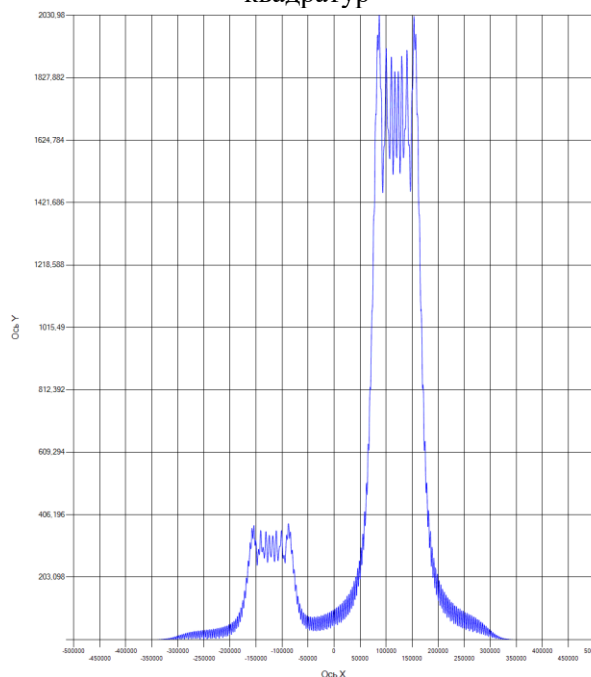


Рис. 3б – Спектр ЛЧМ с разбалансом квадратур

Таким образом, проведенные исследования показали, что этап формирования квадратурных составляющих при переходе к комплексному представлению сигналов на промежуточной частоте является ответственным в устройствах цифровой обработки. Амплитудно-фазовые ошибки и нестабильности в опорном колебании приводят к искажению спектральных соотношений и, как следствие, к снижению отношения сигнал-шум. Снизить влияние подобных эффектов можно за счет периодического функционального контроля и коррекции фаз опорного генератора. Комплекс таких мер позволяет получить

высококачественную обработку, чувствительную к фазовым и доплеровским изменениям в сигнале.

### Литература

1. Верба В.С, Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук Э.Г. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. В.С. Вербы. М.: Радиотехника, 2010.
2. Смит С. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников. Пер. с англ. – М.: Додэка-XXI, 2012.
3. Галкин В.А. Основы программно-конфигурируемого радио. – М.: Горячая Линия–Телеком, 2013.
4. Маркович И.И. Цифровая обработка сигналов в системах и устройствах. – Ростов н/Д: Издательство Южного федерального университета, 2012.
5. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. – М.: Сов. радио, 1971.
6. Свистов В.М. Радиолокационные сигналы и их обработка. – М.: Сов. радио, 1977.

Чайков С.С., Ананич Д.И., Никулин Е.Ю.  
 Филиал военной академии ВВСН имени Петра Великого (г. Серпухов)  
 МОУ «Институт инженерной физики»  
 Московская область, г. Серпухов, ул. Бульвар 65-лет Победы, д. 17, кв. 5  
 E-mail: ss\_chay@mail.ru

### Логико-вероятностный метод получения характеристик некоторых видов графов

В настоящее время структура управления любой крупной организацией представляется в виде сети, построенной по иерархическому радиально-узловому принципу, которая включает звенья сети и направления (связи) между этими звеньями.

Математической моделью такой сети является ориентированный граф. Известно большое количество методов анализа таких графов: метод Флойда-Уоршелла, алгоритм Дейкстры, метод Беллмана-Форда, метод двойного поиска и другие [1, 3]. Однако, применение данных методов основано на реализации неких алгоритмов и имеет высокую вычислительную сложность.

Предлагается разработать метод определения вероятности связи одного нижнего звена (НЗ) сети с верхним звеном (ВЗ) сети, что позволит найти математическое ожидание количества НЗ, имеющих связь с ВЗ сети.

Граф  $G(A, I)$  типовой трехуровневой сети с рокадными связями при норме управляемости три представлен на рисунке 1.

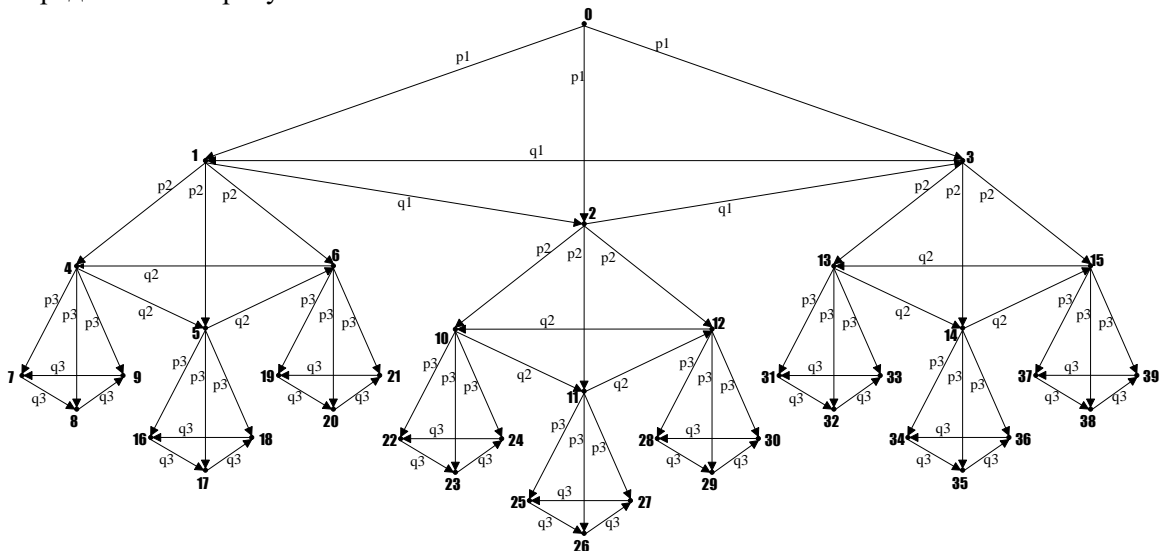


Рис. 1 Граф  $G(A, I)$  трехуровневой сети с рокадными связями при норме управляемости, равной трем

Отметим, что данный граф является взвешенным, так как на каждом уровне сети вероятность связи радиальных и рокадных направлений сети разная, в частности:

$p_1, p_2, p_3$  – вероятности связи радиальных направлений сети на первом, втором, третьем уровнях иерархии соответственно;

$q_1, q_2, q_3$  – вероятности связи рокадных направлений сети на первом, втором, третьем уровнях иерархии соответственно.

Анализ графа иерархической радиально-узловой сети позволяет сравнительно несложно найти пути из ВЗ к выбранному НЗ, вычислить вероятность связи ВЗ со всеми НЗ и получить вероятностные характеристики сети. Данный метод включает следующие этапы:

1. Строим дерево путей из ВЗ (корня дерева) к одному из НЗ. (листу этого дерева).
2. Составляем логическую схему, которая соответствует построенному дереву путей.
3. На базе логической схемы получаем выражения для нахождения вероятности связи начальной вершины графа с одной из концевых его вершин.

