

АО «Корпорация «Тактическое ракетное вооружение»  
АО «Центральное конструкторское бюро автоматики»  
Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образования  
«Омский государственный технический университет»

**ОБМЕН ОПЫТОМ В ОБЛАСТИ СОЗДАНИЯ  
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ  
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ**

Материалы  
VI общероссийской научно-технической конференции  
(Омск, 19–20 апреля 2016 г.)

Омск  
Издательство ОмГТУ  
2016

УДК 621.396.6(08)  
ББК 32я43  
О-19

Организационный комитет:

*А. Н. Ивашкин* – генеральный директор АО «ЦКБА»;

*С. Д. Сиберт* – первый заместитель генерального директора –  
заместитель генерального директора по НИОКР и инновациям  
(ответственный за выпуск);

*А. В. Косых* – ректор ОмГТУ;

*Н. С. Фирсова* – заместитель генерального директора  
по безопасности и персоналу;

*А. И. Дворник* – советник генерального директора  
по развитию производственной базы;

*Э. И. Седунов* – советник генерального директора;

*Г. Я. Лило* – начальник отдела;

*В. И. Ефанов* – начальник отдела;

*З. Н. Мельниченко* – ведущий инженер

О-19 **Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем** : материалы VI общерос. науч.-техн. конф. (Омск, 19–20 апр. 2016 г.) / АО «КТРВ», АО «ЦКБА», ОмГТУ ; [орг. ком.: С. Д. Сиберт (отв. за вып.) и др.]. – Омск : Изд-во ОмГТУ, 2016. – 407 с. : ил.

ISBN 978-5-8149-2205-2

Конференция проведена под эгидой Правительства Омской области и при поддержке АО «Корпорация «Тактическое ракетное вооружение» и Омского государственного технического университета.

Основные направления работы конференции: сверхширокополосные СВЧ-устройства; конструирование и технологии; радиотехнические системы.

Сборник будет интересен для инженеров-разработчиков, занимающихся проблемой сверхширокополосных РЭС.

УДК 621.396.6(08)  
ББК 32я43

ISBN 978-5-8149-2205-2

© АО «ЦКБА», 2016

1 электронный оптический диск

Оригинал-макет издания выполнен в Microsoft Office Word 2007 с использованием возможностей Adobe Acrobat X.

**Минимальные системные требования:**

- процессор Intel Pentium 1,3 ГГц и выше;
- оперативная память 256 Мб;
- свободное место на жестком диске 260 Мб;
- операционная система Microsoft Windows XP/Vista/7;
- разрешение экрана 1024×576 и выше;
- акустическая система не требуется;
- дополнительные программные средства Adobe Acrobat Reader 5.0 и выше.

Компьютерная верстка *О. Г. Белименко*

Подписано к использованию 10.04.16.

Объем 31,8 Мб.

---

Издательство ОмГТУ.  
644050, г. Омск, пр. Мира, 11; т. 23-02-12  
Эл. почта: [info@omgtu.ru](mailto:info@omgtu.ru)

**Л.И. Бабак, М.В. Черкашин, Ф.И. Шеерман, И.М. Добуш, А.А. Коколов,  
А.С. Сальников, А.А. Калентьев, Д.В. Гарайс, А.Е. Горяинов, Д.А. Жабин**

**Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники  
(ТУСУР), г. Томск**

**РАЗРАБОТКА СВЧ МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ,  
БИБЛИОТЕК ЭЛЕМЕНТОВ И МОДУЛЕЙ САПР В ТОМСКОМ УНИВЕРСИТЕТЕ  
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**

Рассматривается выполненный в Томском университете систем управления и радиоэлектроники комплекс исследований и разработок в области создания GaAs и SiGe СВЧ монолитных интегральных схем, библиотек элементов и модулей САПР. Представлено краткое описание разработанных методов и программных продуктов для автоматизации измерений, построения моделей активных и пассивных элементов, а также проектирования СВЧ МИС. Приведены характеристики разработанных библиотек элементов, а также СВЧ МИС на основе отечественных и зарубежных GaAs и SiGe технологий, включая малошумящие усилители, усилители мощности, смесители и управляющие устройства.

Ключевые слова: СВЧ, МИС, модели, библиотеки элементов, САПР.

**L.I. Babak, M.V. Cherkashin, F.I. Sheyerman, I.M. Dobush, A.A. Kokolov,  
A.S. Salnikov, A.A. Kalentyev, D.V. Garays, A.E. Goryainov, D.A. Zhabin**

**Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR),  
Tomsk**

**DEVELOPMENT OF MMICS, PROCESS DESIGN KITS AND EDA TOOLS AT TOMSK  
UNIVERSITY OF CONTROL SYSTEMS AND RADIOELECTRONICS**

The research in the area of development of GaAs and SiGe MMICs, process design kits (PDKs), and EDA modules that carried out at Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics is presented. The techniques and software tools for the measurement automation, active and passive elements' model building, and MMIC design (synthesis) are described. Characteristics of PDKs (element model libraries) as well as GaAs/SiGe MMICs developed are considered including low noise and power amplifiers, mixers, and control circuits.

Keywords: microwaves, MMIC, element models, PDK, EDA

### **1 Общая информация**

Деятельность по разработке СВЧ монолитных интегральных схем (МИС), библиотек элементов МИС, а также модулей САПР ведется в Научно-образовательном центре «Нанотехнологии» (НОЦ НТ) Томского университета систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР). НОЦ НТ функционирует в ТУСУРе с 2009 г. Основными областями исследований и разработок НОЦ НТ являются: развитие технологий СВЧ МИС на основе гетероструктурных GaAs и GaN материалов; проектирование и зондовые измерения GaAs/GaN/SiGe СВЧ МИС; разработка программного обеспечения (ПО) для автоматизированного проектирования и управления измерениями СВЧ МИС. Кроме того, в НОЦ НТ ведется деятельность по подготовке кадров высшей квалификации и специалистов в этих областях. В состав НОЦ НТ



входят технологический участок, участок измерений СВЧ МИС, дизайн-центр по проектированию СВЧ МИС, лаборатория разработки программного обеспечения, а также инженерный участок обеспечения.

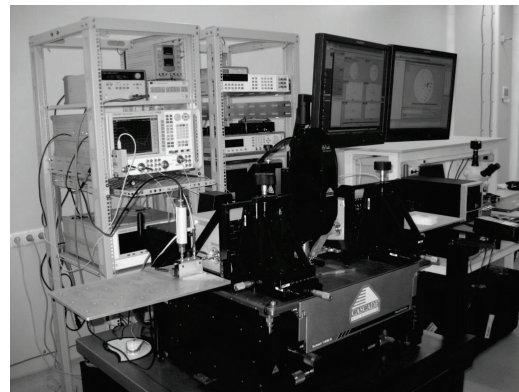
На *технологическом участке* (рис. 1а) развернута пилотная технологическая линия по изготовлению СВЧ транзисторов и МИС на основе GaAs и GaN, включающая современное оборудование для нанолитографии, электронно-лучевого напыления, нанесения фоторезиста, контроля пластин и фотошаблонов в видимом и УФ диапазонах излучения и др. Линия позволяет выполнить цикл основных технологических операций изготовления активных элементов (формирование затвора и др). Остальные операции изготовления СВЧ транзисторов и МИС выполняются на производственных технологических линиях предприятий-партнеров ТУСУРа в г. Томске. Основным элементом пилотной линии НОЦ НТ является нанолитограф Raith-150 Two с разрешением до 20 нм, что обеспечивает изготовление СВЧ транзисторов с шириной затвора менее 100 нм и граничными частотами свыше 100 ГГц.

На *участке измерений СВЧ МИС* (рис. 1б) развернута автоматизированная установка для измерений и характеристики МИС и элементов до частот 40-50 ГГц. Она представляет собой специализированный аппаратно-программный комплекс, обеспечивающий измерения СВЧ устройств и компонентов на полупроводниковой пластине с использованием зондовой станции. Комплекс используется для решения двух основных задач:

- оценка характеристик готовых СВЧ МИС и функциональных элементов на пластине;
- характеристика элементов СВЧ МИС, т.е. получение набора экспериментальных данных, позволяющих полностью описать свойства функционального элемента и построить на этой основе его математическую модель.



а)



б)

Рис. 1. Внешний вид участков НОЦ «Нанотехнологии» ТУСУРа:  
а) технологический участок; б) участок измерений СВЧ МИС

Установка управляется программным обеспечением (в том числе собственной разработки) и содержит следующее основное оборудование:

- три зондовых станции фирмы Cascade Microtech для измерения характеристик МИС и элементов на СВЧ и постоянном токе (диаметр пластин до 200 мм);
- два векторных анализатора цепей компаний Keysight Technologies (серия ENA) и Rohde&Schwarz (ZWA);
- анализатор спектра (Keysight Technologies) с возможностью измерения шумовых характеристик;

- генератор гармонических СВЧ сигналов (Keysight Technologies);
- два программируемых тюнера (Focus) с возможностью настройки по трем гармоникам сигнала;
- модули для реализации импульсного режима измерений и др.

Кроме того, сотрудники НОЦ НТ имеют доступ к векторному анализатору цепей серии PNA-X (Keysight Technologies), что дает возможность измерять широкий круг разнообразных характеристик СВЧ МИС и компонентов, включая X-параметры в режиме большого сигнала.

Указанный автоматизированный комплекс обеспечивает измерение большого набора параметров активных и пассивных компонентов МИС в различных режимах работы - статических характеристик (ВАХ), параметров рассеяния, шумовых и мощностных характеристик, формы и спектральных составляющих сигнала и др., реализует автоматические «load-pull» измерения (измерения при изменении импедансов нагрузок активных элементов) и измерения в импульсном режиме. Это позволяет, в частности, полностью характеризовать СВЧ транзисторы – определять полный набор шумовых параметров малошумящих транзисторов, находить оптимальные нагрузочные импедансы по основной и высшим гармоникам для реализации высокоэкономичных режимов мощных приборов, верифицировать нелинейные и шумовые модели активных элементов и т.д.

*Дизайн-центр* ведет деятельность в следующих направлениях:

- проектирование и разработка СВЧ МИС и систем на кристалле (СнК) на основе отечественных и зарубежных GaAs/GaN/SiGe технологий, включая малошумящие усилители (МШУ), усилители мощности (УМ), смесители, генераторы, управляемые напряжением (ГУН), управляющие устройства и др.;
- разработка моделей пассивных и активных элементов СВЧ МИС, включая нелинейные и шумовые модели СВЧ транзисторов;
- разработка библиотек моделей для различных технологий изготовления СВЧ МИС, которые интегрируются в коммерческие САПР.

Для проектирования СВЧ МИС в дизайн-центре используются программные продукты Microwave Office, ADS, Cadence и др. Имеется лицензия на программы Software Development Kit (SDK) и Model Wizard, позволяющие осуществить построение и интеграцию моделей элементов МИС в систему Microwave Office. Кроме того, используются собственные оригинальные программные продукты для проектирования СВЧ МИС и построения моделей элементов.

Направления деятельности *лаборатории разработки программного обеспечения*:

- создание ПО для автоматизации управления зондовыми измерениями СВЧ МИС;
- разработка ПО для автоматизированного построения моделей пассивных и активных СВЧ компонентов, включая элементы СВЧ МИС;
- разработка интеллектуального ПО для автоматизированного проектирования СВЧ устройств и МИС, включая автоматическую генерацию (синтез) схем и топологий согласующих цепей и усилителей.

## **2 Измерения, создание моделей и библиотек элементов для гетероструктурных технологий изготовления СВЧ МИС**

*Измерение параметров элементов СВЧ МИС.* Процесс измерения характеристик СВЧ МИС и функциональных элементов отличается большой сложностью ввиду высоких рабочих частот и трудности доступа к элементам с весьма малыми размерами. При этом высокоточные измерения требуются не только для оценки результирующих характеристик

МИС и функциональных элементов, но главным образом для построения достоверных моделей этих элементов.

Особенностями СВЧ измерений являются: необходимость калибровки измерительной установки для исключения систематических ошибок (влияние потерь и переотражений в кабелях, разъемах, переходах и т.д., несовпадение плоскостей отсчета измеряемого устройства с плоскостями измерений и др.); необходимость исключения влияния контактных площадок и других измерительных элементов на результаты измерений (деэмбеддинг). В связи с трудоемкостью процедур СВЧ измерений, в том числе калибровки и деэмбеддинга, они должны быть автоматизированы. Автоматизация целесообразна также в том случае, когда требуется многократное повторение однотипных измерений. Например, при построении нелинейной модели СВЧ транзистора необходимо выполнить измерение его параметров рассеяния во многих рабочих точках по постоянному току. Важными задачами при большом объеме измерений являются также сбор, хранение, обработка и анализ результатов.

В НОЦ НТ для решения указанных задач разработаны и разрабатываются программные модули, интегрированные с аппаратной частью измерительного комплекса [1]:

- программа Measurement (управление процессом измерений, автоматизированное измерение ВАХ и параметров рассеяния полупроводниковых приборов в нескольких режимах по постоянному току);
- программа Deembedding (исключение влияния контактных площадок);
- программы DataBase и Statistics (хранение, систематизация и статистический анализ результатов измерений с применением специализированной базы данных; находятся в разработке).

На основе указанного выше измерительного оборудования и ПО разработаны, освоены и верифицированы методики, обеспечивающие:

- зондовые векторные измерения до 50 ГГц: а) с использованием калибровочных мер на измерительной подложке; б) с использованием калибровочных мер непосредственно на полупроводниковой пластине;
- векторные измерения в коаксиальном тракте до 26 ГГц: а) с использованием калибровочных мер на измерительной плате; б) на основе построения модели контактного устройства с разъемами.

**Разработка моделей элементов GaAs и GaN СВЧ МИС.** Для проектирования СВЧ устройств на основе монокристаллических технологий необходимы точные математические модели элементов МИС. Этот вопрос особенно актуален при разработке МИС на базе отечественных технологий. Создание моделей базируется на высокоточных измерениях, физическом или электромагнитном (ЭМ) моделировании характеристик СВЧ элементов.

В НОЦ НТ осуществляется построение следующих типов моделей активных и пассивных элементов для конкретных технологий изготовления СВЧ МИС:

- физико-технологические и ЭМ модели;
- компактные линейные, нелинейные и шумовые модели (т.е. модели в виде эквивалентных схем);
- поведенческие (формальные) модели – в виде нейронных сетей, многомерных аппроксимирующих функций и др.

Физическое моделирование элементов МИС в НОЦ НТ осуществляется с помощью программной системы Sentaurus TCAD Synopsys [2]. При использовании этого пакета выполнено моделирование характеристик различных конструкций GaAs и GaN НЕМТ наногетероструктур.

тероструктур, а также мощных СВЧ транзисторов на их основе. Это позволило определить пути оптимизации конструкций гетероструктур и транзисторов, улучшения их характеристик. Результаты моделирования подтверждены экспериментальным измерением параметров изготовленных тестовых транзисторов.

Для моделирования пассивных компонентов СВЧ МИС в большинстве случаев используется более быстрое ЭМ моделирование, основанное на численном решении уравнений электродинамики (программы Axiem, Momentum и др.). Физическое и ЭМ моделирование элементов МИС требует больших затрат машинного времени. Поэтому результаты такого моделирования совместно с данными измерений используются для построения других типов моделей, более эффективных с точки зрения использования в САПР СВЧ устройств.

В частности, гораздо более быстродействующими и экономичными по сравнению с физическими моделями являются модели в виде эквивалентных схем (ЭС-модели). При построении такой модели СВЧ компонента необходимо решить две задачи: выбор (синтез) структуры ЭС и расчёт параметров (экстракция) элементов ЭС. Особый интерес для проектирования СВЧ МИС представляют параметрические ЭС-модели, в которых учитываются зависимости характеристик компонента от конструктивных параметров (например, геометрических размеров) и (или) внешних условий (температура, накопленная доза радиации и т.п.).

Для построения моделей СВЧ компонентов, как правило, применяется специализированное программное обеспечение (например, IC-CAP и др.). Однако данные САПР обладают высокой стоимостью. Кроме того, процедуры выбора структуры модели и экстракции элементов ЭС часто являются сложными и времязатратными.

В связи с этим в НОЦ НТ разработаны оригинальные методики построения моделей пассивных и активных СВЧ элементов, которые реализованы в собственных программных продуктах:

Аналитические и численно-аналитические процедуры экстракции параметров ЭС и построения параметрических моделей пассивных СВЧ компонентов - полупроводниковых и тонкопленочных резисторов, МДМ-конденсаторов, спиральных катушек индуктивности и др. [3, 4] (реализованы в программном модуле Extraction-P).

Новая методика экстракции параметров малосигнальной модели MESFET и НЕМТ транзистора с учетом нелинейного характера сопротивления стока, позволяющая повысить точность моделирования малосигнальных S-параметров в различных рабочих точках [5], (реализована в программном модуле Extraction-L).

Наиболее сложным является построение нелинейных ЭС-моделей СВЧ транзисторов. В литературе, как правило, отсутствует подробное описание методик экстракции параметров распространенных видов таких моделей, а строятся они с использованием дорогостоящего ПО (IC-CAP, AmCAD) и оптимизационных методов. В НОЦ НТ для GaAs и GaN НЕМТ транзисторов на основе аналитических и численных процедур разработана полностью формализованная методика экстракции всех параметров нелинейной модели EENEMT, в том числе с учетом нелинейного сопротивления стока. Построение модели осуществляется на основе измеренных статических ВАХ и малосигнальных S-параметров транзистора. Для её верификации используется сравнение рассчитанных на большом сигнале нагрузочных (load pull) диаграмм и амплитудных характеристик транзистора с данными измерений.

Поведенческие модели представляют СВЧ компонент в виде «черного ящика» без учета его физической природы. Такие модели также быстродействующие, однако, в отличие от физических и ЭС-моделей процедуры их построения гораздо проще, являются универсаль-

ными (т.е. не зависят от типа компонента) и могут быть формализованы (автоматизированы). Поведенческие модели строятся на основе как непосредственных измерений, так и физического или ЭМ моделирования характеристик компонента. С математической точки зрения построение параметрической поведенческой модели является задачей многомерной аппроксимации. В качестве входных (независимых) переменных выступают изменяемые параметры компонента СВЧ МИС (частота, конструктивные параметры, напряжения смещения и т.д.), в качестве выходных (зависимых) - моделируемые характеристики, например, параметры рассеяния.

В НОЦ НТ разработаны, исследованы и реализованы в виде ПО методики построения нескольких разновидностей поведенческих моделей активных и пассивных СВЧ элементов, в том числе моделей в виде искусственных нейронных сетей (ИНС), многомерных полиномов и сплайнов, а также моделей на основе детерминированного алгоритма интерполяции функций с неравномерной сеткой данных (метод обратного средневзвешенного расстояния – ОСР) [6]. На этой основе построены поведенческие модели пассивных и линейных активных элементов МИС для отечественных GaAs и GaN технологий, характеризующиеся достаточной точностью и быстродействием. При этом метод ОСР позволяет значительно (до 500 раз) сократить время построения поведенческой модели относительно получившего распространение метода ИНС при сравнимой точности и быстродействии модели.

Так как процедуры экстракции нелинейных ЭС-моделей СВЧ транзисторов весьма сложны и трудоемки, для преодоления этой трудности разработаны алгоритмы построения поведенческих (универсальных табличных) моделей произвольных нелинейных приборов (транзисторов) на основе многомерных сплайнов [7]. Эти модели позволяют одновременно описать измеренные малосигнальные параметры рассеяния приборов в широком диапазоне частот и режимов по постоянному току, ВАХ и нелинейные (мощностные, спектральные) характеристики в заданном диапазоне входных воздействий, процедуры их построения автоматизированы.

Указанные выше программные модули включены в состав системы INDESYS-MS (Intelligent Design System – Measurement Suite) для управления СВЧ измерениями и построения моделей СВЧ компонентов. Эффективность разработанных методик и ПО для построения моделей подтверждена при создании библиотек элементов МИС для гетероструктурных GaAs и GaN технологий.

***Разработка библиотек элементов для GaAs и GaN технологий изготовления СВЧ МИС.*** Успешное проектирование СВЧ МИС возможно только при условии создания библиотек элементов (точнее, библиотек электрических и топологических моделей элементов МИС), отражающих особенности технологии изготовителя, и интеграции этих библиотек в распространенные системы моделирования СВЧ устройств. Разработка библиотеки является актуальной задачей при организации опытного и промышленного выпуска СВЧ МИС на базе отечественных технологий. При этом библиотека элементов позволяет наиболее просто передать сведения о технологии проектировщикам МИС как внутри предприятия-изготовителя интегральных схем, так и сторонним организациям. Построение библиотек – сложная и трудоемкая научно-практическая задача, требующая наличия высокоточного измерительного оборудования и специализированного программного обеспечения, знаний и опыта в области СВЧ измерений, математического моделирования и проектирования СВЧ МИС.

В НОЦ НТ на систематической основе разрабатываются библиотеки элементов гетероструктурных СВЧ МИС и имеется соответствующее лицензионное программное обеспечение. На базе проведенных исследований и полученного опыта была предложена и практиче-

ски опробована методика создания библиотек элементов СВЧ МИС, изготовленных по GaAs и GaN технологиям [8]. Основными объектами библиотеки элементов являются взаимосвязанные электрическая модель, топология, трехмерное представление для ЭМ анализа, справочная информация и дополнительные параметры. Топология и электрическая модель СВЧ элемента автоматически изменяются при изменении его геометрических параметров. Такие библиотеки позволяют в полной мере использовать все возможности современных САПР и значительно ускорить и упростить процесс проектирования СВЧ МИС. В НОЦ НТ освоена, исследована и развита методика построения топологических моделей (ячеек) в САПР Microwave Office, базирующаяся на применении программных продуктов Software Development Kit (SDK) и Model Wizard фирмы Applied Wave Research [8]. С целью построения параметризованных топологических моделей для всех типов монолитных элементов реализуются и интегрируются в среду Microwave Office программные модули на языке C++, описывающие набор стандартных геометрических примитивов и зависимости их размеров от геометрических параметров. Модели позволяют в реальном масштабе времени отображать топологию и создавать фотошаблоны МИС.

Таблица 1

Характеристики библиотеки элементов для 0,15 мкм GaAs pHEMT технологии (0-40 ГГц)

№ п/п	Наименование элемента	Группа элементов	Тип элемента (модели)	Максимальная СКО модели в группе, %
1	NL (4 модели)	Nonlinear	Транзисторы (нелинейная модель)	ВAX – 10,9 S-параметры – 11,7
2	A (10 моделей)	Small Signal	Транзисторы (малосигнальная модель)	3,77-5,43
3	SW1 (5 моделей)	Switch HEMT	Транзисторы (модель в ключевом режиме)	Закр. режим - 5,9 Откр. режим – 1,7
4	VIA, DCPAD, RFPORT	Interconnects	Сквозное отверстие в подложке, контактные площадки для DC и RF	-
5	MLIN, MTRACE... (12 моделей)	Microstrips	Отрезок линии передачи, изгибы, тройники, скачок ширины линии и другие неоднородности линии передачи.	не оценивалась
6	MIMCAP	Passive	Масштабируемая модель МДМ-конденсатора	4,27
7	TFRES	Passive	Масштабируемая модель тонкопленочного резистора	1,71
8	W_S_T_ (8 моделей)	Inductors	Модели фиксированной квадратной спиральной катушки индуктивности	7,5
9	SQRIND	Inductors	Масштабируемая модель квадратной спиральной индуктивности	5,3 до частоты первого резонанса
10	DICE	Substrate	Рамка кристалла	Служебный элемент
11	MSUB	Substrate	Подложка	Служебный элемент

Сотрудниками НОЦ НТ были разработаны библиотеки для GaAs и GaN технологий ряда отечественных организаций, в том числе 0,15 мкм GaAs pHEMT технологии ОАО НИИПП (г. Томск), 0,25 мкм GaN HEMT технологии ОАО НИИПП, 0,13 мкм GaAs mHEMT технологии ИСВЧПЭ РАН (г. Москва), 0,35 мкм GaAs гетероструктурной технологии ЗАО НПФ «Микран» (г. Томск). Библиотеки разработаны для коммерческой САПР Microwave Office в частотном диапазоне до 40 ГГц. В качестве примера в табл. 1 сведены основные характеристики библиотеки элементов для 0,15 мкм GaAs pHEMT технологии. Для представленных в таблице элементов разработаны разные виды электрических моделей, а также топологические модели; если не указано иначе, приведена среднеквадратичная ошибка (СКО) S-параметров моделей.

Разработанные библиотеки элементов использовались при проектировании СВЧ МИС на основе GaAs и GaN технологий.

### **3 Разработка программного обеспечения для автоматизированного проектирования (синтеза) СВЧ цепей и устройств**

Современные САПР, предназначенные для проектирования СВЧ устройств (такие, как ADS, Microwave Office, Genesys и др.), решают только задачи моделирования, то есть расчёта характеристик по уже заданной принципиальной схеме и топологии устройства. Выбор схемы и топологии МИС осуществляется на основе эвристического подхода с использованием опыта разработчика, упрощённых инженерных методик расчёта, методом проб и ошибок и т.д. Обычным является применение многократного моделирования различных вариантов схем и топологий при разных сочетаниях параметров элементов, а также многократной оптимизации МИС. Такой процесс проектирования СВЧ МИС является длительным, трудоёмким, не гарантирует наилучших результатов и требует дефицитных квалифицированных кадров.

В НОЦ НТ в течение ряда лет разрабатываются методы, алгоритмы и ПО для автоматизированного выбора (генерации, синтеза) принципиальных схем и топологий линейных, малошумящих и мощных СВЧ транзисторных усилителей, а также пассивных согласующих (СЦ), корректирующих (КЦ) цепей и фильтров. В основу решения задачи положен ряд предложенных новых подходов, в том числе декомпозиционный метод синтеза активных СВЧ полупроводниковых устройств, оригинальные интерактивные процедуры «визуального» проектирования пассивных цепей на базе технологии «визуальных вычислений», автоматический синтез пассивных и активных СВЧ цепей на основе генетических алгоритмов (ГА) и др. [9-17] Для повышения эффективности проектирования сочетаются принципы искусственного интеллекта, а также интерактивные «визуальные» процедуры, объединяющие интеллектуальные способности человека и вычислительные возможности компьютера.

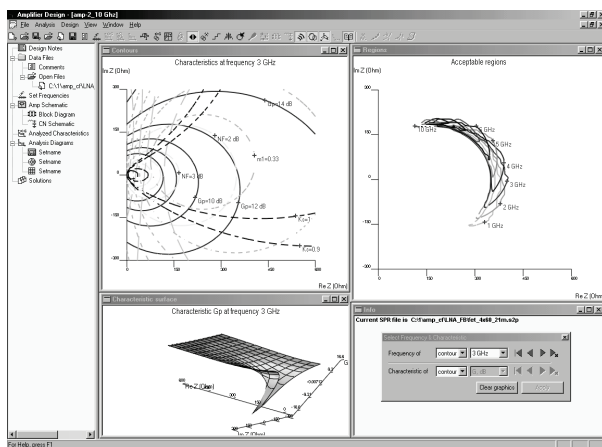
На базе указанных подходов разработано ПО, которое используется для автоматизированного проектирования (синтеза) СВЧ цепей и устройств [11-17] (рис. 2):

1) Microwave Look - пакет программ, позволяющий осуществить проектирование широкополосных и узкополосных линейных, малошумящих и мощных СВЧ транзисторных усилителей по комплексу требований к усилению, форме АЧХ, шуму, выходной мощности, согласованию и устойчивости. Пакет основан на интерактивном «визуальном» подходе к проектированию усилителей с двухполюсными и реактивными четырехполюсными КЦ (ЧКЦ). Он включает следующие совместимые между собой программы: Locus – программа визуального проектирования пассивных КЦ и СЦ; Locus-ММИС – интегрированная программная среда для «визуального» проектирования согласующих и корректирующих цепей СВЧ МИС (функционирует совместно с системой Microwave Office); Amp – программа визу-

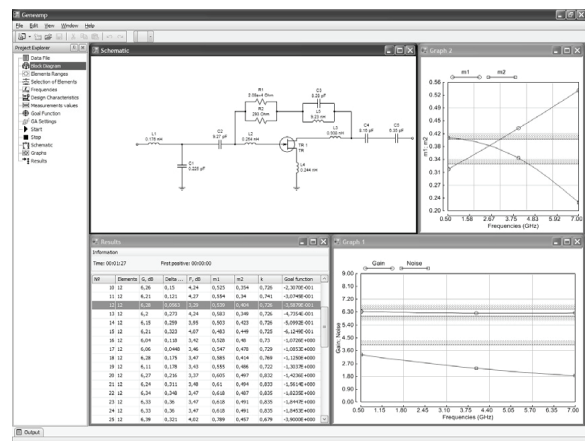
ального проектирования СВЧ усилителей с двухполюсными цепями коррекции и обратной связи; Region – программа визуального проектирования СВЧ усилителей с реактивными ЧКЦ на входе и выходе.

2) Genesyn – программа автоматического синтеза СЦ, КЦ и фильтров на основе ГА. Обеспечивает проектирование реактивных и диссипативных цепей лестничной структуры на сосредоточенных и распределенных элементах при произвольной форме частотной характеристики передачи мощности и при комплексных импедансах генератора и нагрузки.

3) Geneamp – программа автоматического синтеза СВЧ транзисторных усилителей на основе ГА. Обеспечивает проектирование широкополосных и узкополосных линейных и малозумящих усилителей по комплексу характеристик.



а)



б)

Рис. 2. Вид интерфейсов разработанных программ: а) Amp; б) Geneamp

При проектировании СВЧ МИС программы обеспечивают следующие возможности: 1) позволяют в автоматическом или интерактивном режиме синтезировать принципиальную схему устройства по поставленным требованиям при учете полного комплекса характеристик; 2) обеспечивают полный контроль схемы и значений элементов синтезируемых устройств; 3) разрешают учесть на этапе синтеза потери и паразитные параметры монолитных интегральных элементов; 4) осуществляют экспорт полученных решений в САПР Microware Office. Разработанные программы представляют собой модули, расширяющие возможности коммерческой САПР, и при взаимодействии с системой Microware Office позволяют также автоматически сгенерировать первоначальный вариант топологии СВЧ устройства [18].

Перечисленное ПО было успешно применено при разработке МИС усилителей и других СВЧ устройств. Оно позволило значительно облегчить и сократить время проектирования, повысить качественные показатели устройств.

#### 4 Разработка СВЧ МИС на основе GaAs технологий

Коллектив сотрудников НОЦ НТ имеет многолетний опыт в разработке полупроводниковых СВЧ устройств для радиоэлектронных устройств и систем различного назначения. При этом в рамках проектов с отечественными и зарубежными организациями разработано значительное число МИС в частотных диапазонах от 1 до 47 ГГц на основе GaAs технологий, прежде всего – МИС МШУ и УМ. Основные характеристики МИС широкополосных усилителей приведены в табл. 2. Опытные партии МИС изготавливались на технологической



базе организации ИСВЧПЭ РАН (г. Москва), компаний ОММИС (Франция) и Win Semiconductors (Тайвань).

Выделим следующие практические разработки на базе отечественных монокристаллических технологий изготовления СВЧ МИС. На основе 0,15 мкм GaAs рНЕМТ технологии ИСВЧПЭ РАН совместно с этой организацией и НПФ «Микран» в 2007 г. разработана и изготовлена одна из первых в России гетероструктурных МИС МШУ X-диапазона с коэффициентом шума 2,3 дБ (табл. 2, № 4). На основе этой же технологии выпущен комплект МИС двух- и трехкаскадных МШУ диапазона 6-12 ГГц с характеристиками на уровне лучших зарубежных образцов [19] (табл. 2, № 5 и № 6, рис. 3). Коэффициент шума разработанных усилителей равен 1,4-1,6 дБ, в то время как у их аналогов – МИС МШУ TGA2511, TGA2512, HMC564 и HMC565 фирм Triquint и Hittite (США) он составляет от 1,5 до 2,3 дБ.

Таблица 2

Технические характеристики МИС широкополосных усилителей

№	Тип усилителя	Технология	Организация	$\Delta f$ , ГГц	$G$ , дБ	$F$ , дБ	$P_{out}$ , дБм	$ S_{11} $ , дБ; $ S_{22} $ , дБ
МИС усилителей на основе GaAs технологии								
1	МШУ (проект)	0,15 мкм GaAs рНЕМТ	Win	1,2..1,8	$27 \pm 0,5$	1,3	-	-9,5; -10
2	МШУ	0,18 мкм GaAs рНЕМТ	ОММИС	2..10	$11,7 \pm 1,1$	2,15	13	-9,5; -11,5
3	МШУ	0,15 мкм GaAs рНЕМТ	Win	3..20	$10,7 \pm 0,7$	2,6	10,5/ 18 ГГц	-10; -9,8
4	МШУ	0,15 мкм GaAs рНЕМТ	ИСВЧПЭ	9..12	$15 \pm 1,0$	2,3	6	-10; -8
5	МШУ	0,15 мкм GaAs рНЕМТ	ИСВЧПЭ	6..12	$20 \pm 1,0$	< 1,4 дБ ( $\Delta f=8..12$ ГГц)	7	-7,5; -10
6	МШУ	0,15 мкм GaAs рНЕМТ	ИСВЧПЭ	6..12	$28 \pm 1,0$	< 1,6 дБ ( $\Delta f=8..12$ ГГц)	7	-10; -12
7	МШУ	0,1 мкм GaAs мНЕМТ	ОММИС	27..31	$20 \pm 1,0$	1,7	-	-12; -12
8	МШУ	0,15 мкм GaAs рНЕМТ	ИСВЧПЭ	30..40	$16,8 \pm 1,4$	2,3 (моделир.)	-	-8; -8

9	Линейный	0,13 мкм GaAs mHEMT	ИСВЧПЭ	34..38	$9 \pm 1,0$	-	7	-9; -5
10	Линейный	0,13 мкм GaAs mHEMT	ИСВЧПЭ	33..38	$20 \pm 0,5$	-	6	-10; -6
11	Линейный	0,15 мкм GaAs pHEMT	Win	33..47	$13 \pm 0,8$	-	-	-6; -6
12	УМ	0,15 мкм GaAs pHEMT	Win	9..12	$13,9 \pm 1,4$	-	19,2/ 10 ГГц	-12,5; -14,5
13	УМ	0,15 мкм GaAs pHEMT	Win	26..37	$9.3 \pm 1.7$	-	21,7/ 37 ГГц	-7,5; -6
14	УМ (модуль)*)	0,15 мкм GaAs pHEMT	Win	38..39, 5	19.0	-	27,8/ 38,5 ГГц	-8; -8
МИС усилителей на основе SiGe технологии								
15	МШУ (проект)	0,25 мкм SiGe BiCMOS	-	1.3..1.7	$17 \pm 0,25$	1,5	-19,5	-8; -10
16	МШУ (проект)	0,25 мкм SiGe BiCMOS	-	1..4	$15 \pm 0,5$	4,7	-1,3	-9; -13

\*) Примечание. Приведены характеристики усилительного модуля со сложением мощности МИС УМ в волноводе.

На основе 0,13 GaAs mHEMT технологии ИСВЧПЭ РАН изготовлен комплект монолитных копланарных усилителей диапазона 30-37 ГГц (табл. 2, № 9 и № 10, рис. 4) [20].

Ряд монолитных СВЧ усилителей был разработан совместно с зарубежными организациями в рамках совместных проектов по программам INTAS. Монолитный сверхширокополосный МШУ диапазона частот 2-10 ГГц разработан вместе с исследовательским институтом XLIM Лиможского университета на основе 0,18 мкм GaAs pHEMT технологии ED02AH фирмы OMMIC, Франция [13] (табл. 2, №2). Монолитный трехкаскадный МШУ диапазона 27-31 ГГц для системы космической связи разработан совместно с институтом XLIM и Французским космическим агентством CNES на основе 0,1 мкм GaAs mHEMT технологии D01MH фирмы OMMIC [21] (табл. 2, № 7, рис. 5). Его особенностями являются низкий коэффициент шума (1,7 дБ), а также выполнение одновременно фильтрующих функций, что позволяет снизить требования к другим блокам системы. Схемы СЦ и КЦ были синтезированы с помощью программы Genesyn.

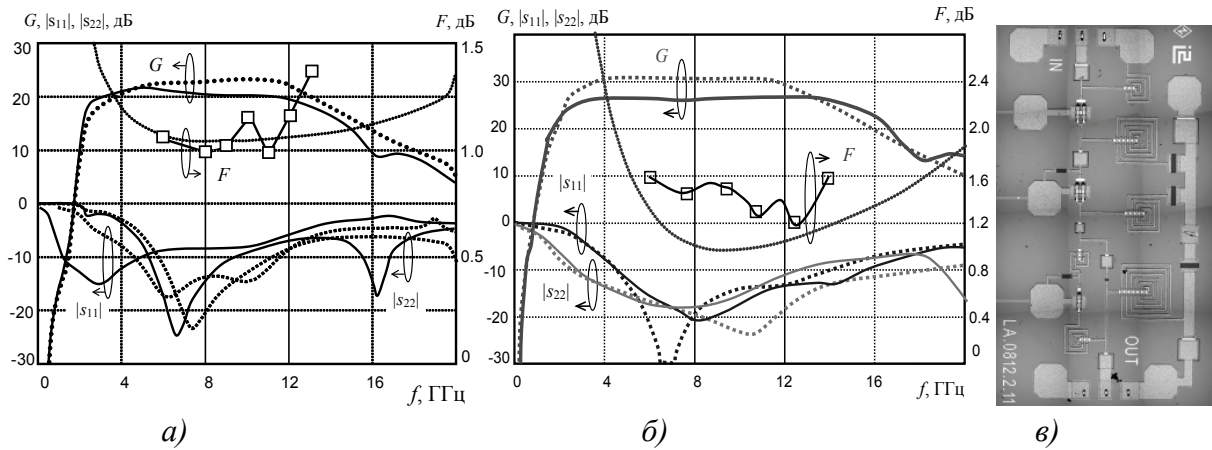


Рис. 3. Комплект МИС МШУ диапазона 6–12 ГГц: а) характеристики двухкаскадного МШУ (моделирование – пунктирная линия, измерения – сплошная линия); б) характеристики трехкаскадного МШУ; в) топология трехкаскадного МШУ (размер 2,4x1,4 мм)

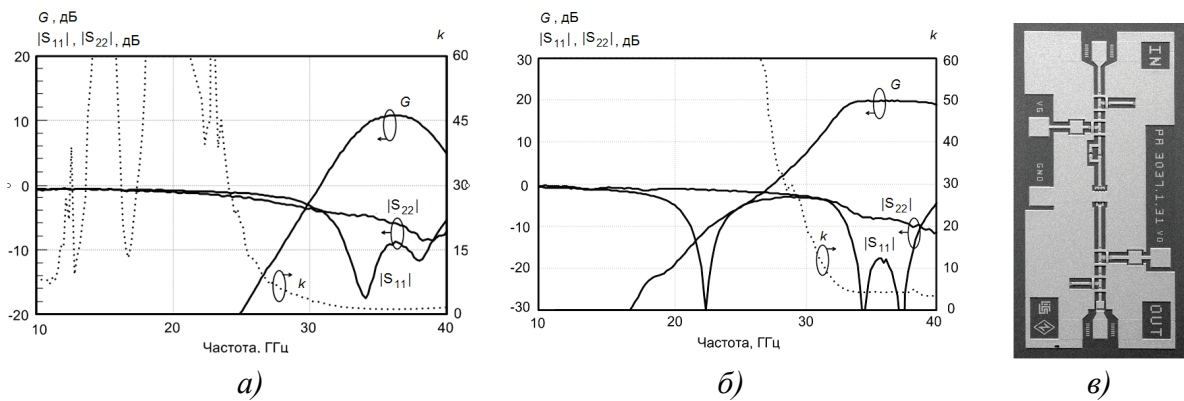


Рис. 4. Комплект МИС копланарных усилителей (КУ) Ка-диапазона: а) результаты измерений однокаскадного КУ; б) результаты измерений двухкаскадного КУ; в) топология однокаскадного КУ (размер 0,9x1,8 мм)

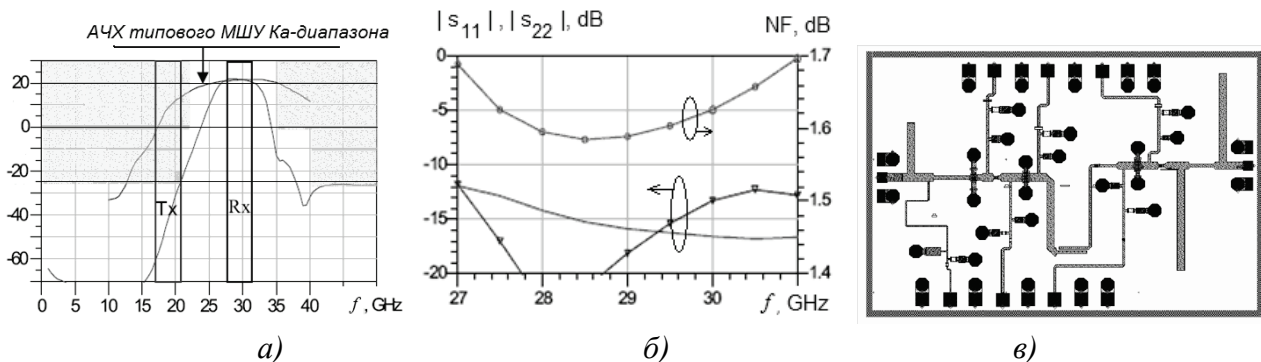


Рис. 5. МИС МШУ диапазона 27–31 ГГц: а) АЧХ; б) характеристики шума и согласования; в) топология (размер 2,0x3,0 мм)

Несколько МИС МШУ и УМ были спроектированы и изготовлены по 0,15 мкм GaAs pHEMT технологии компании Win Semiconductors (табл. 2, №№ 3, 11-14). На рис. 6 показаны измеренные частотные характеристики, а также зависимости выходной мощности и коэффициента усиления от входной мощности для МИС МШУ диапазона 3-20 ГГц (табл. 2, №3) [22].

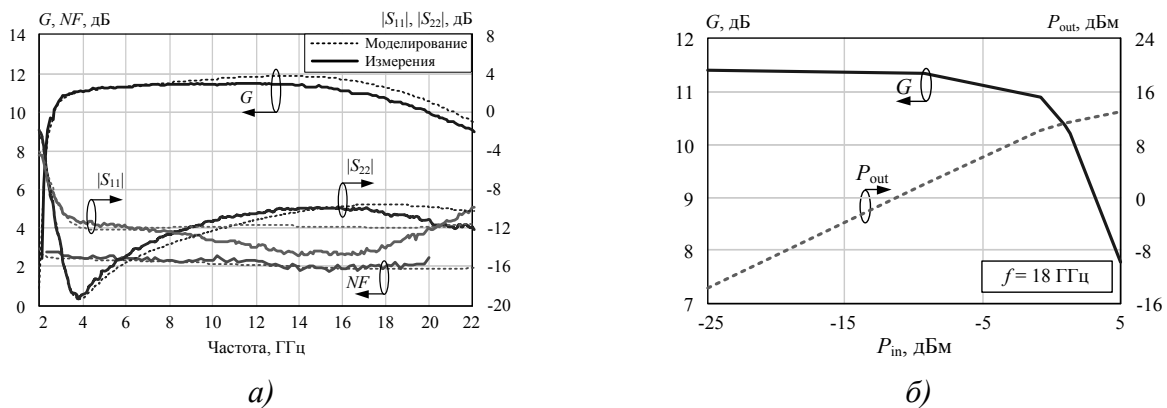


Рис. 6. Характеристики МИС МШУ диапазона 3-20 ГГц (размер  $1,3 \times 0,7 \text{ мм}^2$ ):  
 а) частотные характеристики (моделирование и измерения); б) зависимости выходной мощности и коэффициента усиления от входной мощности на частоте 18 ГГц (измерения)

### 5 Разработка СВЧ МИС на основе SiGe технологий

В 2015 г. в НОЦ НТ начаты работы по проектированию СВЧ МИС для универсального многодиапазонного многоканального приемопередатчика (L-, S- и C-диапазоны) в виде «системы на кристалле» (СнК). К настоящему времени на базе 0,25 мкм SiGe BiCMOS технологии спроектированы МИС следующих широкополосных СВЧ устройств (частотный диапазон 1-4,5 ГГц): МШУ, смеситель, цифровой управляемый аттенюатор (ЦАТТ), а также схема управления ЦАТТ. Последнее устройство обеспечивает управление аттенюатором по параллельному и последовательному интерфейсам.

Результаты моделирования МИС МШУ приведены в табл. 2 (№15), а смесителя – в табл. 3. В данный момент изготовление указанных МИС запущено на фабрике.

Таблица 3

Параметры смесителя (моделирование)

Частотный диапазон ВЧ, ГГц	1-4,5
Частотный диапазон ПЧ, ГГц	0,05-0,5
Коэффициент преобразования, дБ	$-9 \pm 0,5$
Коэффициент шума, дБ	9,5
Развязка «Вход гетеродина – ВЧ», дБ	$>40$
Коэффициент отражения по входу ВЧ, дБ	-10
Коэффициент отражения по гетеродину, дБ	-6
Мощность гетеродина, дБм	13-15
$P_{вх\ 1дБ}$ , дБм	10-13
$IP_3$ , дБм	19-22
Размер, $\text{мм}^2$	$1,74 \times 0,6$

Таблица 4

Параметры ЦАТТ (измерения)

Частотный диапазон, ГГц	0,1-4,5
Разрядность, бит	5
Диапазон ослабления, дБ	31
Шаг ослабления, дБ	1
Потери в опорном состоянии, дБ	5,4
$ S_{11} ,  S_{22} $ , дБ	-12/-14
Среднеквадратичная ошибка по амплитуде для всех состояний, дБ	0,45 (2 ГГц) 0,65 (4 ГГц)
Среднеквадратичная ошибка по фазе для всех состояний, град.	2,7 (2 ГГц) 5,2 (4 ГГц)
$P_{вх\ 1дБ}$ , дБм (моделир.)	15
$IP_3$ , дБм (моделир.)	33
Напряжение управления, В	0/2,5
Размер, $\text{мм}^2$	$1,16 \times 0,3$

МИС ЦАТТ была изготовлена [23], на рис. 7а показан фрагмент топологии кристалла, а на рис. 7б - измеренные частотные характеристики коэффициента передачи для разных состояний аттенюатора. Экспериментальные параметры МИС ЦАТТ сведены в табл. 4.

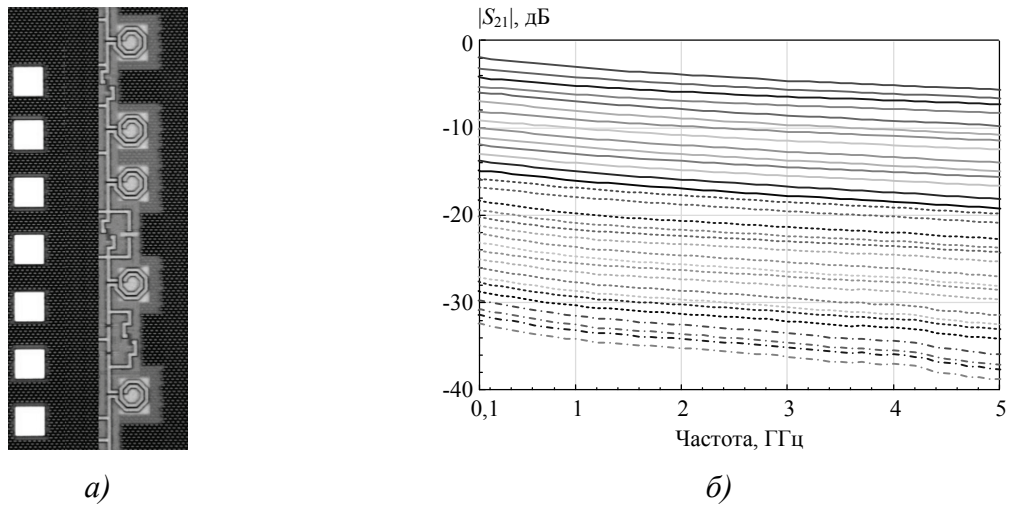


Рис. 7. МИС ЦАТТ диапазона 0,1-4,5 ГГц: а) фрагмент топологии (размер 1,16×0,3мм); б) измеренные частотные характеристики коэффициента передачи во всех состояниях

После обработки топологии МИС устройств приемопередатчика они будут объединены на кристалле, образуя СнК.

#### Заключение

В статье рассмотрен выполненный в НОЦ «Нанотехнологии» ТУСУРа комплекс исследований и разработок в области создания GaAs и SiGe СВЧ монолитных интегральных схем, библиотек элементов и модулей САПР. Представлено краткое описание разработанных методов и программных продуктов для автоматизации измерений, построения моделей активных и пассивных элементов, а также проектирования СВЧ МИС. Приведены характеристики разработанных библиотек элементов, а также СВЧ МИС на основе отечественных и зарубежных GaAs и SiGe технологий.

#### Список литературы

1. Добуш И.М., Степачева А.В., Сальников А.С., Коколов А.А., Самуилов А.А., Бабак Л.И. Программы для автоматизации измерений, деэмбеддинга и построения линейных моделей СВЧ полевых транзисторов // 21-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2011): Материалы конф. в 2 т. – Севастополь: изд-во «Вебер», 2011, Т. 1, С. 214-215.
2. Торхов Н.А., Бабак Л.И., Божков В.Г., Разжувалов А.Н., Сальников А.С. Физическое моделирование мощных НЕМТ на основе GaN/AlGaN наногетероструктур // Доклады ТУСУР, 2012, № 2 (26), часть 2, С. 145-151.
3. Горяинов А.Е., Степачева А.В., Добуш И.М., Бабак Л.И. Программа для экстракции параметров эквивалентных схем пассивных компонентов СВЧ монолитных интегральных схем // 22-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012). Севастополь, 10-14 сентября 2012 г.: Материалы конф. в 2 т. – Севастополь: изд-во «Вебер», 2012, Т.1, С. 129-130.

4. Горяинов А.Е., Добуш И.М., Бабак Л.И. Построение параметрических моделей пассивных компонентов СВЧ монолитных интегральных схем с использованием программы Extraction-P // Доклады ТУСУР, 2012, № 2 (26), часть 2, С.98-103.
5. Коколов А.А., Торхов Н.А., Добуш И.М., Бабак Л.И. Экспериментальное исследование и моделирование GaN НЕМТ Ка-диапазона на подложке SiC // Изв. вузов. Физика. № 8/3, Томск, 2013, С.116-120.
6. Сальников А.С. Исследование поведенческих моделей элементов СВЧ МИС // 24-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2014). Севастополь, 2-7 сентября 2014 г.: Материалы конф. в 2 т. – Севастополь: изд-во «Вебер», 2010, Т.1, С.119-120.
7. Дмитриенко К.С., Бабак Л.И. Построение табличной нелинейной модели рНЕМТ-транзистора // 19-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2009). Севастополь, 2009 г.: Материалы конф. – Севастополь: изд-во «Вебер», 2009, Т. 1, С. 119–120.
8. Шеерман Ф.И., Бабак Л.И. Создание библиотек моделей элементов СВЧ монолитных интегральных схем для системы Microwave Office // 19-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2009). Севастополь, 2009 г.: Материалы конф. – Севастополь: изд-во «Вебер», 2009, Т. 1, С. 107–108.
9. Babak L. I., "Decomposition synthesis approach to design of RF and microwave active circuits" // IEEE MTT-S Int. Microwave Sym. Dig., vol. 2, Phoenix, AZ, May 2001, pp. 1167-1170.
10. Бабак Л.И. Структурный синтез СВЧ полупроводниковых устройств на основе декомпозиционного подхода // Известия Томского политехнического университета, 2006, Т. 309, №8, С. 160–165.
11. Babak L.I., Cherkashin M.V., Sheyerman F.I., Fedorov Yu.V. Design of Multistage Low-Noise Amplifiers Using «Visual» CAD Tools. // IEEE MTT-S International Microwave Symposium. – Baltimore, USA. – June 2011. - P. 1-4.
12. Бабак Л.И., Черкашин М.В., Зайцев Д.А. Программа "визуального" проектирования корректирующих и согласующих цепей СВЧ устройств // 15-я Межд. Крымская конф. "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо'2005): материалы конф. в 2 т. – Севастополь: изд-во "Вебер", 2005, Т. 2, С. 423-424.
13. Cherkashin M.V., Eyllier D., Babak L.I., Billonnet L. and al. Design of a 2-10 GHz feedback MMIC LNA using "visual" technique // Proc. 35<sup>th</sup> European Microwave Conf. Proc., Paris, France, October, – 2005. – pp. 1153-1156.
14. Бабак Л.И., Черкашин М.В., Поляков А.Ю., Бодунов К.С., Дягилев А.В. Программы "визуального" проектирования транзисторных СВЧ усилителей // 15-я Межд. Крымская конф. "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо'2005): материалы конф. в 2 т. – Севастополь: изд-во "Вебер", 2005, Т. 2, С. 425-426.
15. Бабак Л. И., Вьюшков В. А. Программа синтеза согласующих цепей на основе генетического алгоритма // 16-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2006): Материалы конф. в 2 т. – Севастополь: изд-во «Вебер», 2006, Т. 1, С. 209 – 210.
16. Babak L.I., Kokolov A.A., Kalentyev A.A., Garays D.V. A New Genetic-Algorithm-Based Technique for Low Noise Amplifier Synthesis // Proceedings of the 7th European Microwave Integrated Circuits Conference (EuMW 2012), Oct. 2012, Amsterdam, The Netherlands, P. 381-384.

17. Калентьев А.А., Гарайс Д.В., Бабак Л.И., Коколов А.А., Добуш И.М. Структурный синтез свч транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма с использованием параметрических моделей монолитных элементов // 22-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012). Севастополь, 10-14 сентября 2012 г.: Материалы конф. в 2 т. – Севастополь: изд-во «Вебер», 2012, Т.1, С. 131-132.

18. Калентьев А.А., Добуш И.М., Жабин Д.А., Гарайс Д. В., Бабак Л. И. Методика автоматизированного синтеза СВЧ МШУ с учетом особенностей топологии // 25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015). Севастополь, 6-12 сентября 2015 г.

19. Мокеров В.Г., Бабак Л.И., Федоров Ю.В., Черкашин М.В., Шеерман Ф.И. и др. Разработка комплекта монолитных малошумящих усилителей X-диапазона на основе 0,15 мкм GaAs pHEMT технологии // Доклады ТУСУР, 2010, №2 (22), Ч.1, С. 105-117.

20. Бабак Л.И., Федоров Ю.В., Черкашин М.В. и др. Копланарные монолитные усилители Ka-диапазона на основе 0,13 мкм GaAs mHEMT технологии // Доклады ТУСУР, 2010, №2 (22), Ч.1, С. 20-24.

21. Арменго В., Лапорт К., Джарри Б., Бабак Л.И., Черкашин М.В. и др. Монолитный малошумящий усилитель диапазона 27-31 ГГц с фильтрующими свойствами для системы космической связи // 19-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2009). Севастополь, 2009 г.: Материалы конф. – Севастополь: изд-во «Вебер», 2009, Т. 1, С. 47–48.

22. Калентьев А.А., Добуш И.М., Гарайс Д.В. и др. Разработка МИС сверхширокополосного малошумящего усилителя диапазона 3-20 ГГц на основе генетического алгоритма // В наст. сборнике.

23. Добуш И.М., Шеерман Ф.И., Бабак Л.И. и др. Разработка универсальной МИС управляемого цифрового аттенюатора диапазона 0,1-4,5 ГГц на основе технологии SiGe // В наст. сборнике.

УДК 621.396.6

**Е.В. Балашов, А.С. Коротков**

**АО "Всероссийский научно-исследовательский институт радиоаппаратуры",  
СПбПУ, г. Санкт Петербург**

### **СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ДИАПАЗОНА 2,0 – 7,5 ГГц**

В работе представлен симметрирующий усилитель для систем сверхширокополосной радиосвязи и предложены схемотехнические решения, позволяющие расширить рабочую полосу частот усилителя. Микросхема усилителя изготовлена на фабрике УМС по КМОП-технологии с минимальным разрешением 180 нм. Коэффициент усиления по напряжению – 9,7 дБ, коэффициент отражения – меньше минус 10 дБ, полоса рабочих частот – 2,5 ГГц до 7,5 ГГц. Первый каскад усилителя потребляет 4,2 мА от источника 1,8 В, второй – 12 мА.

Ключевые слова: усилитель, обратная связь, КМОП, сверхширокополосная радиосвязь

**Balashov E.V., Korotkov A.S.**

**SC "All-Russian scientific research institute of radio equipment",  
Saint-Petersburg city**

### **ULTRAWIDEBAND AMPLIFIER OF 2.0 – 7.5 GHz RANGE**

A new type of UWB LNA presents. The amplifier has got a novel feedback topology and load circuit that allows the designer to obtain a high voltage gain and matching in the wide frequency range from 2.0 GHz to 7.5 GHz without cascading, current reuse technique and an additional matching circuit. The key point of the amplifier is the source degeneration with resistive shunt series feedback and the load circuit based on the combined parallel-series resonance circuit. The voltage gain of the amplifier is 9.7 dB, matching is better than  $-10$  dB.

Keywords: amplifier, feedback, CMOS, UWB

#### **Введение**

В системах сверхширокополосной (СШП) радиосвязи (ultrawide band) используются сигналы с шириной полосы частот от 3,1 ГГц до 10,6 ГГц. За счет использования радиоимпульсов достигается высокая скорость при передаче данных на короткие дистанции и уменьшение энергопотребления по сравнению с традиционными узкополосными системами связи. Одной из перспективных технологий для реализации СШП приемопередающего устройства является КМОП-технология [1]. Применение КМОП-технологии позволяет разместить на одном кристалле высокочастотную, аналоговую и цифровую части приемопередающего устройства, что позволяет реализовать концепцию «система на кристалле». Реализация концепции «система на кристалле» позволяет снизить стоимость устройства за счет повышения степени интеграции [2]. Одним из основных блоков приемного устройства является малозумящий усилитель (МШУ). Малозумящий усилитель в значительной степени определяет коэффициент шума приемного устройства и обеспечивает согласование импедансов по входу. Проектирование МШУ заключается в решении оптимизационной задачи для достижения компромисса между различными характеристиками усилителя, такими как энергопотребление, согласование по входу, динамический диапазон.

Усилитель должен обеспечивать согласование с сопротивлением источника сигнала  $R_s$  (обычно равным 50 Ом) и высокий коэффициент усиления по напряжению  $A_v$ . Поскольку КМОП усилитель обычно используется в приемниках с переносом на низкую промежуточную частоту, выход усилителя непосредственно соединен со следующим каскадом приемника (например, смесителем). Смеситель обычно имеет входной импеданс с высоким активным сопротивлением. Таким образом, согласование усилителя по выходу не требуется. Проблема согласования входного импеданса может быть решена с использованием обратной связи и/или цепей согласования. Для достижения высокого коэффициента усиления по напряжению используются цепи нагрузки различного вида, что позволяет достичь высокого коэффициента усиления по напряжению без дополнительных затрат потребляемой мощности за счет эффективного преобразования выходного тока в выходное напряжение. Использование усилителей из нескольких узкополосных каскадов, каждый из которых настроен на свою частоту, приводит к высокому энергопотреблению [3]. Потребление энергии можно свести к минимуму за счет техники повторного использования тока (current reuse) [4]. Таким образом, каскадирование и повторное использование тока – методы, которые могут улучшить характеристики усилителя. Усилитель, представленный в данной работе, может быть использован



в качестве базового блока в МШУ, построенных с применением методов каскадирования и повторного использования тока. По этой причине данные методы не будут обсуждаться в данной работе. Широкополосные МШУ могут быть построены с использованием схем усилителей с включением транзистора по схеме с общим истоком и с общим затвором [5].

### Разработка усилителя с двойной обратной связью

Для реализации малошумящего усилителя для СШП радиоприемного устройства необходимо выбрать тип обратной связи усилителя, при котором одновременно в широкой полосе частот достигаются согласование по входу, высокий коэффициент усиления и низкий уровень шума. Предлагаемая схема усилителя построена на основе усилителя на транзисторе с включением по схеме с общим истоком с введением двойной отрицательной обратной связи: индуктивной последовательной по току и резистивной параллельной по напряжению (рис. 1) [6, 7]. Резистивная параллельная отрицательная обратная связь по напряжению обеспечивает согласование в диапазоне низких частот. Индуктивная отрицательная последовательная обратная связь по току обеспечивает согласование в полосе частот вблизи резонансной частоты последовательного колебательного контура, образованного индуктивностью  $L_g$  и паразитной емкостью  $C_{gs}$  транзистора  $M1$ . Таким образом, сочетание двух типов обратной связи может значительно расширить полосу частот усилителя за счет расширения полосы согласования.

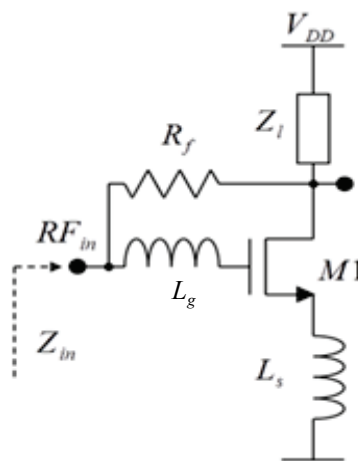


Рис. 1. Усилитель на транзисторе с включением по схеме с общим истоком с двойной обратной связью

Задача поиска номиналов элементов схемы может быть сформулирована как неравенство с использованием коэффициента отражения  $\Gamma$  и допустимого уровня рассогласования минус 10 дБ

$$|\Gamma| \approx |S_{11}| = \left| \frac{Z_{in}(s, \mathbf{M}) - R_s}{Z_{in}(s, \mathbf{M}) + R_s} \right| < -10 \text{ dB} \quad (1)$$

где  $Z_{in}$  – входное сопротивление;  $R_s$  – сопротивление источника сигнала;  $s$  – комплексная частота;  $\mathbf{M}$  – вектор параметров элементов усилителя. Это неравенство должно выполняться в требуемом диапазоне частот и может иметь множество решений. Из этого множества решений должно быть выбрано решение, которое обеспечивает максимальное усиление по на-

пряжению  $A_{V_{\max}}$ . Таким образом, уравнение (1) должно быть дополнено следующим условием

$$A_{V_{\max}} \approx |S_{21}(\mathbf{M}_{opt})| = \max |S_{21}(s, \mathbf{M})| \quad (2)$$

где  $\mathbf{M}_{opt}$  – вектор значений элементов, при котором достигается максимальное усиление по напряжению. Данная задача относится к классу задач теории оптимизации при ограничениях в многомерном пространстве, размерность которого определяется количеством искомым параметров транзисторов и пассивных элементов.

Рассмотрим схему усилителя на транзисторном уровне, в основе которой лежит усилитель с двойной обратной связью (рис. 2а). Первым каскадом схемы является усилитель с двойной обратной связью. Вторым каскадом – усилитель с единичным коэффициентом усиления по напряжению, который преобразует небалансный сигнал к баланскому виду. Усилитель предназначен для работы на емкостную нагрузку.

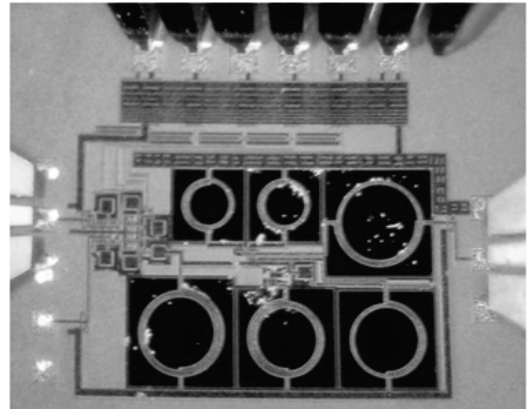
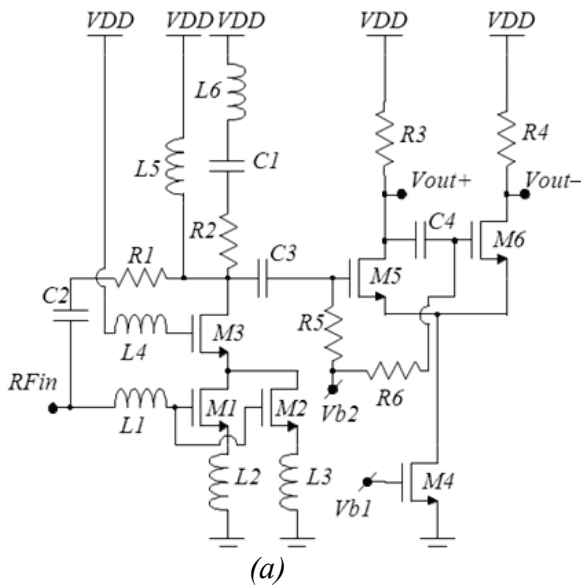


Рис. 2. а) принципиальная схема; б) микрофотография кристалла микросхемы усилителя на транзисторе с включением по схеме с общим истоком с двойной обратной связью

Усилитель построен на транзисторах  $M1 - M3$  в каскадном включении. Эквивалентная ширина пары транзисторов  $M1$  и  $M2$  в два раза больше ширины транзистора  $M3$  для увеличения эквивалентной крутизны транзисторов  $M1$ ,  $M2$  и минимизации емкости затвор-исток транзистора  $M3$ . Индуктивность обратной связи образована параллельным соединением планарной катушки индуктивности  $L1$  и  $L2$  для уменьшения эквивалентной индуктивности обратной связи и расширения рабочей полосы частот. Планарная индуктивность  $L3$  образует вместе с емкостью затвор-исток транзисторов  $M1$  и  $M2$  последовательный колебательный контур. Резистор обратной связи  $R1$  обеспечивает согласование в нижнем диапазоне частот. Планарная индуктивность  $L4$  повышает передаточную проводимость транзистора  $M3$  в верхнем диапазоне частот. Нагрузка усилителя реализуется на элементах  $L5$ ,  $L6$ ,  $C1$  и  $R2$ . Нагрузка строится на основе планарной индуктивности  $L5$ , которая резонирует с паразитной емкостью на выходе первого каскада усилителя. В отличие от других методов расширения

полосы пропускания усилителя, например, описанных в [8], планарная индуктивность  $L5$  и последовательный колебательный  $RLC$ - контур, состоящий из элементов  $L6$ ,  $C1$  и  $R2$ , используется для повышения коэффициента усиления по напряжению в требуемой полосе частот, отстоящей от нулевой частоты. Последовательная  $RLC$ -цепь вводит вторую резонансную частоту. Индуктивность  $L5$  также позволяет обеспечить условия работы усилителя по постоянному току. Транзисторы  $M4$ – $M6$  и резисторы  $R3$  и  $R4$  образуют симметрирующий повторитель напряжения. Другие пассивные элементы используются для обеспечения рабочей точки транзисторов и развязки по постоянному и переменному току.

Методика численной оптимизации МШУ должна учитывать влияние пассивных паразитных элементов, поэтому для оптимизации параметров элементов усилителя необходимо использовать средства оптимизации, встроенные в программы автоматизированного проектирования. Параметрами оптимизации являются номиналы и геометрические размеры пассивных и активных элементов. Функция цели задачи оптимизации формулируется на основе условий (1) и (2) следующим образом:

1) Максимизация параметра  $|S21|_{\max}$  в диапазоне частот 3,1-10,6 ГГц;

2) Выполнение условия  $|S11|_{\max} < -10$  дБ в диапазоне частот 3,1-10,6 ГГц;

3) Выполнение условия равномерности коэффициента усиления  $|S21|_{\max} - |S21|_{\min} < 3$  дБ в диапазоне частот 3.1-10.6 ГГц,

где  $|S21|_{\max}$ ,  $|S21|_{\min}$  – наибольшее и наименьшее значение модуля параметра  $S21$  соответственно,  $|S11|_{\max}$  – максимальное значение  $S11$  в требуемом диапазоне частот.

Для моделирования и оптимизации усилителя использовались схемы замещения активных и пассивных элементов схемы. Схемы замещения элементов работоспособны в диапазоне частот до 20 ГГц. Результаты оптимизации позволили получить следующие характеристики: коэффициент отражения менее минус 10 дБ в полосе частот от 3,1 ГГц до 10,6 ГГц, максимальная величина модуля коэффициента усиления по напряжению составляет 9,7 дБ, коэффициент шума составляет от 5,4 дБ до 7,0 дБ. Первый каскад потребляет 4,2 мА от источника 1,8 В, второй каскад – 12 мА. Параметры элементов и характеристики были получены путем оптимизации и моделирования с использованием автоматизированной среды проектирования интегральных схем Cadence Virtuoso.

Все транзисторы  $M1$ – $M5$  были реализованы в виде многоэлементной структуры с эквивалентным отношением ширины транзистора к длине  $W/L$ , равным 105 мкм/0.18 мкм. Элементы  $L1$ – $L6$  выполнены как планарные индукторы в виде спирали с витками круглой формы в верхних слоях металлизации. Индукторы  $L2$  и  $L3$  имеют индуктивность около 0,57 нГн при числе витков 1,5 и внутреннем диаметре 126 мкм. Индуктор  $L1$  имеет индуктивность около 1,3 нГн при числе витков равном 1,5 и внутреннем диаметре 227 мкм. Индукторы  $L5$  и  $L6$  имеют индуктивности 2,9 нГн и 2,0 нГн соответственно при числе витков 2.5 и внутреннем диаметре 210 мкм и 200 мкм соответственно. Резистор обратной связи  $R1$  с сопротивлением 300 Ом, резистор нагрузки  $R2$  с сопротивлением 200 Ом и резисторы  $R3$  и  $R4$  с номиналом 50 Ом выполнены с использованием  $p^+$  поликремния.

### Результаты моделирования и измерений

Усилитель реализован по КМОП-технологии компании UMC с разрешением 180 нм в виде отдельной микросхемы. Фотография микросхемы показан на рис. 26. Для проведения измерений схема усилителя дополнена цепями защиты от электростатического разряда, а к

выходам усилителя подключены два буфера с коэффициентом усиления минус 6 дБ для согласования усилителя с нагрузкой 50 Ом по выходу.

Результаты моделирования микросхемы усилителя в среде проектирования Cadence Virtuoso и результаты измерений на подложке при помощи анализатора цепей Rohde & Schwarz ZVA40 и зондовой станции Cascade Microtech EP6RF показаны на рис. 3.

Параметр  $|S_{11}|$  представлен на рис. 3а. Как видно, параметр  $|S_{11}|$  меньше  $-10$  дБ в диапазоне частот 3,0 – 9,8 ГГц, что согласуется с результатами моделирования. Минимальное значение  $|S_{11}|$  находится на частоте около 8 ГГц и равно  $-25$  дБ. Параметр  $|S_{21}|$  (Рис.3б) определяет коэффициент усиления по напряжению. Максимальное значение  $|S_{21}|$  составляет 3,4 дБ на частоте 3 ГГц. Результаты эксперимента показали, что полоса согласования усилителя по уровню  $-10$  дБ находится в диапазоне частот 2,4 – 8,4 ГГц с минимальным значением  $|S_{11}|$  равным минус 30 дБ на частоте 7,0 ГГц, а полоса усиления находится в диапазоне частот 2.0 – 7.5 ГГц по уровню 3 дБ при максимальном значении  $|S_{21}|$  равном 4 дБ на частоте 3 ГГц.

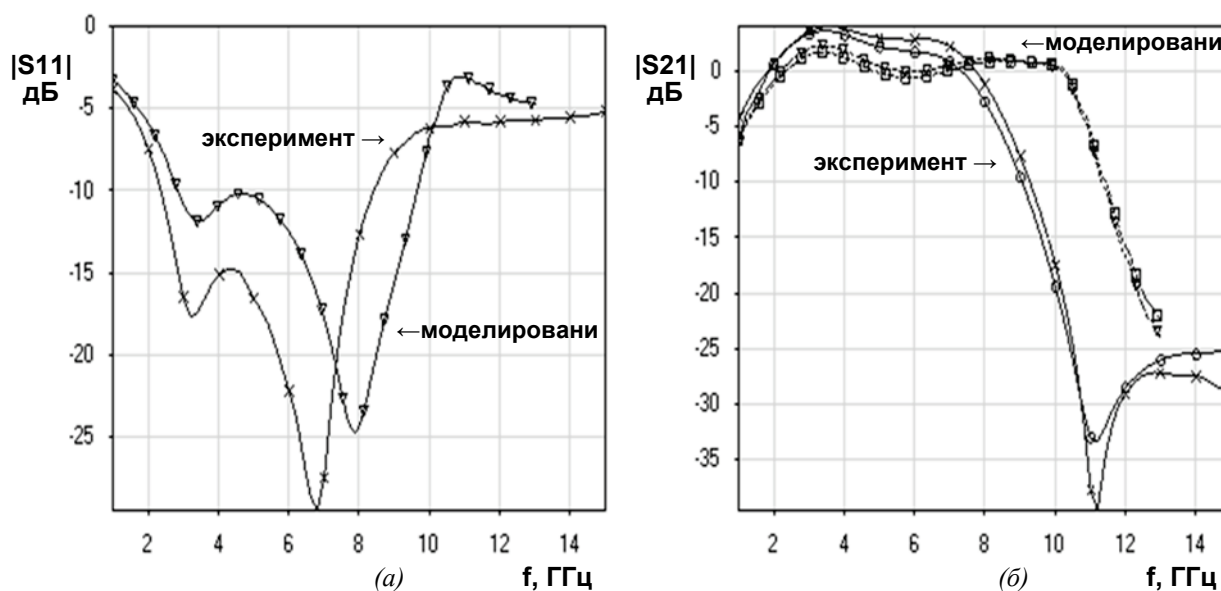


Рис. 3. Зависимость от частоты модуля параметра: а)  $S_{11}$ ; б)  $S_{21}$  на выходе  $V_{out+}$  и  $V_{out-}$

Разница между результатами эксперимента и результатами моделирования является следствием разброса технологических параметров. Однако параметры  $|S_{11}|$  и  $|S_{21}|$  близки к результатам моделирования в диапазоне частот до 8 ГГц. Зависимость параметра  $|S_{11}|$  (рис. 3 а) от частоты имеет два минимума, что определяется предложенной методикой согласования. Это подтверждает эффективность приведенных схемотехнических решений и показывает, что коэффициент усиления без согласующих каскадов на выходе будет на 6 дБ больше. Следует заметить, что зависимости параметра  $|S_{21}|$  от частоты, измеренные на дифференциальных выходах усилителя, близки (рис. 3 б).

## Выводы

В статье описывается широкополосный малошумящий усилитель, который построен с использованием новых схемотехнических решений, позволяющих расширить рабочую полосу усилителя. Предлагаемое схемотехническое решение основано на использовании индуктивной отрицательной последовательной обратной связи по току для согласования усилителя в верхнем рабочем диапазоне частот и резистивной параллельной отрицательной обратной связи по напряжению для согласования усилителя в нижнем диапазоне частот. Симметрирующий каскад используется для приведения небалансного сигнала к балансному виду. Параметры МШУ сравнимы с параметрами МШУ, ранее описанными в литературе. Усилитель имеет следующие характеристики: рабочая полоса от 2,5 ГГц до 7,5 ГГц, коэффициент отражения менее минус 10 дБ в полосе частот, максимальное значение коэффициента усиления по напряжению 9,7 дБ, коэффициент шума от 5,4 дБ до 7,0 дБ. Первый каскад потребляет 4,2 мА от источника 1,8 В, симметрирующий каскад потребляет 12 мА. Результаты моделирования и эксперимента близки в полосе частот до 8 ГГц.

## Список литературы

1. Abidi A. A. RF CMOS comes of age // *IEEE J. Solid – State Circuits*. 2004. V.39. № 4. P. 549-561.
2. Lu I.S.-C., Weste N., Parameswaran S. A digital ultra-wideband multiband transceiver architecture with fast frequency hopping capabilities // in *Proc. IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies Conference*, Piscataway, NJ, USA. 2003. P. 448-452.
3. Lu Y., Yeo K. S., Cabuk A., Ma J., Do M. A., Lu Zh. A novel CMOS low-noise amplifier design for 3.1- to 10.6-GHz ultra-wide-band wireless receivers // *IEEE Trans. on Circuits and Systems—I*. 2006. V. 53. № 8. P. 1683-1692.
4. Lin Y.-J., Hsu Sh. S. H., Jin J.-D., Chan C. Y. A 3.1–10.6 GHz ultra-wideband CMOS low noise amplifier with current-reused technique // *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. 2007. V. 17. № 3. P. 232-234.
5. Балашов Е.В., Коротков А.С. Микроэлектронные малошумящие КМОП-усилители радиочастотного диапазона: применение, схемотехника, тенденции развития // *Успехи современной радиоэлектроники. Зарубежная радиоэлектроника*. 2007, № 2, С. 3-34.
6. Balashov E.V., Korotkov A.S. Dual Feedback Low Noise Amplifier for Ultra Wideband Application// in *Proc. IEEE EUROCON 2009, EUROCON 2009 St. Petersburg*, 2009. С. 183-188.
7. Патент RU № 2426220, Российская Федерация, МПК Н03F3/189. Высокочастотный широкополосный усилитель на МОП-транзисторах / Коротков А.С., Балашов Е.В.; Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Санкт-Петербург»; Заявл. 11.01.2010; Опубл. 10.08.2011. – Бюл. № 22.
8. Shekhar S., Walling J. S., and Allstot D. J. Bandwidth extension techniques for CMOS amplifiers // *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. 2006. V. 41. № 11. P.2424-2439.

**А.Г. Батин, В.В. Дженов, С.В. Аверкин, А.С. Петров**

**ОАО «ОКБ-Планета», г. Великий Новгород**

### **ТРАНСВЕРСАЛЬНЫЙ АНАЛОГОВЫЙ ФИЛЬТР ДИАПАЗОНА СВЧ**

Фильтрация представляет собой одну из самых распространенных операций обработки сигналов в устройствах радиолокации и передачи данных. В статье рассматривается трансверсальный аналоговый фильтр (ТАФ) диапазона СВЧ, предназначенный для выделения сигналов заданного частотного диапазона и подавления мешающих сигналов (помех), не входящих в заданный частотный диапазон. ТАФ может быть использован в устройствах радиолокации и передачи данных.

Ключевые слова: трансверсальный фильтр, СВЧ фильтры, делители мощности, линии задержки

**A.G. Batin, V.V. Dzhenov, S.V. Averkin, A.S. Petrov**

**"OKB - PLANETA", JSC, Veliky Novgorod**

### **THE MICROWAVE ANALOG TRANSVERSAL FILTER**

Filtration is one of the most common signal processing operations in data transmission and radiolocation devices. The article considers the microwave transversal analog filter (TAF) for extracting signals of a predetermined frequency range and the suppression of interfering signals (interference), which is outside the specified frequency range. TAF can be used in the data transmission and in the radiolocation devices.

Keywords: transversal filter, microwave filter, power dividers, delay lines

#### **Введение**

Известны полосно-пропускающие (полосовые) фильтры диапазона СВЧ, выполненные на резонаторах той или иной конструкции или на отрезках линий передачи, в которых используются реактивные составляющие сопротивлений указанных отрезков.

Недостатками таких фильтров являются:

- сложность и приближенность расчета;
- требование к зазорам между связанными линиями;
- требование к стабильности параметров материала для фильтров на связанных резонаторах;
- низкая технологичность изготовления фильтров на связанных резонаторах;
- необходимость настроечных операций после изготовления фильтра.

Кроме того, известны трансверсальные фильтры, выполняемые в виде цифровых фильтров.

Недостатками таких фильтров являются:

- зависимость ширины спектра обрабатываемого сигнала от частоты дискретизации;
- процессор должен проводить все вычисления в течение интервала дискретизации, чтобы быть готовым к обработке следующего отсчета данных;
- невозможность прямой оцифровки СВЧ сигнала;

- в СВЧ диапазоне применение цифровых фильтров возможно только с переносом частоты вниз по спектру;
- требуется учет весовых коэффициентов, и как следствие, необходимы множественные операции умножения;
- требуется наличие аналоговых ФНЧ перед АЦП и после ЦАП для устранения эффекта наложения спектра

### Постановка задачи

Перечисленные проблемы и определяют актуальность разработки аналогового трансверсального СВЧ фильтра.

Для более точного определения принципа работы ТАФ СВЧ диапазона рассмотрим приведённую на рис. 1 структурную схему цифрового фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр) [1].

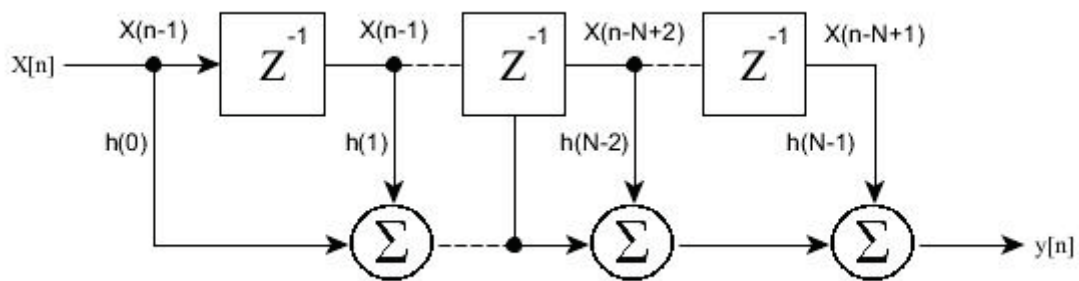


Рис. 1. Упрощенная схема цифрового КИХ фильтра

КИХ-фильтр должен работать в соответствии с уравнением, задающим свертку:

$$y(n) = h(n) * x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) x(n-k), \quad (1)$$

где  $h(n)$  – коэффициенты КИХ- фильтра;  $x(n)$  – входные отсчеты;  $h(k)$  – массив коэффициентов фильтра;  $x(n-k)$  – входной массив данных фильтра;  $N$  – число звеньев;  $*$  - символ свертки.

Сущность проектирования КИХ-фильтра сводится к выбору соответствующих коэффициентов, влияющих на характеристики полосы затухания, и в зависимости от требуемой крутизны спада необходимого числа звеньев для формирования желаемой частотной характеристики фильтра  $H(f)$ .

Тем не менее цифровые фильтры не могут являться решением всех возможных задач фильтрации, возникающих при обработке сигналов. Для работы в реальном масштабе времени процессор должен быть рассчитан на выполнение всех шагов в программе фильтрации в пределах промежутка времени, соответствующего одному такту дискретизации, то есть  $1/f_s$ , где  $f_s$  – частота дискретизации.

В дискретных системах, даже с высокой степенью избыточности дискретизации, требуется наличие аналоговых ФНЧ перед АЦП и после ЦАП для устранения эффекта наложения спектра, как показано на рис. 2.

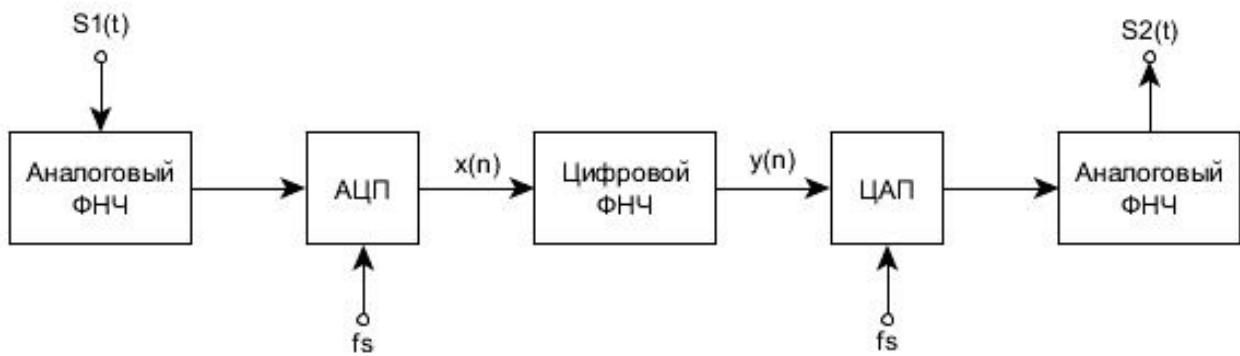


Рис. 2. Цифровой фильтр:  $S_1(t)$  – низкочастотный сигнал, содержащий высокочастотный шум;  $x(n)$  – выборки сигнала;  $y(n)$  – отсчеты выходных данных;  $f_s$  – частота дискретизации;  $S_2(t)$  – выходной низкочастотный сигнал, отфильтрованный от высокочастотного шума

С ростом частоты сигналы выходят за рамки возможностей, доступных АЦП, и цифровая фильтрация становится невозможной. Применение метода переноса частоты сигнала СВЧ вниз по спектру серьезно усложняет систему обработки сигнала. Таким образом, становится возможным использование трансверсального аналогового фильтра с прогнозируемым видом получаемой АЧХ, обеспечивающего фильтрацию сигнала диапазона СВЧ за счет операции вычисления суммы задержанных на половину периода друг относительно друга взвешенных копий входного сигнала и исключая операции.

### Теория

Для реализации ТАФ на СВЧ необходимо реализовать структуру цифрового КИХ фильтра с весовыми коэффициентами в виде аналоговых СВЧ эквивалентов используемых функциональных узлов [2]. Отводы сигнала выполняются с помощью делителей мощности. Весовые коэффициенты пересчитываются для реализации при помощи аттенуаторов. Функциональный узел запоминания сигнала заменяется на требуемую линию передачи. Сумматор сигнала выполняется на сумматоре мощности (топологически эквивалентен делителю).

Расчет ТАФ ведется аналогично расчету цифрового фильтра. Импульсная характеристика реализуется за счет отсчетов, идущих через фиксированное время задержки. Для того чтобы сформировать импульсную характеристику, необходимо реализовать как положительные, так и отрицательные ее отсчеты. Это значит, что на входе фильтра должен стоять симметрирующий трансформатор, имеющий два выхода, сигнал на которых находится в противофазе.

Наиболее рациональным представляется переход к топологии в виде цепочки направленных ответвителей или, что проще, в виде цепочки неравновесных делителей мощности. Последовательная схема ТАФ имеет один существенный недостаток, заключающийся в сложности расчета делителей мощности таким образом, чтобы на сумматор приходила одинаковая мощность. Другими словами, для  $N$  отсчетов фильтра потребуется, чтобы 0-й делитель обеспечивал отвод мощности в соотношении  $1/N$ , 1-й делитель отводил  $1/(N-1)$  и так далее [3].



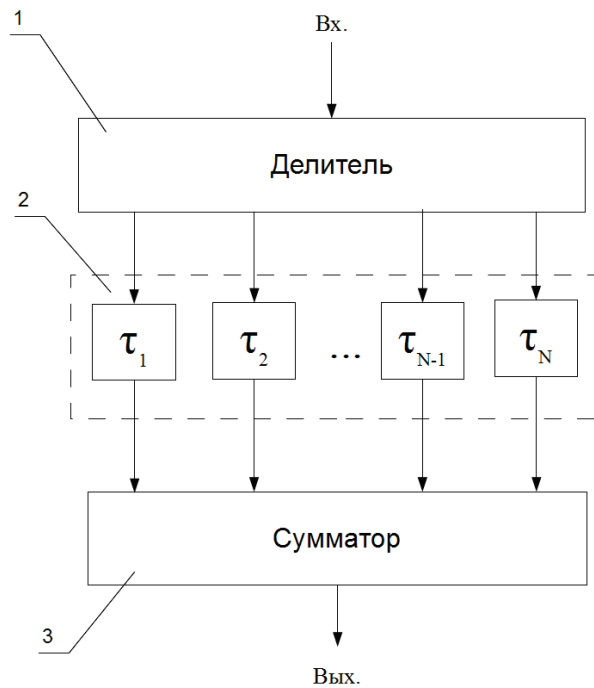


Рис. 3. Параллельная структурная схема ТАФ:  
2 – элементарные фазовые контуры;  $\tau$  – линии задержки

Параллельная схема избавлена от указанного недостатка, но требует длинных линий передачи. В параллельной схеме ТАФ, показанной на рис. 3, сигнал сначала делится на  $N$  при помощи каскадов делителей наиболее подходящей схемы и топологии, а затем подается на линии передачи [4].

Для сокращения длины линий элементарных фазовых контуров можно предложить параллельно-последовательную схему, где сигнал делится на нужное количество каналов, а затем собирается последовательной цепочкой сумматоров, причем необходимые линии задержки включены в указанную цепочку [5].

Параллельно-последовательная структурная схема ТАФ показана на рис. 4, где задержки рассчитываются как  $\Delta\tau_i = \tau_i - \tau_{i-1}$ , для  $i=1, \dots, N-1$ . Применение указанной схемы сокращает необходимую длину линий передачи, поскольку самая длинная линия будет включать в себя все предыдущие, но при расчете потребуются учет дополнительных задержек сигнала внутри сумматоров мощности.

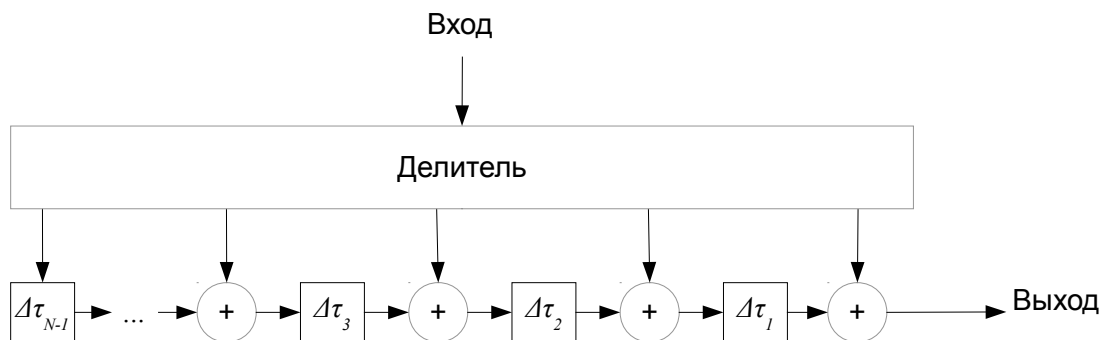


Рис. 4. Параллельно-последовательная структурная схема ТАФ

Такая схема является компромиссом между простотой расчета и топологическими требованиями.

Учитывая все выше перечисленное, конечная структура ТАФ будет иметь вид, приведенный на рис. 5.

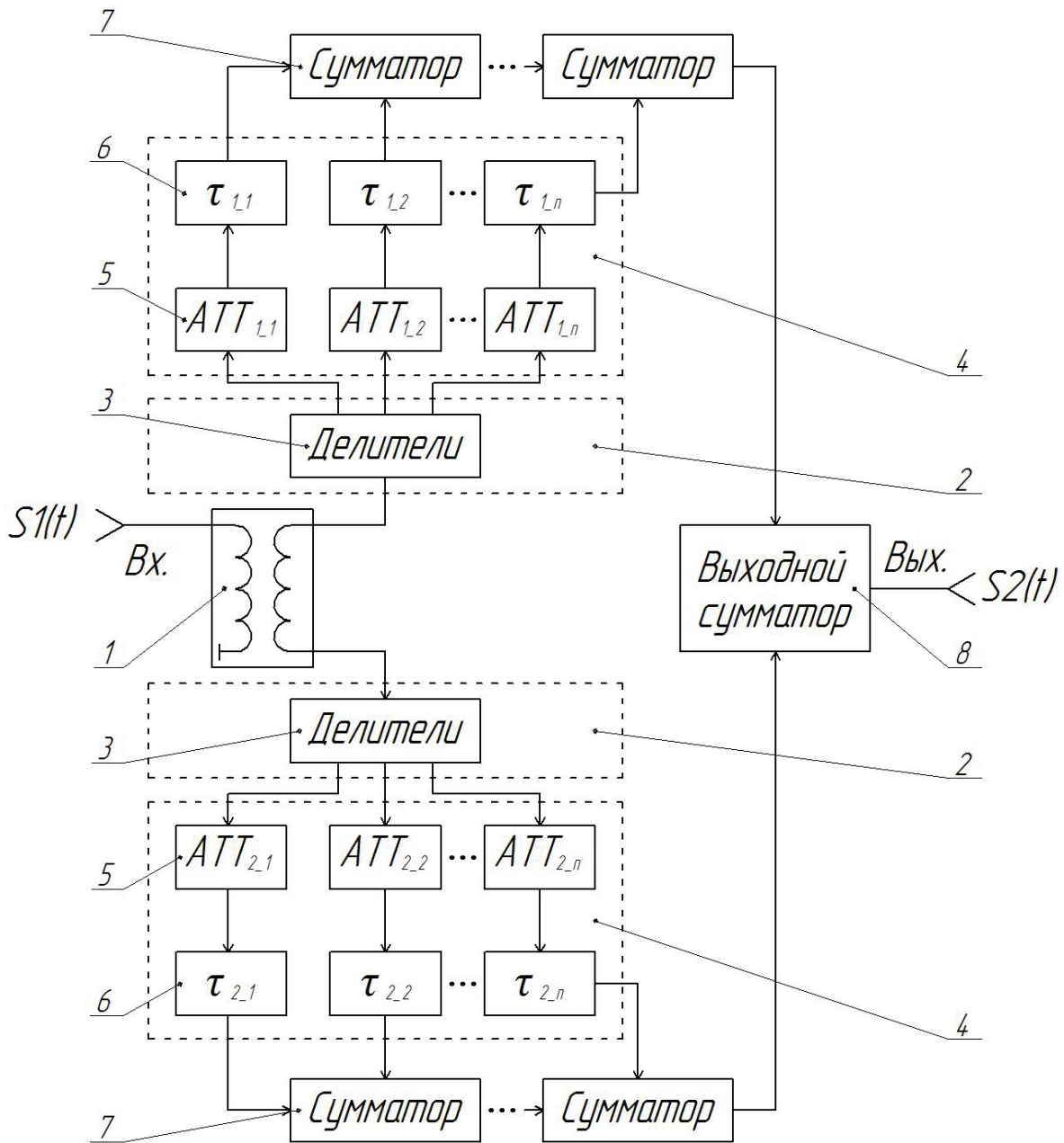


Рис. 5. Структурная ТАФ диапазона СВЧ: 1 - симметрирующий трансформатор ; 2 - пропорциональные звенья; 3 - делители мощности; 4 - элементарные фазовые контуры; 5 - весовые коэффициенты; 6 - линии передачи; 7 – сумматоры; 8 - выходной сумматор

На вход симметрирующего трансформатора – 1, например, мост Маршанда, изображенный на рис. 6 [6], поступает входной сигнал  $S_1(t)$ , состоящий из суммы имеющего максимум энергии по спектру в требуемой полосе пропускания полезного сигнала и мешающих сигналов, имеющих основные спектральные компоненты вне полосы пропускания фильтра.

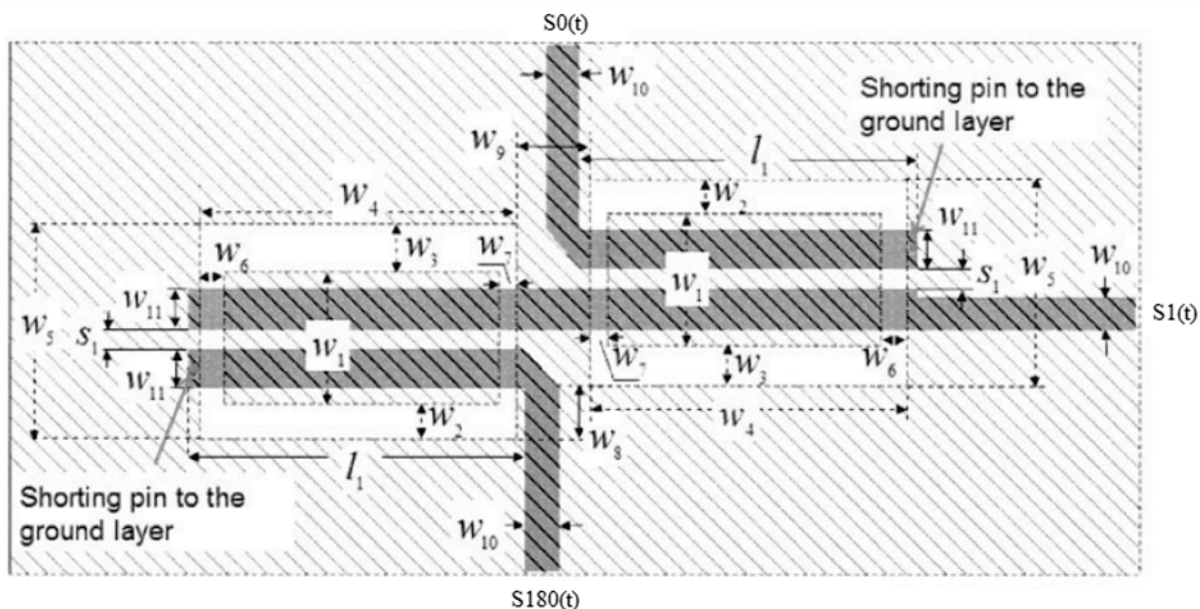


Рис. 6. Структурная схема моста Маршанда

Мост Маршанда состоит из двух секций четвертьволновых связанных линий, которые могут быть реализованы, например, используя микрополосковые связанные линии [7]. Данный элемент фильтра ТАФ обеспечивает деление входного сигнала  $S1(t)$  на два равных по амплитуде, но отличающихся фазой на  $180^\circ$  сигналы  $S0(t)$  и  $S180(t)$  (в зависимости от знака весового коэффициента).

Линии передачи – 6 должны соответствовать длине волны  $2 \cdot f_0 \cdot N$ , где  $f_0$  – центральная частота требуемой АЧХ,  $N$  – порядковый номер канала, и, таким образом, позволяют задерживать на половину периода взвешенные весовыми коэффициентами копии входного сигнала друг относительно друга.

Один из возможных вариантов весовых коэффициентов – 5 для аналогового исполнения – п-образные аттенюаторы, реализующие набор положительных и отрицательных значений с учетом потерь в линиях передачи – 6 для сигналов  $S0(t)$  и  $S180(t)$  соответственно.

Умножение сигналов происходит параллельно-последовательной цепочке сумматоров – 7, как показано на рис. 4, выполненных, например, в виде моста Вилкинсона [8], для сигналов  $S0(t)$  и  $S180(t)$ . Таким образом, отфильтрованный сигнал на выходе выходного сумматора – 8, например, также выполненного в виде моста Вилкинсона, образуется за счет умножения сумм взвешенных копий входного сигнала каждого плеча, где каждая копия имеет свое время задержки и свою амплитуда того или иного знака.

Знак, величина амплитуды и требуемое время задержки взвешенных копий входного сигнала выбираются согласно отсчетам импульсной характеристики фильтра, как и требуется для трансверсальных фильтров.

Для аналогового фильтра выходной сигнал во временной области будет определяться формулой

$$S2(t) = \int_0^t h(t - \tau) \cdot S(\tau) d\tau \quad (2)$$

где  $h(t)$  – импульсная характеристика фильтра;  $t, \tau$  – время задержки;  $S(t)$  – входной сигнал.

Для трансверсального фильтра интеграл заменяется суммой, и выражение для выходного сигнала будет иметь следующий вид:

$$S2(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot S1(t - \tau_i) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \cdot S(t - \Delta\tau) \quad (3)$$

где  $a_i$  – отсчеты импульсной характеристики;  $S1(t)$  – входной сигнал, зависящий от времени  $t$ ;  $\tau_i$  – время задержки, вносимое  $i$ -ой линией передачи;  $N$  – количество линий передачи.

Определяющая выходной сигнал для ТАФ формула совпадает с формулой для расчета выходного сигнала цифровых фильтров, таким образом, становится возможным обеспечение фильтрации сигнала диапазона СВЧ за счет вычисления суммы задержанных на половину периода друг относительно друга взвешенных копий входного сигнала. Это позволяет проектировать содержащие исключительно пассивные компоненты и, таким образом, исключающие настроечные операции трансверсальные аналоговые фильтры диапазона СВЧ по заранее заданному виду АЧХ, используя любой подходящий метод, дающий вещественные отсчеты импульсной характеристики, включая влияние технологических погрешностей, которые легко уточняются на этапе моделирования при помощи специализированных программ.

### Результаты экспериментов

Реализация ТАФ в общем случае происходит в следующей последовательности:

- выбор схемы построения фильтра;
- расчет делителей (сумматоров) мощности;
- расчет линии линий задержки на микрополосковых линиях;
- расчет аттенуаторов.

Покажем работоспособность такой схемы на примере математической модели полосно-пропускающего фильтра. Порядок фильтра  $N=16$ , центральная частота  $f_0=2200$  МГц. Материал RO4003С.

Задаем график АЧХ сигнала с отметками, где мы берем отсчеты сигнала:

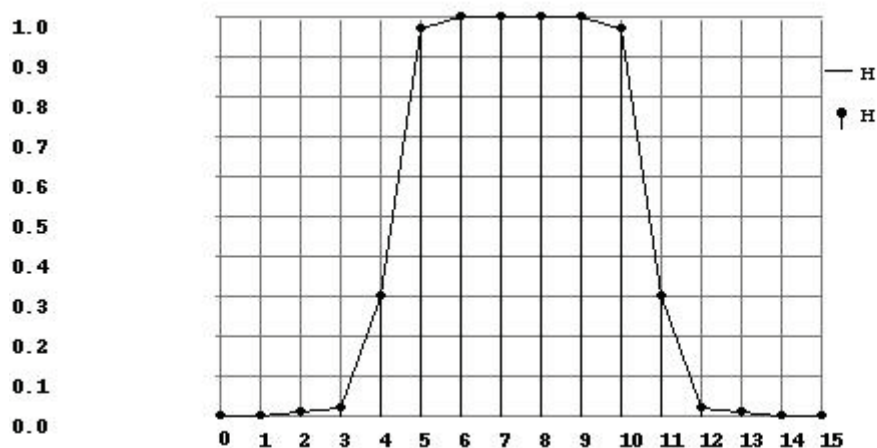


Рис. 7. Заданная АЧХ сигнала с отметками отсчетов

В данной модели отсчеты сигнала берутся через равные промежутки времени. Как видно из графика, взято 16 отсчетов.

График импульсной характеристики показан на рис. 8.

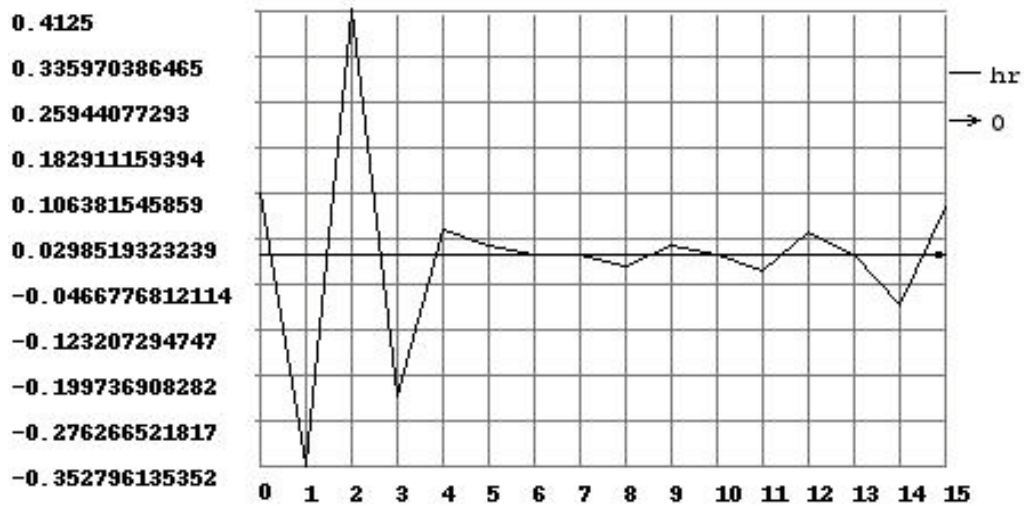


Рис. 8. График импульсной характеристики

Значения весовых коэффициентов представлены в таблице.

Таблица

Значения весовых коэффициентов ТАФ 16 порядка

Номер отсчета	Значение, dB	Нормированное значение, dB
1	-22.2	-13.8
2	11.1	2.7
3	-8.4	0
4	11.13	2.73
5	-22.2	-13.8
6	-27.1	-18.7
7	27.8	19.4
8	48.7	40.3
9	-36	-27.6
10	65.8	57.4
11	-40.6	-32.2
12	65.8	57.4
13	-36	-27.6
14	48.7	40.3
15	27.8	19.4
16	-27.1	-18.7

Значения весовых коэффициентов с положительными и отрицательными знаками соответствуют сигналам  $S_0(t)$  и  $S_{180}(t)$  соответственно.

Результат моделирования ТАФ в пакете NI AWR Design Environment Internal 12 представлен на рис. 9.

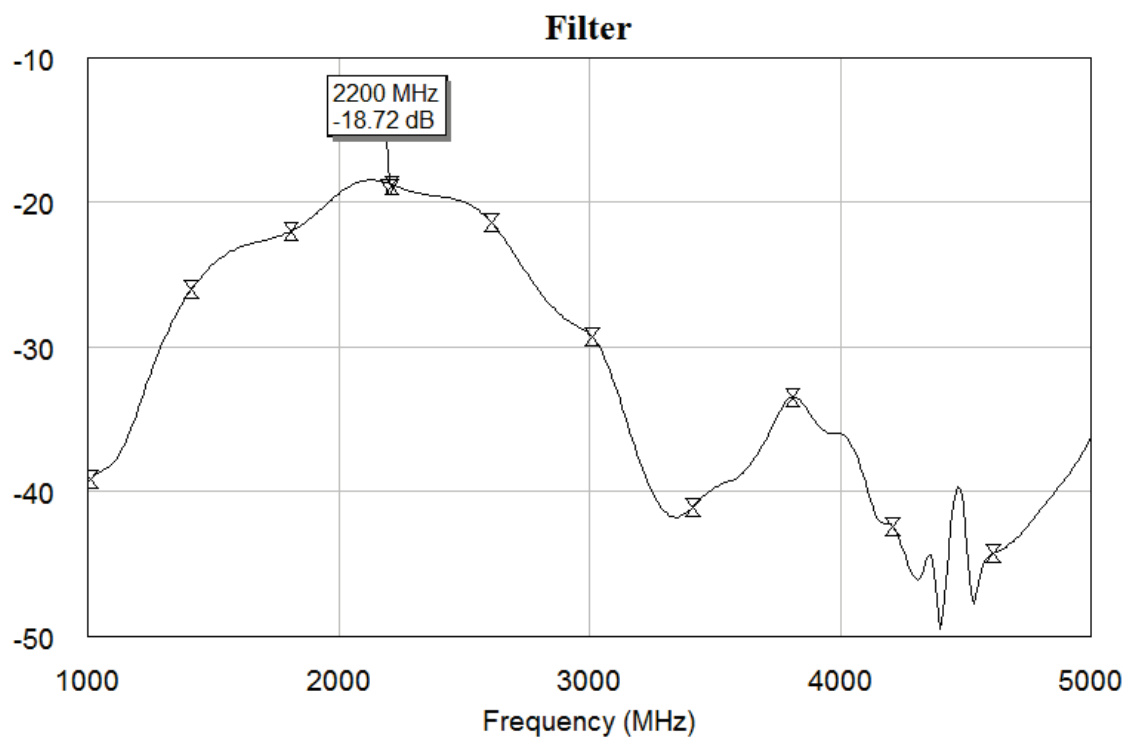


Рис. 9. Расчетная модель АЧХ фильтра в пакете NI AWR Design Environment Internal 12

По результатам моделирования был изготовлен опытный образец ТАФ 16 порядка

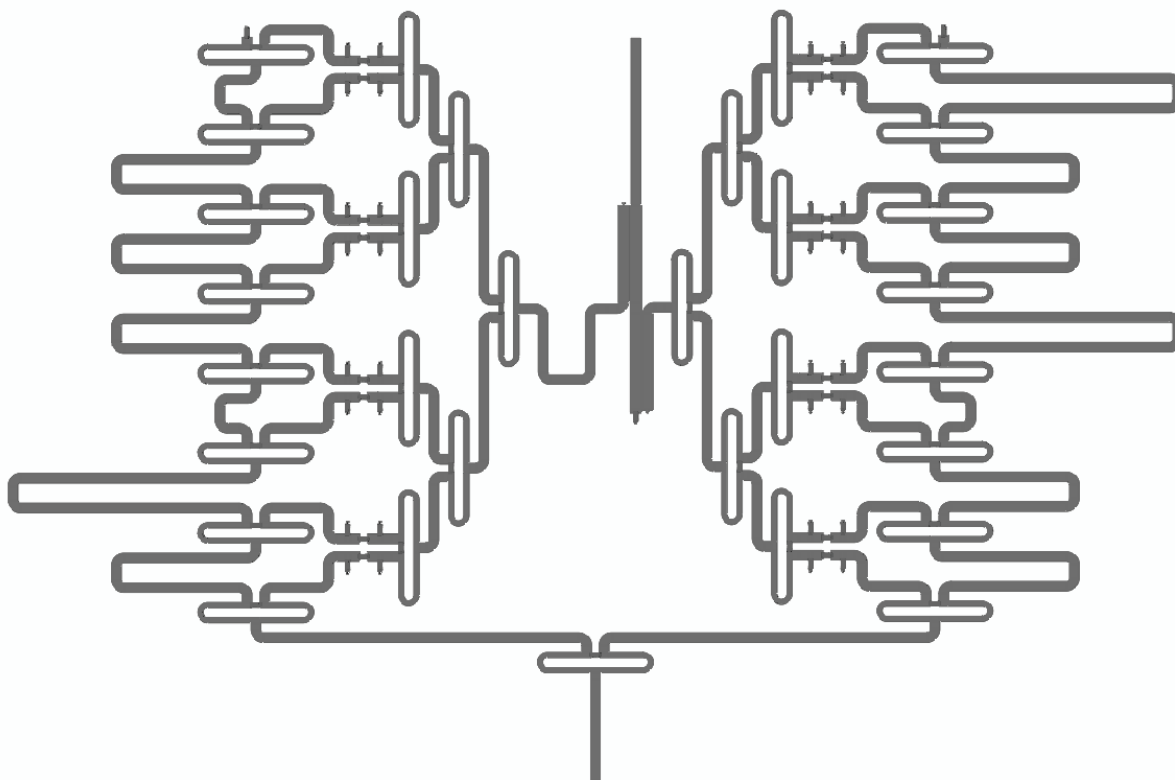


Рис. 10. Образец ТАФ 16-го порядка

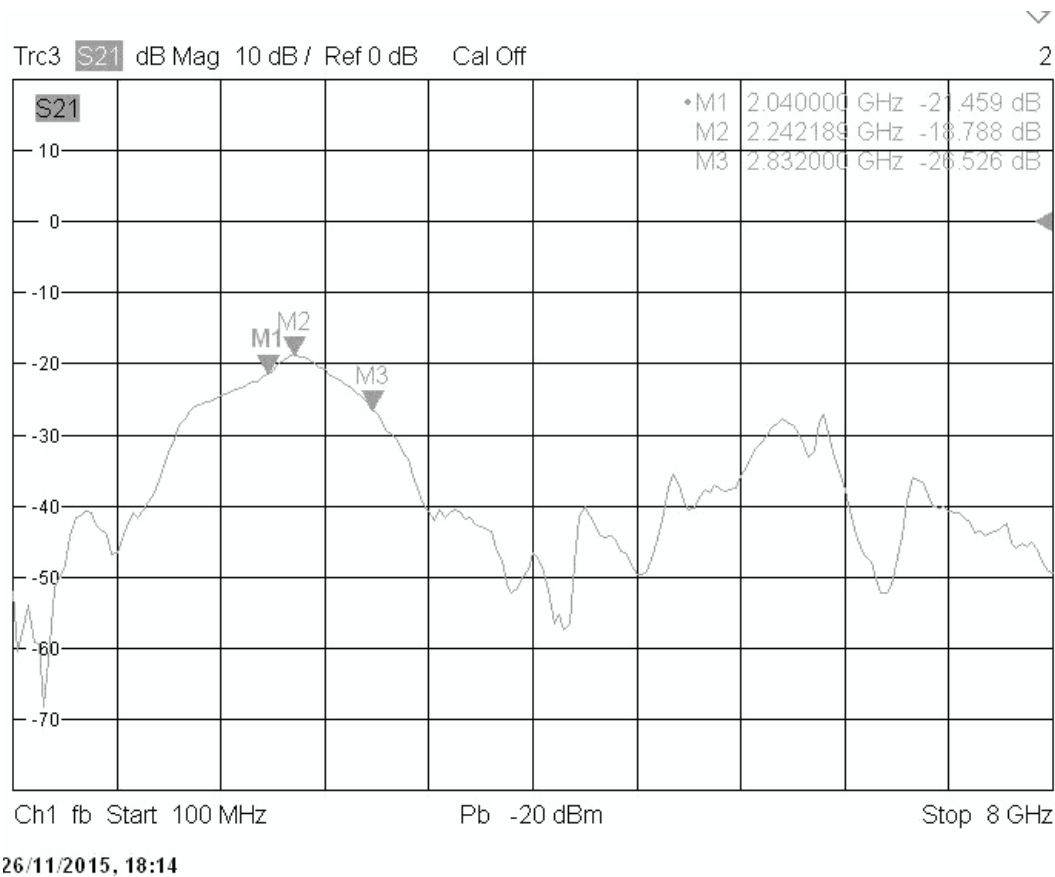


Рис. 11. Результат измерения АЧХ образца

Как видно из графиков, в выходном сигнале присутствует максимум в заданной центральной частоте  $f_0=2200$  МГц. Результаты моделирования и измерения образца совпадают.

### Выводы

В статье приведены результаты разработки аналогового трансверсального СВЧ фильтра, выполняющего функцию цифрового фильтра 16 порядка. ТАФ может быть выполнен в топологическом виде по отработанной технологии. При этом такой фильтр является пассивным устройством. Для компенсаций потерь в фильтре возможно применение усилителя.

Применение ТАФ позволит уменьшить стоимость радиосистемы, ее энергопотребление и повысить надежность ее работы (применение пассивных компонентов, стойкость к повышенному уровню входных сигналов, меньшее количество элементов).

В случае больших габаритных размеров нужно либо уменьшить количество отсчетов, либо использовать материал подложки с большей диэлектрической проницаемостью.

Если использование симметрирующего трансформатора затруднительно, возможно подобрать импульсную характеристику так, чтобы она содержала коэффициенты только одного знака.

### Перспективы развития

Базовая модель ТАФ с весовыми коэффициентами позволяет получить следующие типы моделей.

1. ТАФ с малыми потерями и без весовых коэффициентов.
2. ТАФ для свертки ЛЧМ сигнала
3. ТАФ для свертки ФКМ сигнала



Применение ТАФ для свертки сигнала позволяет в режиме реального времени обрабатывать сложные сигналы и существенно упростить высокочастотный тракт радиоприемника.

### Список литературы

1. Проектирование систем цифровой и смешанной обработки сигналов/ под ред. Уолта Кестера, изд-во «Техносфера», 1990.
2. Дженов В.В., Батин А.Г., Аверкин С.В., Трансверсальный аналоговый фильтр для приема ЛЧМ сигналов // Новгородский Вестник ,2016, С. 5.
3. Проектирование полосковых устройств СВЧ // Учебное пособие. – Ульяновск, 2001, - 123 с.
4. Дженов Владимир Владимирович, Батин Александр Геннадиевич, Аверкин Сергей Владимирович. RU патент № 156824, МПК H03H15/00/ Трансверсальный аналоговый фильтр для приема ЛЧМ сигнала диапазона СВЧ / Заявл. 27.07.15; Оpubл. 23.10.15. Бюл. № 2015131175. С. 11.
5. Агунов М.В., Агунов А.В., Вербова Н.М. RU патент МПК H03H17/06 / Устройство свертки сигнала / № 2290751, Заявл. 01.04.05; Оpubл. 27.12.06. Бюл. № 2005109468/09 С. 7.
6. Zhenyu Zhang, Young-Xin Guo, Ling Chuen Ong, M.Y.W.Chia «Improved Planar Marchand Balun Using A Patterned Ground Plane», Wiley Periodicals, Inc (2005).
7. A.M. Pavio and A. Kikel, A monolithic or hybrid broadband compensated balun, IEEE Int Microwave Symp Dig 7 (1990), 483-486.
8. E.J. Wilkinson, An N-way Power Divider, IRE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 8 (1960), p. 116-118.

УДК 519.163

**Е.В. Белова, А.Н. Васильев**

**ООО «Планета-ИРМИС», г. Санкт-Петербург**

### **ОПЫТ СОЗДАНИЯ МЕТОДИКИ ОПТИМИЗАЦИИ МНОГОКАСКАДНЫХ УПРАВЛЯЮЩИХ СВЧ УСТРОЙСТВ**

В докладе описана методика оптимизации многокаскадных управляющих СВЧ устройств. Приведены результаты работы алгоритма оптимизации на примере монолитного фазовращателя X диапазона, разработанного ООО «Планета-ИРМИС». В предлагаемом примере критериями оптимизации были выбраны уровень КСВН и модуляция амплитуды.

Ключевые слова: фазовращатель, оптимизация, МИС, GaAs

In this paper the discrete RF control devices optimization method is described. The results of algorithm's performance based on example of wideband monolithic X band phaseshifter, designed at "Planeta-IRMIS" Lsis presented. In proposed example the optimization criteria's were VSWR and the amplitude modulation.

Keywords: phaseshifter, optimization, MMIC, GaAs



В настоящее время в системах радиолокации, навигации и связи наблюдаются тенденции к увеличению полосы рабочих частот. В связи с этим возникает потребность в создании широкополосных активных ФАР.

При построении активной антенной системы используются приемопередающие модули (ППМ). В составе ППМ основными блоками являются устройства управления амплитудой и фазой для создания требуемого токового распределения.

Управляющие устройства могут быть аналоговые либо дискретные, состоящие из нескольких разрядов. Для выполнения условия широкополосности системы необходимо, чтобы все блоки в составе АФАР были широкополосными. При создании широкополосных устройств, содержащих несколько каскадов, между ними неизбежно возникает стоячая волна, что влияет на характеристики устройства в целом. В данном докладе предлагается эффективный метод оптимизации многокаскадных пассивных СВЧ устройств на примере МИС, работающих в X-диапазоне, путем выбора наилучшей последовательности размещения разрядов.

В качестве примера приведены результаты работы алгоритма для разрабатываемого 6-ти разрядного GaAs фазовращателя X диапазона. Кроме оптимизации характеристик каждого отдельного разряда, разработчику необходимо учитывать взаимное влияние разрядов при их каскадном соединении. Задачу поиска оптимального расположения каскадов можно решать экспериментальным путем, однако это приводит к неприемлемому удорожанию процесса и увеличению срока разработки, т.к. требует постоянного выпуска многочисленных макетов. В данной статье предлагается алгоритм, позволяющий проанализировать все варианты расположения разрядов и выбрать оптимальный по заданным критериям. Современные средства вычислительной техники позволяют производить ресурсоемкие вычисления за приемлемое время.

Критериями оптимизации в данном примере были выбраны уровень КСВН и модуляция амплитуды (модуляции амплитуды коэффициента усиления) в заданном диапазоне частот. По каждому критерию алгоритм в качестве решения находит оптимальное расположение разрядов фазовращателя. В этих устройствах для управления фазой используются ключевые элементы – транзисторы. Транзистор под действием управляющего воздействия может быть открыт или закрыт. Таким образом, чтобы посчитать количество вариантов положения ключей в устройстве, используется формула размещения с повторениями. Размещениями с повторениями из  $n$  элементов по  $k$  называются упорядоченные  $k$ -элементные выборки, в которых элементы могут повторяться. Число размещений с повторениями вычисляется по формуле

$$\overline{A}_n^k = n^k \quad (1)$$

Для 6-ти разрядного фазовращателя число размещений  $2^6=64$  [1]. Количество вариантов расположения разрядов друг относительно друга определяется числом размещений без повторений из  $n$  по  $m$  ( $n$  различных элементов) и вычисляется по формуле

$$A_n^m = \frac{n!}{(n-m)!} \quad (2)$$

Для 6-ти разрядного фазовращателя это число этих размещений равно 720. Разработчики не всегда имеют возможность проработать в полном объеме вопрос оптимизации расположения каскадов ввиду большого количества вариантов расположений.

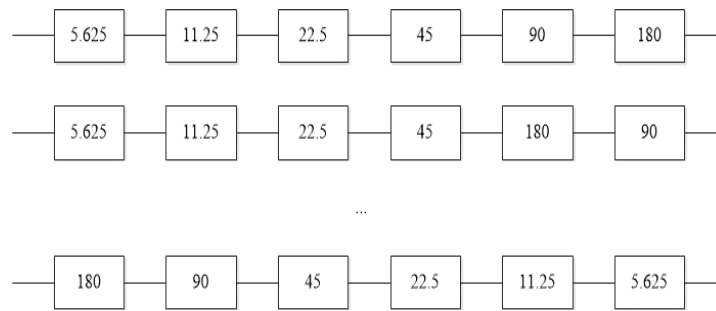


Рис. 1. Иллюстрация вариантов размещения каскадов

Алгоритм поиска оптимального размещения каскадов устройства реализован с помощью Script Development Environment (SDE) на языке программирования Visual Basic. Схема алгоритма приведена на рис. 2.

Скрипт, встроенный в среду разработки AWR, создает схему с заданным расположением подсхем. Каждая подсхема представляет собой разряд фазовращателя с известными характеристиками, полученными с помощью Electromagnetic Analysis (2,5D). Скрипт анализирует схему и строит частотные зависимости критерия оптимизации (КСВН входа и выхода). Максимальные значения заносятся в память. Затем последовательность подсхем меняется. Таким образом, алгоритм обрабатывает все 720 схем. На основе сохранённых значений происходит выбор той схемы, КСВН которой по входу и выходу минимальны. На рис. 3 представлено сравнение КСВН выхода лучшего (3а) и худшего (3б) расположением разрядов в фазовращателе по заданному критерию. КСВН выхода на рис. 3а) не превышает 1,8. КСВН выхода на рис. 3б) не превышает 2,4.

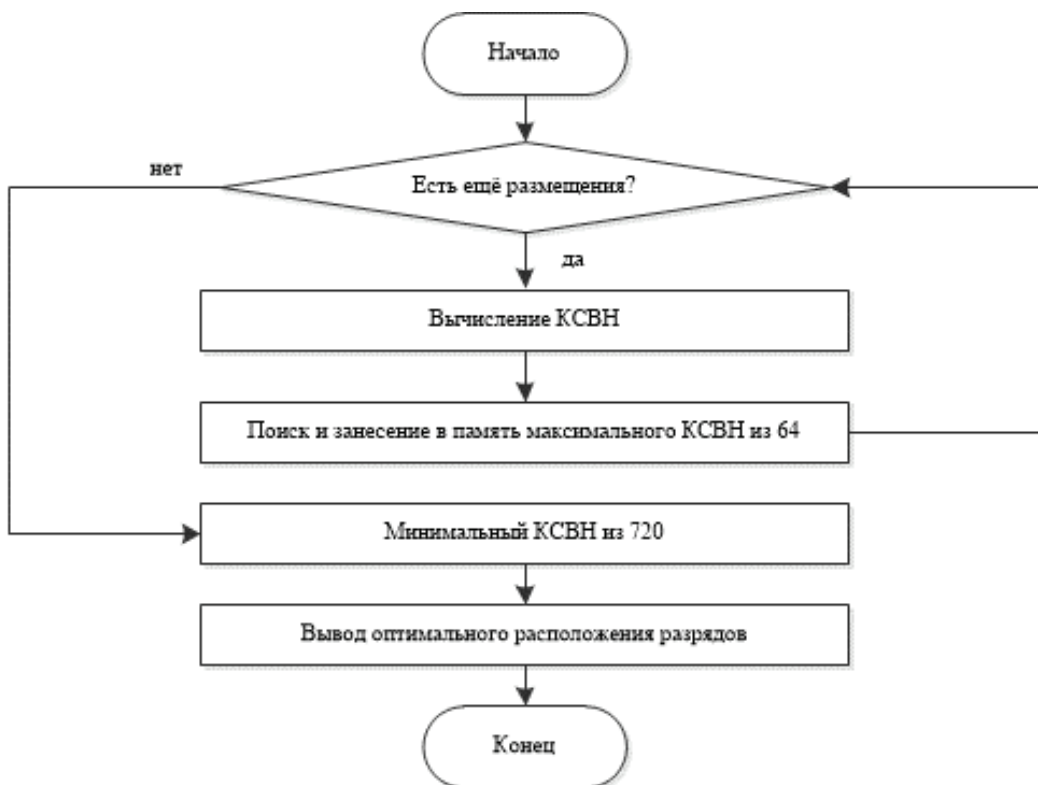


Рис. 2. Схема алгоритма скрипта

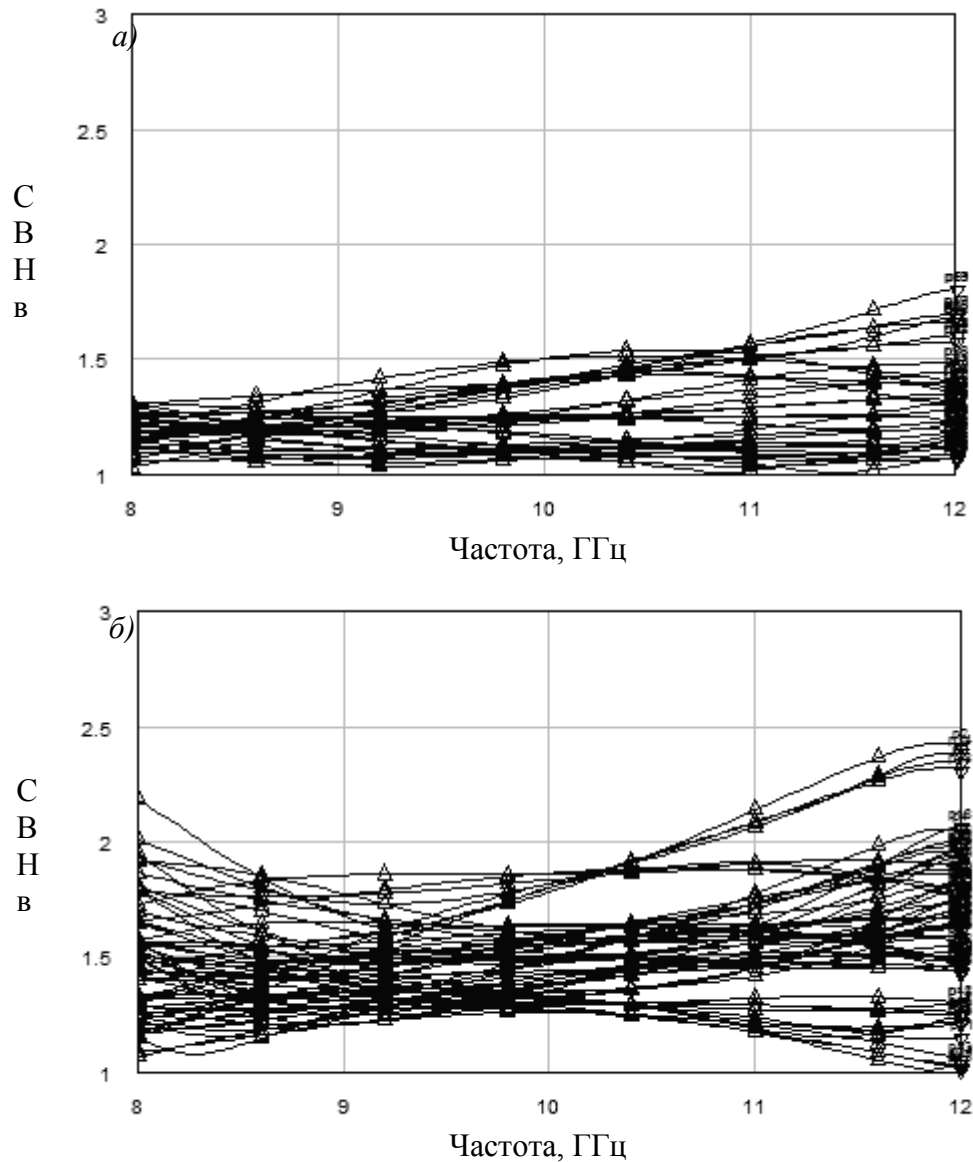


Рис. 3. Частотные зависимости КСВН выхода:  
*а)* лучшего, *б)* худшего расположения разрядов

Также была проведена оптимизация расположения разрядов дискретного фазовращателя с критерием оптимизации по модуляции амплитуды. Алгоритм выполнения скрипта аналогичен алгоритму, представленному на рис. 2. Выбор расположения определяется минимальной разницей между максимальными и минимальными потерями в диапазоне частот. На рис. 4 представлено сравнение частотных характеристики модуля коэффициента передачи лучшего (4а) и худшего (4б) расположения разрядов в фазовращателе по заданному критерию. Амплитудная модуляция на рис. 4а) не превышает 2,0. Амплитудная модуляция на рис. 4б) не превышает 3,2.

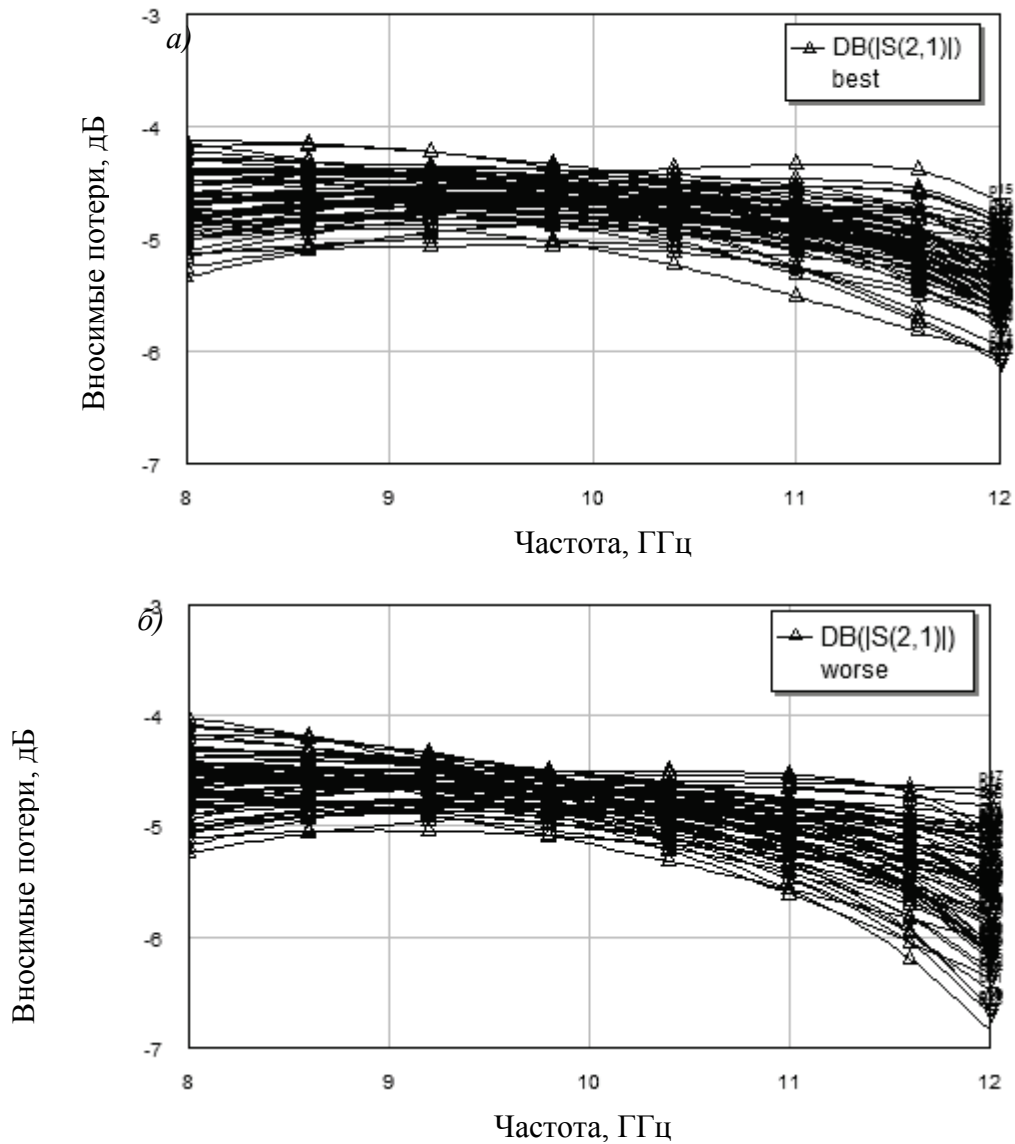


Рис. 4. Частотные зависимости потерь:  
*a)* лучшего, *б)* худшего расположения разрядов

В полученной схеме далее оптимизируются подсхемы с согласующих элементов, которые не ухудшают характеристики фазовращателя. Такой алгоритм гарантирует наилучшие характеристики устройства.

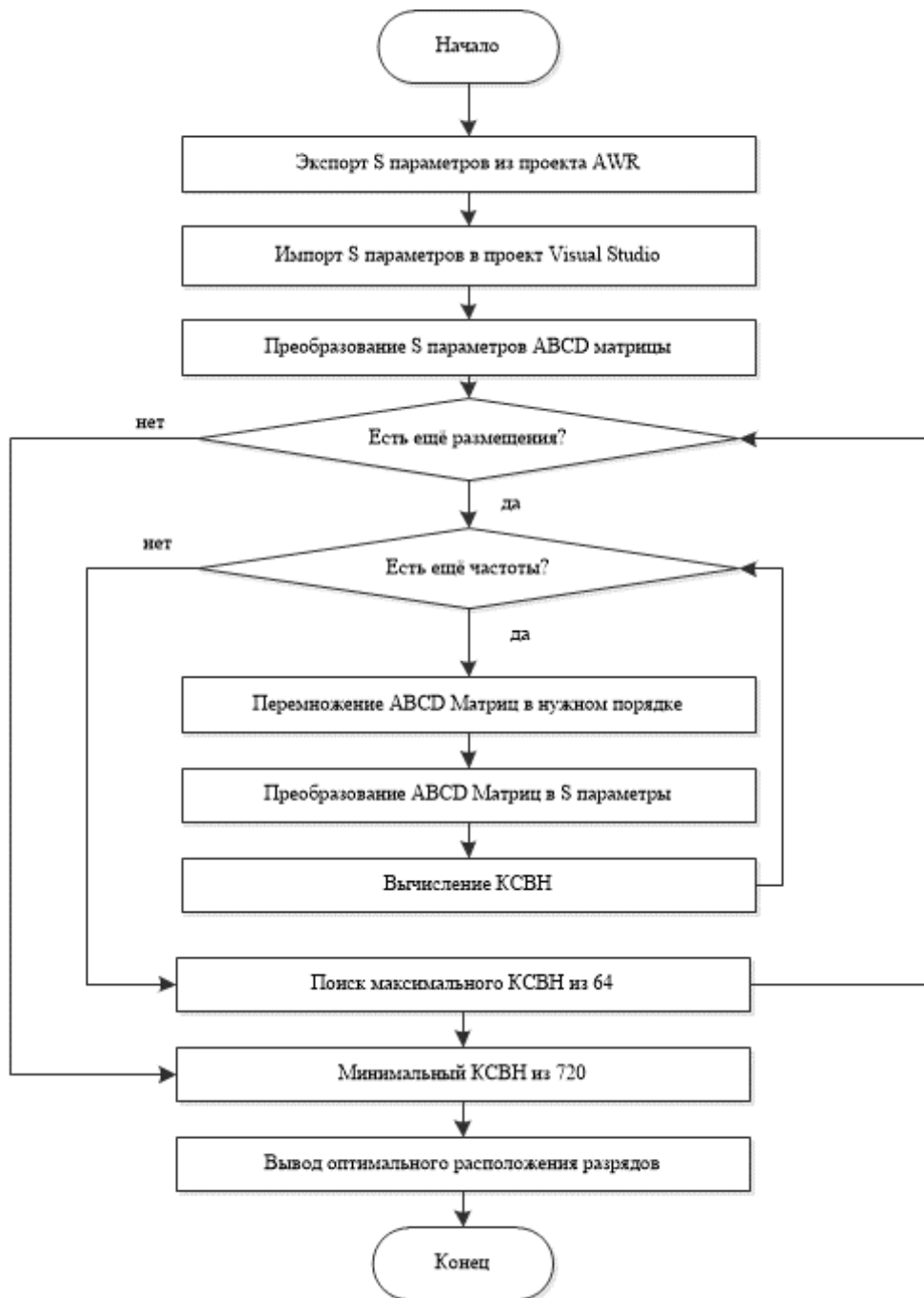


Рис. 5. Схема алгоритма скрипта

Второй способ оптимизации был реализован в Visual Studio и представляет собой стороннюю программу на языке программирования C++,. Значения S-параметров каждого разряда экспортируются в файл. Этот файл импортируется в программный код на языке C++. Импортированные S-параметры неудобны при анализе каскадных соединенных цепей. В таких случаях S-параметры удобно преобразовать в ABCD-матрицы. Для получения ABCD-матрицы каскадно соединенных разрядов всего фазовращателя необходимо перемножить ABCD-матрицы отдельных элементов. Этот метод исследования является эффективным средством анализа схем, которые могут быть представлены каскадным соединением четырехполюсников. S параметры переводятся в элементы матрицы ABCD по формулам [2]:

$$A = \frac{1 + S_{11} - S_{22} - \Delta S}{2 \cdot S_{21}}, \quad (3)$$

$$B = \frac{Z \cdot (1 + S_{11} + S_{22} + \Delta S)}{2 \cdot S_{21}}, \quad (4)$$

$$C = \frac{1 - S_{11} - S_{22} + \Delta S}{2 \cdot Z \cdot S_{21}}, \quad (5)$$

$$D = \frac{1 - S_{11} + S_{22} - \Delta S}{2 \cdot S_{21}}, \quad (6)$$

$$\Delta S = S_{11} \cdot S_{22} - S_{21} \cdot S_{12}, \quad (7)$$

где  $Z$  – нормирующее сопротивление для  $S$  параметров.

Матрицы ABCD перемножаются в нужном порядке для каждого из 720 расположения разрядов фазовращателя, и полученный результат переводится обратно в  $S$ -параметры. Уравнения для перехода от ABCD-матриц к  $S$ -параметрам:

$$S_{11} = \frac{A \cdot Z + B - C \cdot Z \cdot Z - D \cdot Z}{A \cdot Z + B + C \cdot Z \cdot Z + D \cdot Z}, \quad (8)$$

$$S_{12} = \frac{2 \cdot (A \cdot D - B \cdot C)}{A \cdot Z + B + C \cdot Z \cdot Z + D \cdot Z}, \quad (9)$$

$$S_{21} = \frac{1}{A \cdot Z + B + C \cdot Z \cdot Z + D \cdot Z}, \quad (10)$$

$$S_{22} = \frac{-A \cdot Z + B - C \cdot Z \cdot Z + D \cdot Z}{A \cdot Z + B + C \cdot Z \cdot Z + D \cdot Z} \quad (11)$$

Полученные данные анализируются по алгоритму, указанному на рис. 5, и точно также по заданному критерию выбирается оптимум.

Были предложены два варианта решения оптимизации расположения каскадов: с помощью встроенного скрипта AWR и с помощью сторонней программы Visual Studio. Оба описанных способа приводят к идентичным результатам. Однако в отличие от скрипта каждая схема не подвергается анализу по постоянному току при оптимизации с помощью сторонней программы, что позволяет значительно ускорить оптимизацию расположения разрядов фазовращателя. Каждый из способов позволяет найти такое положение разрядов в фазовращателе, при котором модуляция амплитуды или уровень КСВН лучше, чем в других состояниях. Решение задачи с помощью сторонней программы предпочтительнее по затрачиваемому времени.

### Список литературы

1. Хижа Г.С., Вендик И.Б., Серебрякова Е.А. СВЧ фазовращатели и переключатели, 1984, С. 14.
2. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ устройств, 1987, С. 25.

**А.А. Белоусов<sup>1,2</sup>, Ю.Н. Вольхин<sup>1</sup>, А.В. Гамиловская<sup>1,2</sup>,  
А.А. Дубровская<sup>1</sup>, Е.В. Тихонов<sup>1,2</sup>**

**<sup>1</sup>Акционерное общество «Центральное конструкторское бюро автоматики»,  
г. Омск**

**<sup>2</sup>Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего профессионального образования «Омский государственный  
технический университет», г. Омск**

**ОБЗОР И ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНЫХ ВАРИАНТОВ РЕАЛИЗАЦИИ  
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ АНАЛОГОВЫХ ПРОЦЕССОРОВ ДИАПАЗОНА СВЧ  
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДОВ И СРЕДСТВ РАДИОФОТОНИКИ**

Данная статья – результат теоретических и экспериментальных работ в области радиофотонных систем сотрудников АО «ЦКБА». Используя методы и средства радиофотоники, можно создавать сверхширокополосные аналоговые волоконно-оптические линии передачи с малыми потерями, а также различные сверхширокополосные аналоговые процессоры (фазовый манипулятор, умножитель частоты, амплитудный детектор, преобразователь частоты). Такие устройства могут применяться в системах радиосвязи, радионавигации, радиоэлектронной борьбы, радиоэлектронной разведки, радиоэлектронного противодействия, а также в радиолокационных системах.

Ключевые слова: сверхширокополосный радиофотонный тракт, аналоговая волоконно-оптическая линия связи, фазовый манипулятор, умножитель частоты на два, преобразователь частоты, амплитудный детектор

**A.V. Gamilovskaya<sup>1,2</sup>, A.A. Belousov<sup>1,2</sup>, A.A. Dubrovskaya<sup>1</sup>, Yu.N. Voljkhin<sup>1</sup>**

**<sup>1</sup>Joint Stock Company “Central Design Bureau of Automatics”, Omsk city**

**<sup>2</sup>Federal State Budgetary Educational Institution of higher professional education  
“Omsk State Technical University”, Omsk city**

**REVIEW AND RESEARCH OF PROBABLE VERSIONS OF REALIZION OF UWB MICROWAVE  
ANALOGUE PROCESSORS BY RADIOPHOTONICAL METHODS AND MEANS**

This article is a result of JSC “CDBA” staff’s theoretical and experimental activity in radiophotonic systems area. By radiophotonical methods and means, it is possible to develop ultrabandwidth analogue fiber-optic communication links with low-loss as well as variable ultrabandwidth analogue processors (phase-shift keyer, frequency doubler, amplitude detector, frequency transformer). These devices can be applied in systems of radio communication, radio navigation, electronic warfare activity, electronic reconnaissance, and electronic counteractions as well as on radar stations.

Keywords: ultrabandwidth radiophoton circuit, analog fiber-optic communication link, phase-shift keyer, frequency doubler, frequency transformer, amplitude detector

В настоящий момент фотонные технологии обработки различных органических и неорганических материалов активно применяются в различных областях науки и техники. Одна-

ко существуют и другие фотонные технологии – менее известные, но не менее значимые для некоторых отраслей науки и техники. Например, фотонные технологии обработки высокочастотных радиосигналов дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн. Данные технологии относятся к одной из перспективных отраслей науки и техники – радиофотонике (микроволновой фотонике), а упомянутая выше обработка радиосигналов осуществляется в радиофотонных трактах (РФТ).

В некоторых предыдущих публикациях сотрудников АО «ЦКБА» [1, 2] было рассказано о теоретических и экспериментальных изысканиях в области простейших РФТ, которые состояли из источника оптического сигнала (ИОС), модулятора Маха-Цандера (ММЦ), фотодетектора (ФД) и соединяющих их оптических трактов (ОТ). В этих публикациях было показано, что такие РФТ являются альтернативой коаксиальным линиям передачи, превосходя последние по ряду ключевых параметров: диапазону рабочих частот (ДРЧ), коэффициенту передачи (Кп) и неравномерности Кп в ДРЧ. В других публикациях [3, 4] было показано, что РФТ можно использовать для реализации различных аналоговых процессоров:

- фазового манипулятора;
- умножителя частоты на два;
- преобразователя частоты (смесителя);
- амплитудного детектора.

При этом предполагалось, что РФТ используется для реализации какого-то одного из перечисленных выше аналоговых процессоров.

В данной статье предлагается рассмотреть возможность физической реализации такого универсального РФТ, который будет выполнять функции всех этих аналоговых процессоров (рис. 1). Этот РФТ состоит из одного ИОС, двух ММЦ (ММЦ1 и ММЦ2), одного ФД, трех ОТ (ОТ1, ОТ2, ОТ3), двух электрических коммутаторов (ЭК1, ЭК2), высокочастотной согласованной нагрузки (СН), одного частотного фильтра (ЧФ), одной интегрирующей цепи (ИЦ) и нескольких электрических трактов. При этом необходимо отметить следующее: на выходах ОТ1 и ОТ2 поляризация оптических сигналов должна оставаться такой же, как и на их входах. Поэтому, если в качестве ОТ1 и ОТ2 будут использоваться оптические волокна, то применять можно будет только волокна с сохранением поляризации, например, PMF-28 производства фирмы Corning.

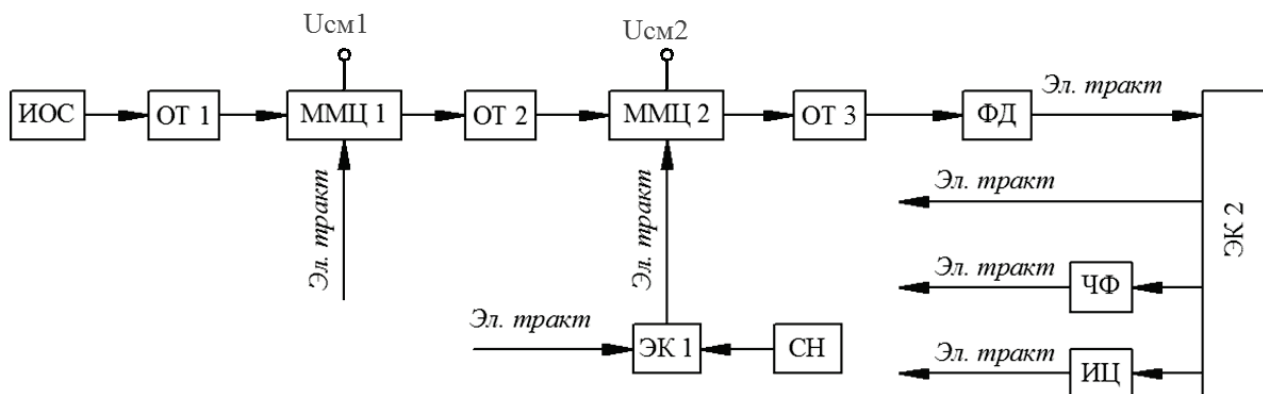


Рис. 1. Схема многофункционального РФТ:

ИОС – источник оптического сигнала; ИЦ – интегрирующая цепь; ММЦ1, ММЦ2 – модуляторы Маха-Цандера; СН – высокочастотная нагрузка СВЧ; ФД – фотодетектор; ЧФ – частотный фильтр; ЭК1, ЭК2 – электрические коммутаторы (двухканальный и трехканальный соответственно)



Рассмотрим различные виртуальные трансформации данного РФТ при той или иной конфигурации поданных на него электрических сигналов.

Если на электроды управляющей линии (ЭУЛ, [1,2]) ММЦ1 подать напряжение смещения ( $U_{см1}$ ) равное  $+U\pi/2$  или  $-U\pi/2$  (где  $U\pi$  – полуволновое напряжение ММЦ1), на ЭУЛ ММЦ2 – подать напряжение смещения ( $U_{см2}$ ) равное нулю, к электрическому входу ММЦ2 через одно из плеч ЭК1 подключить СН, а электрический выход ФД через одно из плеч ЭК2 подключить к широкополосному электрическому тракту, то приведённый на рис. 1 РФТ виртуально трансформируется в более простой РФТ (рис. 2), в котором ММЦ2 будет выполнять функцию оптического фиксированного аттенюатора (ОФА) с некоторым минимальным уровнем затухания.

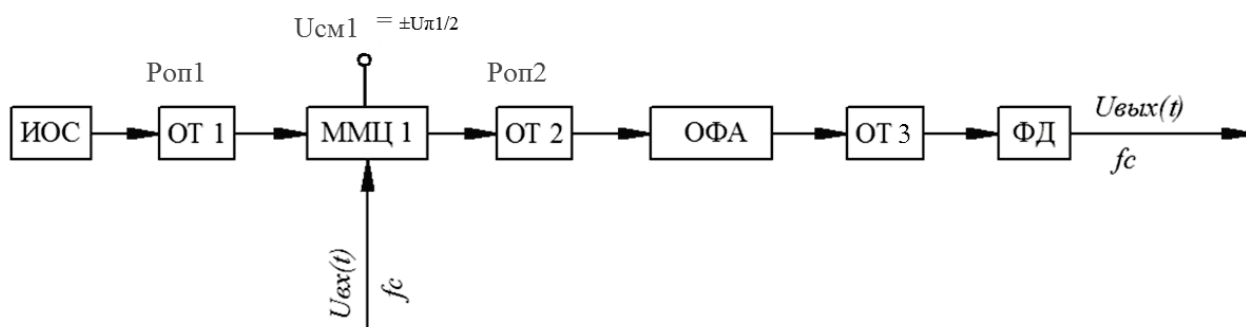


Рис. 2. Схема РФТ с функцией СВЧ сверхширокополосной аналоговой линии передачи, СВЧ-усилителя и фазового манипулятора

Такой РФТ можно использовать в качестве альтернативы коаксиальной линии передачи. При этом электрический сигнал  $U_{вых}(t)$  с частотой  $f_c$  на выходе данного РФТ при определённых условиях может иметь даже большую амплитуду, чем входной электрический сигнал  $U_{вх}(t)$  с такой же частотой  $f_c$ . Т.е. при определённых значениях  $U\pi$  и мощности оптического сигнала на выходе ИОС ( $P_{оп1}$ ) такой РФТ будет иметь положительный коэффициент передачи СВЧ сигнала [1, 2, 5], и, как следствие, сможет выполнять функцию сверхширокополосного СВЧ усилителя.

Используя эту же виртуальную конфигурацию РФТ (рис. 2) и периодически изменяя  $U_{см1}$  на ЭУЛ ММЦ1 от  $+U\pi/2$  до  $-U\pi/2$ , можно осуществлять фазовую манипуляцию ( $\pm 180^\circ$ ) передаваемого по РФТ сигнала так, как это показано на рис. 3, 4.

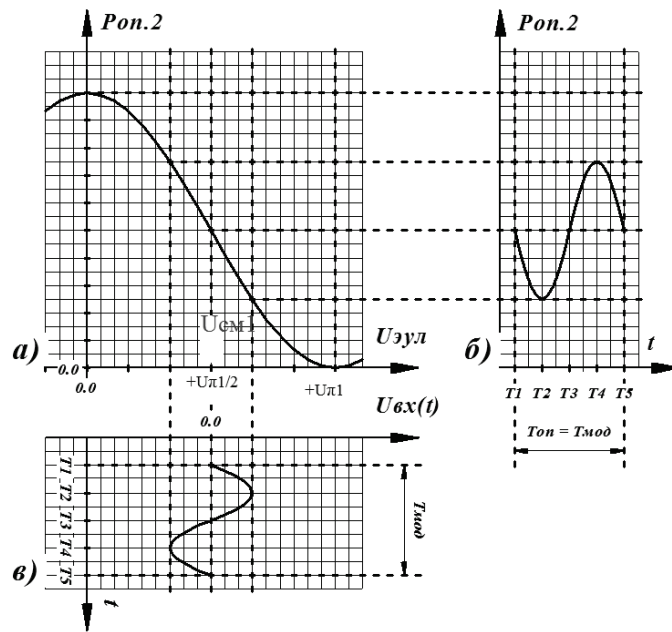


Рис. 3. Модуляция оптического сигнала в ММЦ1 при  $U_{cm1} = +U_{\pi 1/2}$ :  
 а) модуляционная характеристика ММЦ1; б) временная развёртка мощности промодулированного оптического сигнала на выходе ММЦ1; в) временная развёртка входного электрического модулирующего сигнала

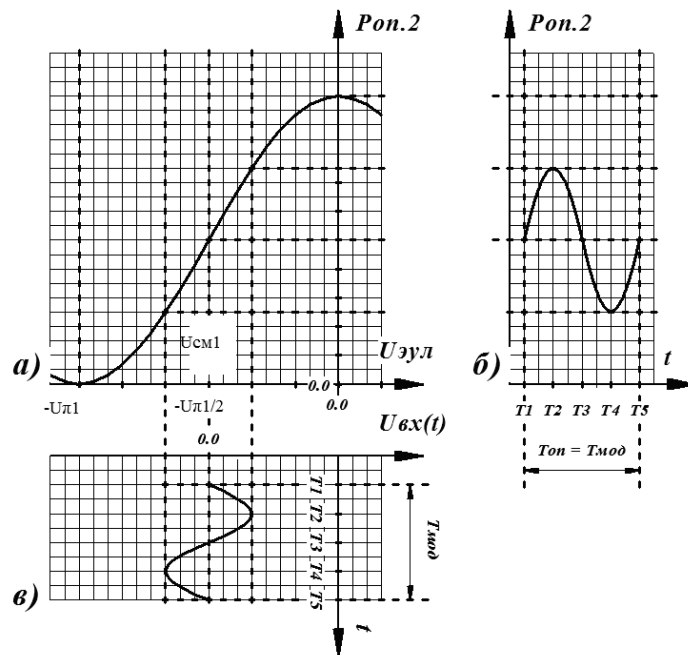


Рис. 4. Модуляция оптического сигнала в ММЦ1 при  $U_{cm1} = -U_{\pi 1/2}$ :  
 а) модуляционная характеристика ММЦ1; б) временная развёртка мощности промодулированного оптического сигнала на выходе ММЦ1; в) временная развёртка входного электрического модулирующего сигнала

Используя эту же виртуальную конфигурацию РФТ (рис. 2), но при  $U_{см1}=0$  В, можно получить высокоэффективный сверхширокополосный умножитель частоты на два (рис. 5).

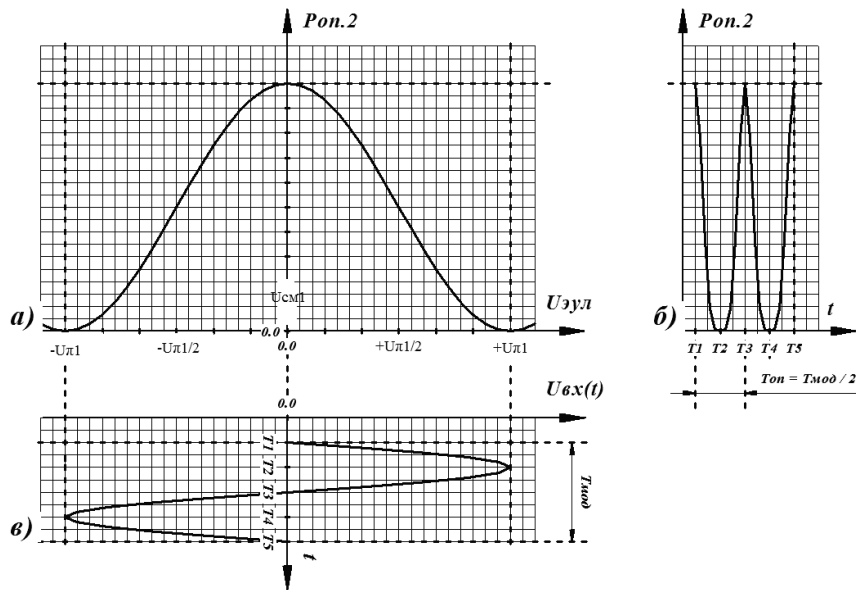


Рис. 5. Модуляция оптического сигнала в ММЦ1 при  $U_{см1} = 0$ :

- а) модуляционная характеристика ММЦ1; б) временная развёртка мощности промодулированного оптического сигнала на выходе ММЦ1; в) временная развёртка входного электрического модулирующего сигнала

Рассмотрим еще одну функцию, которую может нести в себе представленный на рис. 1 многофункциональный РФТ.

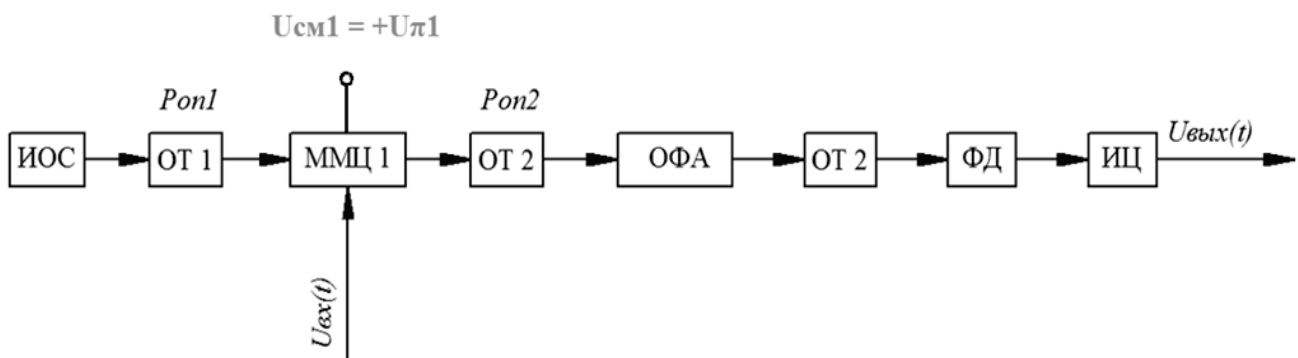


Рис. 6. Схема РФТ с функцией амплитудного детектора

Если на ЭУЛ ММЦ1 подать  $U_{см1} = +U_{\pi 1}$ , на ЭУЛ ММЦ2 подать  $U_{см2} = 0$ , к электрическому входу ММЦ2 через одно из плеч ЭК1 подключить СН, а к электрическому выходу ФД через одно из плеч ЭК2 подключить ИЦ, то можно получить радиофотонный тракт с функцией амплитудного детектора (рис. 6).

Принцип работы такого радиофотонного амплитудного детектора поясняется эпюрами на рис. 7. Если на электрический вход ММЦ1 подать последовательность радиоимпульсов длительностью  $\tau_{ри}$  и периодом следования  $T_{ри}$  (рис. 7в), то на выходе ИЦ будет формироваться последовательность видеоимпульсов с такой же длительностью  $\tau_{ри}$  и с таким же периодом следования  $T_{ри}$  (рис. 7г).

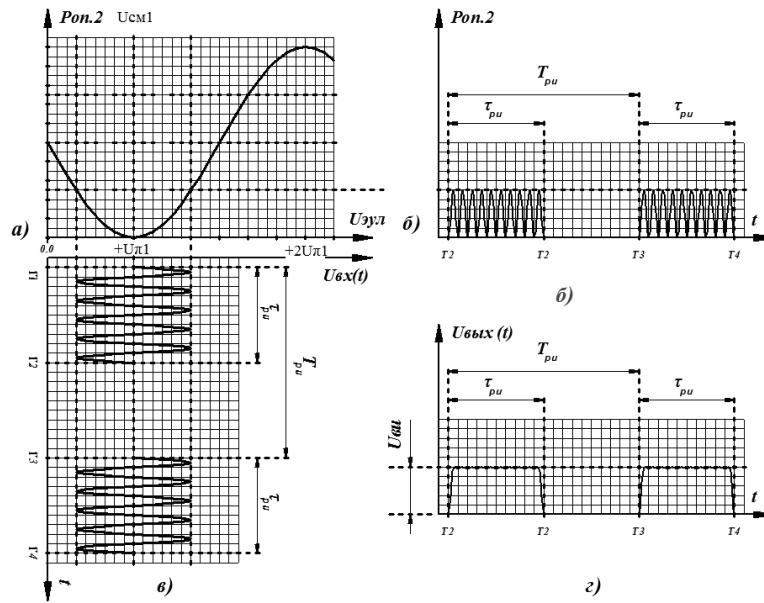


Рис. 7. Модуляция оптического сигнала в ММЦ1 при  $U_{см1} = +U\pi 1$ :

а) модуляционная характеристика ММЦ1; б) временная развёртка мощности промодулированного оптического сигнала на выходе ММЦ1; в) временная развёртка входного электрического модулирующего сигнала; г) временная развёртка выходного электрического сигнала на выходе ИЦ

Используя такие радиофотонные детекторы, можно получить рабочую чувствительность, которая (при определённых условиях) будет на порядки превышать рабочую чувствительность амплитудных детекторов на диодах.

Далее вновь вернемся к начальной схеме структурной многофункционального РФТ (рис. 1).

Если на ЭУЛ ММЦ1 будет подано смещение  $U_{см1} = +U\pi 1/2$  или  $U_{см1} = -U\pi 1/2$ , на ЭУЛ ММЦ2 будут поданы смещения  $U_{см2} = +U\pi 2/2$  или  $U_{см2} = -U\pi 2/2$  (где  $U\pi 2$  - полувольтное напряжение ММЦ2), на электрический вход ММЦ1 будет подан высокочастотный сигнал  $U_{вх}(t)$  с частотой сигнала  $f_c$ , на электрический вход ММЦ2 через одно из плеч ЭК1 будет подан высокочастотный сигнал  $U_{г}(t)$  с частотой гетеродитна  $f_g$ , а к электрическому выходу ФД через одно из плеч ЭК2 будет подключен ЧФ, то в то приведённый на рис. 1 РФТ виртуально трансформируется в РФТ, приведённый на рис. 8, а в спектре сигнала  $U_{вых}(t)$  на выходе ФД (рис. 9) будут присутствовать гармоники с частотами  $f_c+f_g$  и  $f_c-f_g$  (или  $f_g-f_c$ ). Требуемая составляющая этого спектра  $U_{пч}(t)$  с требуемой частотой  $f_{пч}$  и будет выделена ЧФ (рис. 8).

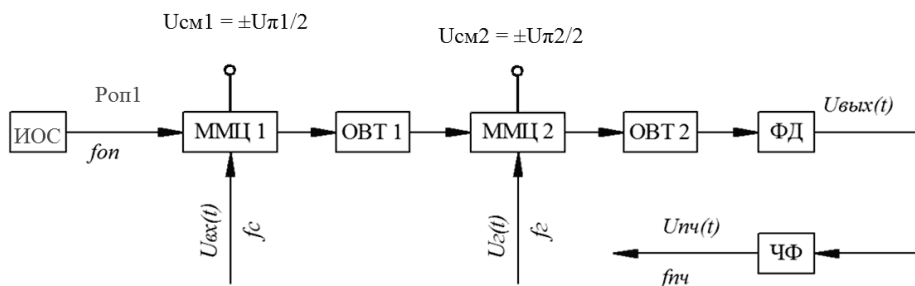


Рис. 8. Схема РФТ с функцией преобразователя частоты (смесителя)

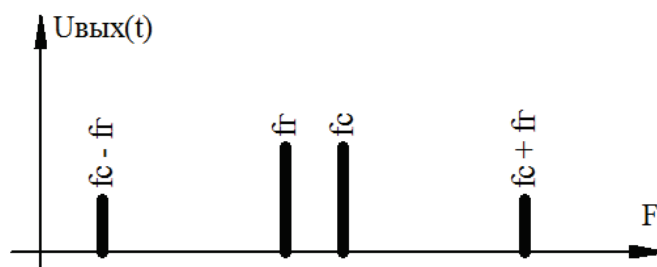


Рис. 9. Спектр оптического сигнала на выходе ФД

Такой способ реализации радиофотонных смесителей преобразователей частоты был описан в [6]. Данные смесители потенциально имеют широчайшие ДРЧ:

- по тракту промежуточной частоты ДРЧ ограничен только ДРЧ по электрическому выходу ФД;
- а по трактам входного сигнала и сигнала гетеродина – только ДРЧ по электрическим входам ММЦ1 и ММЦ2.

На сайтах производителей [4] предлагаются ФД с ДРЧ по электрическому выходу до 60 ГГц и выше и ММЦ с ДРЧ по электрическому входу до 100 ГГц и выше.

С высокой долей уверенности – по аналогии с приведёнными в [1, 2] результатами расчётов – можно предположить, что при увеличении уровня  $P_{\text{оп1}}$  до 100 мВт и более и снижении значения  $U_{\text{п1}}$  до 1 В и менее, потери преобразования в таких радиофотонных смесителях будут либо соизмеримы с потерями в «традиционных» сверхширокополосных смесителях на полупроводниковых диодах с барьером Шоттки, либо будут ниже.

#### Вывод

Предложенное радиофотонное устройство может выполнять до пяти различных видов аналоговой обработки сигнала. При физической реализации этих функций при помощи средств и методов «традиционной» радиоэлектроники потребовалось бы пять отдельных устройств.

Выбор этих функций осуществляется при помощи малоинерционных «электрических» команд. В частности, данное радиофотонное устройство может трансформироваться из детектора в смеситель и наоборот. Это позволит осуществлять практически мгновенную трансформацию приёмного устройства из приёмника прямого усиления в супергетеродинный приёмник.

При этом можно с высокой долей уверенности предполагать, что такие радиофотонные приёмники будут превосходить «традиционные» приёмники не только по ширине диапазона рабочих частот, но и по другим основным параметрам.

#### Список литературы

1. Вольхин Ю.Н., Гамиловская А.В. О возможности реализации сверхширокополосных аналоговых радиофотонных трактов диапазона СВЧ с положительными коэффициентами передачи // «Материалы XVIII координационного научно-технического семинара по СВЧ технике» (Нижегородская область, п. Хахалы, 2013).
2. Белоусов А.А., Вольхин Ю.Н., Гамиловская А.В., Дубровская А.А. Теоретическое и экспериментальное моделирование сверхширокополосных аналоговых радиофотонных трактов диапазона СВЧ // Материалы 5-й юбилейной общероссийской научно-технической конференции «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем»: Омск, ЦКБА, ЦКБА: изд-во ОмГТУ, 2014, С. 23-37.

3. Белоусов А.А., Вольхин Ю.Н., Дубровская А.А. Обзор возможных вариантов реализации сверхширокополосных аналоговых процессоров дециметрового, сантиметрового, и миллиметрового диапазонов длин волн с использованием методов и средств радиофотоники // Материалы 2-й Всероссийской научно-технической конференции "Перспективы развития РЛС дальнего обнаружения и интегрированных систем и комплексов информационного обеспечения Воздушно-космической обороны". М.: Радиотехника, 2014, С.122-135.

4. Белоусов А.А., Вольхин Ю.Н., Гамиловская А.В., Дубровская А.А., Тихонов Е.В. О применении методов и средств радиофотоники для обработки сигналов дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн // Прикладная фотоника, №1, Пермь, 2014, С. 65-86.

5. E. Ackerman, G. Betts, W. Burns, J. Campbell, C. Cox, N. Duan, J. Prince, M. Regan, and H. Roussell. Signal-to-noise performance of two analog photonic links using different noise reduction techniques // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Honolulu, Hawaii, pp. 51-54, June 2007.

6. Michael E Manka. Microwave Photonics for Electronic Warfare Applications//Microwave photonics, 2008. Jointly held with the 2008 asia-pasific microwave photonics conference. mwp/apmp 2008. international topical meeting on.

УДК 621.383

**А.А. Белоусов<sup>1,2</sup>, Ю.Н. Вольхин<sup>1</sup>, А.В. Гамиловская<sup>1,2</sup>,  
А.А. Дубровская<sup>1</sup>, Е.В. Тихонов<sup>1,2</sup>**

**<sup>1</sup>ОАО "Центральное конструкторское бюро автоматики", г. Омск,**

**<sup>2</sup>ФГБОУ ВПО Омский государственный технический университет, г. Омск**

### **СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ РАДИОФОТОННЫЙ СМЕСИТЕЛЬ**

В данной работе приведены результаты измерения параметров сверхширокополосного радиофотонного смесителя, предназначенного для преобразования радиосигналов дециметрового, сантиметрового и потенциально миллиметрового диапазонов длин волн.

Ключевые слова: сверхширокополосные смесители СВЧ, радиофотонный тракт, радиофотонные смесители, модулятор Маха-Цандера, фотодетектор, оптический тракт, источник оптического сигнала

**A.A. Belousov<sup>1,2</sup>, U.N. Volkhin<sup>2</sup>, A.V. Gamilovskaya<sup>1,2</sup>,  
A.A. Dubrovskaya<sup>1,2</sup>, E.V. Tikhonov<sup>1,2</sup>**

**<sup>1</sup>JSC "Central Design Bureau of Automatics", Omsk**

**<sup>2</sup>Omsk State Technical University, Omsk**

### **THE ULTRA-BROADBAND RADIOPHOTONIC MIXER**

This paper presents the results of measuring the parameters of ultra-broadband radiophotonic mixer designed for converting radio signals decimeter, centimeter and, potentially, the millimeter wavelength ranges.

Keywords: ultra broadband microwave mixer, radiophotonical tract, radiophotonic mixers, Mach-Zehnder modulator, photodetector, optical tract, optical signal source

## 1. Введение

Одним из ключевых элементов приёмных трактов радиоэлектронных систем (РЭС) радиоэлектронной борьбы (РЭБ) являются сверхширокополосные смесители (СС) дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазона длин волн (ДДДВ, СДДВ, МДДВ). В некоторых случаях в качестве таких СС могут использоваться параллельные балансные смесители [1], в других – двойные балансные смесители [2], в третьих – тройные балансные смесители (ТБС, [3]). При этом самые широкие диапазоны рабочих частот (ДРЧ) по всем входам-выходам имеют ТБС, которые реализованы на диодах с барьером Шоттки (ДБШ). Наиболее ярким примером такого СС является ТБС М2-0020 производства Marki Microwave, Inc. [4], который имеет следующие ДРЧ: 1,0 – 20,0 ГГц по входу радиосигнала (РС), 0,5 – 20,0 ГГц по входу сигнала гетеродина (СГ), 0,001 – 6,000 ГГц по выходу сигнала промежуточной частоты (СПЧ). И судя по всему, каких-то технологически реализуемых, даже в мелкосерийном производстве, схемотехнических и конструктивных решений, которые бы позволили расширить ДРЧ по выходу СПЧ без снижения верхних границы ДРЧ по входам РС и СГ – и тем более с её увеличением – в настоящий момент не существует. Поэтому целесообразно будет рассмотреть возможные варианты реализации СС на других физических принципах, которые не будут предполагать использование только полупроводниковых нелинейных элементов.

## 2. Описание эксперимента

В [5], а также некоторых предыдущих работах авторов [6-8], упоминаются радиофотонные смесители (РФС). В частности, в [8] показано, что радиофотонный тракт (РФТ, рис. 1), состоящий из источника оптического сигнала (ИОС), двух электрооптических модуляторов Маха-Цандера (ММЦ-1, ММЦ-2), трёх оптических трактов (ОТ-1, ОТ-2, ОТ-3), фотодетектора (ФД) и частотного фильтра (ЧФ), может выполнять функцию СС, ДРЧ которого перекрывает ДДДВ, СДДВ и МДДВ.

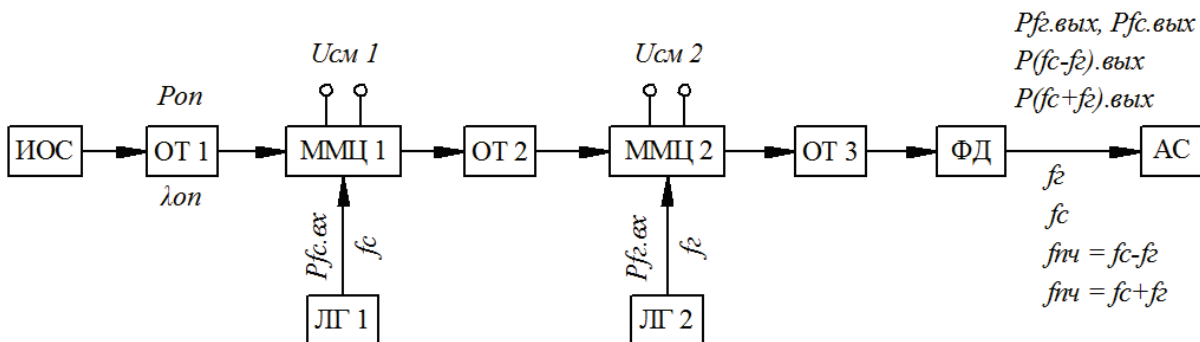


Рис. 1. Схема структурная сверхширокополосного РФТ-РФС: АС-анализатор спектра; ИОС-источник оптического сигнала; ЛГ 1, ЛГ 2-лабораторные генераторы; ММЦ 1, ММЦ 2- модуляторы Маха-Цандера; ОТ 1, ОТ 2, ОТ 3-оптические тракты; ФД-фотодетектор

Если на электроды управляющих линий (ЭУЛ) ММЦ 1 и ММЦ 2 будут поданы РС с частотой  $fc$  и мощностью  $P_{fc.вх}$ , СГ с частотой  $fg$  и мощностью  $P_{fg.вх}$ , а также постоянные напряжения смещения  $U_{см 1}$  и  $U_{см 2}$ , которые будут соответствовать напряжениям в точках перегиба модуляционных характеристик ММЦ-1 и ММЦ-2 (рис. 2), то на выходе ФД, в частности, будут сформированы сигналы с частотами  $fc$ ,  $fg$  и СПЧ с частотами  $f_{пч} = fc + fg$  и  $f_{пч} = fc - fg$  (рис. 3). Для случая  $fc < fg$  алгебраическое выражение для частоты последнего СПЧ будет записано так:  $f_{пч} = fg - fc$

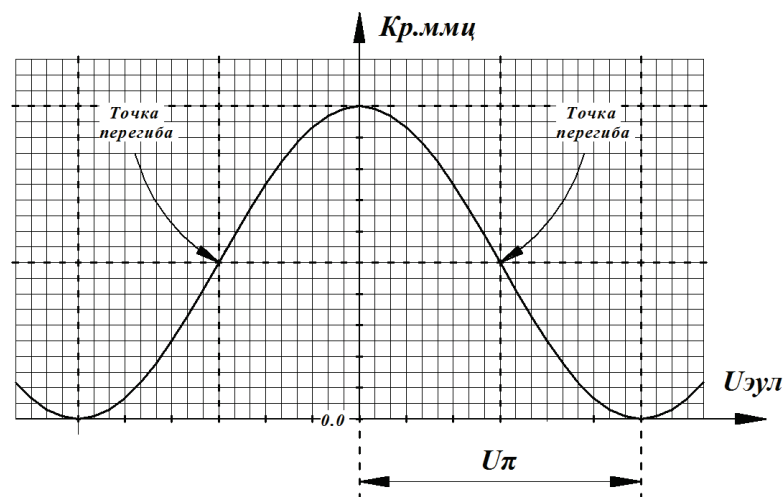


Рис. 2. Модуляционная характеристика ММЦ:  
Кр.ммц-коэффициент передачи по мощности оптического тракта ММЦ;  
Uэул-напряжение на электродах управляющей линии ММЦ



Рис. 3. Возможный спектр выходного сигнала на выходе ФД (рис. 1)

В данной работе описаны результаты измерений некоторых параметров такого РФС, который состоял из ИОС с длиной волны излучения ( $\lambda_{оп}$ )  $\sim 1,55$  мкм и мощностью выходного сигнала ( $P_{оп}$ )  $\sim 13$  дБм, ММЦ 1 с верхней границей ДРЧ по входу РС  $\sim 12$  ГГц, полуволновым напряжением ( $U_{\pi}$ , рис. 2)  $\sim 4,4$  В и потерями в оптическом тракте ( $K_3$ )  $\sim 3,2$  дБ, ММЦ 2 с верхней границей ДРЧ по входу СГ  $\sim 40$  ГГц,  $U_{\pi} \sim 3,3$  В и  $K_3 \sim 4,5$  дБ, ФД с верхней границей ДРЧ по выходу СПЧ  $\sim 16$  ГГц и фоточувствительностью ( $P_{ф}$ )  $\sim 0.7$  А/В, ОТ 1 и ОТ 2 в виде волокон с сохранением поляризации типа PMF-28 и ОТ 3 в виде одномодового волокна типа SMF-28 [9]. РС и СГ с частотами  $f_c$  и  $f_r$  и уровнями мощности  $P_{f_c.вх}$  и  $P_{f_r.вх}$  подавались от обычных лабораторных генераторов (ЛГ 1 и ЛГ 2, рис. 1), а спектр сигнала на выходе ФД контролировался анализатором спектра (АС, рис. 1).

На рис. 4 приведены зависимости уровней мощности составляющих спектра сигналов на выходе ФД:  $P_{f_c.вых}$  на частоте  $f_c$ ,  $P_{f_r.вых}$  на частоте  $f_r$ ,  $P_{(f_c+f_r).вых}$  на частоте  $f_c+f_r$ ,  $P_{(f_c-f_r).вых}$  на частоте  $f_c-f_r$  от уровня мощности СГ -  $P_{f_r.вх}$ . Из этого рисунка видно, что “полезные” составляющие спектра с частотами  $f_c-f_r$  и  $f_c+f_r$  достигают своего максимума при  $P_{f_r.вх} \approx 21$  дБм. Это значение соответствует амплитуде СГ порядка 2,5 В, что составляет  $\sim 75\%$  от значения  $U_{\pi}$  ММЦ 2. Таким образом, можно сделать следующий вывод: оптимальная



амплитуда СГ при  $U_{см} 2$  (рис. 1), соответствующем  $U_{эул}$  в одной из точек перегиба модуляционной характеристики (рис. 2) ММЦ 2, должна составлять  $\frac{3}{4}$  от  $U_{л}$  ММЦ 2.

На рис. 5 приведена частотная зависимость потерь преобразования РФС (рис. 1) в диапазоне СПЧ для составляющей спектра сигнала на выходе ФД с частотой  $f_{пч} = f_{г} - f_{с}$  при  $f_{с} = const = 2$  ГГц,  $P_{f_{с}.вх} = 0$  дБм,  $P_{f_{г}.вх} = 15$  дБм. Из этого рисунка видно, что данный РФС имеет очень высокие потери преобразования: 50-60 дБ. Однако по аналогии с простейшим РФТ, который описан в [9], а также результатами расчётов и экспериментов, приведёнными в [10], можно предположить, что при уменьшении  $U_{л}$  ММЦ 1 до 1 В и менее и увеличении  $R_{оп}$  до 20 дБм и более, потери преобразования могут снизиться на 2-3 порядка. А в данном случае можно оценить ширину ДРЧ данного РФС в полосе СПЧ: она достигает 4 ГГц при неравномерности 2 дБ, более 8 ГГц при неравномерности 4 дБ и почти 12 ГГц при неравномерности 6 дБ.

На рис. 6 приведена частотная зависимость потерь преобразования РФС (рис. 1) в диапазоне РС для составляющей спектра сигнала на выходе ФД с частотой  $f_{пч} = f_{г} - f_{с} = const = 2$  ГГц и частотные зависимости развязок между трактами при  $P_{f_{с}.вх} = 0$  дБм,  $P_{f_{г}.вх} = 15$  дБм.

Из этого рисунка видно, что развязка между трактом СГ и трактом СПЧ превышает 43 дБ, что является просто выдающимся результатом для СС. Также можно говорить об огромной развязке между трактами РС и СГ, значение которой было практически невозможно измерить. К негативным результатам данного эксперимента следует отнести высокую неравномерность частотной зависимости потерь преобразования: в ДРЧ РС 0.1 - 12.0 ГГц она превышает 8 дБ.

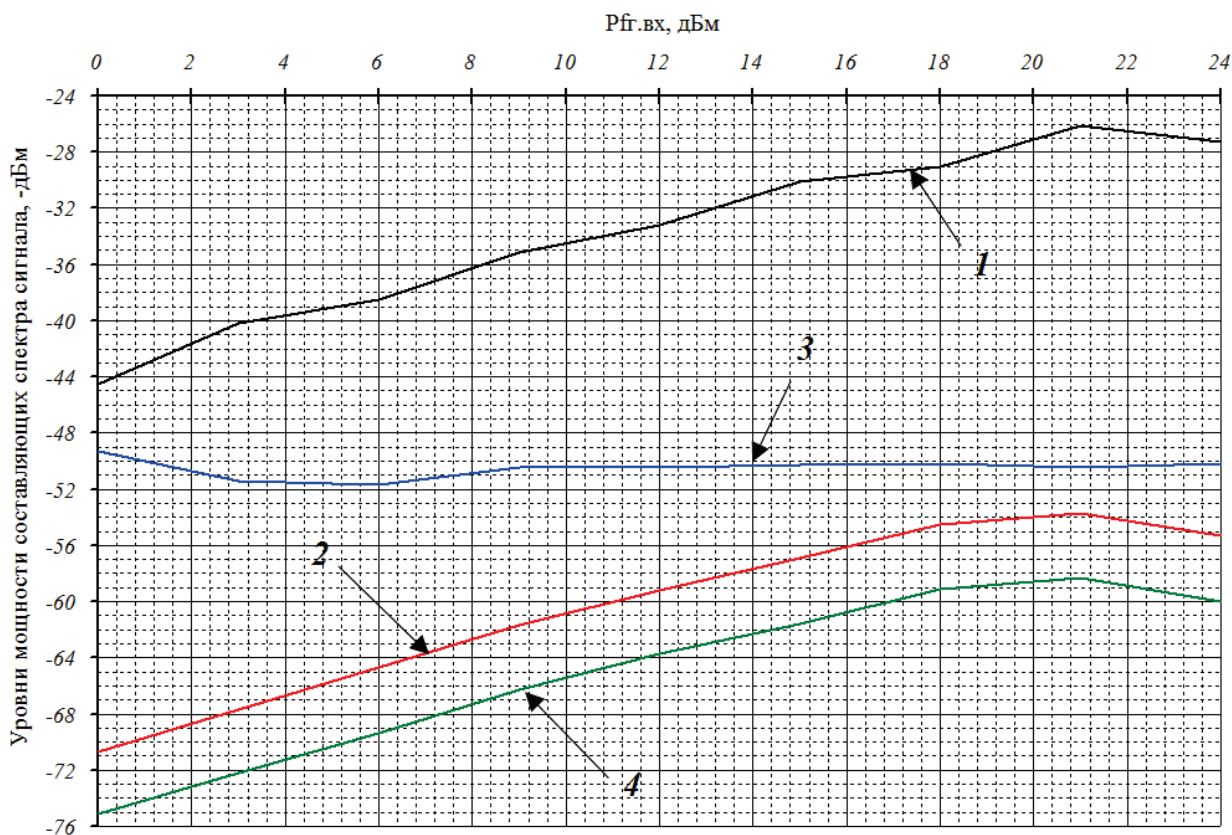


Рис. 4. Зависимость уровней мощности составляющих спектра сигнала на выходе ФД (рис. 1) от уровня  $P_{f_{г}.вх}$  при  $f_{с} = 10$  ГГц,  $P_{f_{с}.вх} = 0$  дБм,  $f_{г} = 3$  ГГц; 1-  $P_{f_2.вых}$ ; 2-  $P_{(f_c-f_2).вых}$ ; 3-  $P_{f_c.вых}$ ; 4-  $P_{(f_c+f_2).вых}$

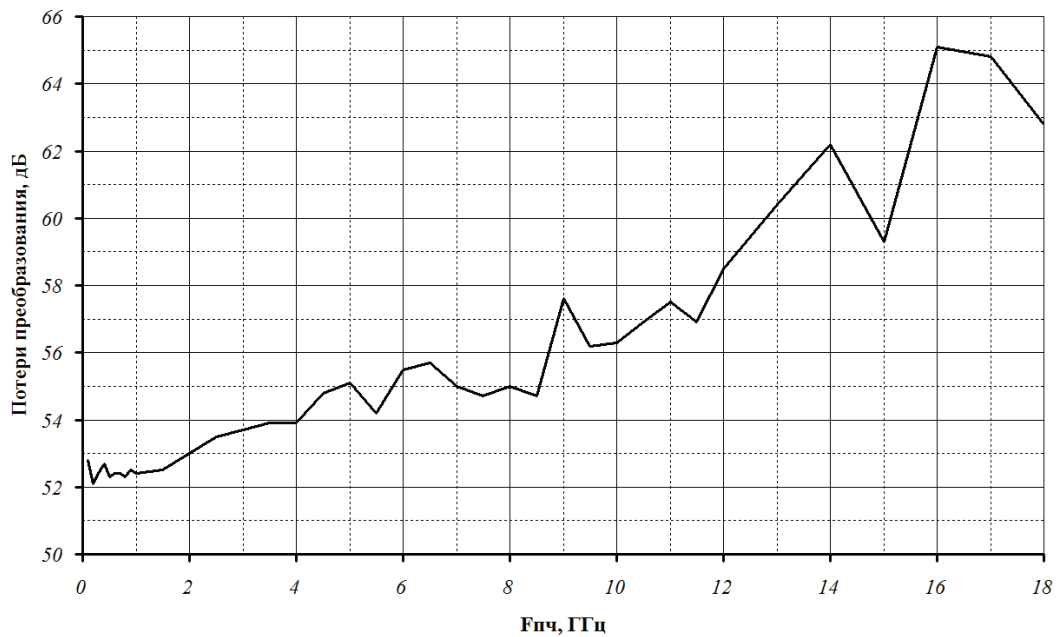


Рис. 5. Частотная зависимость потерь преобразования РФС (рис. 1) в диапазоне СПЧ при  $f_c = \text{const} = 2$  ГГц,  $f_{пч} = f_r - f_c$ ,  $P_{f_c.vx} = 0$  дБм,  $P_{f_r.vx} = 15$  дБм

Другим негативным моментом является то, что “пролезающий” на выход ФД РС с частотой  $f_c$  имеет больший уровень мощности, чем “полезный” сигнал с частотой  $f_r - f_c$ . При этом необходимо отметить следующее: в данном случае при уменьшении  $U_{л}$  ММЦ 1 до 1 В и менее и увеличении  $R_{оп}$  до 20 дБм также можно ожидать снижения потерь преобразования на 2-3 порядка, но на эти же 2-3 порядка может увеличиться и уровень “пролезающего” на выход ФД РС с частотой  $f_c$ .

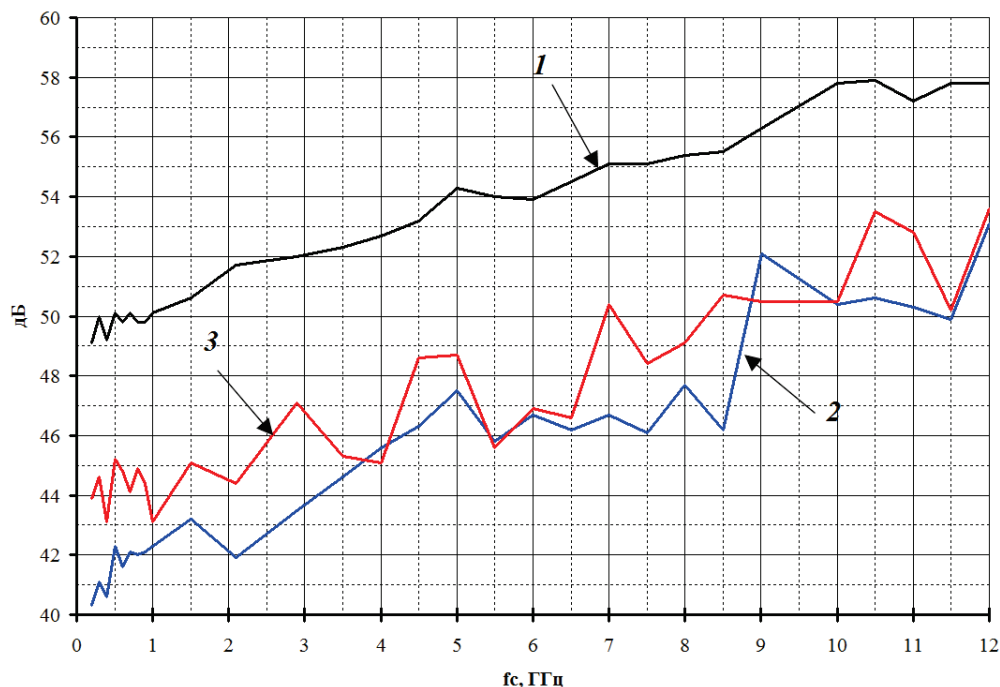


Рис. 6. Частотная зависимость потерь преобразования РФС (рис. 1) в диапазоне РС для  $f_{пч} = \text{const} = f_r - f_c = 2$  ГГц и частотные зависимости развязок между трактами при  $P_{f_c.vx} = 0$  дБм,  $P_{f_r.vx} = 15$  дБм: 1-потери преобразования; 2-развязка между трактом РС и трактом СПЧ; 3-развязка между трактом СГ и трактом СПЧ

### **3. Выводы**

1. Результаты измерений показали, что радиофотонный тракт, построенный по приведённой на рис. 1 схеме, может выполнять функции сверхширокополосного смесителя ДДДВ, СДДВ и потенциально МДДВ.

2. Рекомендуется провести аналогичные эксперименты при  $P_{\text{оп}} > 100$  мВт и с таким ММЦ 1 (рис. 1), который будет иметь более низкое значение  $U_{\text{п}}$ , в идеале – менее 1 В.

3. Рекомендуется исследовать другие варианты реализации радиофотонных смесителей, которые позволят снизить уровень "пролезающего" на выход ФД радиосигнала.

*Авторы выражают благодарность сотрудникам ЗАО "РТИ-Радио" ([www.rti-r.ru](http://www.rti-r.ru)) и лично Алексею Николаевичу Шулунову за предоставленную возможность проведения данных экспериментальных работ.*

### **Список литературы**

1. Вольхин Ю.Н., Глущенко В.А., Голиков А.В., Дубровская А.А., Игнатьев М.Г., Машиновский В.В., Серебренников А.А., Янковская Ю.В. Сверхширокополосный гибридный смеситель // Материалы НТК "Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем". – Омск, ЦКБА: изд-во ОмГТУ, 2008, С. 45-51.

2. Donald Neuf. Double balanced microwave mixer using balanced microstrip baluns. U.S. Patent, № 4,125,810, Nov.14, 1978

3. Anthony M. Pavio. Broadband High Frequency Baluns and Mixer. U.S. Patent, № 3,652,941, Mar. 28, 1972

4. [www.markimicrowave.com](http://www.markimicrowave.com)

5. Michael E Manka. Microwave Photonics for Electronic Warfare Applications // Microwave photonics, 2008. jointly held with the 2008 asia-pasific microwave photon ics conference. mwp/apmp 2008. international topical meeting on.

6. Белоусов А.А., Вольхин Ю.Н., Дубровская А.А. Обзор и исследование возможных вариантов реализации сверхширокополосных детекторов, смесителей и других аналоговых процессоров диапазона СВЧ с использованием методов и средств радиофотоники // Материалы НТК "Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем". – Омск, ЦКБА: изд-во ОмГТУ, 2014, С. 37-61.

7. Белоусов А.А., Вольхин Ю.Н., Дубровская А.А. Обзор возможных вариантов реализации сверхширокополосных аналоговых процессоров дециметрового, сантиметрового, и миллиметрового диапазонов длин волн с использованием методов и средств радиофотоники // Материалы 2-й Всероссийской научно-технической конференции "Перспективы развития РЛС дальнего обнаружения и интегрированных систем и комплексов информационного обеспечения Воздушно-космической обороны." – Москва: Радиотехника, 2014, С. 122-135

8. Белоусов А.А., Вольхин Ю.Н., Гамиловская А.В., Дубровская А.А., Тихонов Е.В. О применении методов и средств радиофотоники для обработки сигналов дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн // Прикладная фотоника, №1, Пермь, 2014, С.65-86.

9. [www.corning.com](http://www.corning.com)

10. Вольхин Ю.Н., Гамиловская А.В. О возможности реализации сверхширокополосных аналоговых радиофотонных трактов диапазона СВЧ с положительными коэффициента-

ми передачи // «Материалы XVIII координационного научно-технического семинара по СВЧ технике» (Нижегородская область, п. Хахалы, 2013).

11. E. Ackerman, G. Betts, W. Burns, J. Campbell, C. Cox, N. Duan, J. Prince, M. Regan, and H. Roussell. Signal-to-noise performance of two analog photonic links using different noise reduction techniques // IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Honolulu, Hawaii, pp. 51-54, June 2007.

УДК 621.372.543

**А.Ю. Беляков, Е.В. Петров\*, В.В. Попов, А.П. Штейнгарт**

**ОАО «СКТБ РТ», г. Великий Новгород**

**\* ИЭИС НовГУ, г. Великий Новгород**

### **ОСОБЕННОСТИ СИНТЕЗА СВЧ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ С ЧАСТОТНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ СПЕЦИАЛЬНОГО ВИДА**

Представлена методика проектирования полосовых фильтров с частотной характеристикой специального вида на основе матрицы связи. Рассмотрены особенности параметрического и структурного синтеза фильтров-прототипов. Приведён пример практического применения представленной методики для расчёта керамического полосового фильтра.

Ключевые слова: полосовой фильтр, керамический фильтр, структурно-параметрический синтез

**A. Belyakov, E. Petrov\*, V. Popov, A. Shteingart**

### **SYNTHESIS FEATURES OF THE MICROWAVE BAND-PASS FILTERS WITH ARBITRARY FREQUENCY RESPONSES**

A method for development of the band-pass filter with arbitrary frequency response, based on calculation of the coupling matrix, is presented. Some features of the structural and parametrical synthesis of filter-prototypes are considered. An example of presented method's application for development of the microwave ceramic band-pass filter is given.

Keywords: band-pass filter, ceramic filter, structural and parametrical synthesis

Как класс радиоэлектронных устройств частотные фильтры предназначены для селекции (выделения или подавления) частей спектра сигналов (т.н. частотных полос) и являются неотъемлемыми компонентами большинства классов радиоэлектронной аппаратуры. Проявляющаяся в последние годы тенденция ужесточения требований к эффективности использования полосы частот от единиц до десятков гигагерц, используемой современными средствами навигации, локации и связи, заставляет производителей улучшать электрические характеристики частотных фильтров (уровень заграждения в полосах подавления, вносимые потери и неравномерность времени задержки в полосах пропускания и т.д.) без существенного ухудшения остальных эксплуатационных и экономических параметров.

Пассивные частотные полосовые фильтры с повышенными требованиями к характеристикам в диапазоне сантиметровых и дециметровых волн часто реализуются в виде цепочек объёмных резонаторов на основе металлизированных керамических блоков с организован-

ными между ними электромагнитными связями. Такие металлокерамические (далее – керамические) фильтры выделяются среди других типов фильтров лучшими массогабаритными показателями, температурной стабильностью параметров и прямоугольностью амплитудно-частотной характеристики, но они также сложнее для проектирования и изготовления.

Проектирование керамических полосовых фильтров представляет лишь частично формализуемую техническую задачу, которую в общем случае можно разбить на три основных этапа:

1. Аналитический расчёт фильтра-прототипа.
2. Структурный и параметрический синтез конструкции фильтра.
3. Корректировка конструкции фильтра по результатам макетирования.

На первом этапе на основе указанных в техническом задании параметров фильтра – граничных частот полос пропускания и заграждения, неравномерности и предельных уровней коэффициентов пропускания и отражения, др. – осуществляется расчёт характеристик его отдельных звеньев, структуры и величины связей между звеньями. Ввиду специфики расчёта эту совокупность параметров звеньев и связей принято называть фильтром-прототипом.

Ранее для расчёта фильтра-прототипа были рассмотрены метод «предыскажений» [1] и метод на основе расширенной матрицы связи  $\mathbf{M}$  [2]. Последний метод отличается возможностью расчёта асинхронных фильтров и фильтров со связями между несмежными резонаторами, которые не могут быть описаны функциями Чебышева или Баттерворта, однако он требует проведения большого объёма расчётов и не позволяет учитывать диссипативные потери в резонаторах фильтров.

Оба упомянутых метода являются аналитическими, то есть обеспечивают неизменность параметров фильтра-прототипа от начальной до финальной стадии расчёта. Результатом аналитического построения является матрица связи, обеспечивающая оптимальное соответствие заданным частотным характеристикам, однако её структура и значения параметров однозначно определены и часто не могут быть реализованы в реальной конструкции. Например, метод на основе матрицы связи может требовать включения в конструкцию сложных для реализации связей, например, диагональных («через одного»).

Другие методы построения матрицы связи, не завязанные на однозначность определённости её конфигурации, основаны на параметрической оптимизации.

Принципиальное отличие оптимизационных методов от аналитических – получение приближённого результата, то есть частичная утрата свойств исходной матрицы связи. На практике некоторое искажение приемлемо, если результат удовлетворяет требованиям технического задания. Более того, это искажение может быть незаметно на фоне отклонений, связанных с наличием технологических допусков при изготовлении и реальными свойствами конструкционных материалов.

Основное достоинство оптимизационных методов – возможность задания граничных условий, то есть свобода выбора структуры матрицы связи и диапазона допустимых значений её коэффициентов, то есть возможность получения результата, полностью соответствующего выбранному типу конструкции фильтра.

Методы параметрической оптимизации различаются видом целевой функции  $\Phi(\mathbf{M})$ , способом выбора начального набора значений оптимизируемых параметров (начального приближения) и методом поиска оптимума.

При проектировании полосовых фильтров основная часть требований относится, как правило, к амплитудно-частотной характеристике, поэтому целевая функция формируется на

основе S-параметров. Существует два основных подхода к её построению: непосредственно на основе требований технического задания и на основе значений S-параметров в полюсах (точках, где  $S_{11} = 0$ ) и нулях ( $S_{21} = 0$ ) функции передачи предварительно рассчитанного фильтра-прототипа.

Суть первого подхода – выбор в полосах пропускания и задерживания некоторого количества точек, отклонение S-параметров в которых от требований технического задания добавляется к величине целевой функции. Подход непосредственный, то есть наиболее простой, однако такая целевая функция ввиду большого количества точек получается громоздкой и, что более существенно, хуже сходящейся ввиду отсутствия монотонности и большого количества локальных оптимумов. Применение такой целевой функции оправдано при расчёте «простых» фильтров (синхронных, с минимумом параллельных связей) или при задании начальной точки вблизи искомого оптимума. Один из вариантов такой целевой функции – формула 2.

$$\begin{aligned} \Phi(\mathbf{M}) = & k_1 \cdot \sum_{f=f_1}^{f_2} \left\langle 0, \text{если } |S_{11}(\mathbf{M}, f)| < |S'_{11}| \right\rangle + \\ & + k_2 \cdot \sum_{f=fz_1}^{fz_2} \left\langle 0, \text{если } |S_{21}(\mathbf{M}, f)| > |S'_{21}| \right\rangle + \dots \end{aligned} \quad (2)$$

где  $k_i$  – нормирующие коэффициенты;

$f_1, f_2$  – края полосы пропускания;

$fz_1, fz_2$  – края полосы заграждения;

$S'_{21}, S'_{11}$  – нормы на уровни S-параметров из технического задания.

Второй подход к построению целевой функции [3] требует предварительного аналитического расчёта фильтра-прототипа, в ходе которого определяются частоты, соответствующие полюсам и нулям функции передачи. Значения S-параметров в этих точках ( $S_{11}$  – в полюсах,  $S_{21}$  – в нулях) добавляются к величине целевой функции. Такая целевая функция (формула 3), в сравнении с предыдущей, быстрее вычисляется и эффективнее сходится. В то же время фиксация экстремумов амплитудно-частотной характеристики ограничивает «свободу» оптимизации, такой подход может рассматриваться как промежуточный между аналитическими методами построения фильтра-прототипа и параметрической оптимизацией с описанной выше целевой функцией с соответствующей интерполяцией их достоинств и недостатков.

$$\Phi(\mathbf{M}) = k_1 \cdot \sum_i |S_{11}(\mathbf{M}, f_{TPi})| + k_2 \cdot \sum_i |S_{21}(\mathbf{M}, f_{TZi})| + \dots \quad (3)$$

где  $f_{TPi}, f_{TZi}$  – частоты полюсов и нулей функции передачи соответственно.

Отдельно следует отметить, что подбор нормирующих коэффициентов  $k_i$  оказывает существенное влияние на длительность и результаты оптимизации, особенно в случае сложных фильтров, и при этом едва ли формализуем.

Выбор начального приближения на практике оказывается важен лишь для сложных фильтров, в противном случае это не оказывает заметного влияния на поиск и нахождение результата. Если тем не менее возникает необходимость задания конкретного начального

приближения, то для повышения эффективности оптимизации оно должно наиболее полно соответствовать ожидаемому оптимуму, причём в первую очередь по составу ненулевых параметров. При расчёте фильтров-прототипов в качестве начального приближения целесообразно использовать коэффициенты расширенной матрицы связи, полученной аналитически.

Часто поиск оптимума целевой функции осуществляется квазиньютоновским методом. Он реализован во всех распространенных программах компьютерной алгебры, таких как Mathematica, Mathcad, Maxima и др., сравнительно легко реализуется программно и, как правило, обеспечивает приемлемую сходимость оптимизации. Для оптимизации сложных целевых функций более привлекательным может оказаться генетический эволюционный алгоритм, например, [4]. Предполагается, что реализация случайного поиска через эффект «мутации» повышает вероятность успешной оптимизации наиболее сложных целевых функций.

Применение параметрической оптимизации, помимо приведения фильтра-прототипа к удобной для реализации форме, позволяет рассчитать фильтр-прототип с учётом влияния диссипативных потерь в резонаторах. Действительно, матричные уравнения, полученные через описание законами Кирхгофа идеального фильтра-прототипа [2], имеют вид:

$$\mathbf{E} = (j \cdot \Omega \cdot \mathbf{U} + \mathbf{R} + j \cdot \mathbf{M}) \cdot \mathbf{I} \quad (4)$$

где  $\mathbf{E}$  – вектор ЭДС;

$\mathbf{I}$  – вектор токов;

$\mathbf{R}$  – матрица сопротивлений источника и нагрузки;

$\mathbf{U}$  – единичная матрица;

$\mathbf{M}$  – матрица связи;

$\Omega$  – нормированная частота;

$j^2 = -1$ .

Если принять

$$\delta = \frac{f_0}{\Delta f \cdot Q_H}, \quad (5)$$

где  $f_0$  – средняя частота фильтра;  $\Delta f$  – ширина полосы пропускания;

то зависимость (6) будет описывать фильтр-прототип на основе резонаторов с собственной нагруженной добротностью  $Q_H$ . Использование этой зависимости для расчёта значений S-параметров вместо (4) и позволит учесть влияние диссипативных потерь на амплитудно-частотную характеристику фильтра.

$$\mathbf{E} = (j \cdot (\Omega - j \cdot \delta) \cdot \mathbf{U} + \mathbf{R} + j \cdot \mathbf{M}) \cdot \mathbf{I} \quad (6)$$

В общем случае первым этапом необходимо провести аналитический расчёт фильтра-прототипа по методике [2], однако в некоторых случаях практически такого же результата можно достичь непосредственным параметрическим синтезом матрицы связи с произвольным начальным приближением. Достижение результата при этом, особенно в случае сложных фильтров, не гарантировано, так же как не гарантировано достижение оптимального в заданных условиях решения. С другой стороны, если полученная аналитически матрица связи не может быть реализована в реальной конструкции, то целесообразно последующее проведение параметрического или структурно-параметрического синтеза с использованием результатов первого этапа в качестве начального приближения.

В качестве примера рассмотрим реализацию технического задания на фильтр со средней частотой  $f_0 = 2900$  МГц и шириной  $\Delta f = 620$  МГц. Согласно каноническому анализу [5] требуемая крутизна амплитудно-частотной характеристики при переходе от полосы пропускания к полосам задерживания обеспечивается фильтром с характеристикой Чебышева десятого или более высокого порядка. Добавление нулей передачи на «внутренних» границах полос заграждения позволяет реализовать данный фильтр на восьми звеньях.

По методике [2] построена матрица связи (7), описывающая фильтр-прототип. Структурная схема этого фильтра-прототипа показана на рис. 2а, а его расчетная амплитудно-частотная характеристика – на рис. 3 (сплошные линии). На рис. 2 нумерованными сплошными точками обозначены резонаторы фильтра, S и L – вход и выход фильтра, сплошными линиями – основные связи (между смежными резонаторами), пунктирными линиями – параллельные связи.

Ввиду конструктивно-технологических ограничений для рассматриваемого случая предпочтительной является структурная схема, показанная на рис. 2б. Переход к структуре на рис. 2б приводит к искажению частотной характеристики фильтра, показанному на рис. 3 пунктирными линиями. «Восстановление» частотной характеристики выполнено методом структурно-параметрического синтеза – оптимизацией квазиьютоновским методом с целевой функцией на основе полюсов и нулей функции передачи. При оптимизации учтены потери в резонаторах фильтра: задана нагруженная добротность  $Q_H = 470$ . Амплитудно-частотная характеристика оптимизированной матрицы (8) восстановилась, она приведена на рис. 3 сплошными линиями.

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} 0 & 0.76 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.76 & 0 & -0.67 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.67 & 0 & -0.54 & 0 & 0 & 0 & 0.02 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.54 & 0 & -0.48 & 0 & -0.24 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.48 & 0 & 0.73 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.73 & 0 & -0.48 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.24 & 0 & -0.48 & 0 & -0.54 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.02 & 0 & 0 & 0 & -0.54 & 0 & -0.67 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.67 & 0 & 0.76 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.76 \end{pmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} 0 & 0.76 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.76 & 0 & -0.65 & 0 & 0.12 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.65 & 0 & -0.63 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.63 & 0 & -0.51 & 0 & -0.01 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.12 & 0 & -0.51 & 0 & 0.53 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.53 & 0 & -0.51 & 0 & 0.12 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.01 & 0 & -0.51 & 0 & -0.63 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.63 & 0 & -0.65 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.12 & 0 & -0.65 & 0 & 0.76 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.76 \end{pmatrix} \quad (8)$$



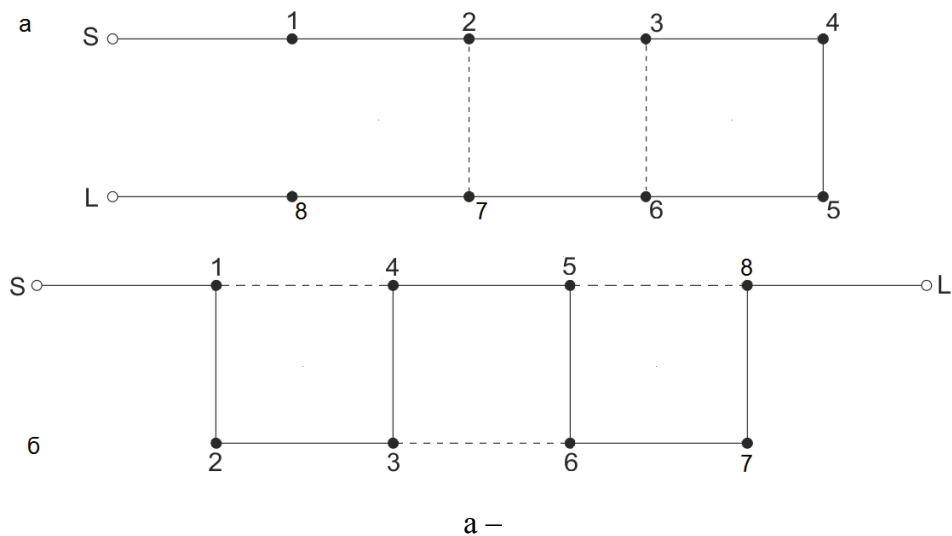


Рис. 2. Структурные схемы фильтров: а – аналитическое построение; б – структурно-параметрический синтез

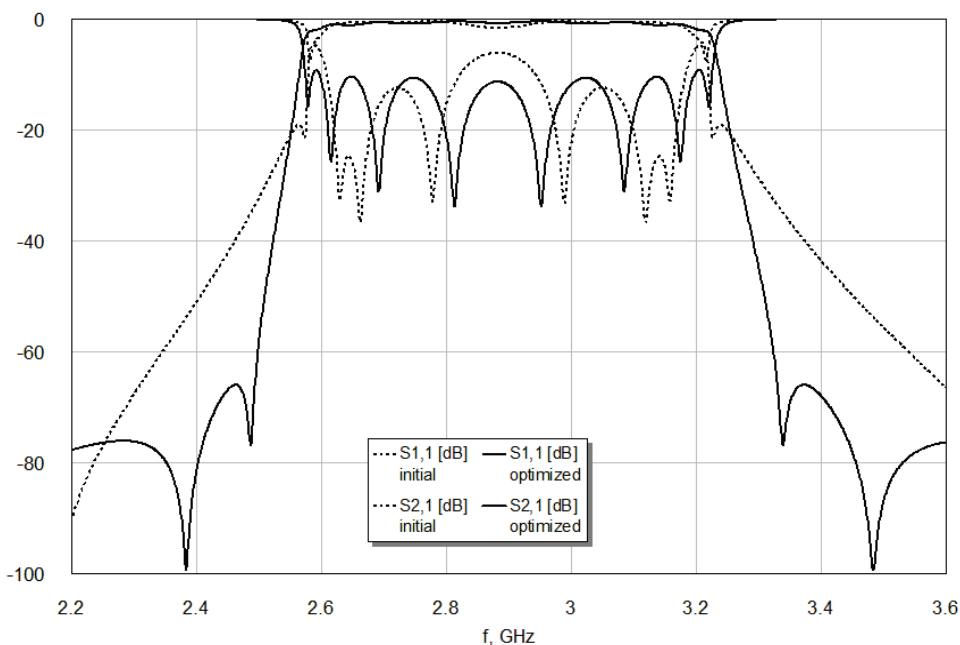


Рис. 3. Сравнение исходной и оптимизированной АЧХ

Матрица связи (8), соответствующая рис. 2б, может быть непосредственно реализована на основе выбранной конструкции фильтра. Следующим шагом проектирования является структурно-параметрический синтез конструкции фильтра.

Фактически структурный синтез конструкции, то есть выбор отдельных структурных элементов фильтра, осуществляется на всём протяжении разработки; так, определение типа резонаторов может быть сделано уже на основе анализа требований технического задания, типа связей между резонаторами – в процессе расчёта фильтра-прототипа и т.д. Результаты параметрического синтеза матрицы связи также могут повлиять на конструкцию фильтра, если выясняется, что выбранная конструкция не способна обеспечить необходимые параметры, например, выбранная конструкция элемента связи – обеспечить требуемую величину коэффициента  $M_{i,j}$ . Тем не менее, целесообразно выделить структурный синтез на втором

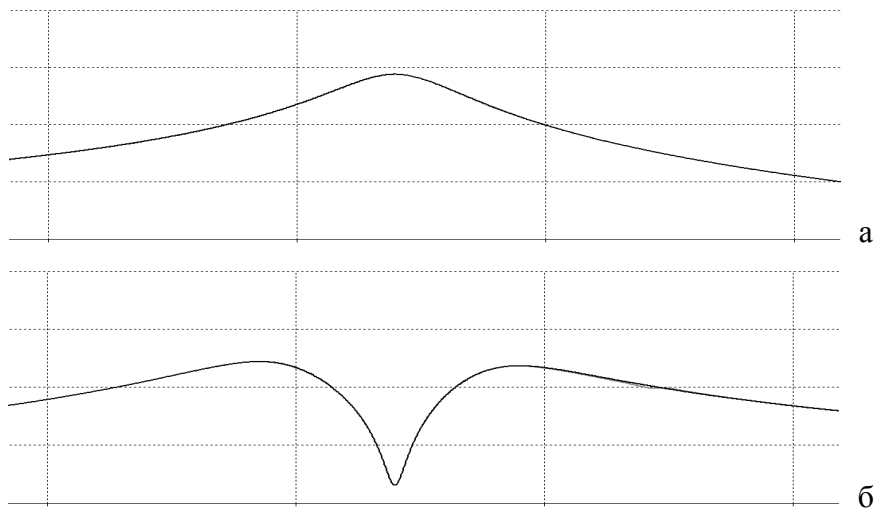
этапе проектирования фильтра, ибо только здесь конструкция фильтра из отдельных фрагментов преобразуется в единую взаимосвязанную трёхмерную структуру, непосредственно предшествующую физической реализации.

После структурного синтеза конструкции фильтра (а часто и параллельно с ним) проводится параметрический синтез конструкции – количественное определение размеров структурных элементов. Сложность данной процедуры определяется невозможностью рассмотрения звеньев и связей фильтра по отдельности ввиду существенного взаимного влияния элементов фильтра друг на друга и резонансного характера электромагнитного взаимодействия между ними.

Известно несколько методов параметрического синтеза, в частности, метод на основе анализа коэффициента пропускания частично расстроенного фильтра [6]. Согласно указанному методу настройка производится по амплитудно-частотной характеристике, снимаемой с зонда, слабо связанного с первым резонатором фильтра, при этом на первом шаге настраивается первый резонатор, на втором шаге – второй резонатор и его связь с первым и т.д. Резонаторы, которые еще не настраивались, удаляются из фильтра или расстраиваются (настраиваются на резонансную частоту, сильно отличающуюся от частоты проектируемого фильтра). Настройка резонансной частоты настраиваемых резонаторов производится по минимуму (для чётных звеньев) или по максимуму (для нечётных) характеристики слабосвязанного зонда на центральной частоте фильтра, а элементов связи с предыдущим резонатором – по разнице частот между характерными экстремумами характеристики. Изменения, вносимые в каждый резонатор, в определенной степени влияют на частоты других, связанных с ним резонаторов, поэтому процесс настройки является итерационным: после подстройки каждого резонатора должна корректироваться настройка предыдущего. Метод изначально предназначен для настройки синхронных фильтров со связями между смежными резонаторами; наличие параллельных связей приводит к искажению настраиваемых характеристик.

Для пояснения методики рассмотрим настройку первых трёх резонаторов фильтра с номинальной частотой  $f_0 = 2900$  МГц и шириной полосы пропускания  $\Delta f = 620$  МГц, соответствующего матрице связи (8). Согласно последней первый резонатор и входной элемент фильтра настраиваются по максимуму характеристики (рис. 4а), причём:

- частота максимума  $f_m = \sqrt{(f_0 + \Delta f / 2) \cdot (f_0 - \Delta f / 2)} = 2883$  МГц;
- ширина пика по уровню -3 дБ  $df = M_{1,0}^2 \cdot \Delta f = 466$  МГц.



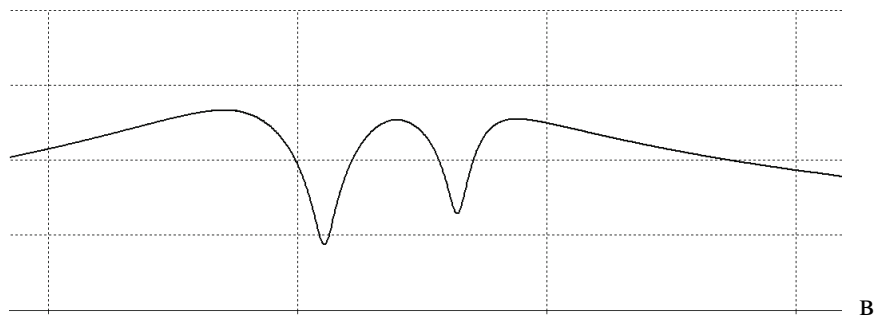


Рис. 4. Первые этапы настройки резонаторов фильтра и связей между ними

Настройка второго резонатора и элемента связи его с первым резонатором (рис. 4б) производится по следующим параметрам:

- частота минимума  $f_m = 2883$  МГц;
- зазор между пиками  $df = M_{2,1} \cdot \Delta f = 450$  МГц.

Настройка третьего резонатора и элемента связи его со вторым резонатором (рис. 4в) производится по следующим параметрам:

- частота центрального максимума  $f_m = 2883$  МГц;
- зазор между крайними пиками  $df = \sqrt{M_{3,2}^2 + M_{2,1}^2} \cdot \Delta f = 567$  МГц.

Отметим, что симметрия матрицы (8) относительно неглавной диагонали обозначает, что конструкция фильтра также *может быть* симметрична относительно элемента связи между четвертым и пятым резонаторами, то есть для настройки всего фильтра достаточно настроить первые четыре резонатора со связями и элемент связи на оси симметрии.

На рис. 5 приведена измеренная характеристика макета рассчитанного фильтра, на рис. 6 – его фотография. Различия между результатами расчётов и измерений связаны с неидеальной настройкой макета и, вероятно, с недостаточной развязкой измерительного тракта.

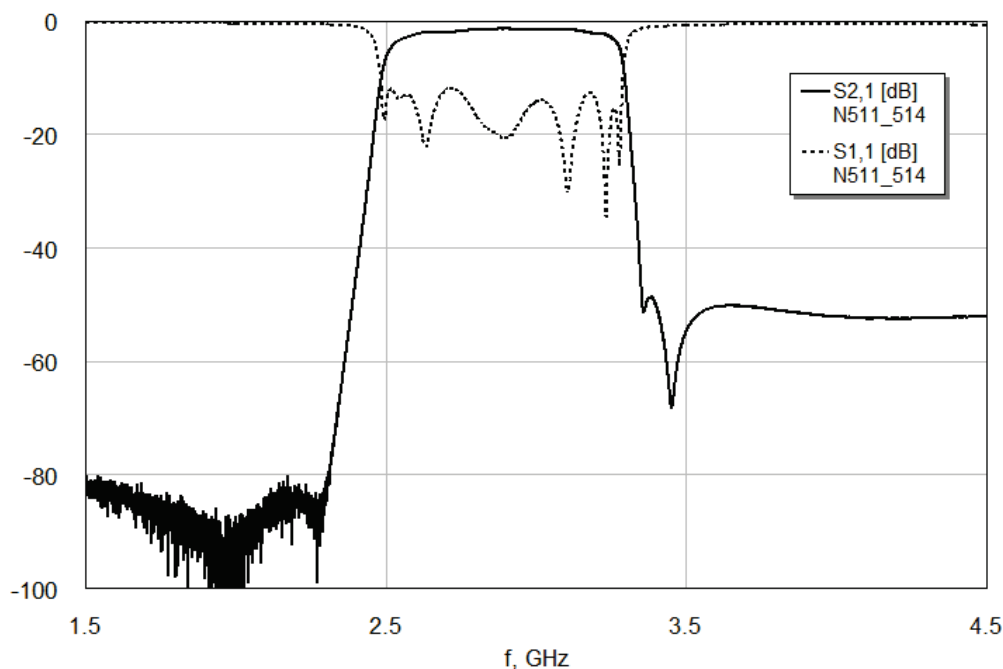


Рис. 5. Измеренная амплитудно-частотная характеристика фильтра

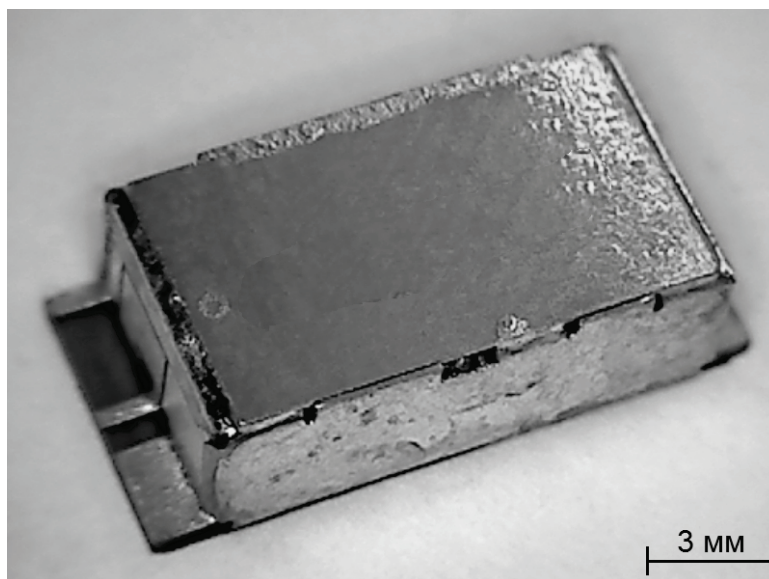


Рис. 6. Разработанный фильтр

Таким образом, рассмотренная в данной работе методика охватывает набор инструментов, в том числе процедур параметрической оптимизации, позволяющих в зависимости от поставленных ограничений и уже полученных результатов эффективно синтезировать керамические полосовые фильтры с АЧХ специального вида, в том числе асинхронные, с нулями функции передачи, и обеспечивает возможность приведения конструкции фильтров к наиболее приемлемому с точки зрения реализации виду. Выводы подтверждаются примером проектирования и макетирования керамического полосового фильтра восьмого порядка с четырьмя нулями функции передачи с номинальной частотой 2,9 ГГц.

#### Список литературы

1. Беляков А.Ю., Петров Е.В., Попов В.В., Штейнгарт А.П. Синтез фильтров СВЧ диапазона на основе связанных объёмных керамических резонаторов // Техника радиосвязи. Выпуск 2 (22), 2014, С.27-31.
2. R. J. Cameron. Advanced Coupling Matrix Synthesis Techniques for Microwave Filters // IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, vol. 51, No. 1, Jan 2003. Pp.1-10.
3. S. Amari. Synthesis of Cross-Coupled Resonator Filters Using an Analytical Gradient-Based Optimization Technique // IEEE Transactions On Microwave Theory and Techniques, vol. 48, No. 9, Sep 2000. Pp.1559-1564.
4. G. L. Nicholson, M. J. Lancaster. Coupling matrix synthesis of cross-coupled microwave filters using a hybrid optimization algorithm // IET Microw. Antennas Propag., vol. 3, Iss. 6, 2009. Pp. 950-958.
5. Маттей Г.Л., Янг Л., Джонс Е.М.Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи, т.1. М.: Связь, 1972. – 439с.
6. M. Dishal. Alignment and Adjustment of Synchronously Tuned Multiple-Resonant-Circuit Filters // Proceeding of the IRE, vol. 30, Nov 1951. Pp. 1448-1455.

**А.А. Борисов, С.В. Щербаков, А.С. Котов, П.М. Мелешкевич, А.Д. Закурдаев,  
М.С. Востров, Е.В. Жарый, В.И. Пугнин, К.Г. Симонов, Б.В. Сазонов,  
Т.И. Полянская, Е.А. Стройков, А.Н. Юнаков, С.В. Евсеев**

**АО «НПП «ИСТОК» им. ШОКИНА», г. Фрязино**

**ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ УСИЛИТЕЛИ СВЧ,  
ВЫПУСКАЕМЫЕ АО «НПП «ИСТОК» ИМ. ШОКИНА»**

В докладе приведены основные параметры клистронов и ЛБВ, разработанных и серийно выпускаемых в АО «НПП «Исток» им. Шокина». На предприятии ведутся работы с электровакуумными усилителями СВЧ мощности в диапазоне частот от 1 до 35 ГГц. Уровни выходной импульсной мощности клистронов находятся в пределах от десятков ватт до десятков мегаватт. Рабочая полоса клистронов достигает 10 % в длинноволновой части сантиметрового диапазона и 2-6 % в коротковолновой части сантиметрового диапазона длин волн. Максимальная выходная непрерывная мощность клистронов составляет 200 кВт, импульсная 30 МВт. Основным направлением по разработке ЛБВ является создание приборов на цепочках связанных резонаторов (ЦСР). В данной области созданы приборы с уровнем выходной импульсной мощности от сотен ватт до десяти киловатт и непрерывной выходной мощности 4 кВт в рабочей полосе частот 10-13 %. Разработан также ряд спиральных ЛБВ с выходной импульсной мощностью до сотен ватт с рабочей полосой частот до 40 %.

Ключевые слова: усилитель СВЧ, клистрон, ЛБВ

**A. A. Borisov, S. V. Scherbakov, A. S. Kotov, P.M. Meleshkevich, A. D. Zakurdayev,  
M. S. Vostrov, E. V. Zharyi, V. I. Pugnin, K. G. Simonov, B. V. Sazonov, T. I. Polyanskaya,**

**E. A. Stroykov, A. N. Yunakov, S. V. Evseev, city Fryazino**

**ELECTROVACUUM AMPLIFIERS, MANUFACTURED BY JSC "NPP "ISTOK"  
NAMED AFTER SHOKIN" JSC "NPP "ISTOK" NAMED AFTER SHOKIN"**

Main parameters of the klystrons and TWT developed and in produced in JSC “NPP “Istok” named after Shokin” present in the report. The company works with vacuum amplifiers of microwave power in the frequency range from 1 to 35 GHz. Levels klystron output pulse power range is from tens of watts to tens of megawatts. The bandwidth of the klystrons is up to 10% in the long-wave part of the centimeter range and 2 - 6 % in the short-wave part of the centimeter wavelength range. Maximum continuous output power of the klystrons is 200 kW, pulse 30 MW. The main direction on development of TWT is creation of devices on the chains of the coupled cavity circuit. In this area created devices with output pulse power from hundreds of watts to ten kilowatts and continuous power output of 4 kW at the frequency band of 10-13 %. Also designed a number of helical TWT with output peak power up to hundred watts with an operating frequency range up to 40 %.

Keywords: microwave amplifier, klystron, TWT

АО «НПП» «Исток» им. Шокина» является одним из крупнейших производителей современных компонентов СВЧ электроники в России. Традиционным направлением работы предприятия была и остается разработка и выпуск электровакуумных СВЧ приборов, среди

которых основной объем работ приходится на клистроны и ЛБВ. Кроме этого проводятся работы по развитию клистродного направления и ламп обратной волны (ЛОВ).

Важным этапом развития клистронов явилось создание многолучевых клистронов (МЛК). Такая конструкция приборов позволила существенно снизить напряжение катода, их габариты и массу. Самое важное преимущество МЛК - расширение рабочей полосы, осуществленное в МЛК с компактным расположением лучей, в резонаторах которых несколько лучей взаимодействуют с полем одной полуволны электрического СВЧ поля. В таких резонаторах с увеличением числа лучей характеристическое сопротивление уменьшается медленнее, чем сопротивление суммарного электронного потока, проходящего через зазор взаимодействия, что и обеспечивает возможность расширения рабочей полосы [1].

Все клистроны, выпускаемые АО «НПП» «Исток» им. Шокина», можно разделить на сверхмощные клистроны, мощные клистроны, клистроны средней мощности и малогабаритные и миниатюрные клистроны.

Основные параметры сверхмощных клистронов приведены в табл. 1.

Таблица 1

Основные параметры сверхмощных клистронов

Диапазон	Рвых. не-прер., кВт	Рвых. имп. кВт	Рвых. ср., кВт	Uкат, кВ	КПД, %	Наименование прибора
S	100	-	-	32	50-55	КУ-2.45
	200	-	-	43	55-57	КУ-2.45-200
L	-	30000	20	250-300	40	КИУ-15М

Данный тип приборов имеет однолучевую конструкцию. Рабочая полоса таких приборов незначительна и составляет единицы мегагерц.

К мощным клистроном относятся приборы с выходной импульсной мощностью сотни киловатт и выходной средней мощностью порядка 10 кВт. В табл. 2 приведены основные параметры мощных клистронов.

Таблица 2

Основные параметры мощных клистронов

Диапазон	Рвых. имп., кВт	Рвых. ср., кВт	$\Delta f/f, \%$	Uкат, кВ	Uмод, кВ	Наименование прибора
X	120	$\geq 6$	2	21-23	6-6,5	КИУ-184
C	90	$\geq 15$	4,5	14	3,5	КИУ-219
	200	$\geq 11$	3,2	21-24	4,5-5,5	КФ-3-1К
	200	$\geq 11$	6,3	21-24	4,5-5,5	КФ-3-1КМ
	600	$\geq 12$	3,6	31-34	6,5-7	КФ-3-2КМ
S	700	12	10	31-33	5,5	Амур

Все мощные клистроны являются многолучевыми. С увеличением рабочей частоты геометрические размеры резонаторов уменьшаются и соответственно возрастает тепловая нагрузка на элементы резонаторов. В связи с этим для обеспечения высокого уровня выход-

ной средней и импульсной мощностей в средней части сантиметрового диапазона длин волн используются резонаторы на втором виде колебаний, а в коротковолновой части - резонаторы на третьем виде колебаний (рис. 1).

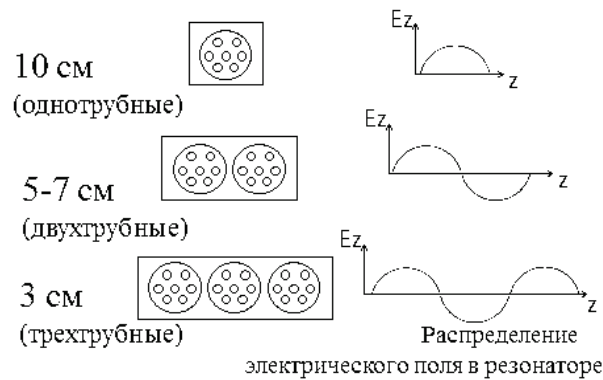


Рис. 1. Резонаторы мощных клистронов

В большинстве сверхмощных и мощных клистронов для фокусировки электронного потока используется магнитное поле соленоида. Это позволяет существенно снизить массу самого клистрона, что важно при замене прибора. Соленоид в данном случае становится частью аппаратуры и при смене клистронов их замена не требуется. Все остальные приборы, представленные далее (средней и малой мощности), пакетированы с постоянными магнитами.

Наибольшую рабочую полосу частот среди клистронов средней мощности имеют приборы длинноволновой части сантиметрового диапазона длин волн (до 10 %). В средневолновой части сантиметрового диапазона длин волн максимальная полоса частот составляет 6%, в коротковолновой – 2%.

Основные параметры клистронов средней мощности приведены в табл. 3.

Таблица 3

Основные параметры клистронов средней мощности

Диапазон	Рвых, кВт	Рвых. ср., кВт	$\Delta f/f, \%$	Кус, дБ	Укат, кВ	Наименование прибора
К	15	0,75	0,2	40	18	КИУ-94М
Х	45	0,45	5,5	37	15	КИУ-199
	70	0,35	3	40	17	КИУ-165
	30	0,5	3	40	15	КИУ-180
	28	1,5	5,7	37	14	КИУ-93М
	35	1,75	6	35	15	КИУ-150
С	10	0,5	5	35	8	КИУ-218

Все широкополосные клистроны средней мощности являются многолучевыми с резонаторами на основном виде колебаний. Для увеличения рабочей полосы частот до 6% в приборах применены выходные двухзачерные резонаторы.

Основные параметры малогабаритных и миниатюрных клистронов приведены в табл. 4.

Основные параметры малогабаритных и миниатюрных клистронов

Диапазон	Р <sub>вых.</sub> имп., Вт	Р <sub>вых.</sub> ср., Вт	$\Delta f$ , МГц	U <sub>к</sub> , кВ	КПД, %	М, кг	Наименование прибора
Ku	330	110	60	2,2-2,4	25	1,0	КИУ-160М
	500	133	$\leq 60$	2,8-3,2	25-30	0,5	Репер ИМ
	400	133	150-200	2,8	22	1,0	КИУ-213
	400	133	150-300	2,7-2,8	20-22	0,5	КИУ-211 КИУ-241 КИУ-223А
	1200	50-80	100-200	3,8-4,0	22-25	1,3	КИУ-173 КИУ-176
X	400	133	200	2,5	25	1,2	КИУ-223Б
Ka	300	30	100	4,0	10	1,0	КИУ-223В
	150	30-50	100-150	4,0	8-10	1,0-1,2	KSH-05

Малогабаритные и миниатюрные клистроны работают в коротковолновой части сантиметрового диапазона и в длинноволновой части миллиметрового диапазона длин волн. Для увеличения рабочей полосы частот до 3% в группирователе и в выходной системе применяются двухзачерные, а также пассивные резонаторы. Выходная импульсная мощность малогабаритных и миниатюрных клистронов может составлять от десятков ватт до нескольких киловатт. Для фокусировки электронного потока используется магнитное поле постоянной магнитной фокусирующей системы.

Общий вид клистронов показан на рис. 2.

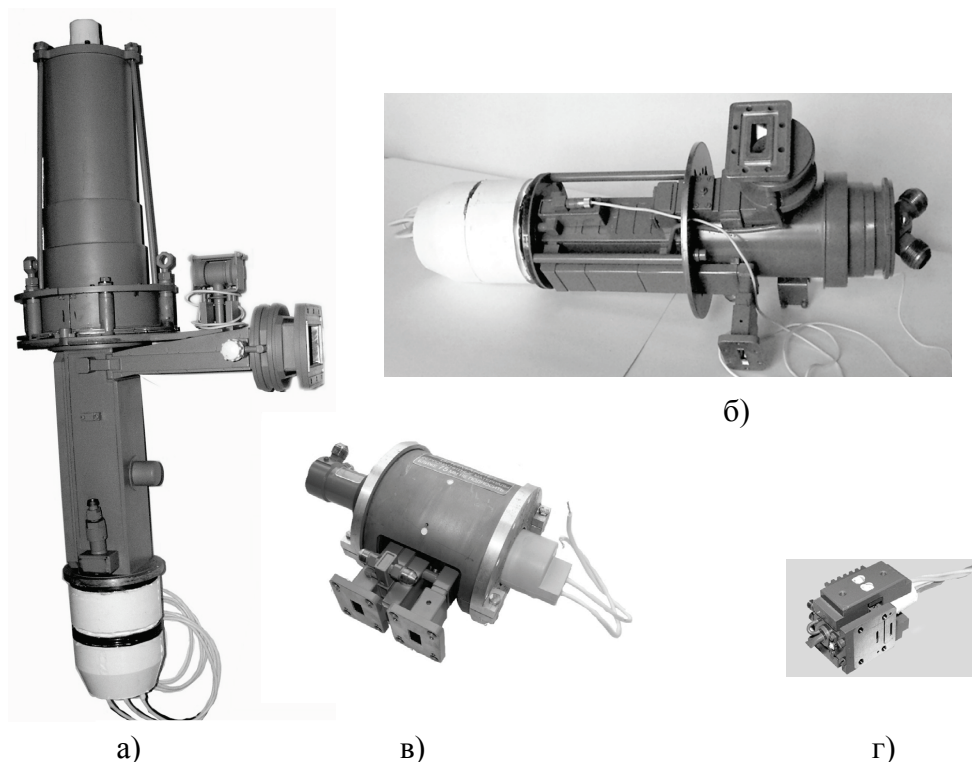


Рис. 2. Общий вид клистронов: а – сверхмощного; б – мощного; в – средней мощности; г – малогабаритного



Дальнейшее развитие клистронов направлено на расширение полосы усиления, особенно в коротковолновой части сантиметрового диапазона длин волн, повышение КПД приборов и их долговечности, создание сверхмощных клистронов для перспективных ускорителей частиц.

В АО «НПП «Исток» им. Шокина» идут разработки и выпуск ЛБВ по трем направлениям:

- ЛБВ с ЗС на ЦСР;
- многолучевые «прозрачные» ЛБВ;
- спиральные ЛБВ.

Основные параметры ЛБВ на ЦСР импульсного и непрерывного действия показаны в табл. 5 и 6.

Таблица 5

Основные параметры многосекционных ЛБВ на ЦСР непрерывного действия

Диапазон	$P_{\text{вых}}$ , кВт	$\Delta f$ , МГц	$K_{\text{у}}$ , дБ	КПД, %	Напряжение ЗС, кВ	Наименование прибора
С	1,5	300-550	30-36	25	10,5	УВ-311, УВ-309 УВ-326
С	4,0	700	30	25	17,8	УВ-382
Х	4,0	500	30	25	18,7	УВ-383
Ку	3,6	1300	30	25	18,5	УВ-384
L	4,0	60	30	25	13,0	УВ-385
S	4,0	230	30	25	13,0	УВ-386
Х	2,5	750	35	26	12,0	ИФ-920

Таблица 6

Основные параметры многосекционных ЛБВ на ЦСР импульсного действия

Рабочий диапазон, ГГц	$P_{\text{вых. имп.}}$ , кВт	$\Delta f$ , МГц	$K_{\text{у}}$ , дБ	КПД, %	Напряжение ЗС, кВ	Наименование прибора
Х	6,5	400	40	25	18,0	«Шейх-Х»
Ку	10,0	500	50	40	29,0	«Шейх-Ку»
Х	4,0	700	40	30	16,5	SHF-039
S	10	400	30	35	15	

Среди особенностей приведенных ЛБВ можно отметить следующие. Во-первых, применение в мощных ЛБВ трехсекционных замедляющих систем с запредельной средней сек-

цией. Это позволило уменьшить неравномерность АЧХ мощных непрерывных ЛБВ по коэффициенту усиления с 18 дБ до 6 дБ. Следовательно, расширить полосу частот.

Во-вторых, была применена достаточно перспективная замедляющая система – встречные штыри (ВШ), которая до этого применялась в основном в ЛОВах. В результате значительно возросла устойчивость работы приборов за счет снижения возможности возбуждения приборов вне рабочей полосы на высоких частотах.

Значительным преимуществом ЗС на ВШ является снижение массогабаритных характеристик, особенно в средней и длинноволновой части сантиметрового диапазона длин волн.

Среди ЛБВ непрерывного действия следует отметить лампы с выходной мощностью 3,6-4 кВт. В данных приборах впервые в мировой практике на такой уровень непрерывной мощности фокусировка электронов осуществляется магнитной периодической фокусирующей системой. Такие приборы имеют преимущества по массе по сравнению с фокусировкой соленоидом примерно в 10 раз. Это позволило значительно улучшить потенциал и массогабаритные характеристики аппаратуры за счет возможности установки прибора вблизи антенны.

Вместе с тем значительно усложнился метод настройки приборов и методика их включения и выключения из-за ряда особенностей, связанных с применением МПФС: наличие зон устойчивой и неустойчивой фокусировки, зоны непрохождения, а также влияния поперечных составляющих магнитного поля.

Второй немаловажной проблемой является увеличенная рабочая полоса частот. В некоторых приборах достигнута рабочая полоса частот 13 %.

Основные параметры односекционных «прозрачных» мощных и бортовых ЛБВ приведены в табл. 7 и 8.

Таблица 7

Основные параметры мощных многолучевых односекционных ЛБВ

Диапазон	Рвых. имп., кВт	Рвых. ср., кВт	$\Delta f$ , МГц	$K_u$ , дБ	КПД, %	Узс, кВ	Наименование прибора
Ku	30	1	500	13	35	25	УВИ-125
X	5	1	500	12	30	8,4	УВИ-139
	5	0,2	900	11	35	8	УВИ-100

Таблица 8

Основные параметры многолучевых односекционных бортовых ЛБВ

Диапазон	Рвых. имп., Вт	Рвых. ср., Вт	$\Delta f$ , МГц	$K_u$ , дБ	КПД, %	Узс, кВ	Наименование прибора
X	2,5	0,3	800	9	35	6	УВИ-112
	1,4	0,7	900	7	30	5,2	«Шурф-2»
Ku	400	100	500	16	27	3,7	«Снимок»
Ka	200	70	1000	13	15	6,0	«Шмель»

Все односекционные многолучевые ЛБВ работают в цепочке с предвыходными ЛБВ, также разработанными в НПП «Исток».

Среди особенностей таких приборов следует отметить возможность многорежимной работы усилителя, обеспечиваемой изменением выходной импульсной мощности путем снижения рабочего напряжения на управляющем электроде вплоть до режима “запираания”, когда уровень сигнала на выходе ЛБВ практически равен её входной мощности (в силу “прозрачности”).

Наиболее широкополосными СВЧ усилителями являются спиральные ЛБВ. Основные параметры спиральных ЛБВ приведены в табл. 9.

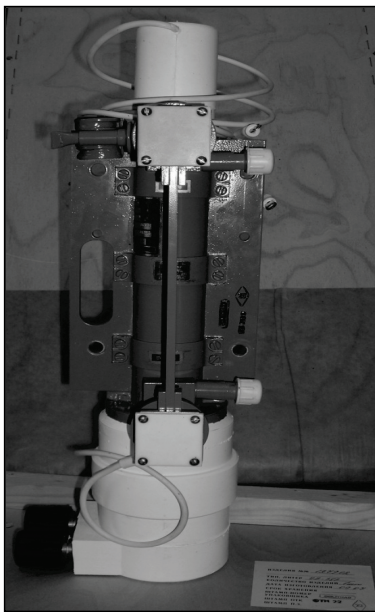
Таблица 9

Основные параметры спиральных ЛБВ

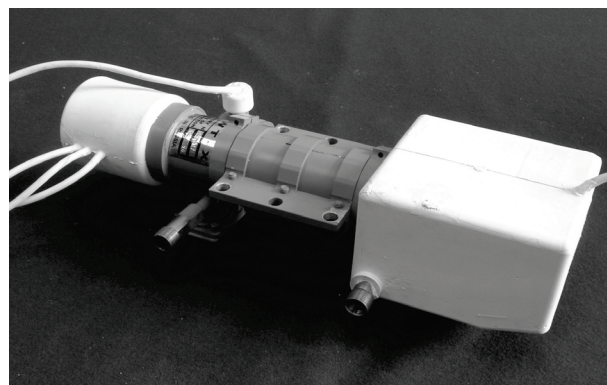
Диапазон	$P_{\text{вых}}$ , кВт	$K_u$ , дБ	$KПД_{\text{тех}}$ , макс %	$U_{\text{зс}}$ , кВ	Наименование прибора
С	1,3	38	29	12,5	"Ширина-I"
Х	2	41	28	16	"Шафран-II"

Рабочая полоса частот представленных в докладе спиральных ЛБВ составляет 40 %. На предприятии ведутся разработки и других ламп, параметры которых не представлены.

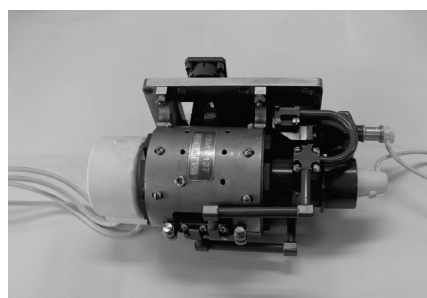
Общий вид ЛБВ показан на рис. 3.



а)



б)



в)

Рис. 3. Общий вид ЛБВ: а – ЛБВ на ЦСР непрерывного действия; б – ЛБВ на ЦСР импульсного действия; в – мощная многолучевая односекционная ЛБВ

Таким образом, АО «НПП «Исток» им. Шокина» выпускает и разрабатывает большой спектр вакуумных СВЧ усилителей во всем сантиметровом диапазоне длин волн. Также проводятся разработки приборов в миллиметровом диапазоне длин волн. Рабочие полосы частот

для клистронов составляют от 2 до 10 % в зависимости от диапазона частот и для ЛБВ 13-40 % в зависимости от типа лампы. Диапазон выходных мощностей от мегаватт до сотен ватт.

### **Список литературы**

1. Борисов Л.М., Гельвич Э.А., Жарый Е.В., Закурдаев А.Д., Ковалев Ю.А., Котюргин Е.А., Курилов Г.В., Лопин М.И., Победоносцев А.С., Пугнин В.И., Сазонов Б.В. / Мощные многолучевые электровакуумные усилители СВЧ//. Электронная техника, Сер. 1, СВЧ-техника, 1993, Вып. 1(455).

УДК 004.942

**А.И. Бочевич, А.Г. Янишевская**

**ФГБОУ ВО Омский государственный технический университет, г. Омск**

### **МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЕДИНОЙ СИСТЕМЫ КОНСТРУКТОРСКО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ ПОДГОТОВКИ И ПРОИЗВОДСТВА ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ**

В работе представлена математическая модель единой системы конструкторско-технологической подготовки и производства печатных плат. За основу математической модели был использован марковский случайный процесс. При моделировании потока информации о движении информации, деталей и узлов на предприятии предложена классификация групп подразделений. На основе имеющейся информации деятельности подразделений построен граф состояний единой системы конструкторско-технологической подготовки и производства с описанием переходов и присвоением коэффициентов. При интегрировании данных систем уравнений определены вероятности состояний деятельности подразделений и производства как функции времени в каждый момент времени.

Ключевые слова: единая система производства, марковский процесс, граф состояний, вероятность состояния, коэффициент

**A.I. Bochevich, A.G. Yanishevskaya**

**FSBEI HE Omsk state technical university, Omsk**

### **MATHEMATICAL MODEL OF A UNIFIED SYSTEM DESIGN AND TECHNOLOGICAL PREPARATION AND PRODUCTION OF PRINTED CIRCUIT BOARDS**

The article presents a mathematical model of a unified system design and technological preparation and production of printed circuit boards. Markov random process was used as the basis of a mathematical model. When modeling the flow of information on the movement of information, parts and assemblies in the company proposed a classification of groups of units. On the basis of available information on the activities of the units was built state graph of uniform system design and technological preparation and production with the description of transitions and assigning coefficients. When integrating these systems of equations, probabilities of states of activity and production units as a function of time at each time point was defined.

Keywords: unified production system, Markov random process, state graph, probability of state, coefficient

В настоящее время на промышленных предприятиях информационные технологии применяются во всех процессах: проектирования, конструкторской подготовки, технологической проработки, подготовки документации (конструкторской, технологической, программной), необходимой для производства и непосредственно производства. Для оптимизации и согласования этих процессов необходимо наличие единой системы конструкторско-технологической подготовки и производства.

Математическая модель единой системы строится на базе постулатов теории вероятности, в частности, теории массового обслуживания и математической статистики. Многие разновидности производственной деятельности на предприятии, которые приходится анализировать при выборе оптимального решения, развиваются как случайные процессы. Для математического описания системы, а также для автоматизации управления производством, может быть применен математический аппарат, разработанный в теории вероятности для так называемых марковских случайных процессов. Будем рассматривать подразделения предприятия, занимающегося проектированием и выпуском продукции различного назначения, в состав которого входят печатные платы.

Допустим, имеется некоторая физическая система  $S$  на предприятии, состояние которой меняется с течением времени. Если состояние системы  $S$  меняется во времени случайным образом, то в системе  $S$  протекает случайный процесс [2].

Случайный процесс, протекающий в системе  $S$ , можно будет отнести к марковскому процессу, когда он будет протекать без последствия (т.е. в нем следующее состояние системы не зависит от предыдущего и соответственно предыдущее состояние не оказывает влияние на следующее).

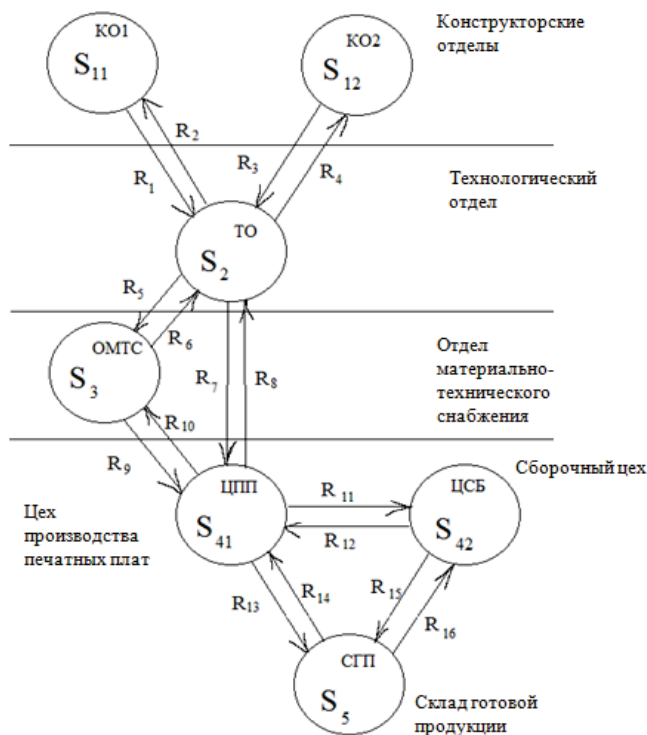
Если рассматриваемый процесс на предприятии обладает такими свойствами, когда для каждого момента времени  $t_0$  вероятность любого состояния процесса в будущем (при  $t > t_0$ ) зависит только от его состояния в настоящем (при  $t = t_0$ ) и не зависит от того, когда и каким образом процесс пришел в это состояние, тогда он будет также марковским.

Поток первичной информации, отражающий ход системы и управления производством на предприятии, может поступать в виде документов и сообщений в объединенный комплекс, в состав которого входят система управления данными об изделии (PDM-система) - организационно-техническая система, обеспечивающая управление всей информацией об изделии и автоматизированная система управления предприятием (АСУП).

Поток информации, деталей и узлов на предприятии в соответствии с маршрутной технологией отображается первичными документами (конструкторской документацией, заявками, накладными, счетами-фактурами, актами отгрузки готовой продукции и т.п.), что переводит производство из состояния в состояние в реальном масштабе времени. Сдача готовых заготовок, деталей и сборочных единиц - товарной продукции цеха, как правило, осуществляется по маршрутным листам. На автоматизированных рабочих местах приема и сдачи деталей организован запрос информации с формированием маршрутного листа со штрих-кодом, содержащим всю основную информацию о детали и технологическим маршрутом. Данный документ выводится на принтер, а также может быть прочитан сканером штрих-кодов. Номенклатура реквизитов и объем записей в документе при автоматизированном управлении одинаковы для всех видов продукции, то есть документ унифицирован под идеологию учета. Поэтому маршрутный лист на товарную продукцию цеха можно принять как единицу плотности потока событий  $\lambda$ , переводящего службы и предприятие из одного состояния в другое состояние  $S_i$  [1].

Структуру потоков документов от цеха к цеху, от подразделений в систему и обратно предлагается построить в строгом соответствии с маршрутной технологией (и маршрутным листом в частности), расписанной для каждой детали и сборочной единицы.

Размеченный граф изменения состояний системы и производства в подразделениях представлен на рис. 1. Граф состояний охватывает все иерархические уровни структуры завода от инженерных служб и цехов разных профилей до склада готовой продукции.



$$R_1 = \begin{Bmatrix} k_{11,2}\lambda \\ k_{2,11}\mu \end{Bmatrix}; R_2 = \begin{Bmatrix} k_{12,2}\lambda \\ k_{2,12}\mu \end{Bmatrix}; R_3 = \begin{Bmatrix} l_{2,3}\lambda \\ l_{3,2}\mu \end{Bmatrix}; R_4 = \begin{Bmatrix} l_{2,41}\lambda \\ l_{41,2}\mu \end{Bmatrix};$$

$$R_5 = \begin{Bmatrix} m_{3,41}\lambda \\ m_{41,3}\mu \end{Bmatrix}; R_6 = \begin{Bmatrix} m_{41,42}\lambda \\ m_{42,41}\mu \end{Bmatrix}; R_7 = \begin{Bmatrix} m_{41,5}\lambda \\ m_{5,41}\mu \end{Bmatrix}; R_8 = \begin{Bmatrix} m_{42,5}\lambda \\ m_{5,42}\mu \end{Bmatrix};$$

Рис. 1. Размеченный граф состояний системы и производства с описанием переходов

Первичные информация и документы, сопровождающие поток готовых деталей и сборочных единиц по предприятию, образуют потоки информации, переводящие состояние проектирования, технологической подготовки и производства изделий из одного в другое.

Если представить среднее число событий, описанных в одном типовом первичном документе или партии деталей или узлов (с соответствующим маршрутным листом, тоже являющимся документом), через  $\lambda$ , то полный поток документов, поступающих для обработки в систему, будет выражаться зависимостью  $x \cdot \lambda$ , где  $x$  принимает значения  $k, l, m$  в графе состояний:

$k$  – документы, инициирующие запуск процессов конструкторской подготовки и технологической проработки;

$l$  – документы, инициирующие запуск процессов технологической подготовки;

$m$  –сопровождающие документы – маршрутные листы;

Между подразделениями в процессе конструкторско-технологической подготовки и непосредственно производства маршрутной технологией предусмотрены согласование документов и кооперативные услуги по доработке деталей. Документы возвращаются на доработку или на следующий этап работы с ними, а детали после доработки в другом цехе возвращаются в свой цех. Их сопровождают маршрутные листы и уведомления в системе, образуя плотность “потока обслуживания”  $\mu$ , то есть поток, непрерывно обслуживающий заявки других цехов.

Суммарный поток таких документов выражается зависимостью  $x \cdot \mu$ .

Для каждого из 7 состояний системы S графа определим предельные вероятности состояний:

$$S_{11}: \frac{dp_{11}}{dt} = -k_{11,2}\lambda p_{11} + k_{2,11}\mu p_2 \quad (1)$$

$$S_{12}: \frac{dp_{12}}{dt} = -k_{12,2}\lambda p_{12} + k_{2,12}\mu p_2 \quad (2)$$

$$S_2: \frac{dp_2}{dt} = k_{11,2}\lambda p_{11} - k_{2,11}\mu p_2 + k_{12,2}\lambda p_{12} - k_{2,12}\mu p_2 - k_{2,3}\lambda p_2 + k_{3,2}\mu p_2 - k_{3,41}\lambda p_3 + k_{41,3}\mu p_{41} \quad (3)$$

$$S_3: \frac{dp_3}{dt} = -k_{3,5}\lambda p_3 + k_{5,3}\mu p_5 + k_{2,3}\lambda p_2 - k_{3,2}\mu p_3 \quad (4)$$

$$S_{41}: \frac{dp_{41}}{dt} = -k_{41,42}\lambda p_{41} + k_{42,41}\mu p_{42} - k_{41,5}\lambda p_{41} + k_{5,41}\mu p_5 + k_{3,41}\lambda p_3 - k_{41,3}\mu p_{41} + k_{2,41}\lambda p_2 - k_{41,2}\mu p_{41} \quad (5)$$

$$S_{42}: \frac{dp_{42}}{dt} = -k_{42,5}\lambda p_{42} + k_{5,42}\mu p_5 + k_{41,42}\lambda p_{41} - k_{42,41}\mu p_{42} \quad (6)$$

$$S_5: \frac{dp_5}{dt} = k_{41,5}\lambda p_{41} - k_{5,41}\mu p_5 + k_{42,5}\lambda p_{42} - k_{5,42}\mu p_5 \quad (7)$$

Интегрирование полученных уравнений дает возможность определить вероятности состояний конструкторско-технологической деятельности, а также производства как функции времени в каждый момент времени. На практике это позволяет отслеживать производственный процесс изготовления печатных плат.

### Список литературы

1. Соседко В.В. Математическая модель единой системы конструкторско-технологической подготовки и производства на промышленном предприятии [Электронный ресурс] / Соседко В.В., Янишевская А.Г. // Инженерный вестник Дона. Электронный журнал, 2012, №4. Режим доступа: <http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n4p2y2012/1404>.

2. Вентцель Е.С. Исследование операций: задачи, принципы, методология: учебное пособие / Вентцель Е.С. – М.: КноРус, 2010, 192 с.

**А.В. Васильев, Н.В. Воробьев, В.А. Грязнов, А.Т. Силкин**

**АО «Концерн «Вега», г. Москва**

### **СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ РЛС НА ОСНОВЕ МНОГОЧАСТОТНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК**

Показана возможность построения сверхширокополосных РЛС на основе многочастотных антенных решёток и определены их потенциальные характеристики. Предложены два варианта построения этих РЛС. С использованием математической модели сверхширокополосных РЛС получен одномерный радиолокационный портрет лоцируемого объекта.

Ключевые слова: сверхширокополосная радиолокация, многочастотная антенная решётка

**Joint-stock Company «Radio Engineering Corporation «Vega», Moscow**

**A.V. Vasilyev, N.V. Vorobiev, V.A. Gryaznov, A.T. Silkin**

### **ULTRA-WIDEBAND RADAR BASED ON MULTIFREQUENCY ANTENNA ARRAYS**

The possibility of construction of ultra-wideband radar based on multifrequency antenna arrays is given and their potential characteristics are presented. Two variants of the radar construction are offered. A one-dimensional radar portrait of located object is got using a mathematical model of ultra-wideband radar

Keywords: ultra-wideband radar, multifrequency antenna array

Развитие современных РЛС дальнего радиолокационного обнаружения с высокой помехозащищённостью и возможностью получения радиолокационных портретов лоцируемых объектов требует увеличения энергии излучаемого импульсного сигнала при сокращении его длительности, что может быть достигнуто использованием сверхширокополосных (СШП) сигналов с внутриимпульсной модуляцией или мощных сверхкоротких импульсных сигналов (СКИ).

Применение СШП сигналов требует использования в передатчиках мощных (не менее 1 МВт) усилительных приборов с мгновенной шириной рабочей полосы частот до единиц гигагерц. Единственный прибор, который позволяет получить такие полосы рабочих частот (30...50%) – это лампы бегущей волны (ЛБВ). Однако уровень их выходной мощности в непрерывном режиме не превышает сотен ватт, а в импульсном режиме – десятков киловатт [1]. Кроме того в качестве недостатков ЛБВ следует отметить высокий уровень собственных шумов и высокую вероятность возникновения паразитных колебаний на выходе прибора.

Использование твердотельных усилителей в фазированных антенных решетках позволит получить импульсные мощности в  $L$  и  $S$  диапазонах длин волн до сотен киловатт. Однако мгновенная ширина полосы в этом случае не превышает десятков мегагерц.

В передатчиках РЛС с СКИ в качестве генераторных приборов могут использоваться твердотельные приборы, такие как дрейфовые диоды с резким восстановлением (ДДРВ). В настоящее время ведутся разработки ДДРВ на основе карбида кремния. С помощью компрессии энергии субнаносекундные генераторы, построенные на этих приборах, позволяют получить импульсную мощность до 4 МВт [2]. Однако малая, не более 3...4 мДж, энергия



излучаемого импульса будет ограничивать дальность таких РЛС. Кроме того описываемые генераторы излучают видеоимпульс, верхняя частота которого не превышает единиц гигагерц, однако, может потребоваться СШП радиолокация на более высоких частотах.

Есть предложения по использованию в РЛС с высоким разрешением по дальности генераторов коротких видеоимпульсов, принцип работы которых основан на вырезании короткого импульса из более длинного с помощью газового разрядника (слейсера). С помощью такого устройства были получены импульсы длительностью 1-5 нс с выходной мощностью до 400 МВт с перспективой увеличения до 1 ГВт с частотой повторения 100 Гц со стабильностью не более 3%; стабильность же длительности импульса оказалась менее 10%, что является недостаточным для обнаружения объектов с малой ЭПР [3].

Известны короткоимпульсные РЛС, построенные на релятивистских генераторах [3]. Такие РЛС позволяют формировать мощные радиоимпульсы длительностью

более 1 нс. Дальность работы достигает 100 км при ЭПР цели  $1 \text{ м}^2$ . Проблемой построения РЛС на релятивистских приборах является реализация электронного управления диаграммой направленности (ДН).

Общим недостатком для всех известных устройств являются проблемы согласования антенной системы с передатчиком в широкой и сверхширокой полосе частот (ШП и СШП), а, следовательно, сложность получения высокого коэффициента усиления антенн в рабочей полосе частот.

В связи с вышеизложенным задачей данной статьи являются предложения по созданию РЛС с СШП сигналом на основе многочастотных антенных решёток (МЧАР) [4]. Возможность формирования импульсных СШП сигналов с помощью МЧАР описана в [5], возможность фазовой модуляции сигналов МЧАР показана в [6].

Для получения СШП сигналов спектр сигнала РЛС с шириной полосы  $B$  разбивается на  $n$  неперекрывающихся поддиапазонов с полосой частот  $B_n, n = 1 \dots N_f$ , так что

$$B = \sum_{n=1}^{N_f} B_n \quad (1)$$

Несущие частоты поддиапазонов являются взаимнокогерентными (формируются от общего опорного генератора)

$$f_n = f_1 + \Delta f n, \quad (2)$$

где  $f_1$  – нижняя несущая частота;  $\Delta f$  – интервал между несущими частотами, не превышающий максимальной полосы сигнала  $B_n$ . При этом в передатчиках для получения большой базы сигнала используется угловая модуляция, которая может быть как линейной частотной (ЛЧМ), так и нелинейной частотной или какой-либо разновидностью фазокодовой манипуляции [7]. При приёме сигнала используются сжимающие фильтры, чем достигается увеличение дальности работы РЛС при ограниченной мощности передатчиков.

Так как несущие частоты в поддиапазонах взаимнокогерентны, СШП сигнал формируется из  $N_f$  узкополосных или широкополосных сигналов, что позволяет излучить и принять сигнал с полосой частот, превышающей полосу пропускания передающих и приёмных усилительных приборов и упростить задачу согласования приёмопередающих трактов и антен-

ных систем. Например, в каждом поддиапазоне могут использоваться антенны с индивидуальными размерами или даже различные типы антенн. При этом с целью получения требуемой амплитудно-частотной характеристики РЛС и заданной мощности на каждой частоте  $f_n$  могут работать не один, а  $M_n$  каналов АФАР.

Возможны два варианта построения РЛС с активной МЧАР. Структурная схема первого варианта приведена на рис. 1. Решётка строится из активных приёмо-передающих модулей (1).

Возбудитель (2) каждого активного модуля генерирует сигнал с несущей частотой  $f_n$ . Для обеспечения взаимной когерентности частоты возбудителей формируются от общего опорного генератора (3), сигнал с частотой  $f_{оп}$  поступает на возбудители через распределительную систему опорного сигнала (4).

Сигнал с выхода возбудителя (2) идёт на управляемые фазовращатели (5), которые нужны для того, чтобы управлять диаграммой направленности многочастотной АФАР, и далее поступает на фазовый модулятор (6). Закон, по которому осуществляется модуляция, задаётся с помощью генератора фазовой модуляции (манипуляции) (9). В результате модуляции полоса сигнала на частоте  $f_n$  увеличивается до  $B_n$ , так чтобы выполнялось выражение (1), при этом условие  $B_n = B_{n+1}$  может не выполняться. Закон модуляции  $U_{фм n}$  может быть одинаковым для всех частот  $f_n$  или индивидуальным для каждой частоты с целью уменьшения боковых лепестков в принятом сигнале, получаемом при совместной обработке сигналов всех каналов РЛС. Генераторы фазовой модуляции (манипуляции) (9) используют опорный сигнал, поступающий с опорного генератора модулирующих сигналов (7) через распределительную систему опорного сигнала модулирующих сигналов (8). ЛЧМ и нелинейную ЧМ в данном случае будем рассматривать как частный случай фазовой модуляции. Фазомодулированный сигнал через предварительные усилители (10) и (12) и управляемый аттенюатор идёт на усилитель мощности (13).

В результате фазовой модуляции (манипуляции) в каждом канале АФАР создаётся сигнал с базой  $B_n T$ , где  $T$  – длительность импульса, в течение которого осуществляется фазовая модуляция (манипуляция). Импульс формируется путём подачи импульсного напряжения  $U_M(t)$  на усилители мощности (13) всех активных модулей через распределительную систему сигнала импульсной модуляции (15) с генератора сигнала импульсной модуляции (14).

Сигнал с выхода усилителя мощности через переключатель «приём-передача» (16) и согласующее устройство (17) поступает на приёмопередающий антенный элемент (15).

Приёмный тракт активных модулей состоит из защитного устройства (19), маломощных усилителей (22) и (24), согласованного фильтра (23), управляемого аттенюатора (20), с помощью которого осуществляется весовая обработка сигнала, управляемой линии задержки (21), обеспечивающей сканирование диаграммы направленности АФАР в случае, если размер АФАР в плоскости сканирования больше чем  $c/B$ , где  $c$  – скорость света в свободном пространстве. С выхода всех активных модулей сигналы поступают на сумматор (25) и далее сумма сигналов идёт на выходное устройство (26).

Огибающая сигнала для случая синхронной ЛЧМ во всех каналах АФАР при одинаковой амплитуде принятого сигнала для каждой полосы  $B_n$  может быть выражена аналитиче-

ски. При этом полосы во всех каналах одинаковы, а скорость изменения частоты в каждом поддиапазоне определяется как  $\beta = 2\pi B_n/T$  [рад/с].

С помощью свёртки сигнала и импульсной характеристики согласованного фильтра можно показать, что нормированная огибающая сигнала на выходе каждого согласованного фильтра и огибающая сигнала на выходе суммирующего устройства, если на каждой несущей работает один активный модуль, могут быть описаны следующими выражениями:

$$|S_n| = \begin{cases} \left| \frac{\sin\left(\frac{\beta T}{2}\tau - \frac{\beta}{2}\tau^2\right)}{\beta T} \right| & \text{при } |\tau| \leq T \\ 0 & \text{при } |\tau| > T \end{cases},$$

$$|S_\Sigma| = \begin{cases} \left| \frac{\sin\left(\frac{\beta T}{2}\tau - \frac{\beta}{2}\tau^2\right) \sin\left(\frac{N_f}{2}\Delta\omega\tau\right)}{\beta T \sin\left(\frac{1}{2}\Delta\omega\tau\right)} \right| & \text{при } |\tau| \leq T \\ 0 & \text{при } |\tau| > T \end{cases},$$

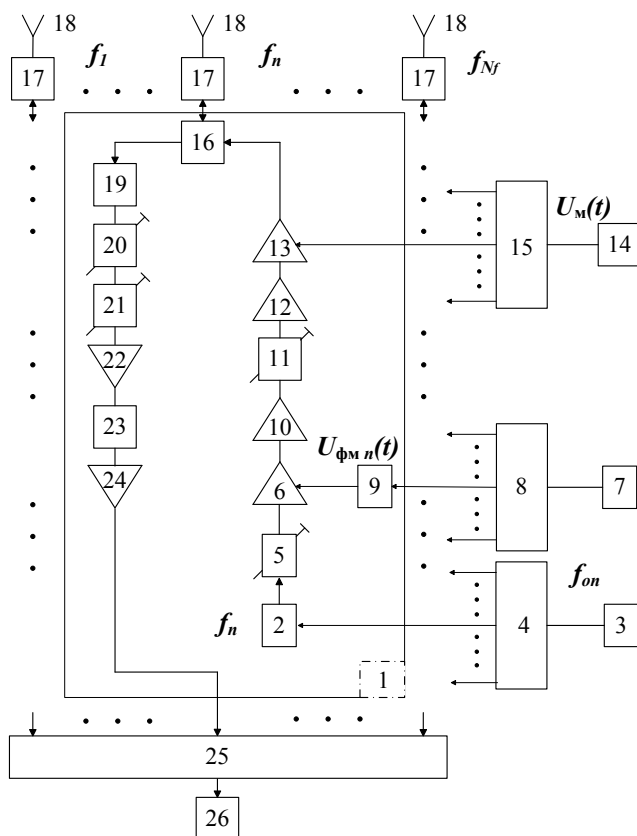


Рис. 1. Структурная схема первого варианта построения РЛС на основе МЧАР

На рис. 2 показана нормированная по максимуму огибающая сигнала на выходе одного из согласованных фильтров, рассчитанная в интервале времени  $\pm 0,075$  мкс для синхронной ЛЧМ во всех поддиапазонах, при следующих параметрах сигнала АФАР:  $B = 2$  ГГц;  $N_f = 21$ ,  $T = 1$  мкс. На рис. 3 показана огибающая сигнала на выходе суммирующего устройства для интервалов времени  $\pm 0,075$  мкс, нормированная по максимуму огибающей на выходе согласованных фильтров.

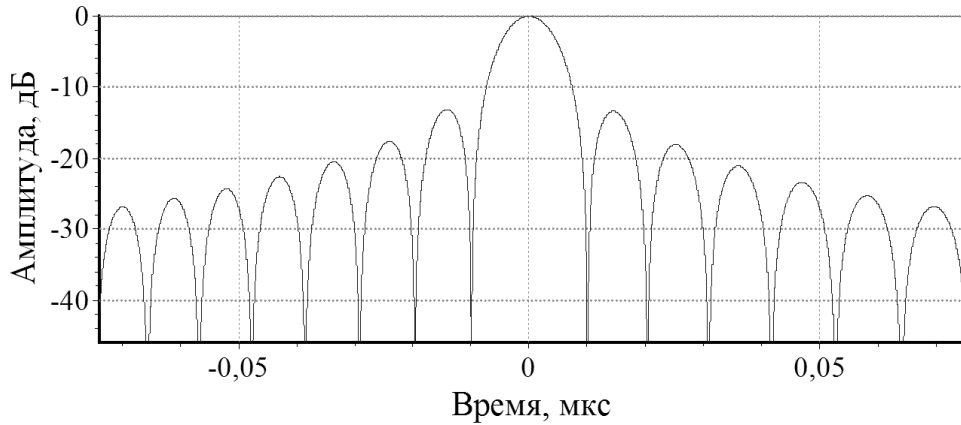


Рис. 2. Огибающие сигнала при синхронной ЛЧМ на выходе согласованных фильтров

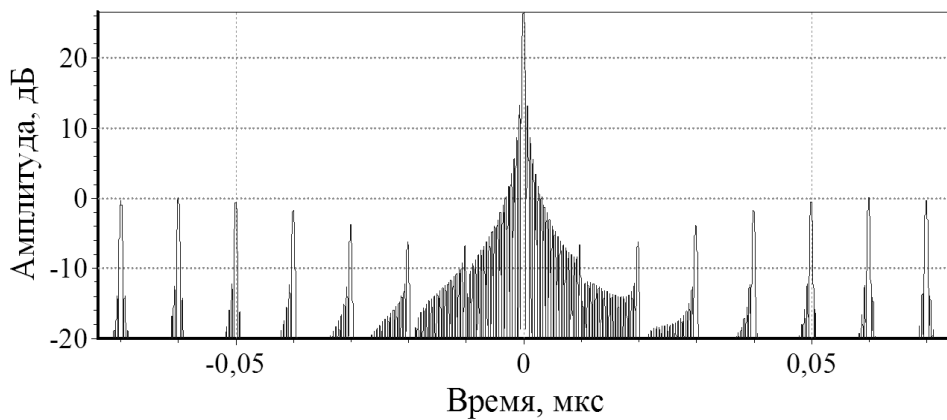


Рис. 3. Огибающие сигнала при синхронной ЛЧМ на выходе сумматора

В общем случае для сигналов, описываемых более сложным законом модуляции, чем ЛЧМ, представление результатов в виде подобных простых выражений оказывается невозможным, и расчёты производятся численными методами:

$$|S_{nl}| = \begin{cases} \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left[ A_{nl} e^{-j\omega_n \tau} \int_{-T/2}^{T/2-\tau} e^{j(\varphi_{nl}(t) - \varphi_{nl}(t+\tau))} dt \right] & \text{при } |\tau| \leq T, \\ 0 & \text{при } |\tau| > T \end{cases}$$

$$|S_{\Sigma}| = \begin{cases} \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left[ \sum_{n=1}^{N_f} \sum_{l=1}^{M_n} A_{nl} e^{-j\omega_n \tau} \int_{-T/2}^{T/2-\tau} e^{j(\varphi_{nl}(t) - \varphi_{nl}(t+\tau))} dt \right] & \text{при } |\tau| \leq T, \\ 0 & \text{при } |\tau| > T \end{cases}$$

где  $A_{nl}$  – амплитуда принятого сигнала в  $n$ -ом поддиапазоне;  $\varphi_{nl}(t)$  – закон, по которому происходит изменение фазы в  $l$ -ом канале АФАР  $n$ -го поддиапазона,  $l = 1 \dots M_n$ .

Для примера на рис. 4 показана нормированная по максимуму огибающая, рассчитанная для сигнала на выходе одного из согласованных фильтров при следующих параметрах сигнала АФАР: фазокодовая модуляция;  $B = 2$  ГГц;  $N_f = 100$ ; длительность кодовой последовательности  $T = 5$  мкс; фаза изменяется на  $180^\circ$  каждые 50 нс с вероятностью 0,5; закон изменения фазы индивидуален для каждой несущей частоты; амплитуды сигналов на входе согласованных фильтров одинаковы. На рис. 5 показана огибающая этого сигнала на выходе суммирующего устройства, нормированная по максимуму огибающей на выходе согласованных фильтров. Видно, что уровень боковых лепестков при индивидуальном законе изменения фазы в каждом канале падает практически в  $N_f$  раз вследствие несинфазности боковых лепестков сигналов на выходе согласованных фильтров.

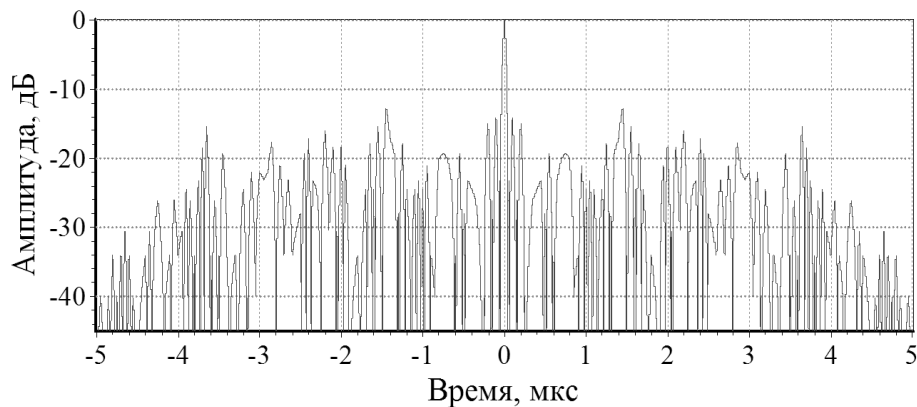


Рис. 4. Огибающая сигнала при фазокодовой модуляции на выходе одного из согласованных фильтров

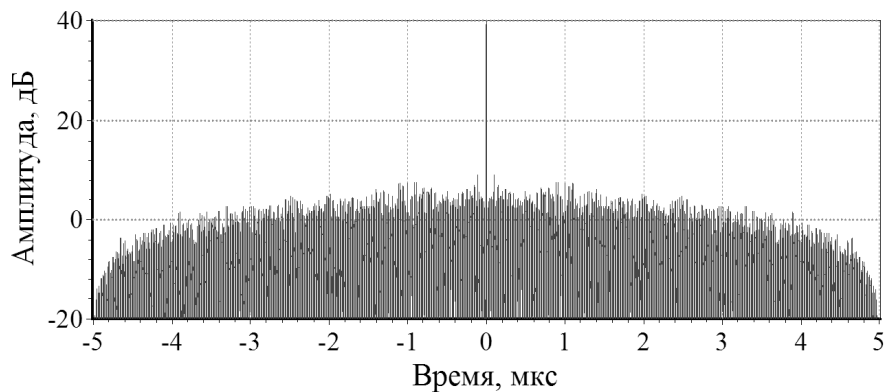


Рис. 5. Огибающие сигнала при фазокодовой модуляции на выходе сумматора

Было произведено моделирование работы РЛС с фазокодовой модуляцией при локации объекта, который описывался в виде суперпозиции локальных точечных центров рассеяния с различными ЭПР (рис. 6). Показано, что предложенная схема имеет близкое к потенциальному разрешение по дальности.

Введём следующие обозначения:  $\lambda_n$  – длина волны для частоты  $f_n$ ;  $P_n$  – мощность передатчиков на частоте  $f_n$ ;  $N = \sum_{n=1}^{N_f} M_n$  – количество элементов АФАР;  $G$  – коэффициент усиления элементов АФАР (чтобы при сканировании диаграммы направленности форма сигнала не изменялась, коэффициенты усиления должны быть равными на всех частотах);  $\sigma$  – ЭПР цели;  $R$  – расстояние до цели;  $L_n$  – потери сигнала на  $n$ -ой частоте;  $k = 1,38 \times 10^{-23}$  – постоянная Больцмана;  $T_0 = 290^\circ K$  – стандартная температура;  $F_n$  – коэффициент шума на частоте  $f_n$ .

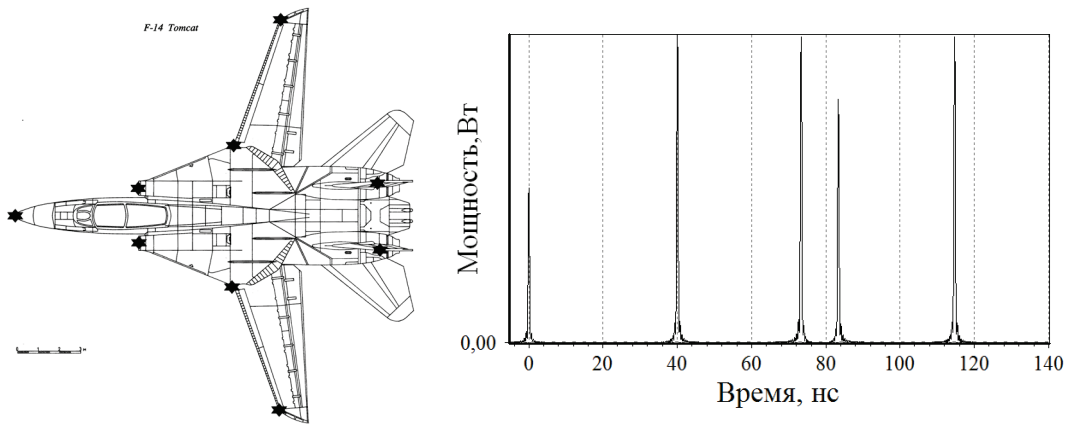


Рис. 6. Модель ЛА и её радиолокационный портрет

Тогда с учётом коэффициента сжатия в  $n$ -ом поддиапазоне  $k_{сж\ n} = B_n T$  из уравнения радиолокации отношение сигнал/шум на выходе приемного устройства представим в виде

$$\frac{P_c}{P_u} = \frac{1}{k T_0 \sum_{n=1}^{N_f} (M_n B_n F_n)} \left( \sum_{n=1}^{N_f} \sqrt{\frac{P_n M_n^3 G^2 \sigma \lambda_n^2 B_n T}{(4\pi)^3 R^4 L_n}} \right)^2$$

Если принять, что потери, коэффициент шума, полоса сигнала, количество элементов подрешёток и мощность одинаковы на каждой частоте, и учесть, что в этом случае  $M_n = N/N_f$ , то выражение для отношения сигнал/шум упрощается до вида

$$\frac{P_c}{P_u} = \frac{P N^2 G^2 \sigma T}{(4\pi)^3 R^4 k T_0 N_f^3 F L} \left( \sum_{n=1}^{N_f} \lambda_n \right)^2$$

На рис. 7 показана зависимость отношения «сигнал/шум» от дальности, рассчитанная для следующих исходных данных:  $P=500$  Вт,  $N=1000$ ,  $N_f=25$ ,  $\sigma=1$  м<sup>2</sup>,  $G=16$ ,  $T=100$  мкс,  $L=10$  дБ,  $F=4$ , диапазон частот 2500...3500 МГц.

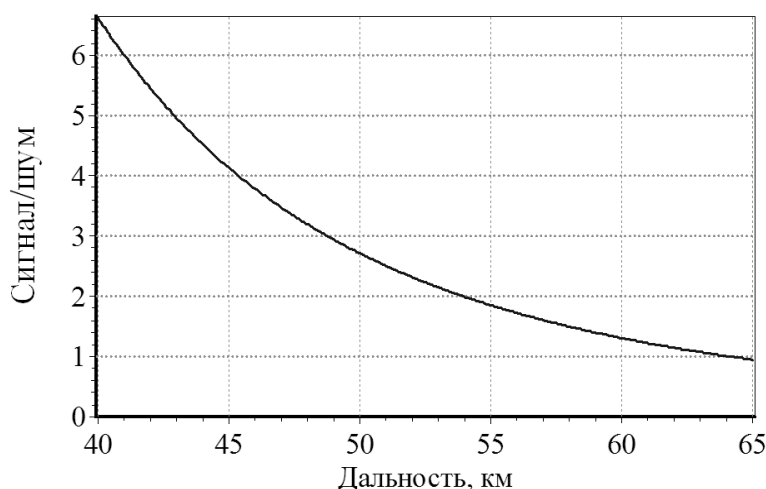


Рис. 7. Отношение «сигнал/шум» для первого варианта построения РЛС

Таким образом, предлагаемый вариант РЛС позволяет получить разрешение по дальности, близкое к потенциальному, определяемому максимальной полосой СШП сигнала. Однако для увеличения дальности необходимо повышение отношения «сигнал/шум». Это может быть достигнуто за счет использования в приемных элементах АФАР сверхширокополосных входных трактов, при этом каждый элемент приёмной решётки будет принимать сигналы всех частотных составляющих СШП сигнала, а значит, коэффициент усиления этой решётки увеличится в  $N$  раз. Для этого требуется разделение передающих и приёмных решёток (рис. 8).

Отношение сигнал/шум на выходе приемного устройства для такого варианта построения РЛС имеет вид

$$\begin{aligned} \frac{P_c}{P_w} &= \frac{1}{k T_0 \sum_{n=1}^{N_f} (B_n F_n)} \left( \sum_{n=1}^{N_f} \sqrt{\frac{P_{nep\ n} M_n^2 N_{np} G_{nep} G_{np} \sigma \lambda_n^2 B_n T}{(4\pi)^3 R^4 L_n}} \right)^2 = \\ &= \frac{N_{np} G_{nep} G_{np} \sigma T}{(4\pi)^3 R^4 k T_0 \sum_{n=1}^{N_f} (B_n F_n)} \left( \sum_{n=1}^{N_f} M_n \lambda_n \sqrt{\frac{P_{nep\ n} B_n}{L_n}} \right)^2 \end{aligned}$$

где  $N_{nep}$  — количество элементов в передающей МЧАР;  $N_{np}$  — количество элементов в приёмной решётке;  $G_{nep}$  — коэффициент усиления элемента передающей МЧАР;  $G_{np}$  — коэффициент усиления элемента приёмной МЧАР.

В частном случае, когда мощность всех передатчиков одинакова  $P_{nep\ n} = P_{nep}$ , а также одинаковы количество элементов во всех передающих подрешётках, потери, коэффициенты

шума и ширина полосы частот в каждом диапазоне, выражение упрощается и приобретает вид

$$\frac{P_c}{P_u} = \frac{P_{nep} N_{nep}^2 N_{np} G_{nep} G_{np} \sigma T \left( \sum_{n=1}^{N_f} \lambda \right)^2}{(4\pi)^3 R^4 k T_0 F L N_f^3}$$

График зависимости «сигнал/шум», рассчитанный для тех же исходных параметров, что использовались при предыдущих расчётах с условием  $N_{nep} = N_{np} = 1000$  и  $G_{nep} = G_{np} = 16$ , приведён на рис. 9.

### ВЫВОДЫ

Показана возможность построения СШП РЛС на основе многочастотных антенных решёток и определены их потенциальные характеристики.

Показана возможность формирования радиолокационного портрета лоцируемого объекта.

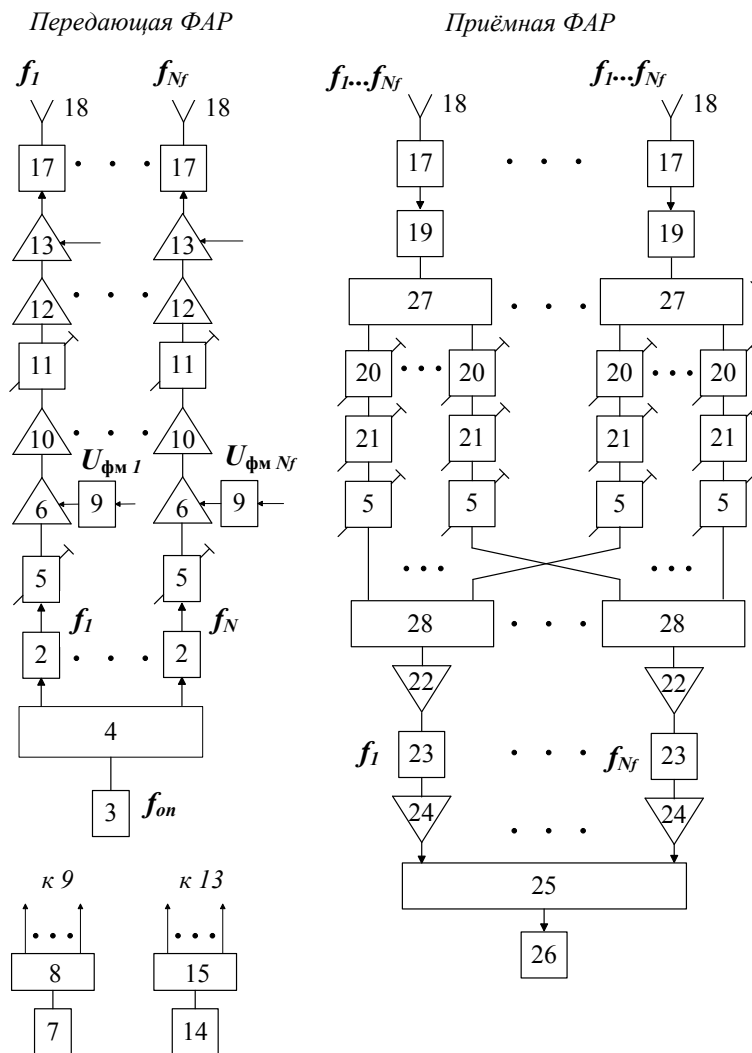


Рис. 8. Структурная схема второго варианта построения РЛС на основе МЧАР



Для реализации предложенных вариантов СШП РЛС используется традиционная элементная база – твердотельные усилители, электровакуумные приборы, в частности, пролетные клистроны и стандартные элементы коаксиально-волноводных трактов.

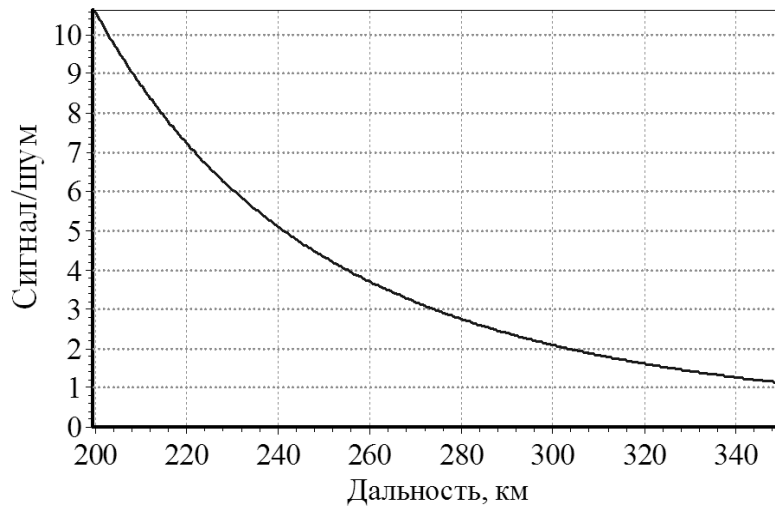


Рис. 9. Отношение «сигнал/шум» для второго варианта построения РЛС

### Список литературы

1. Генераторы и усилители СВЧ/ Под ред. Лебедева И.В. – М.: «Радиотехника», 2005.
2. Смирнов А.А. Карбидокремниевые размыкатели тока и генераторы субнаносекундных импульсов напряжения на их основе. Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук. // Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина) (СПбГЭТУ «ЛЭТИ»).
3. Быстров Р.П., Черепенин В.А. Теоретическое обоснование возможностей применения метода генерации мощных наносекундных импульсов электромагнитного излучения при создании радиолокационных систем электронной борьбы (РЭБ) для поражения объектов. // Журнал радиоэлектроники, 2010, №4, С. 9.
4. Патент RU 2267838, H01Q 3/26, H01Q 21/00. Многочастотная антенная решетка для формирования последовательности импульсных сигналов в пространстве / Воробьев Н.В., Грязнов В.А.; Воробьев Н.В., Грязнов В.А.– заявка № 2004101938/09, 2004. – Бюл №01, 2006.
5. Воробьев И.Н, Воробьев Н.В., Грязнов В.А., Неплюев О.Н. Пространственное формирование сверхширокополосных импульсных сигналов многочастотными антенными решетками со случайным распределением частот сигналов // Конфликтно-устойчивые радиоэлектронные системы. 2011. №18. Выпуск 159. с. 21-26.
6. Патент RU 2456723, H01Q 21/00. Многочастотная антенная решётка для формирования в пространстве последовательности радиоимпульсов / Воробьев Н.В., Грязнов В.А., Король О.В., Лобанов Б.С.; ФГУП «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга» – заявка № 2011114040/07, 2011. – Бюл. №20, 2012.
7. Справочник по радиолокации / Под. ред. Сколника М.И. Пер. с англ. под общей ред. Вербы В.С. В 2 книгах. Книга 1. Москва: Техносфера, 2014, Глава 8.

**А.В. Васильев, Н.В. Воробьёв, В.А. Грязнов, А.Т. Силкин**

**АО «Концерн «Вега», г. Москва**

**ФОРМИРОВАНИЕ МОЩНЫХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ИМПУЛЬСОВ  
МЕТОДОМ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛА  
НА ЗОНИРОВАННОЙ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЕ**

Показана возможность пространственно-временного преобразования сигнала, излучаемого многочастотной антенной решёткой, с помощью зонированной зеркальной антенны с целью формирования мощных сверхширокополосных радиоимпульсов. Сжатие сигнала осуществляется на пространственных линиях задержки за период сканирования диаграммы направленности многочастотной антенной решётки.

Ключевые слова: многочастотная антенная решётка, пространственно-временное преобразование, зонированная зеркальная антенна

**A.V. Vasilyev, N.V. Vorobiev, V.A. Gryaznov, A.T. Silkin**

**Joint-stock company «Radio Engineering Corporation «Vega», Moscow**

**FORMATION OF POWERFUL ULTRA-WIDEBAND PULSES USING A SPATIAL-TIME  
TRANSFORMATION OF THE SIGNAL ON ZONED REFLECTOR ANTENNA**

The possibility of spatial-time transformation of the signal, emitted by the multi-frequency antenna array, using a zoned mirror antenna to form a powerful ultra-wideband radio pulses is shown. Compressing the signal is carried out on the spatial delay lines during the period of scanning of the beam pattern multi-frequency antenna array.

Keywords: multifrequency antenna array, spatial-time transformation, zoned reflector antenna

Задача работы – показать возможность формирования мощных сверхширокополосных импульсных сигналов зонированной зеркальной антенной за счет накопления энергии на пространственных линиях задержки.

Пространственно-временное преобразование – это способ формирования мощных широкополосных (ШП) и сверхширокополосных (СШП) радиоимпульсов с высокой частотой повторения. Идея способа заключается в накоплении энергии, излучённой антенной решёткой (АР) со сканирующей диаграммой направленности (ДН) в течение периода сканирования, и последующем излучении этой энергии за меньший промежуток времени.

Рассмотрим работу пространственно-временного преобразователя (ПВП) на примере устройства [1, 2], структурная схема которого приведена на рис. 1. Антенная решётка АР-1 излучает непрерывный сигнал и формирует сканирующую ДН, которая последовательно облучает элементы приемной решетки АР-2. Элементами решеток АР-1 и АР-2 являются рупорные антенны.

Пусть главный лепесток ДН в момент времени  $t_0$  направлен на центр рупора 1. В этот момент на выходе рупора наблюдается максимум импульсного сигнала. Через некоторое время задержки  $\tau_{31} = \alpha/V_{ск}$  главный лепесток будет направлен на центр рупора 2 ( $\alpha$  – угол между центрами рупоров,  $V_{ск}$  – скорость сканирования ДН [рад/с]), а через время  $\tau_{32} = 2\alpha/V_{ск}$

на центр рупора 3 и т.д. Через время сканирования  $t_{ск} = \tau_{3M-1} = \Theta_{ск} / V_{ск}$ , где  $\Theta_{ск}$  – ширина сектора сканирования, максимум ДН будет находиться в центре последнего рупора приёмной решётки. В результате на выходе каждого из рупоров решетки AP-2 при сканировании ДН решётки AP-1 образуются импульсы, сдвинутые относительно друг друга во времени. С помощью выбора длины линий задержки, установленных на выходах рупоров AP-2 и соединяющих их с антеннами излучающей решётки AP-3, можно добиться одновременного появления максимума импульсов во всех каналах.

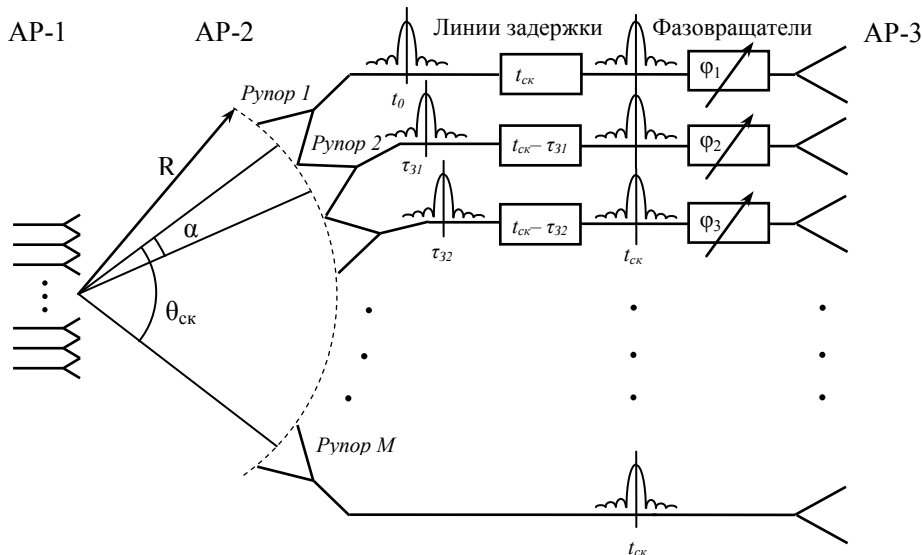


Рис. 1. Устройство пространственно-временного преобразователя сигнала МЧАР

За время сканирования  $t_{ск} = \Theta_{ск} / V_{ск}$  решётка AP-1 излучает энергию  $\mathcal{E} = P_0 t_{ск}$ , где  $P_0$  – суммарная мощность, подводимая ко всем элементам решётки AP-1. В первом приближении можно считать, что практически вся подводимая мощность сосредоточена в главном лепестке ДН. AP-2 собирает эту энергию, а линии задержки позволяют сконцентрировать её внутри импульса длительностью  $t_u = \Theta_{ДН} / V_{ск}$ , где  $\Theta_{ДН}$  – ширина главного лепестка ДН AP-1. В результате импульсная мощность сигнала, излучаемого рассматриваемым ПВП, будет равна

$$P_u \approx P_0 \frac{\Theta_{ск}}{\Theta_{ДН}}$$

Таким образом, величина потенциального увеличения импульсной мощности определяется как отношение величины сектора сканирования к ширине ДН сканирующей решетки AP-1. Поскольку максимальная ширина сектора сканирования AP определяется шириной ДН одного элемента, при плотной упаковке элементов AP-1 (когда расстояние между центрами элементов равно размеру одного элемента) получим

$$P_u \approx P_0 N,$$

где  $N$  – количество элементов решётки AP-1.

Длительность импульсов, излучаемых АР-3, определяется шириной главного лепестка ДН –  $\Theta_{ДН}$  и скоростью сканирования –  $V_{ск}$  как  $\tau_u = \Theta_{ДН} / V_{ск}$ , а максимальная задержка равна времени сканирования  $t_{ск}$ . Можно сказать, что ПВП преобразует спектр пространственных частот АР-1 в спектр частот сигнала, излучаемого АР-3. Для получения коротких и сверхкоротких импульсных (КИ и СКИ) сигналов требуется обеспечить высокую скорость сканирования ДН АР-1, которая может быть получена, если в качестве АР-1 использовать линейные эквидистантные многочастотные антенные решётки (МЧАР) с эквидистантной сеткой частот и монотонным возрастанием частоты вдоль раскрыва [3].

Такая решётка излучает спектр частот  $f_k = f_1 + \Delta f k$  ( $k = 1 \dots N$ ), в результате фаза между соседними элементами изменяется со скоростью  $2\pi \Delta f$  рад/с, что приводит к автоэлектронному сканированию ДН. Скорость сканирования определяется как

$$V_{ск} = d\Theta_m / dt = -2\pi \Delta f / (k_0 d_1 \cos \Theta_m) = -\delta c / (D \cos \Theta_m), \quad (1)$$

где  $\Theta_m$  – угол положения максимума ДН относительно нормали к оси решётки;  $k_0$  – волновое число на средней частоте спектра;  $D$  – расстояние между центрами крайних элементов МЧАР;  $\delta = \Delta F / F_0$  – относительная полоса частот МЧ сигнала;  $\Delta F$  – ширина излучаемого спектра;  $F_0$  – средняя частота спектра. Знак «минус» перед выражением показывает, что сканирование происходит в направлении, обратном возрастанию частоты вдоль раскрыва решётки. Период сканирования ДН обратно пропорционален дискрету частоты  $T_{ск} = 1/\Delta f$ . Длительность импульса, формируемого МЧАР в пространстве, равна  $t_u = 1/\Delta F$  при частоте повторения импульсов  $\Delta f$ .

По результатам исследований был разработан и создан макет ПВП, работающий в четырёхсантиметровом диапазоне длин волн в импульсно-пачечном режиме с уровнем импульсной мощности  $\sim 1$  МВт, при средней мощности, подводимой к МЧАР, равной 170 кВт за время пачки с длительностью 100 мкс. Длительность импульсов в пачке составляла  $\sim 8$  нс при частоте повторения 16 МГц, частота повторения пачек 0,1...80 Гц [4]. С целью снижения потерь решётки АР-1 и АР-2 были помещены в сверхразмерный волновод. В качестве линий задержки в макете были использованы стандартные волноводы сечением 35x15 мм. Относительная полоса сигнала рассматриваемого ПВП была немного более двух процентов, то есть полученный сигнал может быть отнесён к широкополосным. Широкополосный сигнал, таким образом, был получен из монохромных взаимнокогерентных спектральных компонент эквидистантно распределённых в полосе ШП сигнала, а в качестве усилителей мощности были использованы мощные пролётные клистроны, полоса пропускания которых меньше ширины сформированного сигнала.

Схема на рис.1, получившая название ПВП проходного типа, не является единственно возможной. Предложены и другие варианты построения ПВП. Можно совместить в решётке АР-2 функции приёмной и передающей решёток и получить ПВП отражательного типа [5]. Для этого элементы решётки АР-3 заменяются короткозамыкателями, а раскрыв рупоров АР-2 делается параллельным раскрыву рупоров АР-1. Такое построение ПВП с одной стороны уменьшает потери в линиях задержки (так как их длина сокращается в два раза), однако увеличение уровня стоячих волн в трактах приводит к уменьшению их электрической прочности и снижению максимально возможного уровня излучаемой импульсной мощности. Ещё

один вариант построения ПВП проходного типа получается, если в АР-1 использовать элементы, ненаправленные в плоскости сканирования, например, четвертьволновые штыри [6]. При этом приёмные элементы АР-2 располагаются не в ограниченном секторе углов, а по окружности с центром в середине решётки АР-1.

Для получения мощных импульсных сигналов в качестве линий задержки в дециметровом диапазоне волн целесообразно применять коаксиальные линии задержки. В сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн предпочтительнее использование волноводных линий, имеющих по сравнению с коаксиальными меньшее погонное затухание. Недостатком волноводных линий является дисперсия, которая не позволяет применять их для формирования и излучения СШП импульсов. Поэтому для формирования СШП радиоимпульсов длительностью менее 1 нс предлагается использовать ПВП на зонированной зеркальной антенне с пространственными линиями задержки и волной типа ТЕМ [7]. Схема построения такого ПВП в сечении приведена на рис. 2. Зонированная антенна состоит из конфокальных сегментов (зон) параболоида. Элементы зонированного зеркала сдвинуты относительно друг друга так, что фокусное расстояние каждого сегмента определяется, во-первых, требуемым временем задержки, и, во-вторых, необходимостью фазировки сигналов, излучаемых каждым сегментом в зоне Фраунгофера. Максимальное время задержки равно отношению удвоенной разности фокальных расстояний крайних элементов к скорости распространения –  $\tau_{z, \max} = (F_M - F_1) / c$ , таким образом, зонированное зеркало совмещает функции пространственных линий задержки и излучающей системы. В качестве облучателя зонированного зеркала используется МЧАР. Угловой размер параболических сегментов в плоскости сканирования выбирается равным или меньшим ширины ДН МЧАР по половинной мощности.

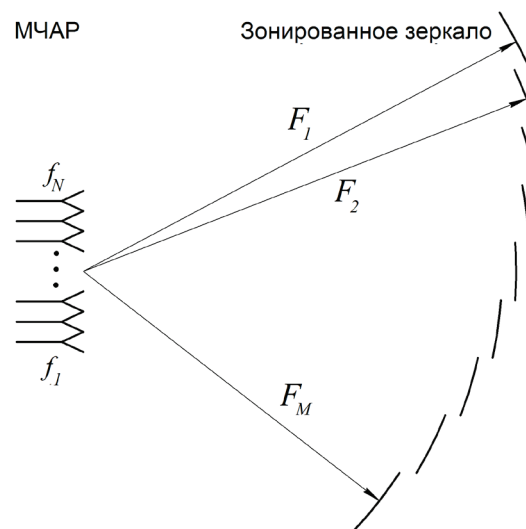


Рис. 2. Сечение ПВП на зонированной зеркальной антенне

С целью расчёта геометрии ПВП на зонированной зеркальной антенне и параметров формируемого им сигнала была разработана математическая модель ПВП и компьютерная программа, реализующая эту модель.

Поле, формируемое произвольно ориентированным в пространстве  $k$ -м рупором МЧАР в точке с координатами  $(x, y, z)$ , рассчитывается с помощью численного интегриро-

вания амплитудно-фазового распределения напряжённости в раскрыве рупора на частоте  $f_k$  с учётом набега фазы на трассе распространения:

$$\begin{aligned}\dot{E}_{xk}(t, x, y, z) &= i \int_S E_{xSk} \frac{1 + \Theta_{Sk}}{2\lambda_k r_{Sk}} \exp i \left( 2\pi f_k t + \phi_{Sk} + \phi_{k0} - \frac{2\pi}{\lambda_k} r_{Sk} \right) dS \\ \dot{E}_{yk}(t, x, y, z) &= i \int_S E_{ySk} \frac{1 + \Theta_{Sk}}{2\lambda_k r_{Sk}} \exp i \left( 2\pi f_k t + \phi_{Sk} + \phi_{k0} - \frac{2\pi}{\lambda_k} r_{Sk} \right) dS \\ \dot{E}_{zk}(t, x, y, z) &= i \int_S E_{zSk} \frac{1 + \Theta_{Sk}}{2\lambda_k r_{Sk}} \exp i \left( 2\pi f_k t + \phi_{Sk} + \phi_{k0} - \frac{2\pi}{\lambda_k} r_{Sk} \right) dS \\ \dot{\vec{E}}_k &= \dot{E}_{xk} \vec{i}_{xk} + \dot{E}_{yk} \vec{i}_{yk} + \dot{E}_{zk} \vec{i}_{zk}\end{aligned}$$

Здесь  $E_{xk}(t, x, y, z)$ ,  $E_{yk}(t, x, y, z)$ ,  $E_{zk}(t, x, y, z)$  – комплексные проекции вектора напряжённости электромагнитного поля  $k$ -го рупора в расчётной точке на орты декартовой системы координат  $\vec{i}_{xk}$ ,  $\vec{i}_{yk}$ ,  $\vec{i}_{zk}$ ;  $E_{xSk}$ ,  $E_{ySk}$ ;  $E_{zSk}$  – проекции амплитудного распределения напряжённости поля в раскрыве рупора;  $\Theta_{Sk}$  – угловая сферическая координата (широта) точки наблюдения в локальной системе координат, центр которой находится в центре элемента площади апертуры  $dS$ , отсчитываемая от нормали к нему;  $\lambda_k = 1/f_k$  – длина волны сигнала  $k$ -го рупора;  $r_{Sk}$  – расстояние от элемента площади  $dS$  до расчётной точки;  $\phi_{Sk}$  – фазовое распределение по апертуре  $k$ -го рупора;  $\phi_{k0}$  – начальная фаза сигнала с частотой  $f_k$ , необходимая для обеспечения синфазного сложения сигнала в расчётной точке в заданный момент времени. Выражение позволяет производить расчёты как в зоне Фраунгофера, так и в зоне Френеля.

Поле всей МЧАР определяется как суперпозиция полей отдельных рупоров. При этом для получения в расчётной точке импульсного сигнала с максимально возможной амплитудой в заданный момент времени требуется фазирование МЧАР с помощью установки начальных фаз  $\phi_{k0}$ . Для примера на рис. 3 показано рассчитанное сканирование ДН МЧАР для четырёх различных моментов времени. МЧАР состоит из 10 пирамидальных рупорных антенн с длиной 0,5 м и размерами апертуры 0,1 м в плоскости сканирования и 0,3 м перпендикулярно плоскости сканирования. Поляризация поля в раскрыве рупоров перпендикулярна плоскости сканирования. Мощность, подводимая к каждому рупору, составляет 1 кВт, диапазон частот 2600...3500 МГц, что определяет период сканирования 10 нс при длительности формируемого в пространстве импульса около 1 нс. ДН рассчитана на дальности 4 м. За нулевой момент времени принят момент прохождения максимума ДН через точку, находящуюся на этой дальности на нормали к оси решётки. На эту же точку сфокусирована МЧАР.

Для монохромной решётки величина уменьшения амплитуды максимума ДН при сканировании определяется парциальной ДН её элемента. Проведённые исследования показали, что спад амплитуды максимума ДН при расширении полосы происходит быстрее спада парциальной ДН – при отклонении максимума ДН от точки фокусировки МЧАР расфокусируется. Таким образом, выражение (1) даёт точный результат только вблизи точки фокусировки, а сектор углов, в котором этот результат можно считать приемлемым для расчётов, сужается

при расширении полосы частот сигнала МЧАР. Кроме того, при сканировании ДН происходит смещение фазового центра МЧАР. Всё это делает практически невозможным аналитический расчёт фокусных расстояний и положения сегментов зеркала и требует проведения численного моделирования зонированного зеркала.

Расчёт поля зонированного зеркала производится по плотности токов на его поверхности [8]. При этом учитываются только токи на освещённой стороне поверхности, а токами на теневой стороне пренебрегают. Также для упрощения расчётов не учитываются и краевые эффекты. Зная поле, создаваемое МЧАР, можно рассчитать плотность токов на освещённой поверхности параболических сегментов зонированной зеркальной антенны, используя следующее выражение:

$$\dot{j}_k = 2(\vec{n} \times \dot{H}_k)$$

где  $\dot{j}_k$  – комплексный вектор плотности поверхностных токов на частоте  $f_k$ ;  $\dot{H}_k$  – комплексный вектор напряжённости магнитного поля падающей волны у поверхности зеркала;  $\vec{n}$  – орт внешней нормали к поверхности зеркала. Это выражение даёт точный результат для случая падения плоской волны на бесконечную поверхность. Зеркало является криволинейной поверхностью конечных размеров, однако результат будет достаточно точным, если радиус кривизны сегмента зеркала и его размеры много больше длины волны.

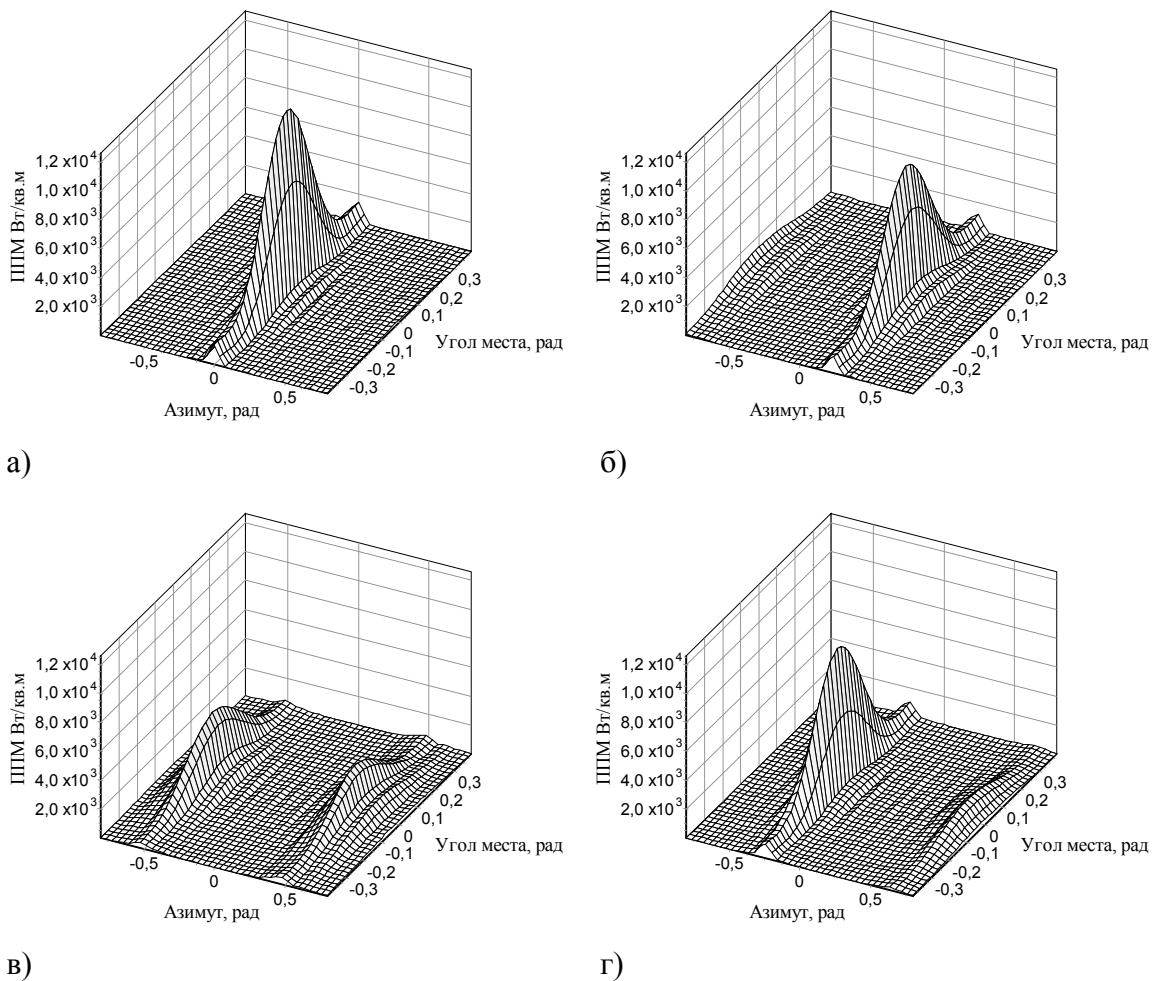


Рис. 3. Сканирующая ДН МЧАР в моменты времени:  
а) 0 нс; б) 2,5 нс; в) 5 нс; г) 7,5 нс

По известным токам определяются комплексный и векторный потенциалы поля зонированной зеркальной антенны на [9]

$$\dot{A}(t, x, y, z) = \frac{1}{4\pi} \int_V \dot{j}(t, x', y', z') \frac{e^{-i\frac{2\pi}{\lambda_k} r}}{r} dV,$$

где  $r = \sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2 + (z - z')^2}$  – расстояние между расчетной точкой  $(x, y, z)$  и точкой на зеркале  $(x', y', z')$ ;  $V$  – объём, занимаемый токами излучающей системы. От векторных потенциалов осуществляется переход к напряжённости электромагнитного поля, формируемого ПВП.

В разработанной с использованием математической модели программе входными параметрами являются :

- полоса рабочих частот;
- количество и размеры рупоров МЧАР, поляризация поля в их раскрыве;
- направление излучения МЧАР, так как с целью уменьшения потерь на затенение применена офсетная зонированная антенна, сегменты которой представляют несимметричную относительно горизонтальной плоскости вырезку из параболоидов (считается, что ось МЧАР лежит в горизонтальной плоскости и проходит через центры апертуры рупоров, а сегменты зеркала находятся выше этой плоскости);
- количество и ширина сегментов, направление от оси МЧАР на верхний край сегментов и высота нижнего края сегментов над горизонтальной плоскостью.

При решении задачи проектирования зонированного зеркала в модели происходит оптимизация фокусного расстояния и положения сегментов зеркала с целью получения максимума импульсного сигнала на заданной дальности, которая выполняется методом золотого сечения [10]. Результатами расчётов являются:

- фокусные расстояния сегментов;
- углы поворота сегментов вокруг вертикальной оси;
- высоты верхнего края сегментов над горизонтальной плоскостью;
- площадь апертуры, эффективная поверхность и коэффициент использования поверхности (КИП) зонированной антенны;
- ДН зонированной антенны.

Так, например, был произведён расчёт зонированной зеркальной антенны, в качестве облучателя которой выступает описанная выше МЧАР. Зеркало состоит из 35 сегментов, проекция ширины которых на вертикальную плоскость составляет 0,2 м. Центральный сегмент находится на дальности 4 м от МЧАР. Фокусные расстояния для части сегментов и углы их поворота относительно вертикальной оси и высота верхнего края над горизонтальной плоскостью приведены в таблице. На рис. 4а показана огибающая сигнала зонированной антенны на дальности 10 км, на рис. 4б – ДН этой антенны. КИП антенны составляет 3,77 при площади апертуры 18 м<sup>2</sup>. На первый взгляд КИП, превышающий единицу, выглядит парадоксально, но нужно учитывать, что ПВП осуществляет сжатие сигнала

Кроме указанных параметров в текстовые файлы программой выводятся координаты точек поверхности сегментов с заданной точностью, которые могут быть использованы как для создания сегментов с требуемым профилем, так и в различных системах САД. Так, на



рис. 5 приведен вид спроектированного ПВП отражательного типа, построенный в САД КОМПАС-3D.

Таблица

№ сегмента	1	2	3	...	17	18	19	...	33	34	35
Фокусное расстояние, мм	5034	4983	4,980	...	4051	4000	3901	...	2812	2765	2715
Угол поворота, град	0,4	-0,3	-0,4	...	-0,4	0	-0,3	...	0,2	0,1	0
Высота верхнего края, мм	3675	3638	3635	...	2957	2920	2847	...	2053	2019	1982

Отдельных исследований заслуживает вопрос использования в двухзеркальных антеннах (Грегори, Кассегрена) зонированного контррефлектора. Такой подход позволяет упростить изготовление зонированной поверхности вследствие значительно меньших размеров контррефлектора, а также после модификации использовать имеющиеся зеркальные антенны для излучения мощных ШП и СШП импульсных сигналов в любом заданном диапазоне частот.

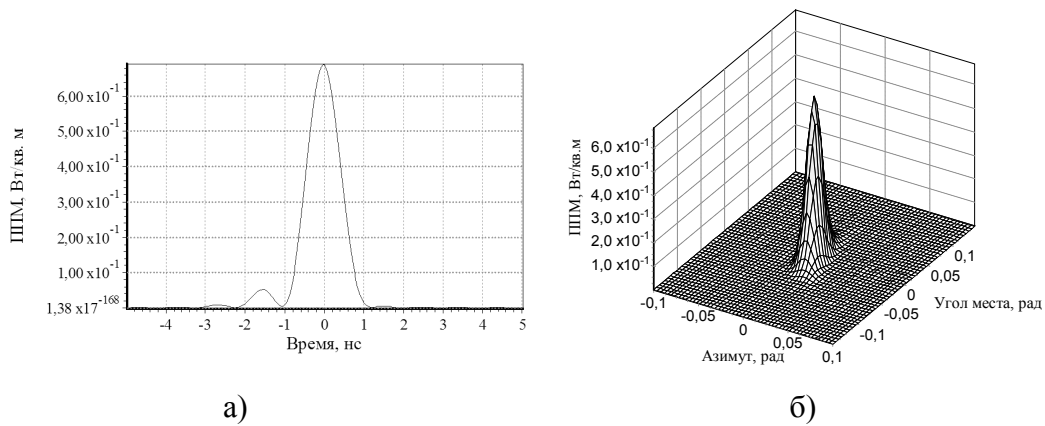


Рис. 4. Огибающая сигнала на дальности 10 км и ДН ПВП

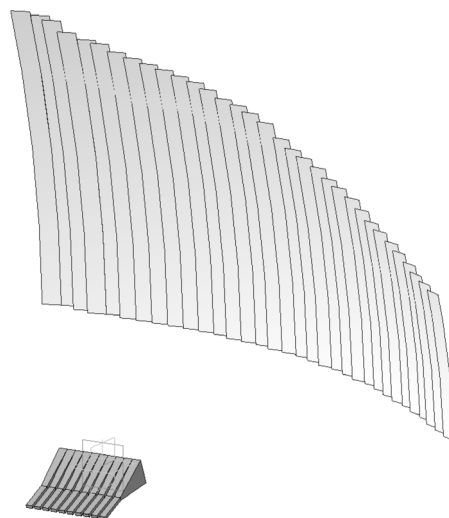


Рис. 5. Общий вид ПВП на зонированной зеркальной антенне

## ВЫВОДЫ

- импульсная мощность ШП или СШП сигналов, формируемых пространственно-временными преобразователями, превышает за счет накопления энергии на линиях задержки за период сканирования ДН МЧАР подводимую среднюю мощность;
- максимально достижимая величина увеличения излучаемой импульсной мощности по сравнению с подводимой равна отношению величины сектора сканирования к ширине ДН МЧАР (количеству частот МЧ сигнала);
- импульсная мощность СШП импульсных сигналов, формируемых пространственно-временными преобразователями, может достигать сотен мегаватт и ограничена только выходной мощностью усилительных приборов в каналах МЧАР и вероятностью возникновения пробойных явлений на поверхности зонированного зеркала;
- пространственно-временные преобразователи могут быть реализованы в дециметровом, сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн;
- для создания пространственно-временных преобразователей используется традиционная элементная база – мощные пролетные клистроны, амплитроны, транзисторные усилители мощности и стандартные элементы коаксиально-волноводных трактов.

## Список литературы

1. Патент RU2329576, H01Q21/00. Устройство формирования мощных импульсных сигналов на сканирующей фазированной антенной решетке / Воробьев Н.В., Грязнов В.А., Ягольников С.В.; ФГУ «2 ЦНИИ Минобороны России» (RU) – заявка 2007100163/09, 2007. – Бюл. №20, 2008.
2. Воробьев Н.В., Грязнов В.А., Ягольников С.В. и др. Принцип пространственно-временного преобразования многочастотного сигнала для формирования мощных сверхширокополосных радиоимпульсов // Радиотехника (Журнал в журнале). 1998, Вып. 27, № 2, С. 122–124.
3. Воробьев И.Н, Воробьев Н.В., Грязнов В.А., Неплюев О.Н. Пространственное формирование сверхширокополосных импульсных сигналов многочастотными антенными решетками со случайным распределением частот сигналов // Конфликтно-устойчивые радиоэлектронные системы. 2011, №18, Выпуск 159, С. 21-26.
4. Воробьев Н.В., Грязнов В.А., Ягольников С.В. Формирование последовательностей мощных широкополосных радиоимпульсов методом пространственно-временного преобразования многочастотного сигнала // Конфликтно-устойчивые радиоэлектронные системы. 2011, №17, Вып. 157, С. 72-78.
5. Патент RU2285317, H01Q21/29. Устройство формирования мощных широкополосных импульсных сигналов на антенной решетке отражательного типа / Воробьев Н.В., Грязнов В.А., Ягольников С.В.; 2 Центральный научно-исследовательский институт Министерства обороны Российской Федерации (2ЦНИИ МО РФ) (RU) – заявка 2004106579/09, 2004. – опубликовано 10.10.2006.
6. Патент RU2534940, H01Q21/00. Устройство формирования мощных импульсных сигналов на основе метода пространственно-временного преобразования многочастотного сигнала / Васильев А.В., Верба В.С., Воробьев Н.В., Грязнов В.А., Силкин А.Т.; Открытое акционерное общество «Концерн радиостроения «Вега» (RU) – заявка 2013104618/08, 2013. – опубликовано 10.12.2014.

7. Патент RU2280930, H01Q21/00. Многочастотная импульсная решётка для формирования импульсных сигналов в пространстве / Воробьев Н.В., Грязнов В.А.; Воробьев Н.В. (RU), Грязнов В.А (RU) – заявка 2004101937/09, 2004. – опубликовано 27.07.2006.

8. Драбкин А. Л. и др. Антенно-фидерные устройства. Изд. 2-е, доп. и перераб. – М.: Сов. радио, 1974.

9. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ.: Учеб. для радиотехнических спецвузов. – М.: Высш. шк., 1988.

10. Банди Б. Методы оптимизации. Вводный курс: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1988.

УДК 621.372.852.29

**А.Н. Васильев, А.И. Задорожный**

**ООО "Планета-ИРМИС", г. Санкт-Петербург**

**ОГРАНИЧИТЕЛЬ МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ  
С СЕГНЕТОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ НЕЛИНЕЙНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ**

Представлены результаты разработки и исследования ограничителя мощности на основе отражательного фазовращателя с сегнетоэлектрическим элементом. Проанализирована зависимость основных параметров отражательного фазовращателя от уровня СВЧ мощности. На основе этой зависимости разработана конструкция ограничителя мощности с использованием 3-дБ направленного ответвителя.

Ключевые слова: сегнетоэлектрический конденсатор, ограничитель мощности, аналоговый фазовращатель

**A.N. Vasiliev, A.I. Zadorozhny**

**Planeta-IRMIS, LLC, Saint Petersburg**

**POWER LIMITER BASED ON REFLECTED PHASE SHIFTER WITH  
FERROELECTRIC VARACTOR**

Results of power limiter based on reflected phase shifter with nonlinear ferroelectric element are presented. Utilized ferroelectric element is an interdigital BSTO thin-film varactor. Dependence of BSTO thin-film dielectric permittivity from applied microwave power is investigated.

Keywords: power limiter, ferroelectric varactor, analog phase shifter

Сегнетоэлектрические материалы с подавленными нелинейными свойствами широко применяются в электронике, в то время как нелинейное поведение сегнетоэлектриков в парафазном состоянии не используется в промышленно выпускаемых СВЧ-устройствах. Однако эти материалы потенциально могут быть использованы в таких устройствах как генераторы, управляемые напряжением, фазовращатели, перестраиваемые фильтры, параметрические усилители, смесители и т.д.[1].

Использование сегнетоэлектрических конденсаторов для ограничения большой мощности (киловатты) известно давно. Первые работы, описывающие использование сегнетоэлектрических материалов для подобных применений, относятся к 1960-м годам [2, 3]. Однако на

сегодняшний день сегнетоэлектрические ограничители мощности не используются в телекоммуникационных системах, хотя такое свойство сегнетоэлектрического материала как управление его диэлектрической постоянной СВЧ-полем может дать серьезное преимущество при ограничении мощных коротких импульсов для защиты чувствительных входов приемников. Сегнетоэлектрические материалы в парафазе имеют преимущество быстрого отклика на приложенное СВЧ-поле по сравнению с обычными *pin*-диодами [4]. Это свойство особенно важно для решения проблемы ограничения коротких импульсов высокой мощности. К тому же добротность полупроводникового диода уменьшается, в то время как добротность сегнетоэлектрических материалов может оставаться довольно высокой [5].

В данной работе для создания ограничителя предложено использовать классическую схему проходного фазовращателя на гибридном устройстве [6]. Отличие состоит в том, что одно из плеч моста нагружено на линию с неизменяемой электрической длиной, в то время как второе плечо нагружено на сегнетоэлектрический отражательный фазовращатель. Линия имеет такие же потери и электрическую длину, как и фазовращатель при нулевом смещении (см. рис.1).

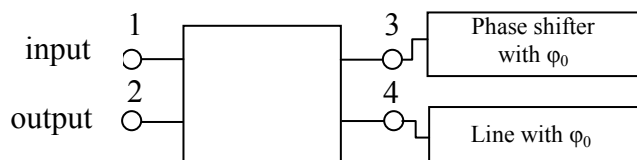


Рис. 1. Блок-схема ограничителя мощности

При низком уровне мощности на входе схемы изменения фазы отражательного фазовращателя не происходит, и сигнал без искажения проходит через устройство, так как сигналы, отраженные от плеч 3 и 4 синфазные и равны по амплитуде. Стоит отметить, что вносимые потери зависят от добротности сегнетоэлектрического элемента, а суммарные потери всего устройства сравнимы с потерями *pin*-диодного ограничителя, рассчитанного на сравнимую высокую мощность. При увеличении уровня СВЧ мощности на входе сегнетоэлектрический фазовращатель [7] будет менять фазу коэффициента отражения и соответственно будет увеличиваться коэффициент отражения от входа 1. Сегнетоэлектрический фазовращатель представляет собой последовательный резонансный контур с четвертьволновым шлейфом, как показано на рис. 2.

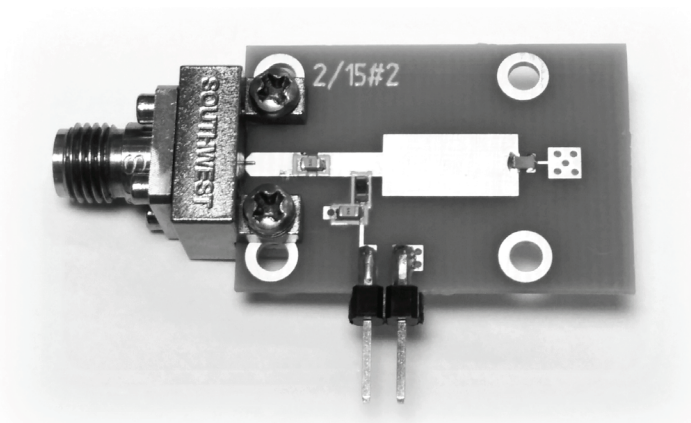


Рис. 2. Фотография макета отражательного фазовращателя

На рис. 3 показаны экспериментальные характеристики отражательного фазовращателя в зависимости от напряжения управления. Максимальный фазовый сдвиг отражательного фазовращателя равен 180 градусам, соответственно с некоторого уровня входной мощности сигналы, отраженные от плеч 3 и 4, станут противофазными, и мощность на выходе ограничителя будет стремиться к 0. Такой механизм ограничения является оригинальным и принципиально отличается от работы классических схем, где потери запираения не увеличиваются, начиная с некоторого значения входной мощности.

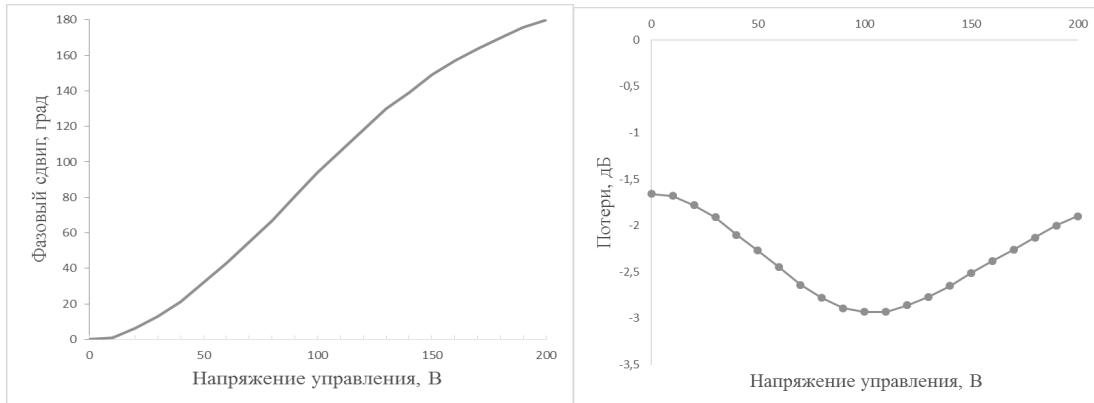


Рис. 3. Фазовый сдвиг и потери от напряжения управления на частоте 3.7 ГГц

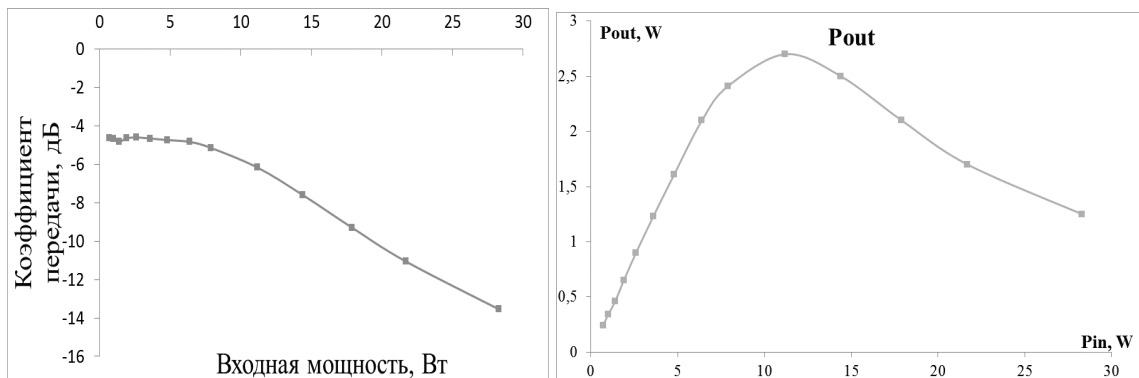


Рис. 4. Экспериментальные характеристики ограничителя мощности

На рис. 4 приведены результаты экспериментального исследования ограничителя мощности. Как видно на графиках, коэффициент передачи не меняется до порогового уровня мощности, а затем плавно уменьшается.

Сегнетоэлектрический конденсатор был изготовлен на подложке из ситалла, поэтому теплоотвод от конденсатора практически не обеспечивался. По этой причине мощность подавалась в импульсном режиме с длиной импульса 10 мкс и скважностью 100 на частоте 3,7 ГГц.

На основе полученных результатов можно сделать вывод, что предложенная идея работоспособна и подходит для создания ограничителей мощности, применяемых в системах радиолокации и телекоммуникаций. Из особенностей, присущих предложенной схеме, стоит отметить равномерное увеличение потерь запираения с увеличением входной мощности, а также потенциальное высокое быстродействие по сравнению с существующими аналогами.

## Список литературы

1. Вендик О.Г. Сегнетоэлектрики в технике СВЧ. М.: Сов. радио, 1979, 272 с.
2. Cohn M. A high power ferroelectric limiter / Cohn M., Eikenberg A.F.//– PTMTT International Symposium Digest / – 1964. – Vol. 64. – №1. – pp. 144-149.
3. Horton J.B. A one-GHz ferroelectric limiter / Horton J.B., Donaldson M.R.//– IEEE Trans. On MTT / – 1967. – Vol. 15. – № 9. – pp. 517-523.
4. R.R. Romanofsky, “Array Phase shifters: Teory and Technjlogy” в книге John L. VolaKis “Antenna Engineering Handbook”, pp. 21.1-21.25
5. Gevorgian S. Do We Really Need Ferroelectrics in Paraelectric Phase only in Electrically Controlled Microwave Devices / Gevorgian S., Kollberg E.L.// – IEEE Trans. On MTT/ – 2001. – Vol. 49. – №11. – pp. 2117-2124.
6. Малорацкий Л.Г. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ. М.: Сов. радио, 1976.
7. Васильев А.Н. Влияние мощности СВЧ сигнала на управляемость сегнетоэлектрического фазовращателя / Васильев А.Н., Вендик О.Г., Якушин И.В. // Журнал Технической Физики, 2011, Т. 81, Вып. 10, С. 55-59.

УДК 621.396.61

**И.С. Гаврилов, В.П. Савченко, В.А. Усачев**

**НТЦ «ГК-Сервис», г. Москва, ОАО «РТИ», г. Москва, МГТУ им. Н.Э. Баумана**

### **АКУСТООПТИЧЕСКИЙ СОГЛАСОВАННЫЙ ФИЛЬТР НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ ДЛЯ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ**

Представлено инновационное решение по импортнезависимости при создании систем связи и РЛС на основе акустооптических согласованных фильтров. Показана практическая реализация данного предложения.

Ключевые слова: акустооптический согласованный фильтр, РЛС, ЛЧМ-сигнал

**I.S. Gavrilov, V.P. Savchenko, V.A. Usachev**

### **NEW GENERATION OF THE ACOUSTOOPTICAL MATCHED FILTER FOR RADAR SIGNAL PROCESSING**

Presented innovativeself-reliance solution based on acousto-optical matched filters to create communication systems and radar. It is shown that the practical implementation of this proposal.

Keywords: acousto-optical matched filter, radar, linear frequency modulation signal

С момента создания совета по радиолокации, третьего главного управления при Совете Министров СССР и «Всесоюзного научно-исследовательского института радиолокации» (теперь ЦНИРТИ) под руководством А.И.Берга, прошло много поколений блестящих инженерных разработок радиолокационных станций (РЛС) различного назначения. Главное, что характеризовало ту эпоху – это чётко поставленные цели и организация значительных ресурсов СССР на построение радиолокационного щита страны. Практически все элементы РЛС создавались только внутри СССР. Поэтому образовалась такая сложная и большая коопера-

ция, которая не всегда учитывала экономические показатели создаваемых изделий. Настоящий момент характеризуется тем, что задача создания РЛС стала задачей тех корпораций, которые имеют заказы на радиоэлектронные системы, в составе которых есть РЛС. К тому же не удалось экономически интегрироваться по данному виду изделий с фирмами - производителями РЛС так, как это делают в США, которые с упорством, достойным иного применения, обкладывают Россию экономическими санкциями. Таким образом, происходит следующая ситуация: с одной стороны, экономический опыт Советского Союза в современных условиях не применим, а с другой стороны, разработка РЛС представляет значительные трудности для коллектива даже крупной корпорации. Есть ли выход? Один из них – это инновационные решения, позволяющие не догонять, а перейти на новый технологический уклад. В данном случае – использование свойств фотоники при создании современных компактных высокоточных радиолокационных станций различного назначения с применением акустооптического согласованного фильтра (АОСФ) радиолокационных сигналов. Основной характеристикой согласованного фильтра является коэффициент сжатия входного сигнала, как правило, более чем 30-40 дБ. В настоящее время каждый разработчик РЛС создаёт свой вариант согласованной фильтрации и доказывает, что он лучший. Но элементная база микросхем, из которой создаётся аппаратный модуль согласованного фильтра, в большинстве одинакова и импортного производства. Поэтому и результат будет приблизительно одинаков, т.е. принципиального движения вперёд не будет. В статье [1] предложен путь существенного повышения значений технических характеристик РЛС на базе создания планарно-гибридных интегрально-оптических мини-модулей (ПГИОМ), представленных в [1; табл. 1].

Цель настоящей статьи состоит в том, чтобы предложить эффективный путь реализации высокоточной РЛС на основе высокопроизводительного акустооптического фильтра, созданного в виде ПГИОМ. Ниже представлена математическая модель функционирования акустооптического согласованного фильтра РЛС, приведены результаты исследования макета акустооптического согласованного фильтра РЛС ГИ-101СФ, структура планарно-гибридного интегрально-оптического мини-модуля 4-канального акустооптического согласованного фильтра, сравнение моноимпульсного радиолокатора, использующего акустооптический согласованный фильтр, и моноимпульсный радиолокатор сверхкоротких мощных импульсов.

Необходимо отметить, что акустооптический согласованный фильтр (АОСФ) появился как система обработки радиолокационного сигнала в 1964 году благодаря работе Геринга и Монтаю [2]. Результатом этой работы явилось множество исследований и конструкций АОСФ в интересах создания радиолокационных станций [3] как гражданского, так и военного назначения. Акустооптический согласованный фильтр использует явление дифракции света [3, 4] на неоднородностях коэффициента преломления в кристаллических структурах, например, в кристаллах  $\text{TeO}_2$ ,  $\text{LiNbO}_3$  [4]. Режим дифракции реализуется основным элементом акустооптических устройств ячейкой Брэгга, которая представлена на рис. 1. Акустооптическое устройство, реализующее пространственно-временную модель согласованной фильтрации, согласно [4, 5], называется акустооптическим согласованным фильтром (АОСФ). Наиболее оптимальным для использования в АОСФ с одной ячейкой Брэгга является сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Обработка других более сложных [6], чем ЛЧМ сигналов с помощью АОСФ, приведёт к усложнению оптико-механической конструкции, однако результаты, полученные для ЛЧМ-сигнала, будут справедливы и для более сложных сигналов потому, что точка согласованной фильтрации в АОСФ – это сфокусированное в течение заданного промежутка времени когерентное излучение. Акустооптический

согласованный фильтр, выполненный из двух встречно включенных ячеек Брэгга, реализует корреляционную функцию радиосигнала для любого типа модуляции. Однако по дифракционной эффективности и коэффициенту сжатия уступает АОСФ с одной ячейкой Брэгга [5]. На рис. 1 в 2-мерном пространстве  $(\varphi, \xi)$  определена точка согласованной фильтрации с координатами  $(\varphi_0, \xi_0)$ , где:

- $\varphi_0$  – координата фокальной оси абсцисс;
- $\xi_0$  – координата фокальной оси ординат.

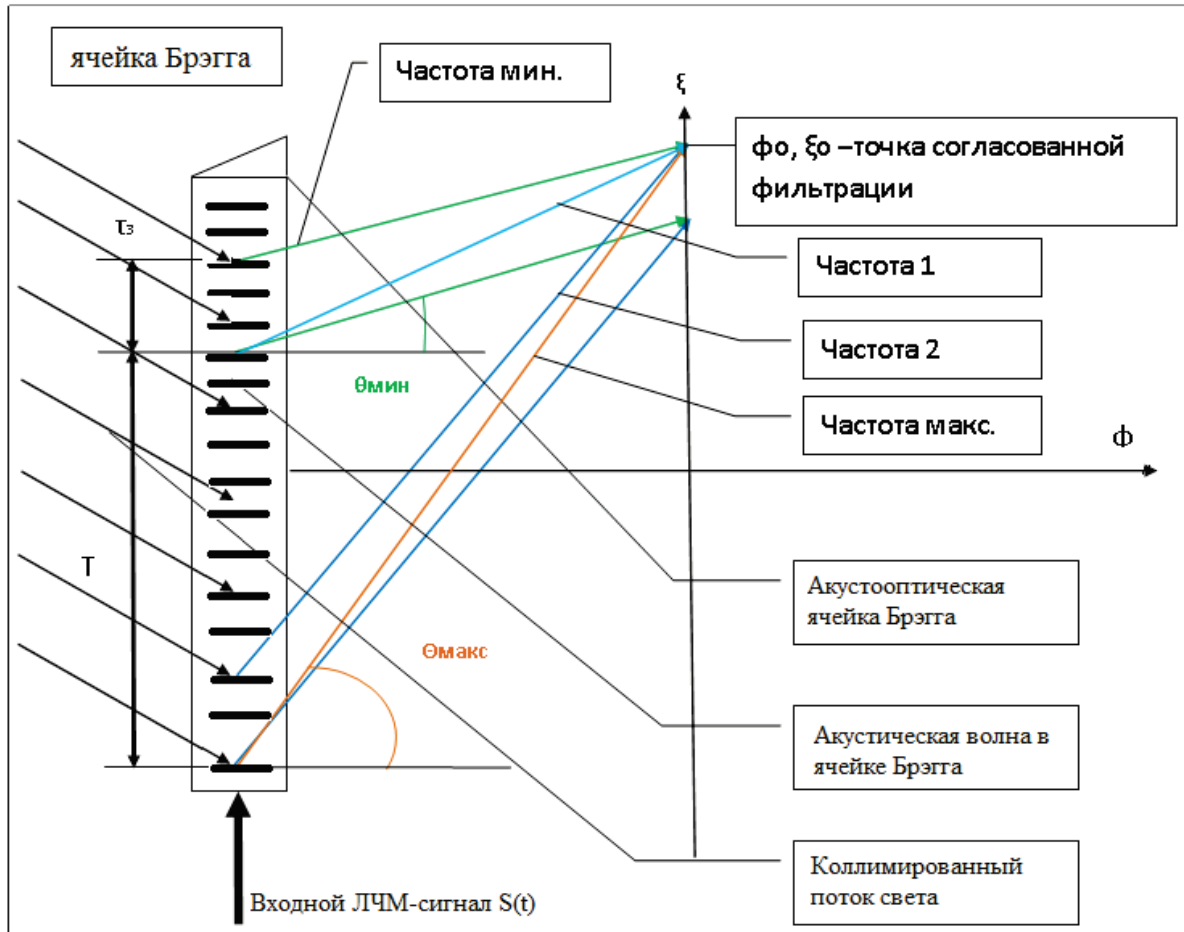


Рис. 1. Структурная схема сжатия ЛЧМ сигнала в АОСФ

Фокусировка входного светового потока происходит за счёт дифракции света на акустической волне, образованной ЛЧМ-сигналом  $S(t)$ , в соответствии с линейной зависимостью между частотой  $f$  и углом  $\theta$ . Чем выше текущая частота  $f$ , тем больше угол отклонения  $\theta$ , как представлено на рис. 1. Частоты ЛЧМ-сигнала равномерно расположены между минимальным и максимальным значениями ( $f_{\min} < f_1 < f_2 < f_{\max}$ ) в соответствии уравнениями:

$$\begin{aligned}
 \Theta_{\min} &= \lambda \cdot f_{\min} / V \\
 \Theta_{\max} &= \lambda \cdot f_{\max} / V \\
 f_{\max} &= f_{\min} + \chi \cdot T,
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

где  $f_{\min}$  – минимальная частота ЛЧМ- сигнала;  
 $f_{\max}$  – максимальная частота ЛЧМ- сигнала;



$V$  – скорость звуковой волны в ячейке Брэгга;

$T$  – длительность ЛЧМ-сигнала, соответствующая временной апертуре ячейки Брэгга;

$\lambda$  – длина волны входного потока света;

$\chi$  – линейная скорость изменения частоты.

Величина  $\chi$  рассчитывается по формуле

$$\chi = df/dt = \Delta f/T = (f_{\max} - f_{\min})/T . \quad (2)$$

Решение уравнения (1) после несложных преобразований для координат точки фокусировки входного сигнала можно записать в виде:

$$\begin{aligned} \varphi_0 &= V^2/(\lambda \cdot \chi); \\ \xi_0 &= (V \cdot T/2) + (V \cdot f_{\min}/\chi) . \end{aligned} \quad (3)$$

Согласно [4, стр. 263] процесс образования светового пятна в фокусе в момент времени заполнения ЛЧМ-сигналом ячейки Брэгга описывается следующими формулами.

Минимальная величина светового пятна:  $\Delta \xi_0 = V/\Delta f$ . (4)

Длительность сжатого импульса, снимаемого с фотоприёмника, равна

$$\tau_{\text{сж}} = \Delta \xi_0 / V = 1/\Delta f. \quad (5)$$

Коэффициент сжатия ЛЧМ-сигнала равен

$$K_{\text{сж}} = T/\tau_{\text{сж}} = T \cdot \Delta f. \quad (6)$$

Представленные формулы (1), ..., (6), с одной стороны, являются математической основой модели, которая позволяет описать, в общем виде, физические процессы, проходящие в акустооптическом согласованном фильтре. С другой стороны, они позволяют дать оценку техническим характеристикам акустооптического согласованного фильтра в конкретной реализации.

Ранее на базе акустооптики была успешно решена задача разработки опытного образца анализатора спектра на базе акустооптического процессора. Учитывая острую потребность на рынке компактных высокоточных РЛС, естественным образом встал вопрос о возможности создания высокопроизводительного акустооптического согласованного фильтра для РЛС. Обоснованием необходимости выполнения такого исследования стала работа [7], которая дала теоретическую основу для возможности предположения, что длительность импульса на выходе согласованного фильтра зависит только от технологии изготовления акустооптических модуляторов, а ограничений, с точки зрения физики процесса вплоть до длительностей фемтосекунд, нет. В 1978 году Ю.В. Гуляев, В.В. Проклов, Г.Н. Шкердин [7, стр. 104] сформулировали две принципиальные функции акустооптических систем:

- преобразование любой сигнальной информации в сравнительно медленную акустическую волну;
- реализация параллельной обработки всей запасенной в импульсе информации.

На базе Акустооптического центра НИТУ МИСиС в 2012 году был создан макет согласованного фильтра в корпусе акустооптического анализатора спектра ГИ-101АС, который в дальнейшем получил шифр ГИ-101СФ (рис. 2).

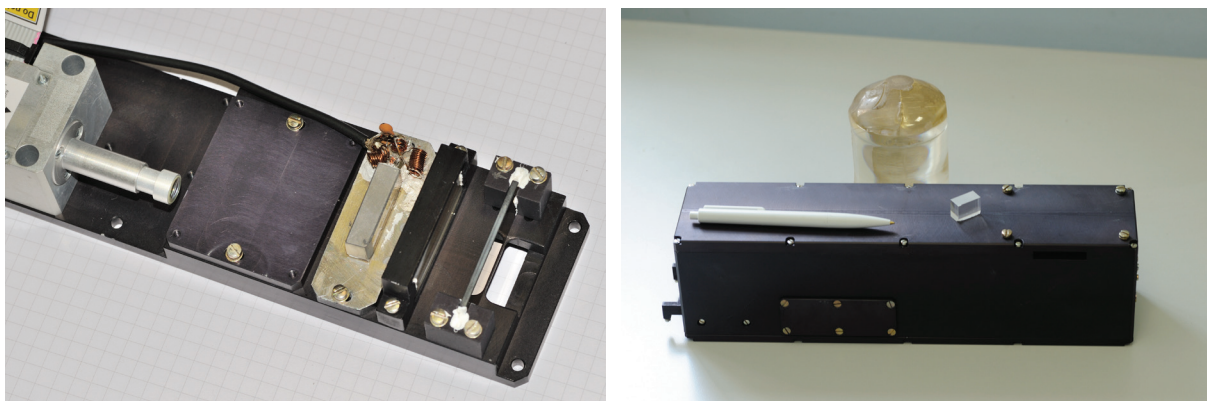


Рис. 2. Внешний вид акустооптического согласованного фильтра ГИ-101СФ

Ячейкой Брэгга для ГИ-101СФ служили модуляторы, изготовленные в Акустооптическом центре НИТУ МИСиС под руководством Чижикова С.И. и Молчанова В.Я. Измерения проводились с непосредственным участием автора статьи Гаврилова И.С. и ведущего научного сотрудника Акустооптического центра Юшкова К.Б. Структурная схема стенд представлена на рис. 3.



Рис. 3. Структура стенда акустооптического согласованного фильтра ГИ-101СФ

Из всех проведённых измерений отклика на выходе АОСФ интерес для дальнейшего использования представляют два варианта входного сигнала воздействия:

- первый вариант входного сигнала – это одиночный импульс ЛЧМ-сигнала (рис. 4);
- второй – смесь от 16 до 50 ЛЧМ-сигналов.

Входной одиночный импульс ЛЧМ-сигнала длительностью  $T=3,2$  мкс представлен на рис. 4. Мгновенная полоса частот равна:  $\Delta f = (f_{\text{макс}} - f_{\text{мин}}) = (160 - 90) = 70$  МГц.

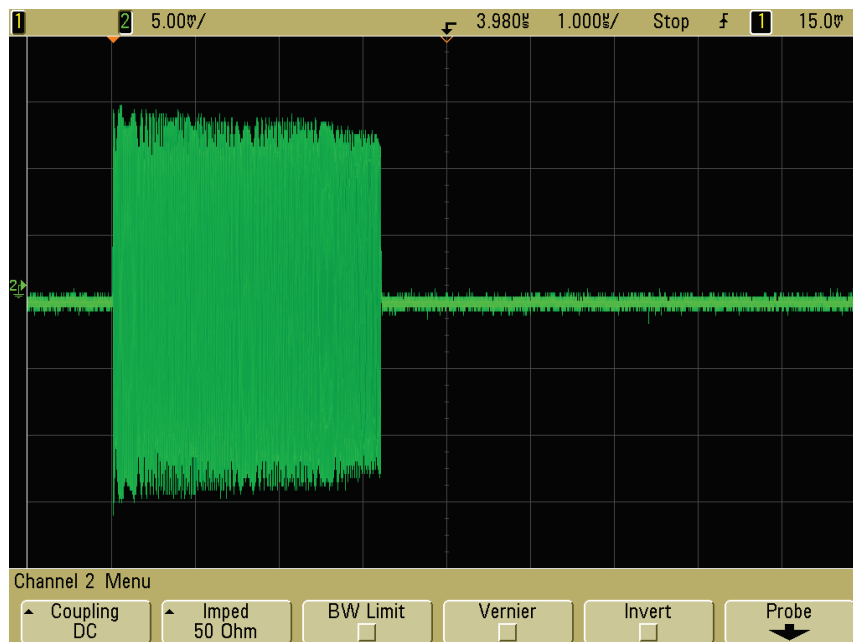


Рис. 4. Импульс ЛЧМ-сигнала на входе акустооптического согласованного фильтра

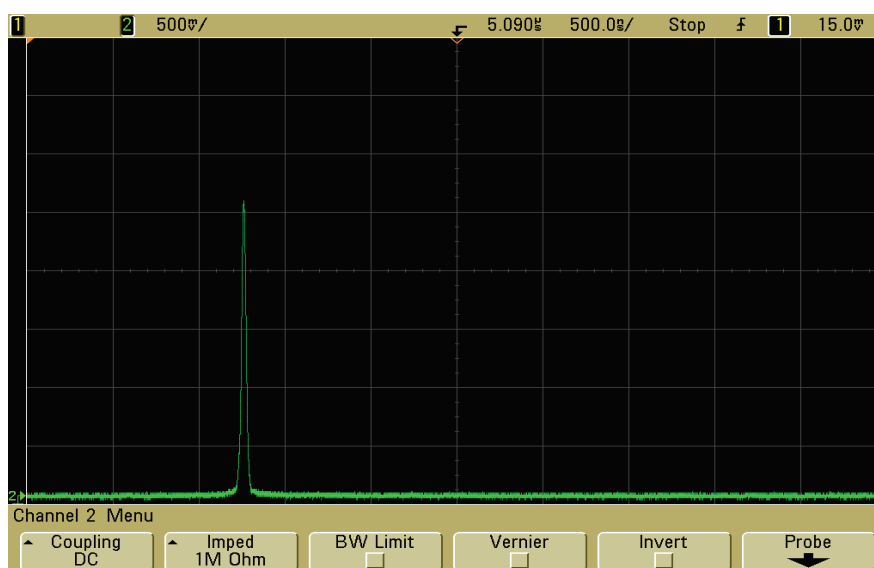


Рис. 5. Сжатый импульс ЛЧМ-сигнала на выходе акустооптического согласованного фильтра ГИ-101СФ

Анализ информации, приведенной на рис. 4 и рис. 5, показывает, что выходной временной импульс практически не имеет боковых лепестков. Измеренный уровень боковых лепестков сжатого ЛЧМ-сигнала ниже -60 дБ. Это означает, что радиолокационный эхосигнал сжимается акустооптическим согласованным фильтром практически без внесения искажений и стремится в пределе к  $\delta$ -функции, причём это достигается за один зондирующий импульс. Сравнивая разрешающую способность ЛЧМ и ФКМ сигналов по дальности [8], которая при цифровой обработке определяется шириной главного лепестка, и разрешающую способность по дальности аналоговой обработки акустооптическим согласованным фильтром (АОСФ), можно заключить, что главное различие – в форме и величине боковых лепестков автокорреляционной функции (АКФ). При цифровой обработке максимальный боковой

лепесток ЛЧМ сигнала равен – 13 дБ, а использование М-последовательностей длиной 8191 отсчётов средний уровень боковых лепестков АКФ может быть равен ~ -39 дБ. При аналоговой обработке АОСФ средний уровень боковых лепестков АКФ может быть менее < -60 дБ, что при нанесении на карту точечных целей является очевидным преимуществом. А при съёмке протяженных и удаленных объектов посредством боковых лепестков АКФ могут сформировать довольно существенные искажения, что практически будет отсутствовать при аналоговой обработке АОСФ. Разрешение по дальности при аналоговой обработке АОСФ равно:

$$dR = c \cdot \tau_{сж} / 2 = c / (2 \cdot \Delta f) \quad (7)$$

Таким образом, исходя из вышепредставленного материала в данном подразделе, акустооптический согласованный фильтр (АОПСФ) позволяет обрабатывать сигналы моноимпульсной РЛС и позволяет иметь высокую разрешающую способность по дальности, которая зависит от мгновенной частотной полосы ячейки Брэгга.

Необходимо отметить, что если ЛЧМ-сигнал представить системой  $\Phi_n = \{f_1, \dots, f_n\}$  ненулевых частот, то  $(f_i, f_j) = 0$  при  $i \neq j$ . Это означает, что сдвинутые ЛЧМ-сигналы относительно друг друга определяются как ортогональные последовательности, т.е. действует принцип суперпозиции (наложения). Принцип суперпозиции заключается в следующем: в линейных средах волны распространяются независимо друг от друга, то есть волна не изменяет свойства среды, и другая волна распространяется так, будто первой волны нет. Это позволяет предположить, что в линейном режиме дифракции ЛЧМ-сигналы будут последовательно независимы в точке фокуса. Для проверки данного предположения вторым вариантом входного сигнала является смесь от 16 до 50 ЛЧМ-сигналов. Смесь из 16 ЛЧМ-сигналов представлена на рис. 6. Данный вариант входного сигнала моделировал режим последовательного приёма отражённых эхо-сигналов. Это самый сложный режим работы согласованного фильтра РЛС, который определяет пространственно-временное выделение объектов и описание их формы. При цифровой обработке пространственно-временное разделение объектов осуществляется применением цифровых фильтров, что увеличивает объём аппаратуры и усложняет общий алгоритм обработки. При аналоговой обработке АОСФ этот режим является естественным для ячейки Брэгга и не требует дополнительных затрат ни аппаратуры, ни программного обеспечения. Результат аналоговой обработки АОСФ представлен на рис. 7.

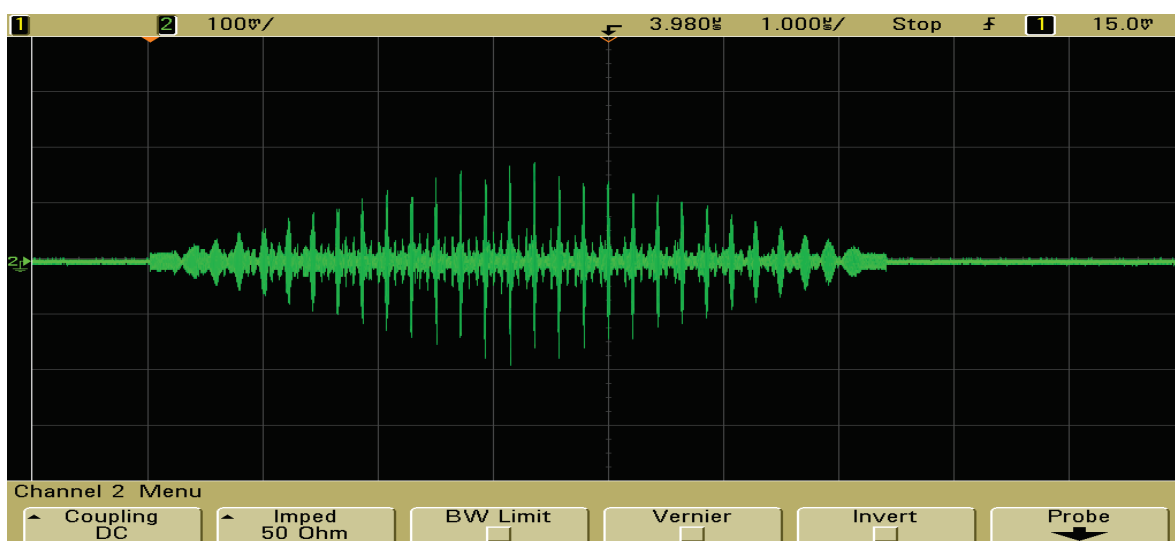


Рис. 6. Смесь из 16 сдвинутых ЛЧМ-сигналов на входе акустооптического согласованного фильтра ГИ-101СФ

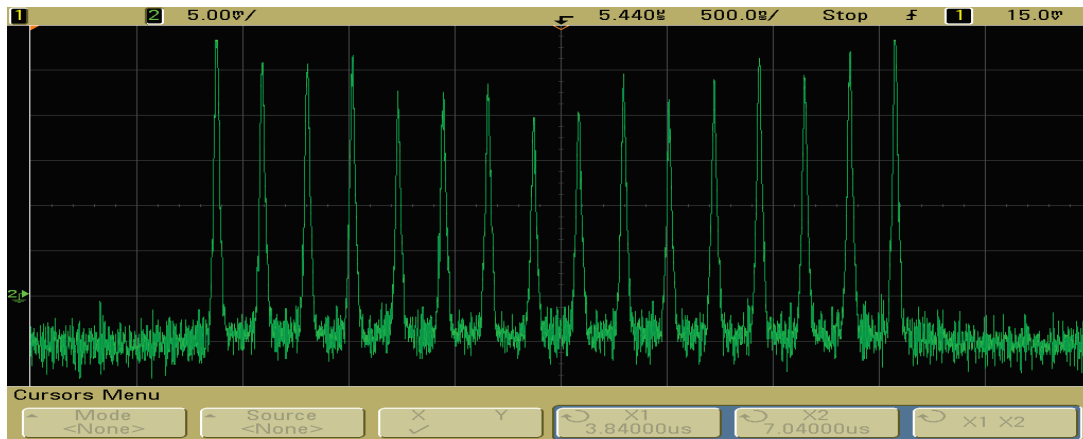


Рис. 7. Разделённые сжатые импульсы смеси ЛЧМ-сигнала на выходе акустооптического согласованного фильтра ГИ-101СФ

Таким образом, на выходе ГИ-101СФ получается обработанная пространственно-временная последовательность импульсов без дополнительного оборудования! Каждый выходной импульс соответствует одному отражению от объекта, что позволяет при соответствующем разрешении получить форму объекта в реальном масштабе времени. В результате анализа исследования макета установлено, что количество реально сжатых ЛЧМ-сигналов  $K_\zeta$ , которые можно разделить по критерию Рэлея, подчиняются уравнению:

$$K_\zeta = K_{сж} \cdot \zeta \cdot (1 - \zeta) = T \cdot \Delta f \cdot \zeta \cdot (1 - \zeta), \quad (8)$$

где  $0,1 < \zeta \leq 0,5$  – режим линейной дифракции;

$0,9 \geq \zeta > 0,5$  – режим нелинейной дифракции;

$\zeta = 0,5$  – максимально возможное количество сжатых ЛЧМ-сигналов, которые можно разделить по критерию Рэлея в режиме линейной дифракции.

В соответствии с расчётами, проведенными по формуле (8), построен график, приведенный на рис. 8.

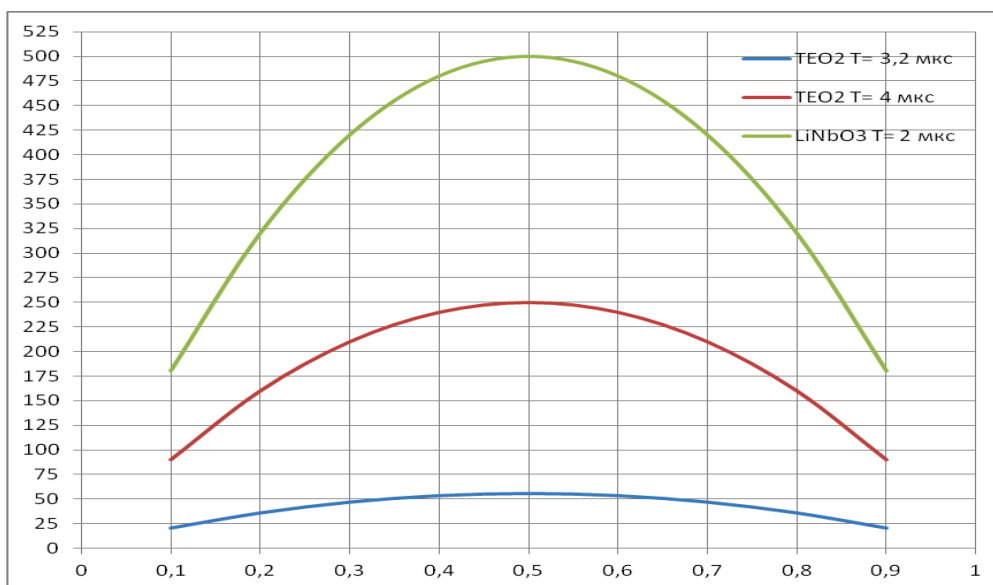


Рис. 8. Кол-во делимых сжатых ЛЧМ-сигналов по критерию Рэлея для различных модуляторов

Разрешение по дальности (7) с учётом (8) можно переписать в виде:

$$dR_{\zeta} = c \cdot \tau_{сж} \zeta / 2 = c / (2 \cdot \Delta f \cdot \zeta \cdot (1 - \zeta)). \quad (9)$$

Расчёт по формуле (9) представлен на рис. 9.

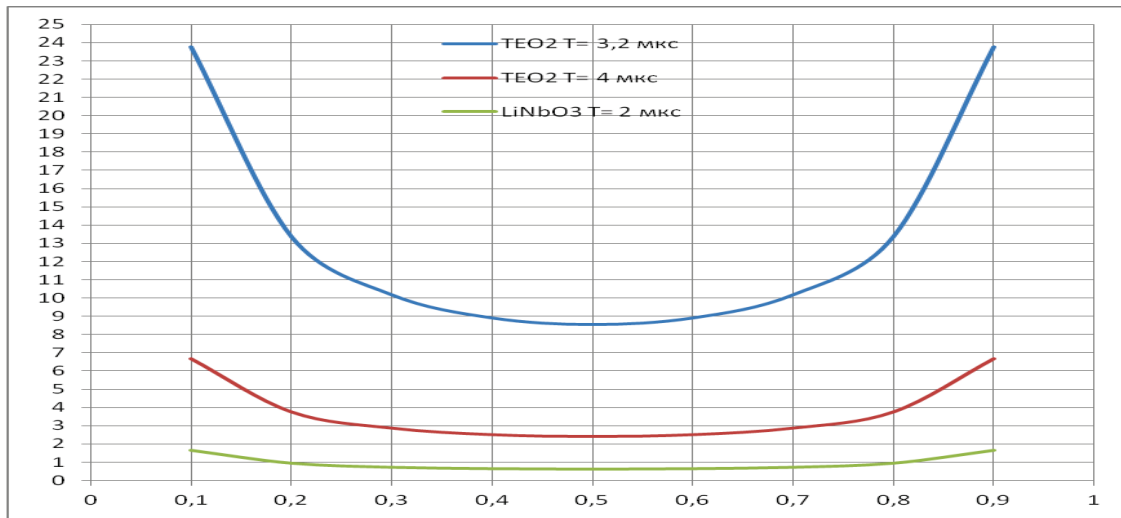


Рис. 9. Разрешение по дальности сжатых ЛЧМ-сигналов для различных модуляторов

В таблицу 1 сведены расчёты по формулам (7), (8) и (9).

Таблица 1

Материал	ТЕО2	ТЕО2	LiNbO3
T, мкс	3,2	4	2
Δf, МГц	70	250	1000
K <sub>сж</sub>	224	1000	2000
dR, м	+2,14	0,6	0,15
τ <sub>сж</sub> , нс	14,29	4	1
ζ	0,5	0,5	0,5
K <sub>ζ</sub>	56	250	500
dR <sub>ζ</sub> , м	8,56	2,4	0,6

Анализ табл. 1 показывает, что замена модулятора изменяет разрешающую способность по дальности одиночного объекта (dR) и групповых объектов (dR<sub>ζ</sub>). Причём dR = от 2,14 м до 0,15 м, а dR<sub>ζ</sub> = от 8,56 м до 0,6 м. Значения dR и dR<sub>ζ</sub> показывают, что данный акустооптический согласованный фильтр может применяться для широкого круга радиолокационных задач. Благодаря разрешающей способности по дальности dR/ dR<sub>ζ</sub> ≤ 1 м ГИ-101СФ может применяться в бортовой широкополосной моноимпульсной РЛС (т.е. в компактной высокоточной РЛС). Так как конструкция ГИ-101СФ универсальна по структуре, то затраты на адаптацию АОСФ к поставленной задаче будут минимальны и могут быть решены в течение короткого времени в рамках опытно-конструкторской работы.

Нельзя рассматривать акустооптический согласованный фильтр без сравнения его производительности с цифровым согласованным фильтром (ЦСФ). Согласно табл.1 ГИ-101СФ может достигнуть коэффициента сжатия K<sub>сж</sub> >= 10<sup>3</sup> и более, что позволяет существенно расширить рамки решаемых задач, поэтому сравнительная характеристика производительности

цифровой согласованной фильтрации и акустооптической согласованной фильтрации позволяет определить масштаб реального времени для двух представленных методов согласованной фильтрации.

Цифровая согласованная фильтрация для сигнала  $\Delta f=500$  мГц и  $T = 1$  мс согласно [5, стр.409] требует  $N_{\text{ком}}=3 \cdot 10^{10}$  команд. Соответственно количество команд для  $\Delta f'=1000$  мГц и  $T' = 4$  мкс (табл.1 столбец 3) равно:

$$N'_{\text{ком}} = N_{\text{ком}} \cdot (\Delta f' / \Delta f) \cdot (T' / T) = 3 \cdot 10^{10} \cdot (1000/500) \cdot (4/1000) = 0,24 \cdot 10^9.$$

Тогда время, затраченное на выполнение цифровой согласованной фильтрации  $T_{\text{цсф}}$  с тактом выполнения команд  $t_{\text{ком}}=1$ нс цифровым процессором, равно:

$$T_{\text{цсф}} = N'_{\text{ком}} \cdot t_{\text{ком}} = 0,24 \text{с}.$$

Время, затраченное на выполнение акустооптической согласованной фильтрации  $T_{\text{аопсф}}$ , равно:

$$T_{\text{аопсф}} = T' + T\lambda = 4 \cdot 10^{-6} + 10^{-9} = 0,000004 \text{с}, \text{ где}$$

$T\lambda$  – время распространения света в модуляторе.

$$\text{Отношение } T_{\text{цсф}} / T_{\text{аопсф}} = 6 \cdot 10^4.$$

Таким образом, АОСФ позволяет на несколько порядков быстрее выполнять согласованную фильтрацию (сжатие) по сравнению с ЦСФ.

Одной из задач данной статьи является предложение по направлениям перехода от объемных конструкций АОСФ к планарному-гибридному интегрально-оптическому модулю (ПГИОМ), который при наличии лабораторного парка ГИС оборудования [11] можно выпустить в течение 2-2,5 лет. Вариант исполнения такого мини-модуля ПГИОМ акустооптического согласованного фильтра был рассмотрен постановочным планом в работе [1]. Причём конструкция ПГИОМ может создаваться не только как отдельное устройство, а сразу в составе реальной радиолокационной станции. В отличие от конструкции ГИ-101СФ конструкция ПГИОМ должна позволять сравнительно легко создавать матричные структуры из ПГИОМ АОСФ, что является залогом построения акустооптических структур, позволяющих обработать в реальном масштабе времени сигналы с антенных решёток. Сравнительно технологически несложно реализовать 4-элементную линейную матрицу АОСФ-4 в виде ПГИОМ. Структурная схема разводки луча лазера представлена на рис. 10. Сокращения на рис. 10 имеют следующие значения:

- ЛАЗЕР – одночастотный, одномодовый с ТЕМ00;
- П1, П2, П3 – преломляющие призмы 1:2;
- К1, К2, К3, К4 – коллиматоры лазерного луча;
- М1, М2, М3, М4 – модуляторы (ячейки Брэгга);
- Л1, Л2, Л3, Л4 – дополнительные фокусирующие линзы;
- ФОКУС – пространственная точка согласованной фильтрации.

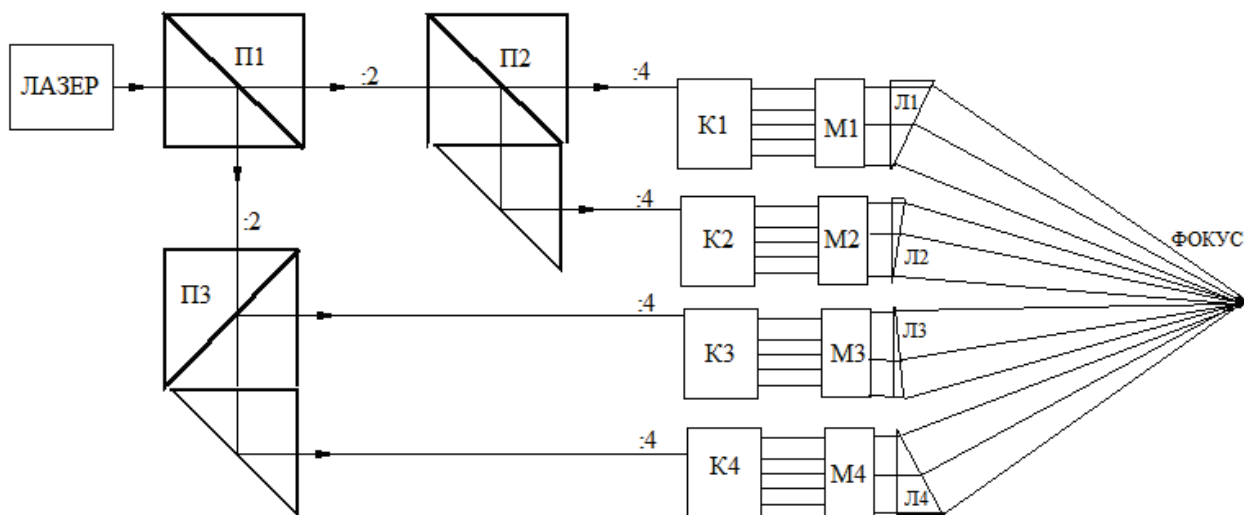


Рис. 10. Канальный АОСФ-4 ПГИОМ

Призмы П1, П2, П3 и коллиматоры К1, К2, К3, К4 можно технологически изготовить как единую конструкцию, а модуляторы и дополнительные фокусирующие линзы разместить рядом с коллиматорами на одной подложке. Таким образом, можно достичь коэффициента сжатия  $K_{сж4} = 4 \cdot K_{сж} = 4000$  или 36 дБ, что позволяет получить разрешение по дальности (табл. 1):

Таблица 1

dR, м	0,535	0,15	0,0375
-------	-------	------	--------

Естественно, что результирующий ЛЧМ-сигнал является объединением 4-х составных ЛЧМ-сигналов по технологии ММО с псевдослучайными несущими. Данная технология обеспечивает высокую помехозащищённость и скрытность излучения.

АОСФ-4 в настоящее время реализуется в компактном мини-корпусе с размерами 100ммx200ммx50мм.

Ниже представлена сравнительная характеристика двух моноимпульсных радиолокаторов X-диапазона. Первый построен на излучении сверхкоротких мощных импульсов: моноимпульсный радиолокатор сверхкоротких мощных импульсов (МРСМИ) [9], второй построен на излучении широкополосного ЛЧМ-сигнала: моноимпульсный радиолокатор широкополосного ЛЧМ-сигнала (МРЛЧМ). Кроме сигналов излучения МРСМИ и МРЛЧМ имеют различие и в способе обработки. МРСМИ использует традиционную цифровую обработку радиолокационного сигнала [10], а в МРЛЧМ радиолокационный сигнал использует акустооптический согласованный фильтр. В соответствии с математической моделью, представленной в [9], произведён расчёт максимальной дальности действия  $R_{\max} \leq \{(Gt \cdot Ag \cdot \sigma \cdot Pt \cdot T) / [(4\pi)^2 \cdot \zeta \cdot No]\}^{1/4}$  и других параметров для двух моноимпульсных РЛС. Расчёт представлен в табл. 2, где приняты следующие обозначения:

Gt – коэффициент усиления передающей антенны
Ag, м <sup>2</sup> – эффективная площадь приёмной антенны
σ, м <sup>2</sup> – ЭПР цели



$\zeta$ – пороговое отношение сигнал/шум
$T_m, K^\circ = 300^\circ K$
$N_0$ Вт/Гц - спектральный шум
$K_{сж}$ – коэффициент сжатия, если сжатия нет, $K_{сж}=1$
$\Delta f, МГц$ – мгновенная полоса радиолокационного сигнала
$f, ГГц$ - центральная несущая частота X-диапазона
$\tau, нс$ – длительность импульса излучения
$\tau_{сж, нс}$ – – длительность импульса после сжатия
$S_{повт}, Гц$ – частота повторов излучения радиолокационного сигнала
$P_t, ГВт$ – мощность излучения
$P_{ср}, Вт$ - средняя мощность излучения
$R_{max}, км$ – максимальная дальность
$dR, м$ – разрешающая способность по дальности.

Таблица 2

№	Параметр	МРСМИ	МРЛЧМ
1	Обработка сигнала тип	ЦОС	АОПСФ
2	Относительная длительность вычислений, с	0,24	0,000004
3	$G_t$	25	25
4	$A_r, м^2$	10	10
5	$\sigma, м^2$	0,1	0,1
6	$\Sigma$	5	5
7	$T_m, K^\circ$	300	300
8	$N_0$ Вт/Гц	4,14E-21	4,14E-21
9	$K_{сж}$	1	1000
10	$\sqrt{K_{сж}}$	1	31,62
11	$\Delta f, МГц$	210	210
12	$f, ГГц$	10	10
13	$T, нс$	5	5000
14	$\tau_{сж}, нс$	5	5
15	$S_{повт}, Гц$	100	100
16	$P_t, ГВт$	0,5	0,0000158
17	$P_{ср}, Вт$	250	7,9
18	$R_{max}, км$	549,3102	549,199204
19	$dR, м$	0,71	0,71

Анализ табл. 2 показывает, что моноимпульсные радиолокаторы МРСМИ и МРЛЧМ имеют одинаковые выходные технические характеристики обнаружения и классификации цели, которые представлены в табл. 3.

Таблица 3

$\sigma, \text{м}^2 = 0,1$ - ЭПР цели
$\zeta=5$ – пороговое отношение сигнал/шум
$T = \tau_{\text{сж}}=5\text{нс}$ – длительность выходного импульса (п. 12,13 табл. 2)
$R_{\text{max,км}} = 549,3102$ – максимальная дальность (п. 17 табл. 2);
$dR, \text{м}=0,71$ – разрешающая способность по дальности (п. 18 табл. 2).

Табл. 2 показывает, что особенности системного построения МРСМИ и МРЛЧМ приводят к различным технико-экономическим затратам. Далее представлены четыре отличия между МРСМИ и МРЛЧМ.

Первым отличием является частотная полоса шумов, которая действует на входе в АОПСФ и ЦОС. В ЦОС  $\Delta f$  обрабатывается вся сразу, поэтому шумы оцениваются в полосе  $\Delta f_{\text{ш}}=210\text{МГц}$ . В АОПСФ, за счёт дифракции, происходит пространственное разделение частот, что аналогично множеству прямоугольных полосовых фильтров, которые разбивают частотную полосу на каналы. Число каналов в АОПСФ равно коэффициенту сжатия  $K_{\text{сж}}$  формула (6), поэтому ширина шумовой полосы будет определяться формулой

$$\Delta f_{\text{ш}} = \Delta f / K_{\text{сж}} \quad (10)$$

Момент оптического сложения (рис. 1) дифрагированных световых лучей [3, 4, 7] ЛЧМ-сигнала аналогичен когерентному накоплению, поэтому отношение сигнал /шум возрастает пропорционально  $\sqrt{K_{\text{сж}}}$ , тогда (10) можно преобразовать в формулу

$$\Delta f_{\text{ш}} = \Delta f / \sqrt{K_{\text{сж}}} \quad (11)$$

Таким образом, шумовая полоса МРЛЧМ составит  $\Delta f_{\text{ш}} = 6,64 \text{ МГц}$  против  $\Delta f_{\text{ш}} = 210 \text{ МГц}$  МРСМИ.

Вторым отличием является временное сжатие ЛЧМ-сигнала, которое осуществляется в АОСФ, что позволяет получить одинаковое разрешение по дальности (табл. 3,  $dR=0,71\text{м}$ ) между МРСМИ и МРЛЧМ.

Третьим отличием является значительный выигрыш по мощности импульса в МРЛЧМ перед МРСМИ. В МРСМИ  $P_t=0.5 \text{ ГВт}$ , а в МРЛЧМ  $P_t=0.0000158 \text{ ГВт}$  (табл. 2 п. 16). Также выигрыш в средней мощности составляет для МРСМИ  $P_{\text{ср}}=250 \text{ Вт}$ , а для МРЛЧМ  $P_{\text{ср}}=7.9 \text{ Вт}$  (табл.2 п.17).

Четвёртым отличием является скорость обработки в  $6 \cdot 10^4$  выше МРЛЧМ, чем МРСМИ.

Таким образом, моноимпульсный радиолокатор на основе акустооптического фильтра существенно превосходит по представленным характеристикам моноимпульсный радиолокатор сверхкоротких мощных импульсов. Поэтому использование инновационной акустооптической технологии даёт возможность реализовать целый класс РЛС с большей экономической эффективностью за довольно короткое время.

## Выводы

Решена задача по полному импортозамещению приемного тракта радиолокаторов (в общем случае, линий связи) не только без потери технических характеристик, а по комплексу параметров превосходящих существующие решения.

Предложена математическая модель акустооптического согласованного фильтра, позволяющая произвести расчет характеристик требуемого моноимпульсного радиолокатора с его использованием.

Применение акустооптического согласованного фильтра ЛЧМ-сигналов позволяет создать на отечественной элементной базе инновационный класс моноимпульсных радиолокаторов, в которых непосредственно по результату аналоговой обработки можно сформировать радиолокационное изображение объекта с заданной точностью. Точность представления радиолокационного изображения объекта определяется размером мгновенной частотной полосы  $\Delta f$  и длительностью радиолокационного сигнала  $T$ , что выражено в формуле (6):

$$K_{сж} = T \cdot \Delta f.$$

Результат аналоговой обработки с помощью АОСФ - временная последовательность отражённых ЛЧМ-сигналов (см. рис.7). Кроме традиционной функции сжатия одиночного отражённого ЛЧМ-сигнала, описанной во многих источниках [2, 3, 4, 5], акустооптический согласованный фильтр в режиме линейной дифракции обладает способностью разделять сдвинутую смесь отражённых от объекта ЛЧМ-сигналов.

Скорость обработки акустооптического согласованного фильтра определяется скоростью распространения света через модулятор и превосходит существующие способы на порядки.

Моноимпульсный радиолокатор с акустооптическим согласованным фильтром, использующий ЛЧМ-сигнал, существенно экономичнее и проще в реализации, чем моноимпульсный радиолокатор сверхкоротких мощных импульсов.

Дальнейшее развитие и производство акустооптических согласованных фильтров в виде матричных гибридно-интегральных структур на основе технологии интегральной оптики (аналогично фильтрам на ПАВ) является перспективным импортонезависимым направлением для обработки сигналов с антенных решеток.

Данное направление имеет также практическое значение при модернизации существующих радиолокационных комплексов.

## Список литературы

1. Гаврилов И.С. Планарно-гибридные интегрально-оптические мини-модули. М.: Научно-коёмкий бизнес, 2015, № 01.
2. Геринг Д.С., Монтагю Г. Простой оптический фильтр для РЛС, использующий сигнал с линейной частотной модуляцией. ТИИЭР, 1964, Т. 64, № 12, С.1908.
3. У. Мэзон, Р. Терстон. Физическая акустика. Принципы и методы. Мир, 1974, Т. VII.
4. Балахший В.И., Парыгин В.Н., Чирков Л.Е. Физические основы акустооптики. М.: Радио и связь, 1985.
5. Edited by N.J. Berg & J.M. Pellegrino. Acousto – Optic Signal processing. Theory and implementation. Second edition. U.S. Army Research Laboratory Adelphi, Maryland, 1996 by M.Dekker. C.S. Anderson, University of Florida, Eglin Air Force Base. M.W. Haney, Georg Mason

University, Fairfax, Virginia. J.M.Pellegrino. U.S.Army Research Laboratory. Signal Delay and Compression. ISBN:0-8247-8925-3.

6. Варакин Л.Е. Теория систем сигналов. М.: Сов.радио, 1978, 304 с.

7. Гуляев Ю.В., Проклов В.В., Шкердин Г.Н. Дифракция света на звуке в твердых телах. Успехи физических наук, 1978, Т. 124, вып. 1, Январь.

8. Захаров А.И. Влияние интегрального уровня боковых лепестков сигнала РСА на качество измерений. ФИРЭ РАН. II Всероссийские Армандовские чтения. V Всероссийская научная конференция «Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред», Муром, 26.06-28.06. 2012 г. e-mail: [aizakhar@sunclass.ire.rssi.ru](mailto:aizakhar@sunclass.ire.rssi.ru)

9. Кулагин В.В., Соколов А.В., Черепенин В.А. Моноимпульсная локация с помощью мощных наносекундных микроволновых импульсов. [cplire.ru/joined/win/lection5](http://cplire.ru/joined/win/lection5)

10. Антипов В. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны. М.: Радио и связь, 1988.

11. Марин В.П., Савченко В.П., Федоров В.К., Луценко А.В. Технология производства изделий электронной техники. Монография/ Под ред. Марина В.П. М: 2015, 88 с.: ил.

УДК 621.396.61/621.396.62

**Н.А. Голов<sup>1</sup>, А.В. Дорофеев<sup>2</sup>, В.В. Гордиенко<sup>2</sup>, В.П. Савченко<sup>3</sup>, И.А. Соколов<sup>4</sup>,  
В.А. Усачев<sup>1</sup>, С.В. Ягольников<sup>5</sup>**

**1 – МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2 – СПИИРАН, 3 – ОАО «РТИ»,  
4 – ОАО «Завод «Компонент», 5 – ЦНИИ ВВКО**

### **СИСТЕМЫ ОПТОЭЛЕКТРОННОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДЛЯ СОЗДАНИЯ РАДИОФОТОННЫХ РЛС С АФАР**

Выполнен анализ возможных направлений применения элементов фотоники при создании АФАР. В статье рассмотрены основные технические решения, направленные на реализацию системы оптоэлектронного распределения сигналов в АФАР. Предложена структура и состав системы оптоэлектронной разводки фазостабильных сигналов по полотну АФАР, определены ключевые требования к параметрам входящих в ее состав элементов. Приведены результаты экспериментальных исследований на опытном стенде, подтверждающие обоснованность предложенных технических решений, и показана возможность практической реализации многоканальных радиофотонных аналоговых АФАР.

Ключевые слова: афар, радиофотоника, оптическая разводка, СВЧ фотоника

**N.A. Golov, A.V. Dorofeev, V.V. Gordienko, V.P. Savchenko, I.A. Sokolov,  
V.A. Usachev, S.V. Yagolnikov**

### **OPTOELECTRONIC SYSTEMS OF DISTRIBUTION AND SIGNAL PROCESSING TO CREATE MICROWAVE PHOTONIC AESA RADAR**

The analysis of possible areas of application of photonics components when creating AFAR. The article describes the main technical solutions aimed at the realization of optoelectronic signal distribution in Active electronically scanned array (AESA). A structure and composition of the op-

toelectronic signal routing system on the AESAR, identified key requirements for the parameters of the constituent elements. The results of experimental research on the experimental stand, confirming the validity of the proposed technical solutions, and the possibility of practical implementation of the multi-channel analog radio photonics AFAR.

Keywords: aesa, radiophotonic, optical distribution, microwave photonic

Радиофотоника, также называемая микроволновая или СВЧ-фотоника (microwave photonics) - это междисциплинарная область, изучающая взаимодействие между радиочастотными и оптическими сигналами применительно к широкополосным сетям беспроводного доступа, сенсорным сетям, радиолокационным системам, системам спутниковой связи и измерительным средствам. Последние несколько лет наблюдается значительная интенсификация исследований в области радиофотоники для различных практических применений [1]. За последнее время опубликовано значительное число работ, посвященных данной проблематике, причем, если еще несколько лет назад они были преимущественно посвящены исследованию общих принципов радиофотоники и вопросам реализации отдельных элементов, то в настоящий момент в зарубежной печати появились публикации, посвященные созданию экспериментальных образцов аэродромных и береговых радиолокационных средств, созданных с применением традиционных технологий микроэлектроники [2]-[6]. Фактически вопрос создания экспериментальных образцов радиолокаторов на основе технологий радиофотоники переходит от теоретических научных исследований в плоскость практической инженерной реализации.

Создание полностью радиопотонного отечественного радиолокатора требует воспроизводства зарубежной элементной базы, поэтому на начальном этапе допустимо вести отработку основных технических решений на коммерчески доступной зарубежной элементной базе.

Одним из таких ключевых решений является система оптоэлектронной разводки сигналов в активных фазированных антенных решетках (АФАР).

Идеология построения аналоговых фотонных АФАР в настоящее время достаточно хорошо разработана. На рис. 1 представлена обобщенная структурная схема секционированной аналоговой оптоволоконной 64-канальной АФАР, которую можно условно считать в настоящее время «канонической» (подробное изложение рассмотренных подходов можно почерпнуть в [7-19]). Подробный анализ особенностей отдельной экспериментальной 8-канальной секции приведен ниже.

Естественно, что основные узлы АФАР с аналоговой фотоникой должны быть выполнены на отечественной элементной базе: передающий и приемный оптоэлектронные модули, работающие в частотном диапазоне до 16 ГГц, выпускаются ООО НПФ «Дилаз» (передающий модуль типа ДМПО131-23, приемный – ДФДМШ 40-16).

Передающие оптические модули ООО НПФ «Дилаз» для волоконно-оптических линий связи (ВОЛС) изготовлены из InGaAsP/InPиAlGaInP/GaAs лазерных диодов с длиной волны излучения 1,3 и 1,55 мкм, выпускаются в охлаждаемых и неохлаждаемых корпусах с одномодовым или многомодовым оптическим волокном. В табл. 1 приведены технические характеристики передающего модуля.

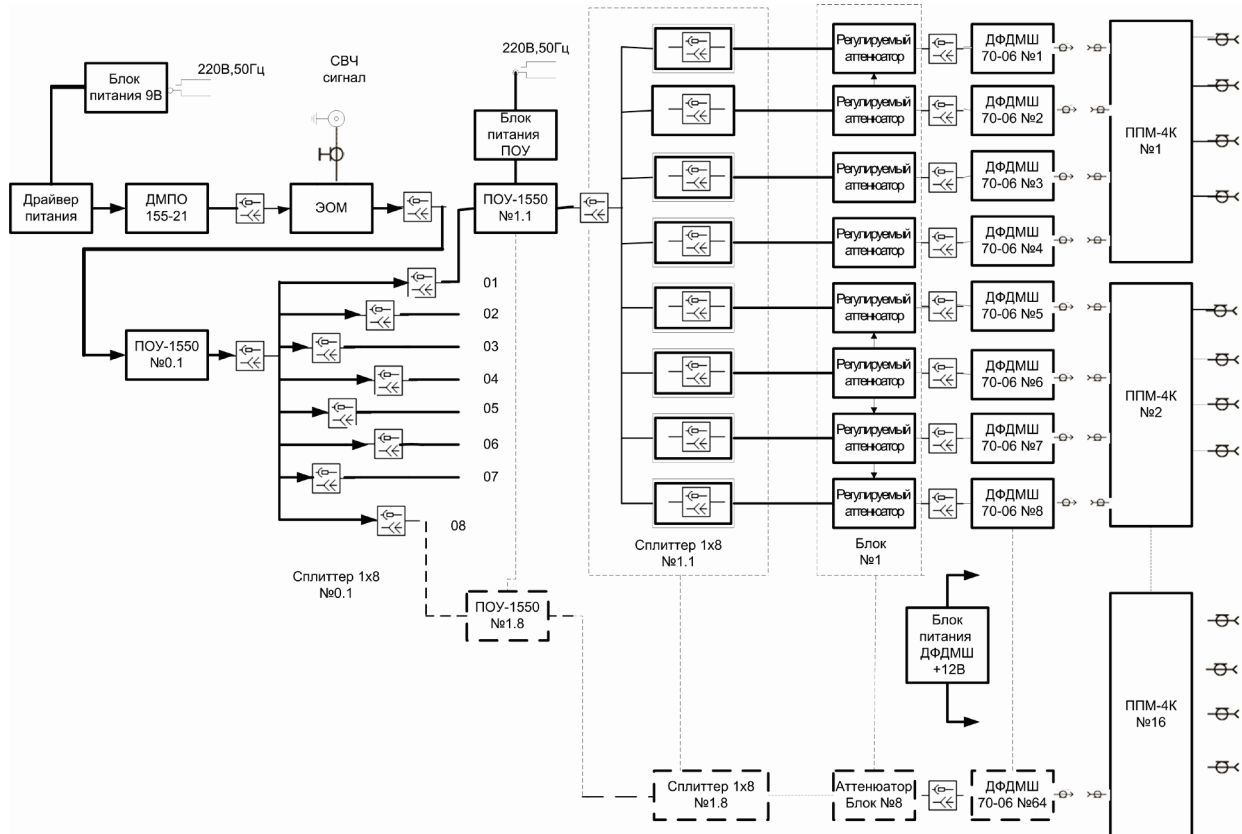


Рис. 1. Блок-схема разводки фазостабильного сигнала на 64 передатчика

Таблица 1

Технические характеристики модуля ДМПО131-23

Параметр	Мин.	Средн.	Макс.	Ед. измер.
Длина волны излучения	1,28	1,31	1,35	мкм
Ширина огибающей спектра			6	нм
Ток накачки лазерного диода		60	90	мА
Оптическая мощность на выходе ВОК	4,0	9,0		мВт
Фототок встроенного фотодиода	20			мкА
Напряжение встроенного фотодиода	4,5	5,0	5,5	В
Диапазон частот модуляции	0,1		16000	МГц
Коэффициент передачи *	-38	-32		дБ
Относит. интенсивность шума RIN *			-140	дБ/Гц
Сопротивление терморезистора		22,5		кОм
Макс. ток микроохладителя		1,0		А
Макс. напряжение микроохладителя		7,0		В
<b>Примечание:</b> время нарастания и спада, скорость передачи информации рассчитываются исходя из значения верхней частоты модуляции, представленной в таблице.				
* Параметры измеряются с тестовым ПрОМ, имеющим оптический соединитель с малым уровнем обратного отражения.				

На рис. 2 приведена АЧХ передающего модуля.

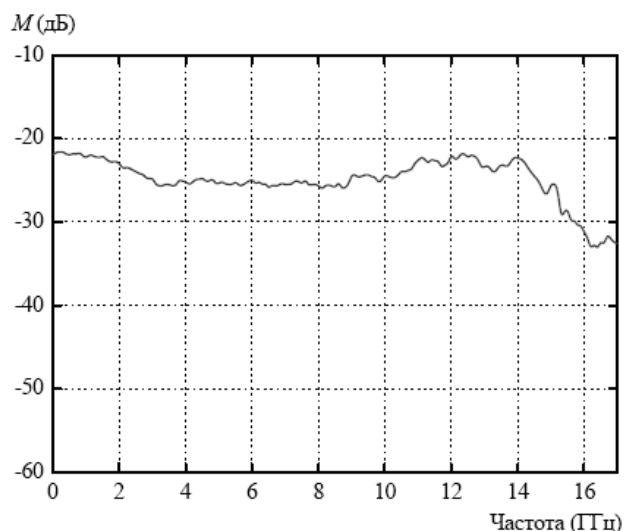


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика передающего модуля ДМПО131-23

Модуль предназначен для использования в СВЧ аналоговых и цифровых линиях связи, антенных решетках, радиолокационных устройствах, волоконно-оптических линиях задержки и т.д.

Конструктивно модуль выполнен в прямоугольном корпусе с восемью электрическими выводами, ВЧ электрическим соединителем СРГ-50-751ФВ, кабельным одномодовым волоконным выходом, оканчивающимся оптическим разъемом типа FC/APC с малым уровнем обратного отражения излучения.

В состав модуля входят фотодиод обратной связи, термоэлектрический микроохлаждитель (элемент Пельтье), терморезистор, используемые для стабилизации оптических и электрических параметров лазерного диода, ВЧ плата согласования (50 Ом входной импеданс) для передачи информационного сигнала от электрического ВЧ соединителя к лазерному диоду с узлом развязки по постоянной и переменной составляющим тока накачки лазерного диода.

Наработка на отказ составляет не менее 50 000 часов. Диапазон рабочих температур от минус 40 до плюс 60 °С.

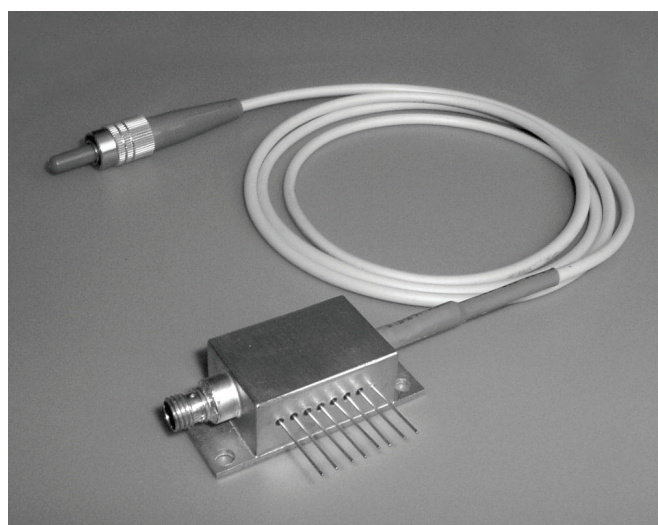


Рис. 3. Внешний вид передающего оптического модуля ДМПО131-23

На рис. 4 приведена электрическая схема передающего оптического модуля.

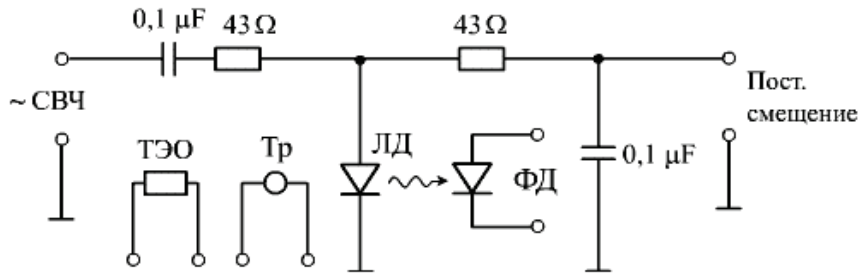


Рис. 4. Схема передающего оптического модуля ДМПО131-23:  
ФД – фотодиод обратной связи; Тр – термосопротивление для контроля температуры;  
ТЭО – термоэлектрический охладитель (элемент Пельтье)

На рис. 5 приведен чертеж общего вида передающего оптического модуля.

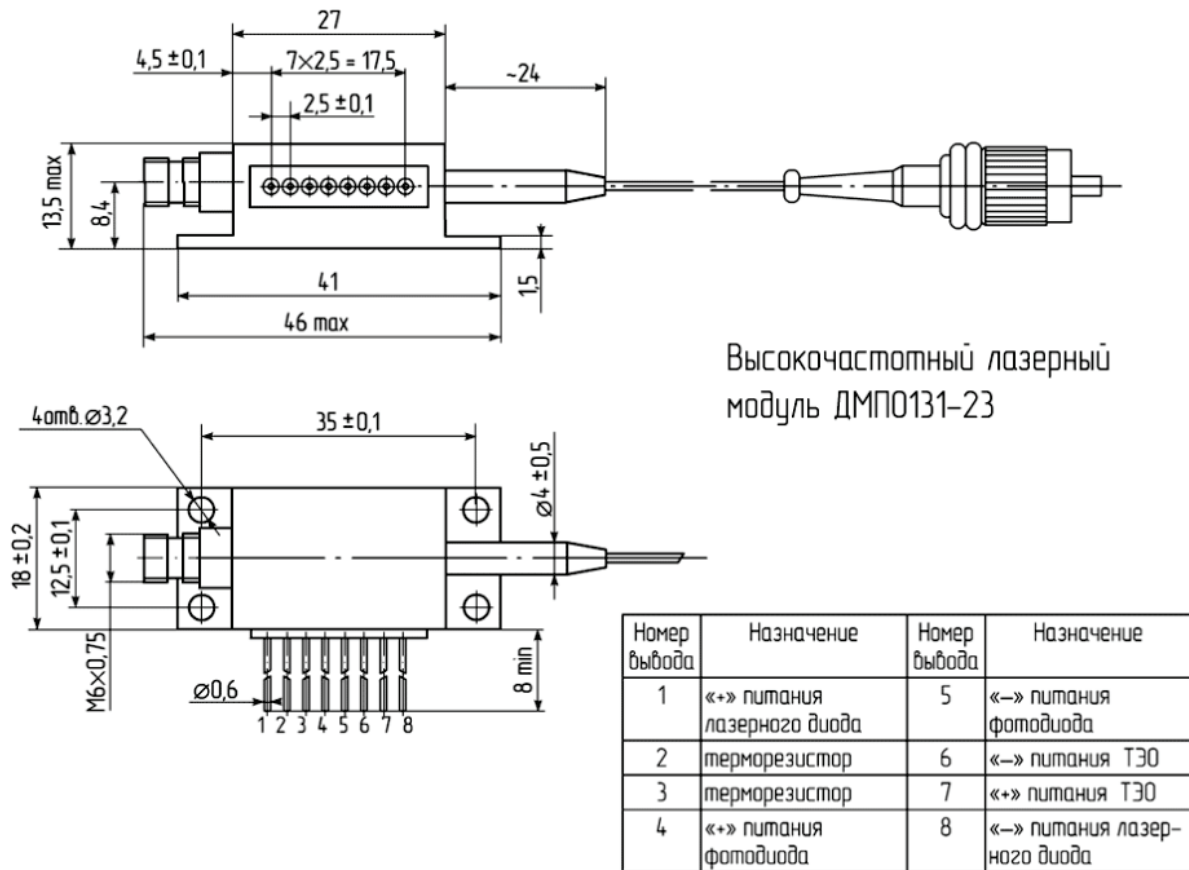


Рис. 5. Чертеж передающего оптического модуля ДМПО131-23

Драйвер питания передающего оптического модуля предназначен для управления питанием передающего оптического модуля (ПОМ). Стандартный режим работы драйвера – режим поддержания постоянной температуры и средней мощности лазерного диода в ПОМ посредством поддержания постоянной величины сопротивления терморезистора и фототока фотомонитора обратной связи, встроенных в ПОМ.

При работе в диапазоне температур окружающей среды от минус 50 до плюс 50 °С драйвер обеспечивает:



- стабилизацию температурного режима лазерного диода ПОМ;
- стабилизацию выходной мощности излучения лазерного диода ПОМ по току встроенного в ПОМ фотомонитора обратной связи;
- контроль обрыва и короткого замыкания терморезистора ПОМ;
- алгоритм включения ПОМ после подачи на драйвер напряжения питания.

Основные параметры широкополосного микроволнового InGaAspin-фотоприёмника ДФДМШ40-16:

- полоса пропускания 0,01-16 ГГц;
- диапазон спектральной чувствительности 980-1650 нм;
- низкое обратное отражение;
- конструкция с вводом излучения через подложку;
- одномодовое оптоволокно с оптическим разъемом;
- коаксиальный СВЧ выходной разъем SMA-типа.



Рис. 6. Внешний вид приемного модуля ДФДМШ40-16 с оптическим волокном диаметром 3 мм

Основные технические характеристики фотоприемника приведены в табл. 2.

Таблица 2

Технические характеристики фотоприемника ДФДМШ40-16

Модель	Фото-чувств. площ., мкм	Спектральная чувствительн., А/Вт		Темновой ток, нА		Неравномерность АЧХ, дБ	Полоса пропускания (-3 дБ, 50 Ом), ГГц		Обратн. оптич. потери, дБ	Корпус. Исполн.
		1300нм	1550нм	тип	макс		мин	макс		
		тип	тип							
ДФДШМ 40-16	40	0.3*	0.35*	10	50	±2	0.01	16	-45	G

\* **Примечание:** приведены эффективные значения на внешнем 50-Ом сопротивлении нагрузки, параллельном внутреннему 50-Ом согласующему резистору (результатирующая нагрузка 25 Ом).

Микроволновый InGaAs PIN фотодетектор ДФДШМ40-16 разработан для прямого преобразования оптических импульсов пикосекундного диапазона и оптических сигналов с высокочастотной модуляцией до 16 ГГц в электрический выходной сигнал. Конструкция фотодетектора ДФДШМ40-16 содержит встроенный 50 Ом широкополосный согласующий резистор, эффективно сглаживающий частотную характеристику фотоприемника и обеспечивающий низкую величину КВСН во всём рабочем частотном диапазоне. ДФДШМ40-16 чувствителен на 1300 нм и 1550 нм. Оптический разъём типа FC/APC применяется для устранения обратного отражённого оптического сигнала для улучшения отношения сигнал/шум особенно в СВЧ-аналоговых линиях передачи данных. Вывод электрического сигнала – через малогабаритный СВЧ-разъём, напряжение смещения подаётся на фотодиод через встроенный фильтр питания.

Предельно допустимые параметры фотоприемника ДМПО131-23 приведены в табл. 3.

Таблица 3

Предельно допустимые параметры фотоприемника ДМПО131-23

Параметр	Значение
Напряжение обратного смещения	20 В
Обратный фототок	4 мА
Прямой ток	5 мА
Рабочая температура	-40...+60 °С
Температура хранения	-40...+70 °С

Габаритный чертеж и принципиальная электрическая схема фотоприемника приведены на рис. 7 и 8.

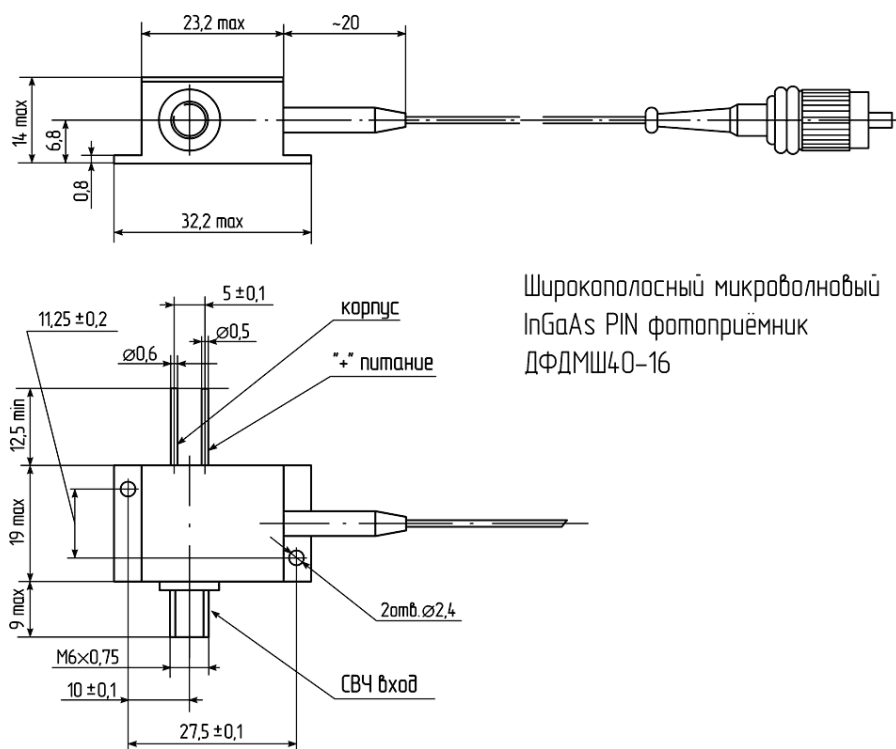


Рис. 7. Чертеж фотоприемника ДМПО131-23

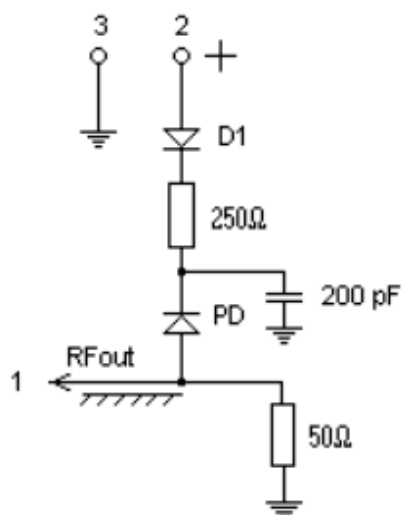


Рис. 8. Электрическая схема фотоприемника ДМПО131-23

Для компенсации потерь в пассивных цепях (коннекторы, аттенюаторы, сплиттеры и др.) необходимо использовать оптические усилители. Полупроводниковые оптические усилители (ПОУ) изготавливаются на основе InGaAsP, имеют малые размеры, компактны и могут быть интегрированы с другими полупроводниковыми и оптическими компонентами. Они имеют следующие характеристики:

- относительно высокое усиление (20 дБ);
- предел выходной мощности составляет 5-10 дБм;
- широкий рабочий диапазон;
- работают в области 0,8; 0,9; 1,0; 1,3; 1,5 мкм;
- являются компактными полупроводниковыми устройствами, которые могут быть интегрированы с другими устройствами, и также могут быть использованы в качестве преобразователей длин волн;
- несколько усилителей могут быть объединены в массив.

В России ПОУ разработаны и выпускаются ЗАО «НОЛАТЕХ».

Технические характеристики ПОУ приведены в табл. 4.

Таблица 4

Технические характеристики ПОУ

Тип модуля	Длина волны, нм	Коэффициент усиления, дБ	Входная чувствительность, дБм	Поляризационная чувствительность, дБ	Рабочий ток, мА	Рабочее напряжение, В	Спектральная ширина, нм
ПОУ-790	770...790	20...30	Минус 20	3	400	2	40
ПОУ-830	810...840	20...30	Минус 20	3	400	2	40
ПОУ-980	910...990	20...30	Минус 20	3	400	2	40
ПОУ-1064	1030...1070	20...30	Минус 20	3	400	2	40
ПОУ-1300	1270...1330	20...30	Минус 20	3	400	2	30
ПОУ-1550	1510...1570	20...30	Минус 20	3	400	2	30

Конструкция модуля ПОУ в корпусе 14 pin DIL типа «Баттерфляй» представлена на рис. 9. Волоконно-оптические кабели содержат одномодовое волокно с сохранением или без сохранения поляризации. На входе и выходе ПОУ оконцован коннекторами типа FC/AP.

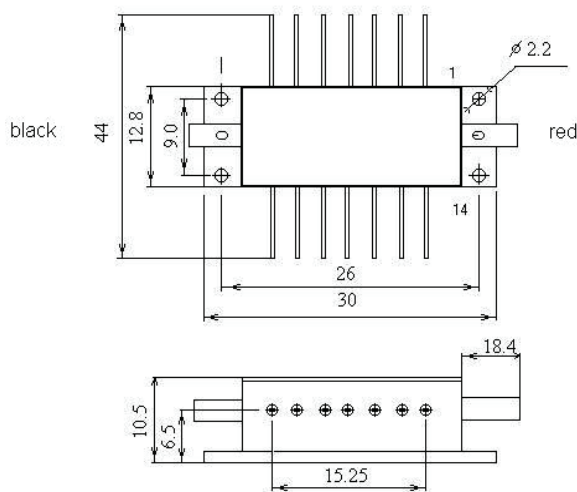


Рис. 9. Конструкция полупроводникового оптического усилителя ПОУ-1550  
Общий вид ПОУ приведен на рис. 10.

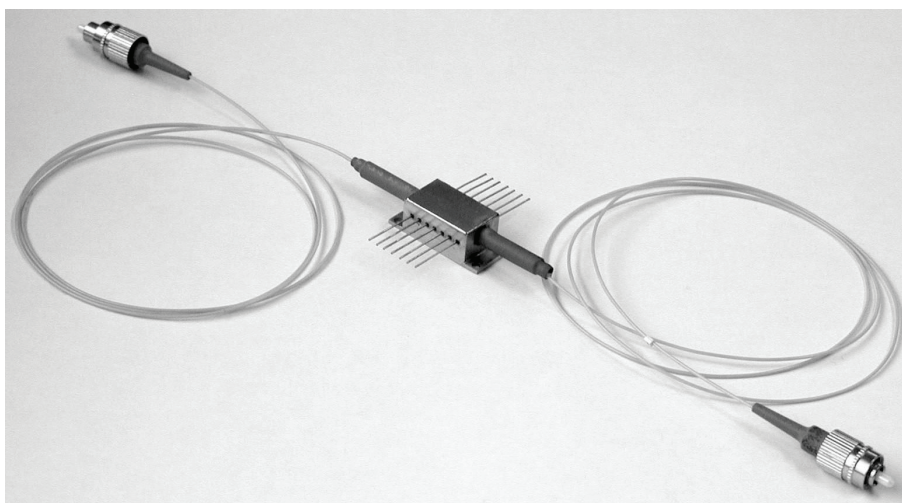


Рис. 10 Внешний вид полупроводникового оптического усилителя ПОУ-1550

Параметры усилителя ПОУ-1550:

- коэффициент усиления – 23 дБ;
- максимальная выходная мощность на выходе усилителя – 10 дБ·м;
- минимальная мощность входного сигнала (чувствительность) – минус 20 дБм;
- эффективность – 0,125/0,032 дБ·м/мА;
- мощность насыщения – 7 дБ·м;
- шум-фактор – 6 дБ;
- ширина полосы усиления – 35-40 нм.

Назначение выводов ПОУ: 1 - + питания микроохладителя; 2, 6, 7, 8, 9, 10, 13 – свободные; 4 – плюс питания ПОУ; 5 – минус питания ПОУ; 11, 12 – подключение термистора; 14 – минус питания микроохладителя.

Многополюсные оптические разветвители и объединители могут быть построены на базе двухполюсных сплавных оптических разветвителей/объединителей, серийно выпускаемых отечественными предприятиями, например, ЗАО «ЦНИТИ «Техномаш-ВОС».

Оптические изоляторы, оптические коннекторы, оптические переменные аттенуаторы и другие пассивные элементы также выпускаются предприятиями РФ.

Экспериментальные исследования 8-канальной схемы оптической разводки (на 4-канальные передатчики, несущая частота 9,8 ГГц) проводились на макете, блок-схема которого представлена на рис. 11.

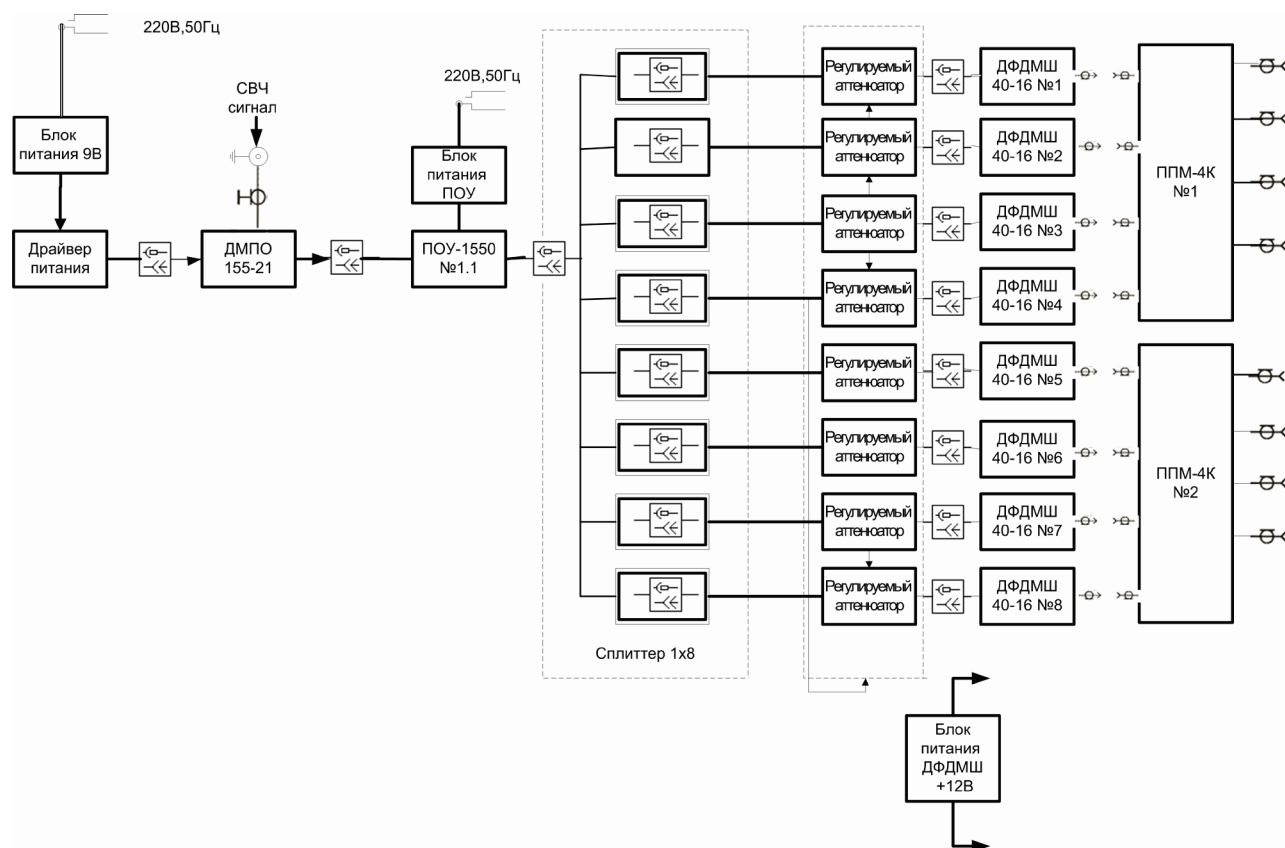


Рис. 11. Блок-схема разводки фазостабильного сигнала на 8 передатчиков (2 ППМ-4К)

На рис. 12-14 представлены фотографии экспериментального макета данной 8-канальной секции, а также 3D-модели ее основных составных частей, изготовленные в точном соответствии со структурной схемой рисунка 1, и использующие элементную базу как отечественного, так и импортного изготовления.



Рис. 12. Экспериментальный стенд

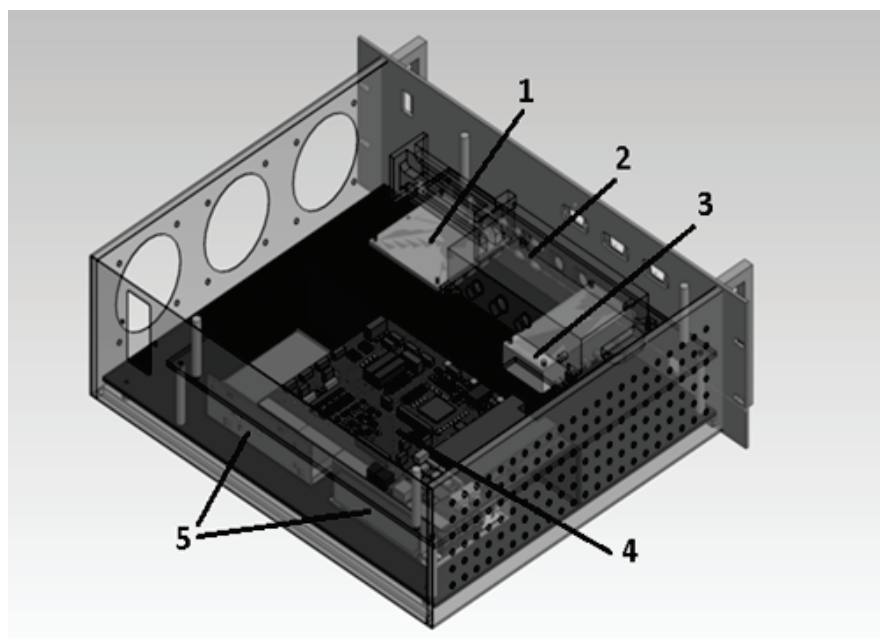


Рис. 13. Внешний вид формирователя СВЧ сигналов и сигналов гетеродина  
1 – квадратурный демодулятор; 2 – приёмник суммарного сигнала;  
3 – формирователь СВЧ сигналов и сигналов гетеродина;  
4 – система синхронизации и управления; 5 – вторичные источники питания

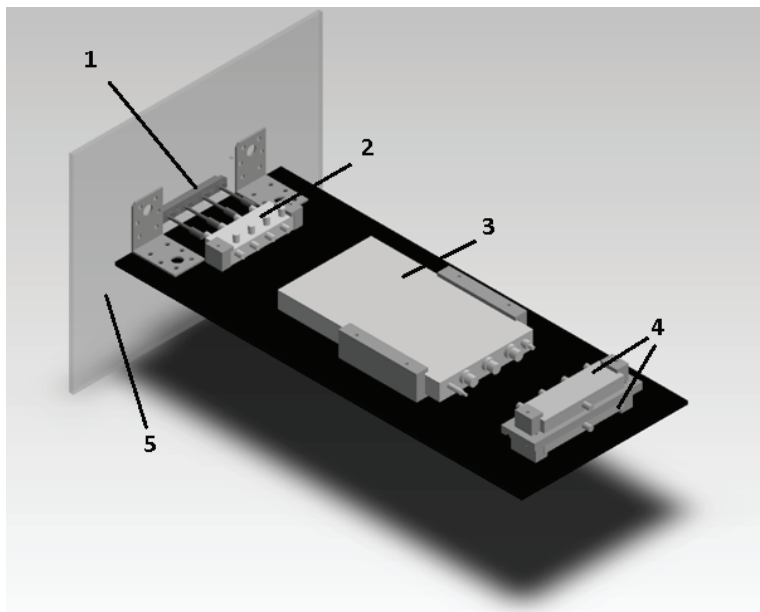


Рис. 14. Внешний вид высокочастотного модуля АФАР:  
 1 – антенная решётка; 2 – СВЧ ответвитель; 3 – 4-х канальный приемо-передающий модуль (ППМ); 4 – СВЧ делители мощности; 5 – рефлектор

Схемы проведения испытаний приведены на рис. 15.

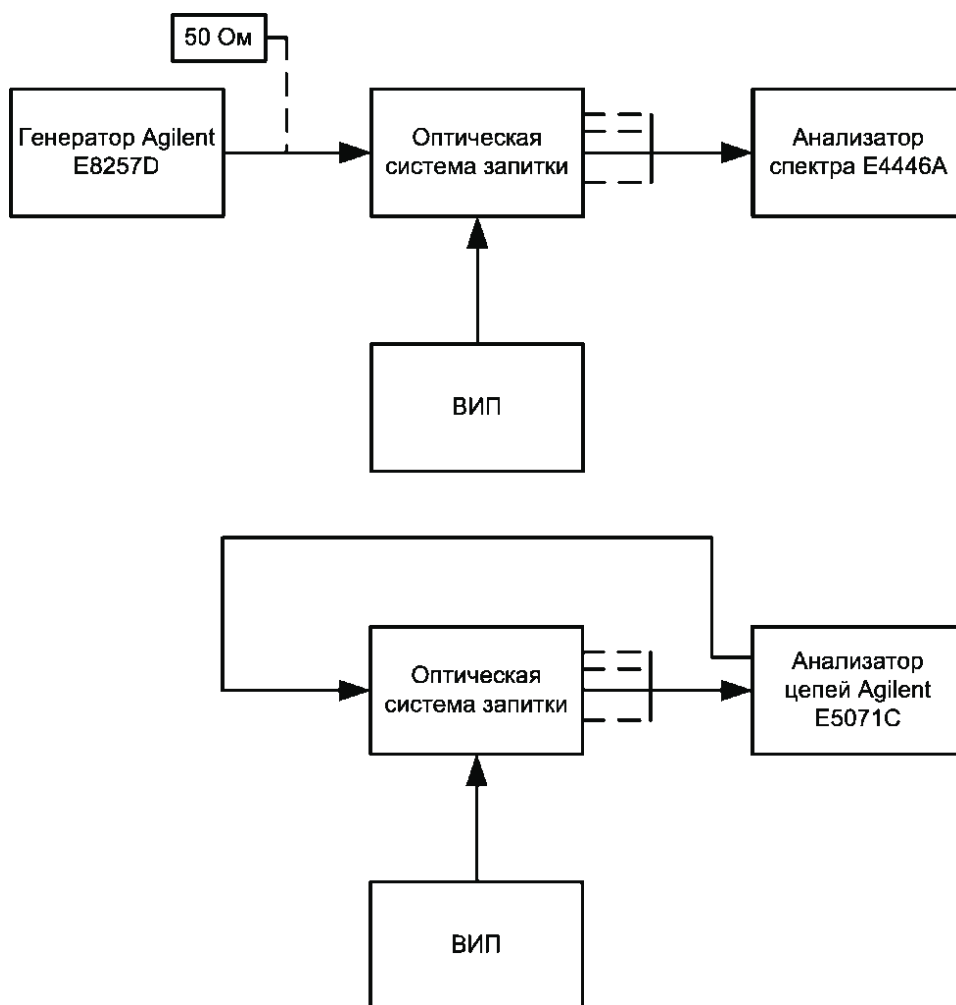


Рис. 15. Схемы испытательных стендов



Внешний вид 4-канального ППМ приведен на рис. 16.

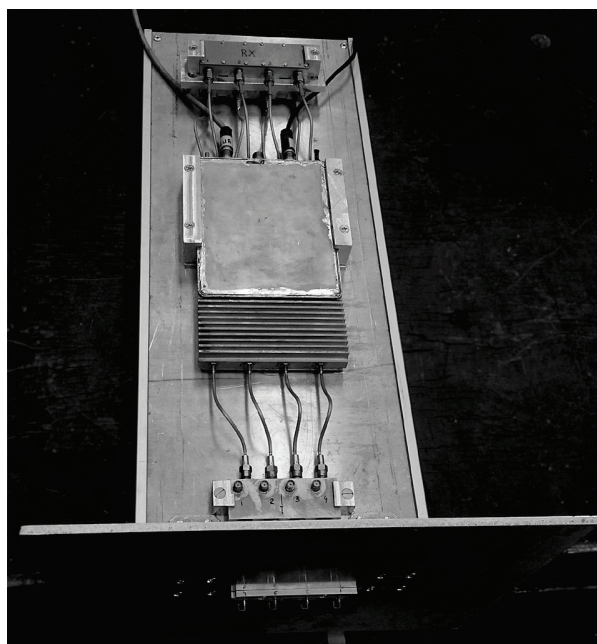


Рис. 16. Внешний вид 4-канального высокочастотного модуля  
На рис. 17 приведен внешний вид СВЧ-ответвителя.

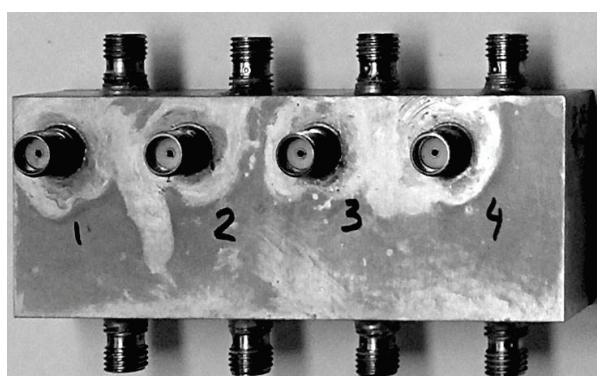


Рис. 17. Внешний вид СВЧ-ответвителя

На рис. 18 приведен внешний вид СВЧ-делителя мощности с коаксиальными разъемами на входе/выходе.

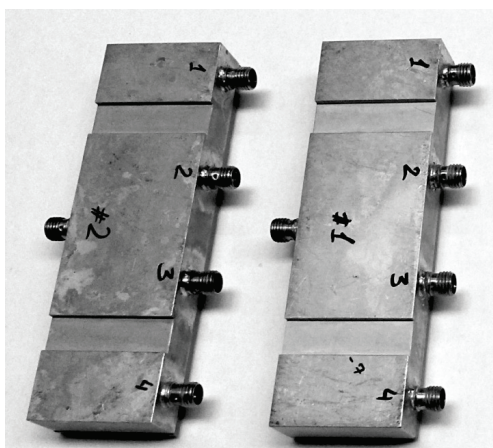


Рис. 18. Внешний вид СВЧ-делителей мощности



На рис. 19 приведен общий вид макета 4-канального излучателя, выполненного на жестких коаксиальных кабелях.

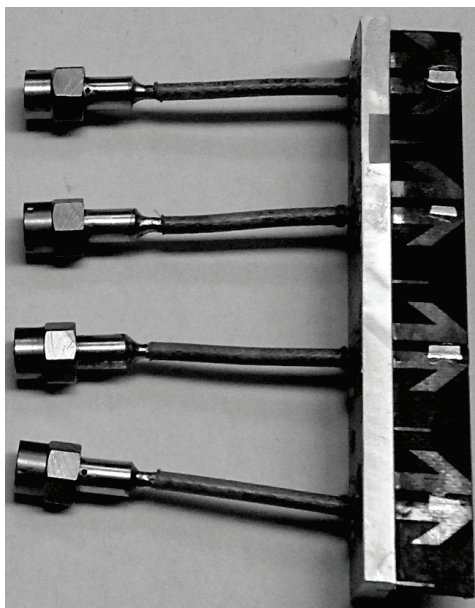


Рис. 19. Общий вид 4-канального излучателя макета АФАР

На рис. 20 показано размещение элементов фотоники в стандартном конструктиве «Евромеханика» 19 дюймов. Как видно, данная компоновка имеет значительные запасы по возможностям снижения габаритов и объединения с другими элементами АФАР.

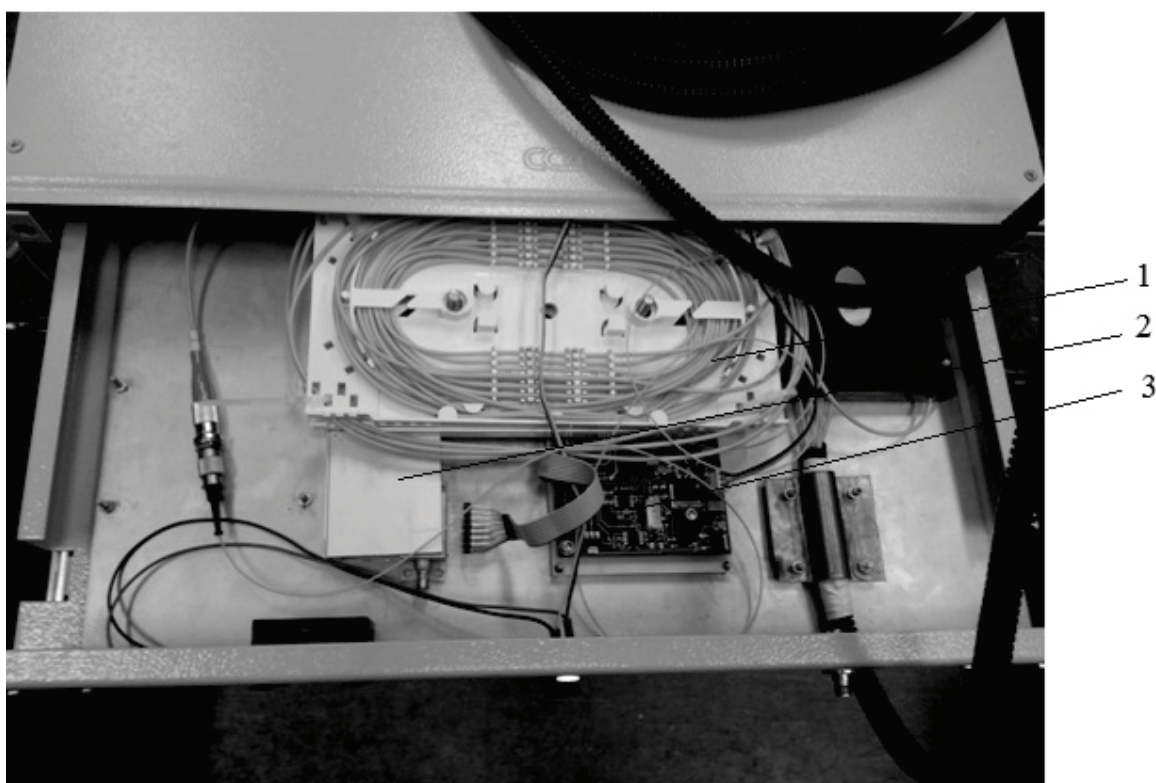


Рис. 20. Размещение элементов фотоники в стандартном конструктиве «Евромеханика»:  
1 – сплиттер 1x4 на сплайс-пластине; 2 – передающий оптический модуль ДМПО 155-16  
с  $\Delta f = 01 - 16$  ГГц; 3 – драйвер передающего оптического модуля

Результаты испытаний (скриншоты осциллограмм) приведены на рис. 21-27.

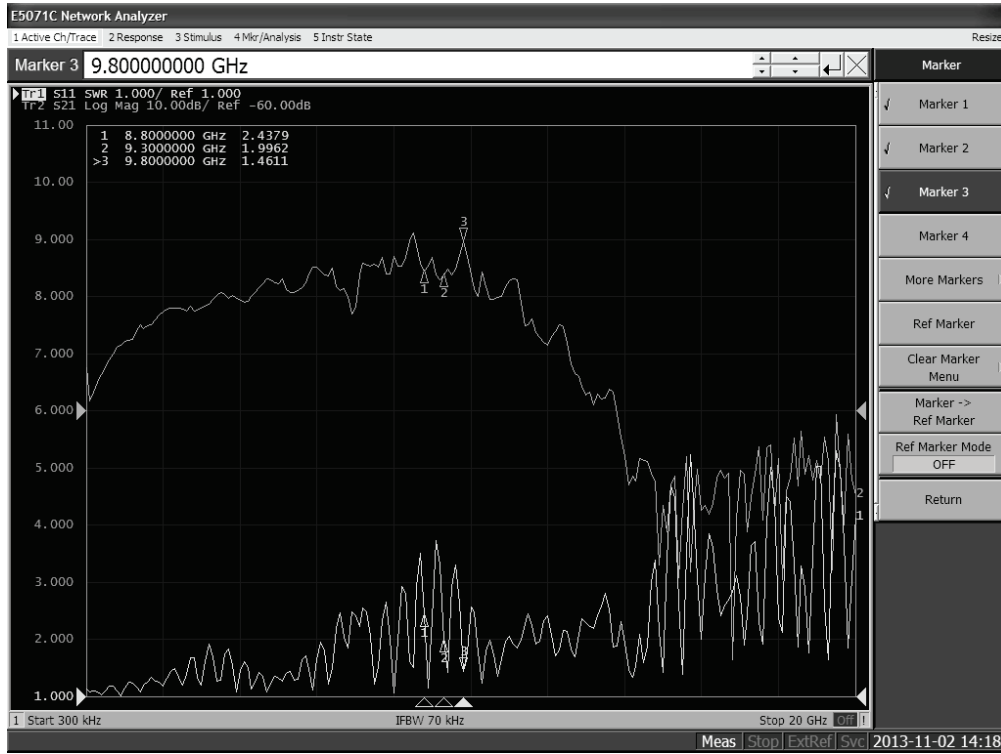


Рис. 21. Результаты испытаний. АЧХ (верхний график) и КСВ (нижний график). Шкала: КСВ. Уровень мощности на входе делителя при измерении 0 дБм. Полоса 300 кГц-20 ГГц

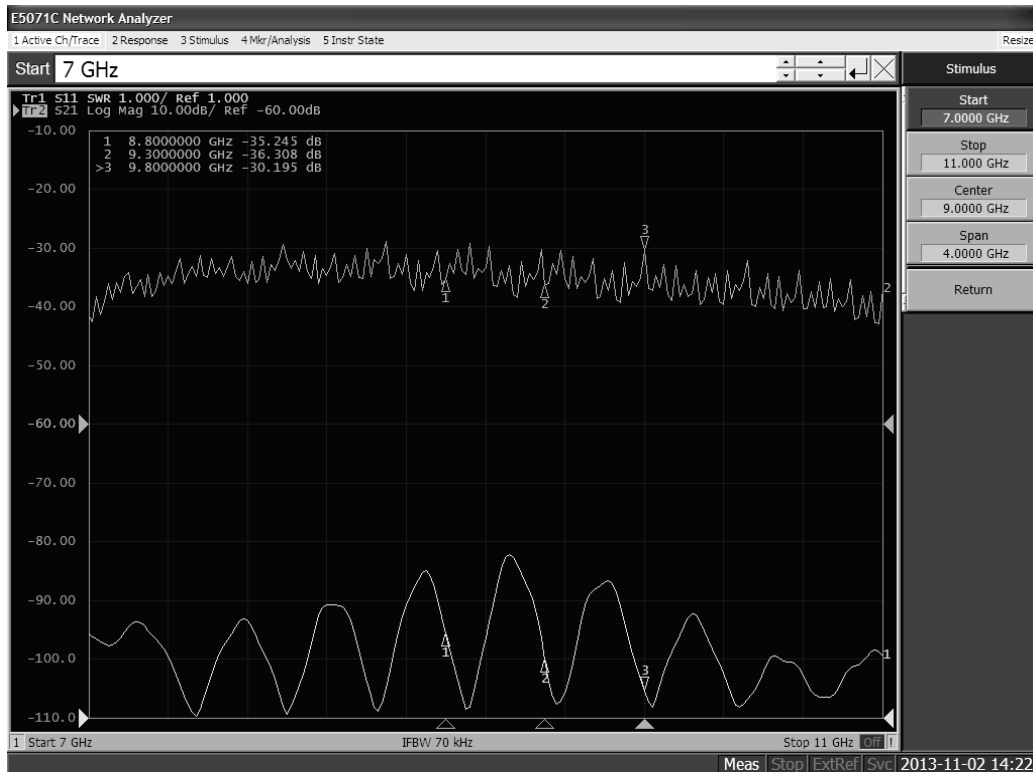


Рис. 22. Результаты испытаний. АЧХ (сверху) и КСВ (снизу). Шкала: АЧХ. Уровень мощности на входе делителя при измерении 0 дБм. Полоса 7-11 ГГц

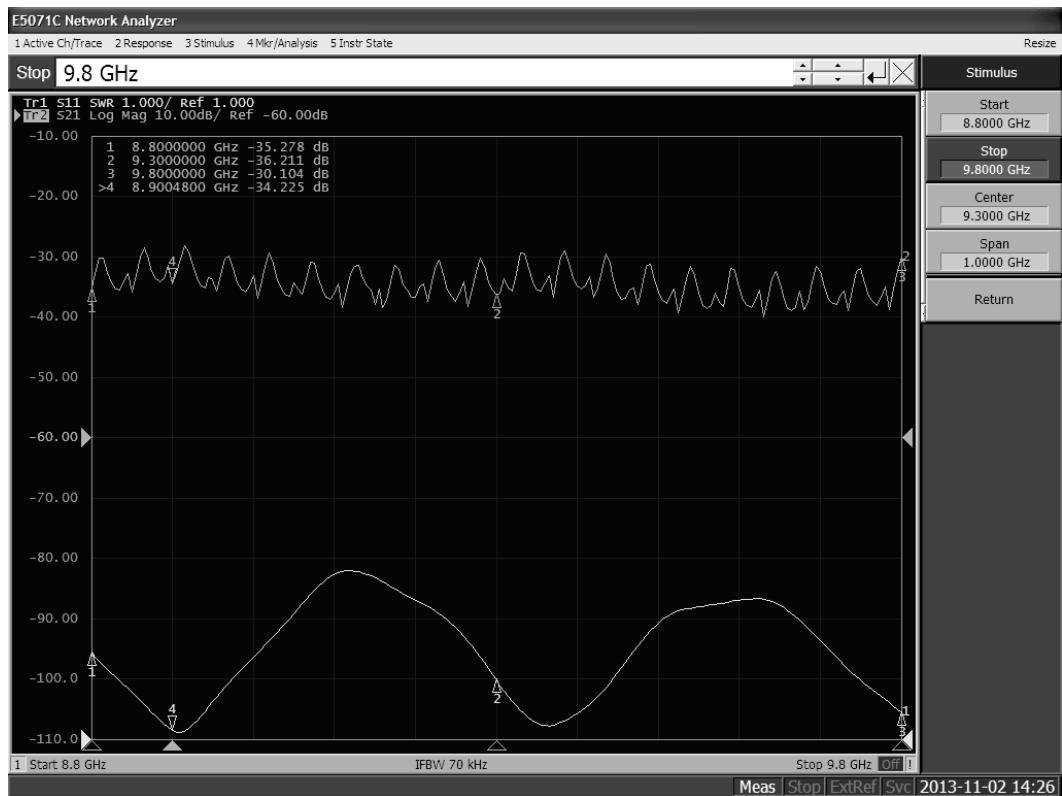


Рис. 23. Результаты испытаний. АЧХ(сверху) и КСВ (снизу). Шкала: АЧХ. Уровень мощности при измерении 0 дБм. Полоса 8,8-9,8 ГГц

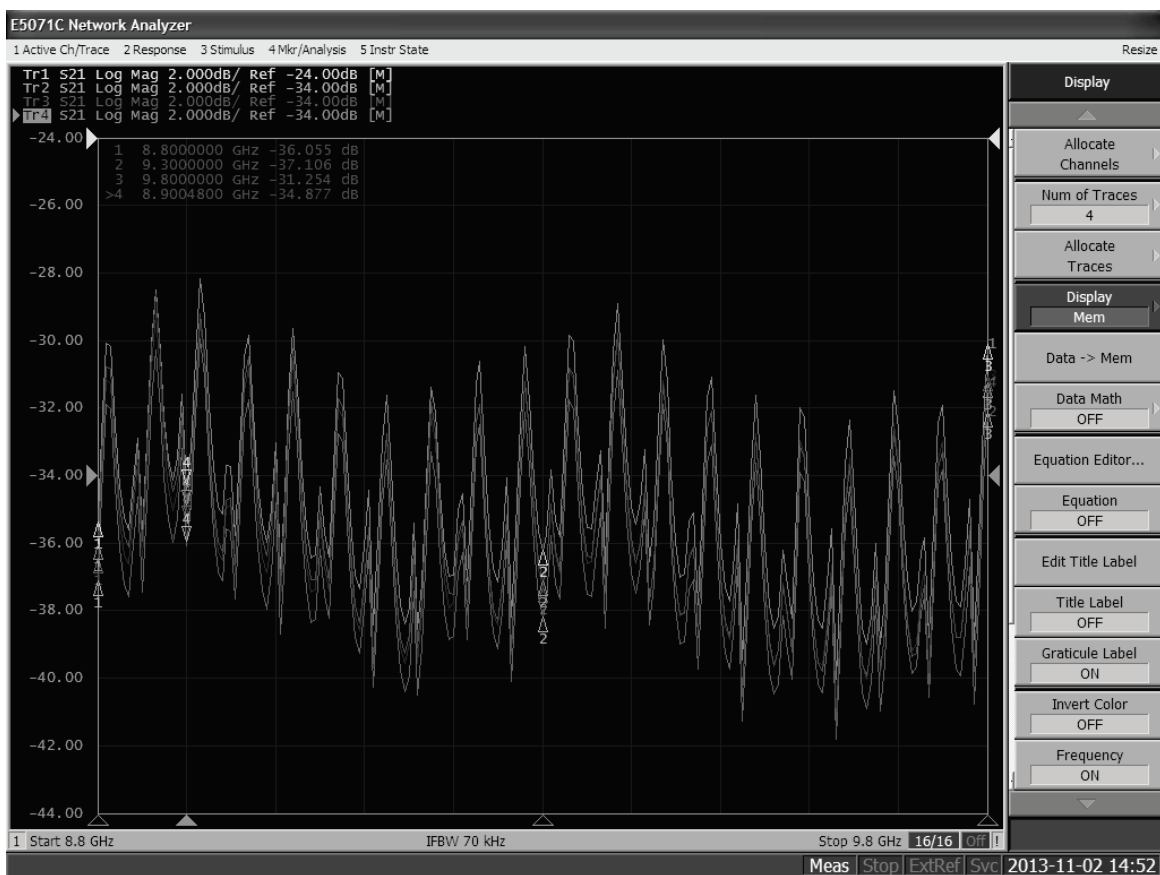


Рис. 24. Результаты испытаний. АЧХ четырех каналов. Полоса 8,8-9,8 ГГц

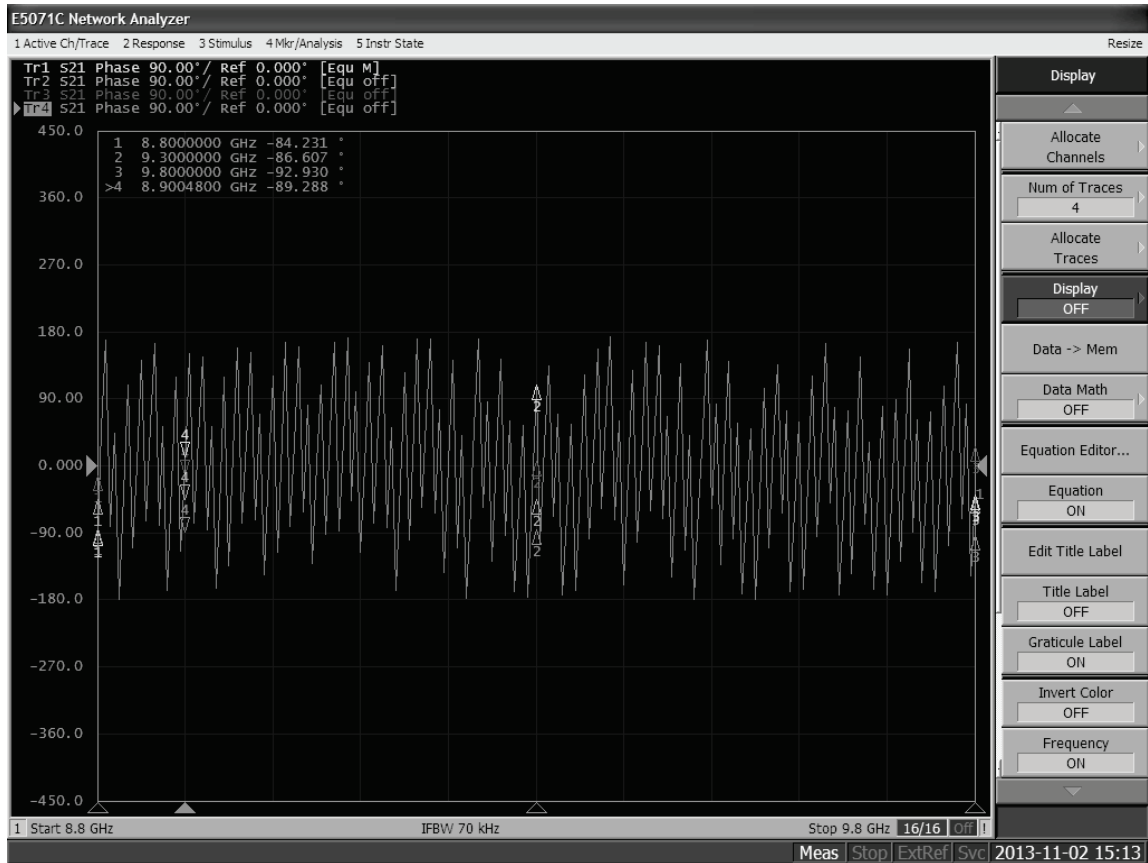


Рис. 25. Результаты испытаний. ФЧХ первого канала

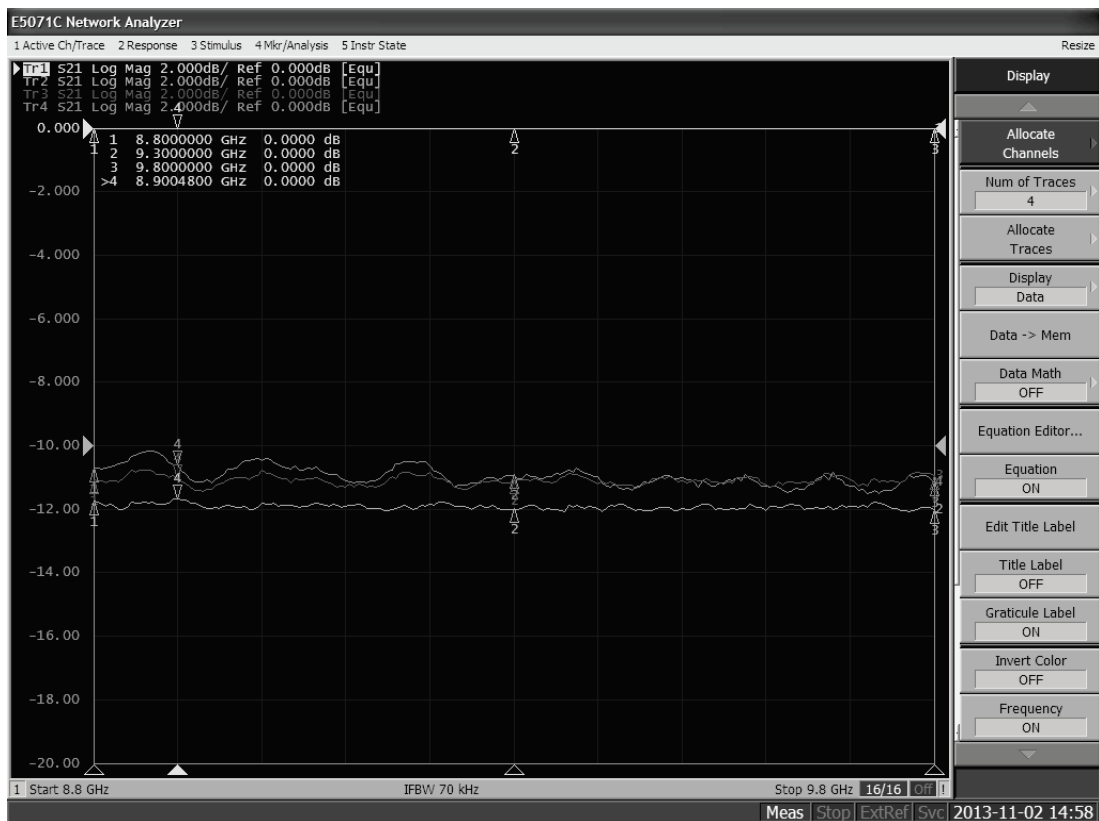


Рис. 26. Результаты испытаний. Относительная неравномерность АЧХ четырех каналов. Все каналы нормированы на первый канал

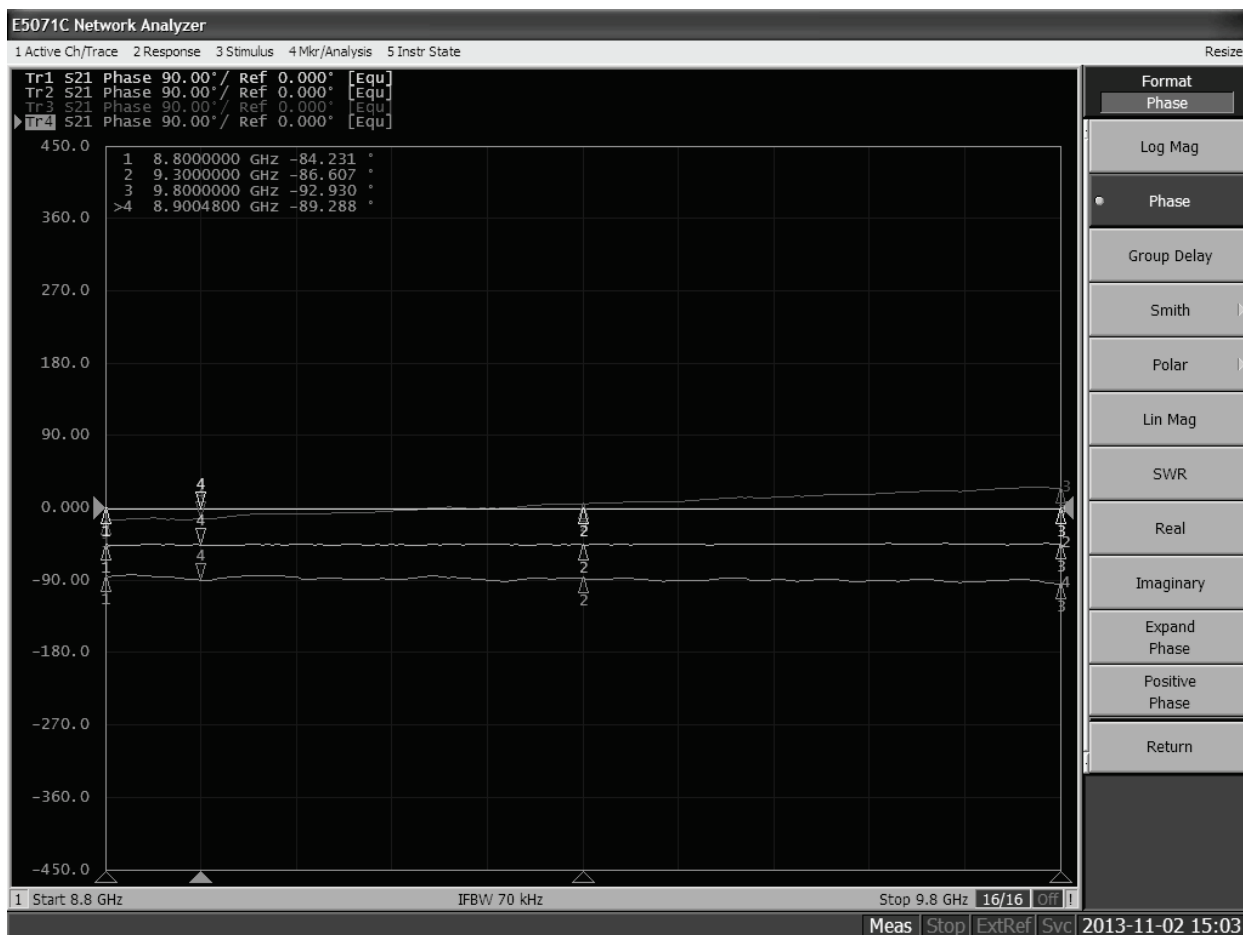


Рис . 27. Относительная неравномерность ФЧХ четырех каналов.  
Все каналы нормированы на первый канал

На представленных скриншотах коэффициент передачи первого канала больше остальных на 10 дБ, разница АЧХ и ФЧХ между каналами постоянна во всей рабочей полосе (8,8-9,8 ГГц), а неравномерность АЧХ для каждого из каналов составляет 8 дБ, что обусловлено не вполне корректной работой модулятора.

Приведенные результаты исследований показывают, что принципиально вопрос разработки структуры и принципов построения системы оптоэлектронного распределения сигналов в многоканальных радиодифракционных аналоговых АФАР в настоящее время можно считать решенным и перешедшим из разряда научных проблем в сугубо техническую, хотя и инженерно сложную задачу. Очевидно, что крайне остра проблема создания полнофункциональной элементной базы аналоговой и цифровой фотоники. Возможно, решению данной задачи будет способствовать разрабатываемая в Концерне РТИ-системы «Программа развития радиодифракционной» [19].

Вторым принципиальным элементом радиодифракционного радиолокатора является оптоэлектронный приемопередающий модуль, рассмотренный в [18]. На рис. 28 показана обобщенная схема приемопередающего модуля «традиционной» АФАР. До настоящего времени задача передачи и распределения фазостабильных (когерентных) сигналов между большим количеством потребителей, расположенных на расстоянии от единицы до сотен метров друг от друга, решалась исключительно с помощью традиционных коаксиально-волноводных линий передач.

Развитие интегральной оптики, нанополимерных технологий и нано-электроники позволяет создать оптические «аналоги» многих СВЧ устройств для преобразования сигналов СВЧ-диапазона, которыми могут быть промодулированы когерентные оптические несущие частоты.

Рассмотрим обобщенную структуру оптико-электронного приемо-передающего модуля (ОЭППМ) АФАР (см. рис. 29).

Оптический когерентный сигнал, промодулированный СВЧ сигналом, поступает от схемы пространственного формирования (см. рис. 30) на вход управляемого оптического переключателя (ОП), играющего роль классического циркулятора при переключении «прием-передача» модулированного СВЧ сигналом когерентного оптического излучения в тракт передачи и немодулированного - в тракт приема на электрооптический модулятор (ЭОМ) в паузах между излучениями. Когерентное оптическое излучение, которое является оптической несущей, формируется полупроводниковым инжекционным лазером с постоянной непрерывной мощностью излучения. В электрооптическом модуляторе когерентная оптическая несущая модулируется от управляемого СВЧ генератора (УГ) радиочастотной компонентой. При необходимости разводки модулированной когерентной оптической несущей по большому количеству ППМ и получения на их входе достаточной для работы СВЧ усилителей мощности сигнала производится усиление оптического сигнала в оптическом усилителе (ОУ) до необходимого уровня мощности.

Схемой пространственного формирования могут выступать оптические волоконные мультиплексоры с коэффициентом деления  $1/N$ , где  $N$  – количество ОЭППМ в АФАР или подрешетке, а также волоконно-оптические управляемые коммутаторы в зависимости от профиля мощности, формируемого на раскрыве АФАР. Далее в ОЭППМ после ОП оптический сигнал попадает на управляемый оптический фазовращатель (УОФВ), обеспечивающий угол поворота фазы радиочастотной составляющей для формирования диаграммы направленности (ДН) АФАР при передаче излучения в нужном направлении. УОФВ строится на базе волоконного интерферометра Маха-Цандера с управляемым напряжением плечом, обеспечивающим соответствующее изменение коэффициента преломления оптического волновода в зависимости от поданного напряжения.

Необходимый управляющий сигнал в цифровом или аналоговом виде передается от системы диаграммообразования. Далее оптический сигнал требуемой мощности попадает на площадку фотоприемника, где радиочастотная компонента выделяется на выходе фотоприемника и поступает на вход промежуточного усилителя мощности (ПУМ) (при необходимости), на вход усилителя мощности (УМ) и через циркулятор попадает на излучатель антенны.

В тракте приема в ОЭППМ (рис. 28) принятая смесь сигнала и шума через циркулятор попадает на ограничитель мощности, обеспечивающий защиту приемного тракта от выхода из строя.

В МШУ сигнал усиливается и передается на ЭОМ приемного тракта, на который в паузах между передаваемыми сигналами на излучение подается когерентная оптическая несущая, которая модулируется принятым сигналом и по ОВ поступает на УОФВ приемного тракта. УОФВ в соответствии с алгоритмом управления диаграммообразованием обеспечивает прием смеси сигнала и шума с заданного направления. Далее сигнал поступает на схему пространственной обработки, которая может состоять из демультиплексоров и управляемых оптических коммутаторов, обеспечивающих манипуляцию принятыми сигналами от различ-

ных ОЭППМ в зависимости от используемых алгоритмов работы и обработки с целью получения конечного результата.

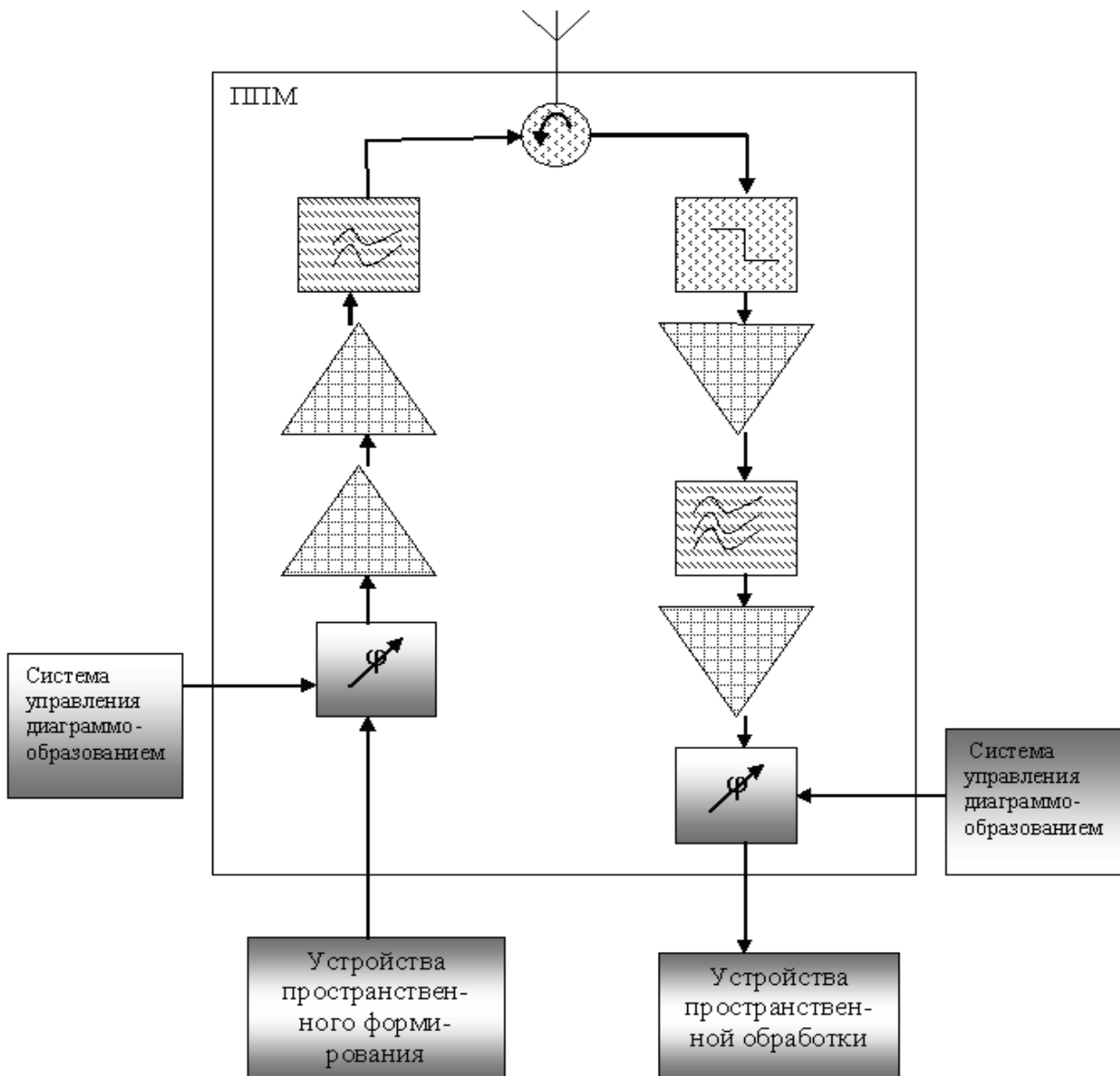


Рис. 28. Обобщенная структурная схема приемопередающего модуля традиционной АФАР

Рассмотрим основные характеристики электрооптических, электронных и оптических элементов, применяемых в ОЭАФАР.

Развитие ВОЛС привело к созданию ОВ с малыми потерями и близкой к нулю величиной дисперсии 1-ого порядка на оптической длине волны 1,3 мкм или 1,55 мкм. ОВ является прозрачным для немодулированного светового излучения в диапазоне частот, равном нескольким тысячам гигагерц, поэтому даже при модуляции сигналами миллиметрового диапазона длины волны в «коротких» одномодовых волоконно-оптических линиях частотные ограничения в основном обусловлены исключительно процессами электрооптического и оптоэлектронного преобразования сигналов при модуляции и фотодетектировании.

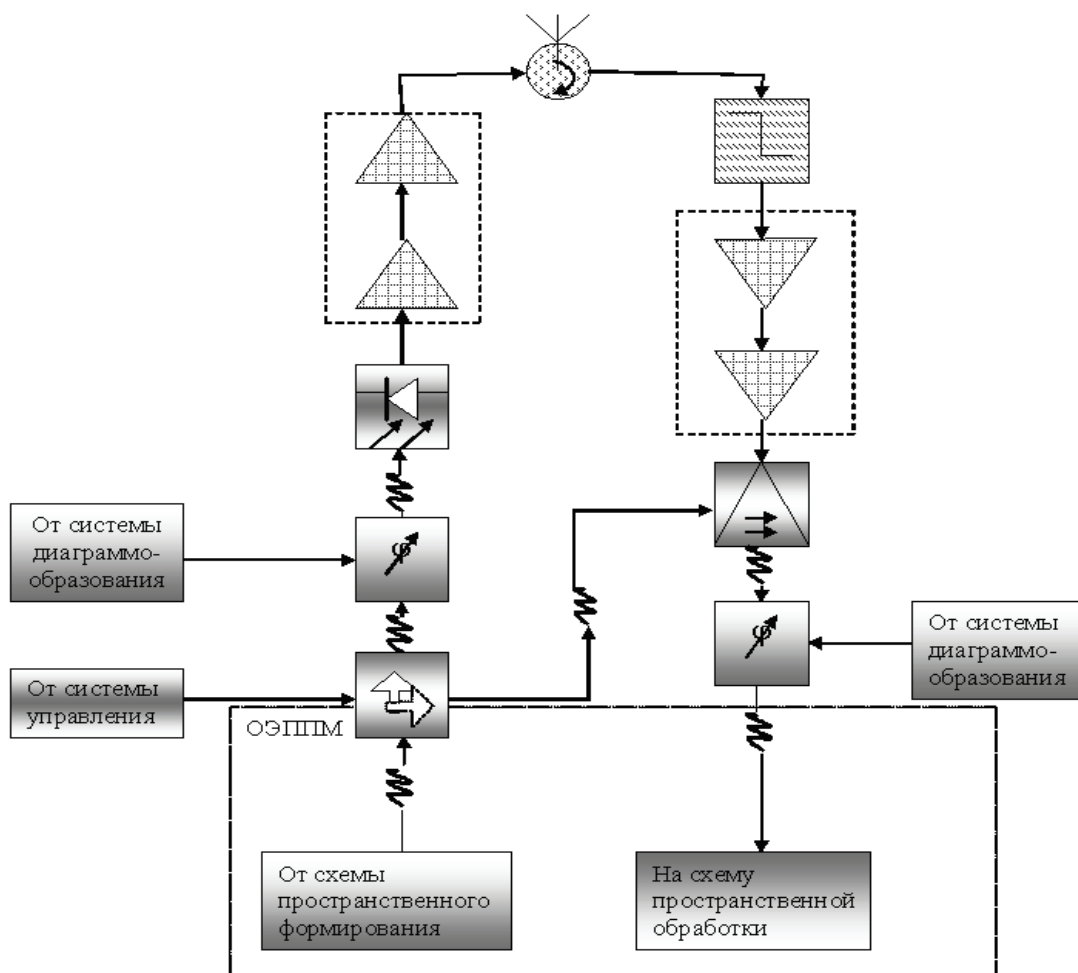


Рис. 29. Обобщенная структурная схема оптико-электронного приемопередающего модуля

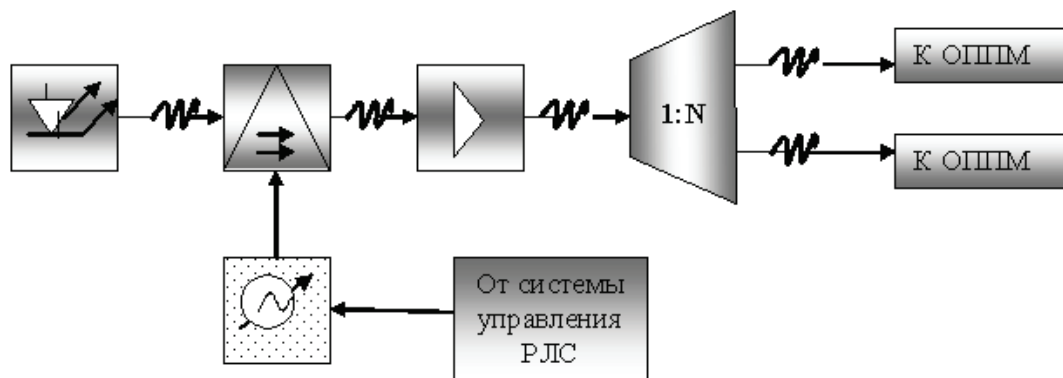


Рис. 30. Схема пространственного формирования

Оптические модуляторы в волоконном канале являются элементом, ограничивающим полосу частот. Одним из основных типов используемых модуляторов являются ЭОМ бегущей СВЧ-волны, содержащие оптическую волноводную структуру в виде интерферометра Маха-Цандера, внедренную в подложку из полупроводникового или нанополимерного материала, на поверхности которой расположены микрополосковые электроды. Поле СВЧ, генерируемое микрополосками, изменяет показатель преломления внедренного волновода и вызывает фазовую модуляцию света, которая преобразуется интерферометром в модуляцию



интенсивности. Полоса частот волоконного канала определяется частотной характеристикой ЭОМ, которая по форме соответствует АЧХ ФНЧ и определяется совокупным фазовым сдвигом между СВЧ и оптическими сигналами из-за несовпадения их фазовых скоростей. Точное соответствие скоростей даст ширину полосы частот от 70 до 94 ГГц.

Следовательно, ширина полосы пропускания ОВ ограничивается полосой модуляции, которая для типового ЭОМ может быть определена величиной порядка 60 ГГц.

Отношение сигнал-шум на выходе канала в полосе 1 МГц до 53 дБ, в полосе от 10 ГГц до 13 дБ имеют тенденцию к дальнейшему повышению по мере совершенствования технологии изготовления.

Динамический диапазон передаваемых сигналов зависит от типа ЭОМ и средней оптической мощности, проходящей по ЭОМ, и определяется по отсутствию интермодуляционных искажений (обозначается IMFDR (intermodulation – free dynamic range)). Обычно  $IMFDR \approx 110$  дБ Гц  $^{2/3}$ . Компрессионный динамический диапазон (CDR – compression dynamic range) соответствует падению (компрессии) на 1 дБ экспериментальной зависимости выходной мощности на основной частоте от теоретического линейного закона,  $CDR \approx 115-120$  дБ.

В настоящее время в качестве источников излучения для ВОЛС широко применяются инжекционные светоизлучающие диоды (СИД) и полупроводниковые лазерные диоды (ЛД). Для использования в АФАР предпочтение отдается ЛД, т.к. СИД имеют низкую выходную оптическую мощность в непрерывном режиме ( $-5 \dots 30$  мВт). Современные ЛД на гетероструктурах обеспечивают выходную оптическую мощность в непрерывном режиме до 200 мВт. Относительная интенсивность шума  $RIN = -130 \dots -150$  дБ/Гц, что удовлетворяет требованиям доплеровских РЛС.

Одним из базовых компонентов волоконной оптики, посредством которой осуществляется регистрация оптического излучения, являются приемники оптического излучения. Для применения в ППМ АФАР наиболее приемлемым является приемник оптического излучения на базе р-HEMT (High Electron Mobility Transistor) полевого транзистора, т.к. это устройство не требует дополнительных схем обеспечения работы, как у традиционных фотоприемников, таких как микрохолодильники, цепи согласования с СВЧ трактом и т.д. Приемники оптического излучения на базе р-HEMT полевых транзисторов имеют чувствительность 0,8-0,9 А/Вт, требуют входную оптическую мощность 1-1,5 мВт и имеют темновой ток – менее 20 нА. Такие приемники оптического излучения могут применяться в передающем и приемных трактах ППМ.

Для обеспечения пространственного формирования луча традиционных АФАР используются ферритовые или полупроводниковые фазовращатели. В нашем случае для изменения фазы промодулированного СВЧ сигналом оптического когерентного излучения используются фазовращатели на основе волоконного интерферометра Маха-Цандера, где одно плечо интерферометра выполняется из материала, которое под действием приложенного напряжения изменяет коэффициент преломления оптического волновода на заданные величины, что равносильно изменению фазы модулирующего СВЧ сигнала.

Интерферометры Маха-Цандера на  $LiNbO_3$  являются дорогостоящими устройствами интегральной оптики, имеющими значительные габариты. Современные полимерные нанотехнологии позволяют создать подобные устройства в малых габаритах и стоимостью на 1-2 порядка ниже, чем на  $LiNbO_3$ .

С целью приема отраженных от объектов наблюдения сигналов в приемном тракте ППМ необходимо преобразовать СВЧ сигнал в оптический с наименьшими потерями без внесения дополнительных шумов. Для преобразования используются волоконные электрооптические модуляторы (ЭОМ) бегущей волны на основе интерферометров Маха-Цандера в нано-полимерной технологии. Данные ЭОМ имеют чувствительность для входного СВЧ сигнала  $-10-16 \dots -10-7$  Вт; потери не более 5 дБ и электрические возвратные потери (КСВ)  $\sim 1,1$ . В передающем тракте для распределения по ППМ могут быть использованы ЭОМ на основе ниобата лития, обеспечивающие радиочастотную входную мощность до 27 дБ и входную оптическую мощность до 200 мВт.

Следующим основным элементом пространственного формирования переноса когерентного потока излучения являются оптические волоконные мультиплексоры и демультимплексоры. Эти устройства обеспечивают деление и суммирование оптического модулированного СВЧ сигналом излучения для разводки сигналов на ППМ в передающем тракте и для сбора сигналов в приемном тракте. Волоконные мультиплексоры и демультимплексоры обеспечивают деление 1:N и суммирование N:1, где  $N=2, 4, 8, 16, 32 \dots$  с вносимыми потерями  $0,1 \dots 0,7$  дБ по каждому каналу с неравномерностью  $< 2,0$  дБ.

При большом количестве ППМ в АФАР в передающем тракте для разводки когерентного оптического излучения с целью получения на входе транзисторных усилителей мощности необходимого значения величины СВЧ сигналом порядка 1,25...3 мВт требуется применение оптического усилителя (ОУ), который подключается после ЭОМ. Современные иттербиевые ОУ позволяют произвести усиление промодулированной СВЧ сигналом оптической несущей от 1 до 10 Вт оптической мощности, достаточной для разводки по ОЭППМ полотна АФАР.

Если схема разводки СВЧ сигнала по полотну ОЭППМ является идейно «прозрачной», то дальнейшая схема обработки принятого сигнала, особенно в дециметровом, сантиметровом и миллиметровом диапазонах радиоволн требует новых подходов для ее наиболее эффективной реализации.

Можно пойти по классическому пути реализации приемного тракта, т.е. перенесенный на оптическую несущую СВЧ сигнал, переданный по ВОЛС в схему обработки, обратно преобразовать на ФП и путем переноса частоты на промежуточную осуществлять его последующую обработку со всеми его достоинствами и недостатками.

Более интересным и прогрессивным является метод обработки на несущей частоте. Этот метод связан с переводом аналогового сигнала в его цифровой эквивалент и формирование различных алгоритмов обработки на ЭВМ.

Решение проблемы аналого-цифрового преобразования на оптической несущей опирается на 3 подхода к этой проблеме. Первый подход связан с оптической дискретизацией и электронным квантованием для улучшения характеристик электронных АЦП. Достигнуты результаты: более 1 гигавыборки в секунду, максимальное отношение сигнал-шум 74 дБ (12 битов), динамический диапазон более 61 дБ. Данный тип устройств требует преобразование с оптической несущей в СВЧ и введение импульсного лазера с длительностью импульсов менее 50 фс.

Вторым типом устройств являются электронно-оптические АЦП. Модулированная СВЧ сигналом оптическая несущая подается в зависимости от разрядности преобразования на входы нескольких ЭОМ, т.е. делится демультиплексором. При приложении к плечу интерферометра Маха-Цандера соответствующего напряжения происходит рекомбинация фаз и в случае противофазного сложения получаем «0» и фазного - «1», если интенсивность превышает порог на фотоприемнике. Скорость работы такого АЦП более 1 ГГц с импульсами дискретизации менее 10 пс.

Третьим типом устройств являются устройства, основанные на матричных фотоприемниках, обеспечивающих съем СВЧ сигнала на высокоскоростные матричные сдвиговые регистры и преобразование сигнала в ненормированный код с последующим преобразованием на электронных одноканальных АЦП в код, обеспечивающий последующую обработку в ЭВМ.

Во втором типе устройств для снижения скорости ввода информации необходимо либо ступенчатое гетеродинирование оптической несущей, промодулированной СВЧ сигналом путем подмешивания оптической несущей, промодулированной СВЧ сигналом с более низкой частотой, либо применение метода, предложенного в 3-м типе устройств.

Рассмотренная технология ППМ радиооптических цифровых ФАР для перспективных РЛС позволяет при серийном производстве оптических и электрооптических элементов приемного и передающего трактов обеспечить:

- снижение потребляемой мощности систем распределения, канализации и управления ДН;
- снижение массогабаритных характеристик АФАР до 40%;
- уменьшение воздействия внешних и спецфакторов;
- повышение надежности элементов (средний срок службы оптических элементов – 20лет);
- повышение надежности и помехоустойчивости радио-и радиотехнических средств;
- повышение стабильности и повторяемости характеристик систем распределения, канализации и управления ДН.

### Список литературы

1. Jianping Yao Journal of lightwave technology, vol. 27, № 3, february 1, 2009, pages 314-335.
2. Ghelfi, P.; Laghezza, F.; Scotti, F.; Onori, D.; Bogoni, A. Photonics for Radars Operating on Multiple Coherent Bands Year: 2015, Volume: PP, Issue: 99 Pages: 1-1.
3. Scotti, F.; Laghezza, F.; Ghelfi, P.; Bogoni, A. Multi-Band Software-Defined Coherent Radar Based on a Single Photonic Transceiver Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Year: 2015, Volume: 63, Issue: 2 Pages: 546–552
4. Laghezza, F.; Scotti, F.; Ghelfi, P.; Bogoni, A.; Serafino, G.; Pinna, S.; Onori, D. Aerial field trial of the first photonics-based fully digital radar prototype. Digital Communications - Enhanced Surveillance of Aircraft and Vehicles (TIWDC/ESAV), 2014 Tyrrhenian International Workshop on Year: 2014 Pages: 106-109.

5. Scotti, Filippo; Laghezza, Francesco; Bogoni, Antonella; Onori, Daniel Photonics-based dual-band radar demonstration for maritime traffic detection *Microwave Photonics (MWP)*, 2015 International Topical Meeting on Year: 2015 Pages: 1-4
6. Марин В.П., Савченко В.П., Федоров В.К., Луценко А.В. Технология производства изделий электронной техники. Монография/ Под. ред. Марина В.П. М.: Радиотехника, 2015, 88 с.: ил.
7. Слока В.К., Васин В.И., Цифровая интеллектуальная ФАР – перспективная технология для радиолокационных и радиоинформационных комплексов XXI века. В сб. «Активные фазированные решётки». Под ред. Воскресенского Д.И. и Канащенкова А.И., М.: Радиотехника, 2004, с.65-82.
8. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решёток. Под ред. Воскресенского Д.И. М.: Радиотехника, 2003, 632с.
9. A.N. Bratchikov, «Optical fibers and antennas», *Proc. JINA 98 – 10<sup>th</sup> International Symposium on Antennas & EESC'98 – 9<sup>th</sup> European Electromagnetic Structures Conference*, November 1998, Nice, France, pp. 275-289.
10. N. Dagi, «Wide-bandwidth lasers and modulators», *IEEE Transact. Microwave Theory and Technique*, vol. 47, No.7, July 1999, pp.1151-1171.
11. K. Kato, «Ultrawide-band/high-frequency photodetectors», *IEEE Transact. Microwave Theory and Technique*, vol. 47, No.7, July 1999, pp.1265-1281.
12. M.F. Iskander, Z. Zhang, Z. Yun, et.al., “New phase shifters and phased antenna array designs based on ferroelectric materials and CTC technologies,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.49, pp.2547-2553, Dec. 2001.
13. Братчиков А.Н., «Интегрально-оптические фазовращатели СВЧ-миллиметрового диапазона», Сборник трудов 15-й Межд. Крымской конф. «СВЧ – техника и телекоммуникационные технологии. КрыМиКо'2000», Севастополь, 2000, Т.1, С.372-374.
14. J. Stulemeijer, et.al., «Compact photonic integrated phase and amplitude controller for phased-array antennas», *IEEE Photon. Technol. Lett.*, vol.11, No.1, January 1999, pp.122-124.
15. P.W. Juodawlkis et al., «Optically sampled analog-to-digital converters», *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.49, No.10, pp.2547-2553, Oct. 2001.
16. F.J. Leonberger, C.E. Woodward and D.L. Spears, «High-speed electro-optic analog to digital (A/D) converter», *Proc. SPIE, Guided wave optical systems & devices*, vol.176, pp.28-35.
17. Усачев В.А., Кутеко А.М., Голов Н.А. О применении радиооптических элементов для построения фазированных антенных решеток перспективных РЛС. XXXII Всероссийская НТК «Проблемы эффективности и безопасности функционирования сложных технических и информационных систем». Труды конференции, Часть 5, Филиал ВА РВСН (г. Серпухов), 2013, С. 179-184.
18. Зайцев Д.Ф. Нанопотоника и ее применение. – М.: Фирма «АКТЕОН», 2012, 445 с.
19. Шулунов А.Н. «Применение радиопотоники в радиолокации» *Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo)*, 2014 24<sup>th</sup> International Crimean Conference of Conference: 7-13 Sept. 2014 Page(s): 2- 5/
20. Дорофеев А.В., Усачев В.А. О технологии приемо-передающих модулей радиооптических цифровых ФАР для перспективных РЛС. Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. «Приборостроение», 2009. С. 68-77.

**Н.А. Голов<sup>1</sup>, В.П. Савченко<sup>2</sup>, В.А. Усачев<sup>1</sup>, И.А. Соколов<sup>3</sup>, С.В. Ягольников<sup>4</sup>**

**1 – МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2 – ОАО «РТИ», 3 – ОАО «Завод «Компонент»,  
4 – ЦНИИ ВВКО**

**ОСОБЕННОСТИ И ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ ПРЕИМУЩЕСТВА ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ  
РАДИОФОТОНИКИ ПРИ СОЗДАНИИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ РЛС  
НА БАЗЕ ФАР И АФАР**

Рассмотрены особенности применения, преимущества и характеристики элементов волоконной оптики, оптоэлектроники и интегральной оптики для применения в сверхширокополосных радиолокаторах. Показана принципиальная возможность достижения в РЛС на основе сверхширокополосных ФАР и АФАР существенно более высоких технических характеристик, путем применения элементов радиофотоники.

Ключевые слова: интегральная оптика, радиофотоника, СВЧ фотоника, сверхширокополосная радиолокация

**N.A. Golov, V.P. Savchenko, V.A. Usachev, I.A. Sokolov, S.V. Yagolnikov**

**FEATURES AND FUNDAMENTAL BENEFITS OF THE MICROWAVE PHOTONIC  
COMPONENTS TO CREATE ULTRA-WIDEBAND RADAR BASED ON PHASED ARRAY  
ANTENNA AND ACTIVE PHASED ARRAY ANTENNA**

Reviewed the features of the application, advantages and features elements of fiber optics, optoelectronics and integrated optics for use in ultra-wideband radars. Determined the principal possibility of achieving the ultra-wideband radar based on PAR and AESA significantly higher specifications by applying microwave photonic elements.

Keywords: integrated optics, radiophotonics, microwave photonics, ultrawideband radar

С появлением лазеров и оптических волокон, обладающих приемлемыми потерями, возникла и успешно развивается технология волоконно-оптической связи, главной целью которой является обеспечение безыскаженной передачи на заданные расстояния максимального объёма информации.

Более 20 лет назад на базе волоконно-оптической технологии систем связи сформировалось новое научно-техническое направление, получившее название *СВЧ-фотоника* или *радиофотоника* [1-5], которое объединило собственно волоконную оптику, оптоэлектронику и интегральную оптику для решения нового класса задач распределения и обработки сигналов СВЧ - и миллиметрового диапазона, включая диаграммообразования ФАР и АФАР.

В соответствии с технологией *СВЧ-фотоники* эти сигналы сначала модулируют оптическую несущую, то есть сдвигаются в оптическую область спектра. В оптическом диапазоне модулированная оптическая несущая подвергается всем необходимым преобразованиям, после чего из преобразованной модулированной оптической несущей с помощью фотодетектирования выделяются преобразованные модулирующие сигналы СВЧ- или миллиметрового диапазона. При этом все преобразования модулированной оптической несущей в оптическом диапазоне переносятся на исходные сигналы СВЧ - или миллиметрового диапазона.

В *интегральной СВЧ-фотонике* все оптические элементы, необходимые для преобразования модулированной оптической несущей и выделения преобразованных сигналов СВЧ- или миллиметрового диапазона, размещаются на единой подложке размером порядка  $1 \text{ см}^2$  [6-12].

В *СВЧ-нанопотонике* все оптические элементы, необходимые для преобразования модулированной оптической несущей и выделения преобразованных сигналов СВЧ- или миллиметрового диапазона, могут быть размещены на единой подложке размером порядка  $1 \text{ мм}^2$ .

Принципиальные преимущества *интегральной СВЧ-фотоники* по сравнению с традиционными СВЧ-технологиями складываются из преимуществ волоконной оптики, оптоэлектроники и интегральной оптики.

1) Преимущества собственно *оптических волокон* как фидеров по сравнению с коаксиальным кабелем на частотах  $f \geq 1 \text{ ГГц}$  сведены в табл. 1.

Таблица 1

Преимущества собственно *оптических волокон* как фидеров по сравнению с коаксиальным кабелем на частотах  $f \geq 1 \text{ ГГц}$

Название параметра	Значение параметра	
	Одномодовое волокно	Коаксиальный кабель на частотах $f > 1 \text{ ГГц}$
Диаметр	250 мкм	2,5... 12 мм
Вес	0, 073 Г/м	60... 220 Г/м
Погонные потери	(0,2... 0,5) дБ/км	(70... 285) дБ/км
Полоса пропускания для немодулированной несущей	Десятки - сотни ТГц	(3... 10) ГГц
Дисперсия	15 пс/нм·км	150 нс/км
Влияние электромагнитных помех	Ослабление $> 80 \text{ дБ}$	Ослабление отсутствует и зависит от частоты
Температурная стабильность параметров	$5 \times 10^{-6} \text{ 1/}^\circ\text{C}$	$10^{-5} \text{ 1/}^\circ\text{C}$
Гальваническая развязка	Полная	Отсутствует
Скрытность работы	Полная	Отсутствует
Взрыво- и пожаробезопасность в агрессивных средах	Полная	Отсутствует
Стоимость	0,5 долл. США/м	(0,75...6,45) долл. США/м

Как следует из табл. 1, по всем перечисленным фидерным параметрам оптическое волокно предпочтительнее коаксиального кабеля.

2) Преимущества в широкополосности волоконных каналов обусловлены достижениями *оптоэлектроники*. Волоконный канал кроме оптического волокна содержит лазер или лазер с модулятором, а также фотодетектор, которые ограничивают полосу пропускания волокна для немодулированного света. Сравнение предельной полосы пропускания отдельных элементов и всего волоконного канала с полосой пропускания коаксиального кабеля приведено в виде данных табл. 2.

Таблица 2

Полоса пропускания элементов волоконного канала и всего волоконного канала, а также коаксиальной линии на частотах  $f \geq 1$  ГГц

Тип элемента или всего волоконного канала	Полоса пропускания, ГГц
Одномодовый одночастотный полупроводниковый лазер РОС-типа	20... 40
Полимерный электрооптический модулятор	60... 100
P-i-n фотодиод	600... 700
Волоконный канал с модуляцией интенсивности	40... 100
Волоконный канал в режиме удалённого гетеродинирования	600... 700
Коаксиальная линия, волноводная линия	3... 10, 3... 200

Как видно из табл. 2, волоконные каналы с модуляцией интенсивности оптической несущей способны заменить коаксиально-волноводные линии передачи сигналов СВЧ- и миллиметрового диапазона (40... 100) ГГц. Использование волоконных каналов в режиме удалённого гетеродинирования фактически расширяет частотный диапазон передаваемых сигналов до (600... 700) ГГц.

3) Важными для использования в антенной и радиолокационной технике являются преимущества волоконных каналов, следующие из данных, приведённых в табл. 3, и связанные с их применением в качестве линий задержки блоков обработки сигналов СВЧ - и миллиметрового диапазона.

Данные табл. 3 характеризуют существенные преимущества волоконных линий задержки по сравнению с их коаксиально-волноводными аналогами.

Таблица 3

Сравнение характеристик волоконной и коаксиальной линий задержки

Название параметра	Значение параметра		
	Одномодовое волокно	Коаксиальный кабель	Металлический волновод
Потери при задержке 1 мкс на частоте 10 ГГц, дБ/мкс	0,08... 0,16	> 500	30
Произведение времени задержки на полосу пропускания	> $10^6$	$10^2$	-

4) При использовании волоконных каналов в радиолокационных системах с ФАР и АФАР особую важность приобретают такие системные характеристики, как усиление (G) всего канала, отношение мощностей сигнала и шума (S/N), или коэффициента шума (NF), спектральная плотность фазовых шумов (N), а также ограничения на компрессионный (по уровню -1 дБ) динамический диапазон (CDR) передаваемых сигналов. Поскольку коаксиально-волноводные СВЧ-линии передачи относятся к пассивным цепям и сами не вносят дополнительного шума, то волоконный канал, которым они заменяются, не должен уменьшать S/N

и CDR и увеличивать NF и N, которые обеспечивает канал на коаксиальном кабеле или металлическом волноводе.

В табл. 4 приведены значения перечисленных параметров, требуемые в волноводных трактах передачи сигналов сантиметрового (X) диапазона от передатчика в антенну и от антенны в приёмник корабельной РЛС AN/SPQ - 9В. Там же приведены экспериментальные значения этих параметров, измеренные после замены обоих каналов волоконными линиями с модуляцией интенсивности (МИ) оптической несущей и прямым фотодетектированием (МИПД) при прямой модуляции (МИПД-ПМ) инжекционного лазера и при использовании внешней модуляции (МИПД-ВМ) излучения инжекционного лазера во внешнем модуляторе.

Измеренные значения приведены с учётом параметров усилителей, установленных на выходе волоконных каналов МИПД-ПМ и МИПД-ВМ:МШУ с  $G_1 = 10$  дБ,  $NF_1 = 2,5$  и усилителя с  $G_2 = 39$  дБ,  $NF_2 = 6$ .

Таблица 4

Параметры волноводного и волоконных каналов приёма и передачи сигналов X-диапазона РЛС AN/SPQ - 9В

Основные системные параметры линии передачи	Режим работы линии передачи в РЛС					
	Передача			Приём		
	Требуемые значения	Измеренные значения		Требуемые значения	Измеренные значения	
		МИПД-ВМ	МИПД-ПМ		МИПД-ВМ	МИПД-ПМ
Усиление $G$ , дБ	0	0,32	-0,85	0	0,06	-0,09
Отношение сигнал/шум $S/N^{1)}$ , дБ	86,9	85,1	86,5	82,6	81,5	82,3
Коэффициент шума $NF$ , дБ	<58	54,5	58,5	<22	16	18
Компрессионный (-1 дБ) динамический диапазон CDR, дБм	> 36	29	36	> -8,5	-10	-4
Спектральная плотность фазовых шумов $N$ , дБн/Гц	< -140	-145	-135	< -140	-140	-135

Данные табл. 4 показывают, что волоконные каналы при наличии дополнительного усиления могут быть использованы вместо волноводных линий передачи X-диапазона, практически не ухудшая параметров РЛС при существенных прочих преимуществах.

В табл. 5 наилучшие достигнутые на сегодня значения рассмотренных системных параметров, которые обеспечивают волоконные линии с МИПД-ПМ и МИПД-ВМ без использования последетекторных усилителей, сравниваются для примера с соответствующими параметрами, которые требуются в РЛС AN/SPQ-9В (взята в качестве тестовой из-за доступности данных).

<sup>1)</sup> В шумовой полосе 1,3 МГц.



Наилучшие параметры волоконных каналов без последетекторного усиления

Основные системные параметры линии передачи для X-диапазона	Требования к системным параметрам РЛС AN/SPQ-9B		Наилучшие параметры волоконных каналов	
	В режиме передачи	В режиме приёма	МИПД-ВМ	МИПД-ПМ
Усиление $G$ , дБ	0	0	-14	3
Отношение сигнал/шум $S/N$ в полосе 1,3 МГц, дБ	86,9	82,6	-	-
Коэффициент шума $NF$ , дБ	<58	<22	16	28
Компрессионный динамический диапазон CDR, дБм	>36	>-8,5	96	75
Спектральная плотность фазовых шумов $N$ , дБн/Гц	<-140	<-140	<-140	<-140

Как видно из табл. 5, за исключением усиления волоконные каналы МИПД-ВМ не только удовлетворяют требованиям к линии передачи сигналов РЛС, но и обеспечивают более низкий  $NF$  и более высокий  $CDR$  по сравнению с каналами МИПД-ПМ даже без последетекторного усиления. В настоящее время проблема вносимых потерь в волоконных каналах МИПД-ВМ полностью решена, поэтому они наиболее часто применяются в схемах СВЧ-фотоники.

5) В задачах распределения сигналов СВЧ- и миллиметровых волн по большому числу излучателей больших ФАР систем ПРО или интерферометрических ФАР, разнесённых в пространстве на десятки метров и десятки километров, необходимо синфазно развести опорные гармонические сигналы (или цифровые сигналы без взаимной задержки) по модулям ФАР. Такие распределительные системы должны обеспечивать заданную стабильность разности фаз  $\Delta\Phi$  между каналами не более 1.

В коаксиально-волноводных системах распределения ФАР и АФАР проблемы ТФС решаются с помощью сложных электронных систем с обратной связью, в которых отражённый от излучателя сигнал используется для аналоговой или дискретной компенсации паразитного фазового набегса с помощью СВЧ-фазовращателя, обеспечивая, например, на частотах С-диапазона  $\Delta\Phi$  1 в каналах длиной в единицы километров. В значительно более широкополосном волоконном фазостабилизированном канале, построенном по аналогичному принципу, фазовая стабильность  $\Delta\Phi$  1 обеспечивается на частотах X-диапазона в каналах длиной 25 км. В волоконном фазостабилизированном канале в виде трансверсального фильтра на основе стандартного одномодового волокна фазовая стабильность  $\Delta\Phi = 0,98^\circ$  получается более простым и дешёвым способом, чем в системах с обратной связью. В табл. 6 приведены значения максимальной разности температур между каналами трёхзвенного трансверсального фильтра разной длины, обеспечивающего  $\Delta\Phi = 0,98^\circ$ .

Таким образом, широкополосные волоконные каналы большой длины (десятки километров) с оптоэлектронной ОС обеспечивают заданную фазовую стабильность  $\Delta\Phi$  1 в СВЧ- и миллиметровом диапазонах более дешёвым и простым способом, чем их коаксиально-волноводные аналоги.

Таблица 6

Максимальная разность температуры между волоконными каналами на трёхзвенном<sup>1)</sup> трансверсальном фильтре для  $\Delta\Phi = 0,98^\circ$

Рабочая частота, ГГц	Длина фазостабилизированного волоконного канала, м			
	10	50	100	500
0,3	85 °С	17 °С	8,5°С	1,7°С
1	30 °С	5 °С	3 °С	0,5 °С
30	8,5 °С	1,7 °С	0,85°С	0,17 °С

<sup>1)</sup>Использование четырёх- и пятизвенных фильтров существенно улучшает приведённые параметры

В случае распределительных систем малой длины (десятки-сотни метров) сложность и стоимость фазостабильных широкополосных волоконных каналов на основе трансверсальных фильтров ещё более уменьшаются и становятся соизмеримыми со стоимостью обычного волоконного канала на стандартном волокне.

б) Особенности *интегральной оптики*, определяющие преимущества структур СВЧ-фотоники по сравнению с их радиотехническими аналогиями, приведены в табл. 7.

Таблица 7

#### Особенности интегрально-оптической технологии

№	Особенности интегральной оптики
1	Расширение функциональных возможностей за счёт использования одномодовых канальных волноводов, что даёт возможность вести электродинамический расчёт параметров элементной базы СВЧ-фотоники
2	Элементы, объединённые на единой подложке, не нуждаются в последующей настройке и юстировке и устойчивы к вибрациям и изменениям температуры.
3	Лёгкость управления параметрами света в одномодовых канальных волноводах с помощью электрооптических, акустооптических, термооптических и магнитооптических эффектов
4	Низкие управляющие напряжения (единицы – доли вольт)
5	Микроминиатюрные размеры используемых элементов, на 1 - 2 порядка меньшие значения паразитных емкостей и индуктивностей, что расширяет полосу пропускания в аналоговых системах до нескольких октав и увеличивает быстродействие цифровых системы до единиц-десятков Гбит/с
6	Высокая плотность оптической мощности в одномодовых канальных волноводах позволяет реализовывать в них нелинейные эффекты, лежащие в основе работы целого класса нелинейных устройств (фазовращателей, устройств сдвига частоты, усилителей и лазеров)
7	Малый вес и компактность
8	Низкая стоимость при массовом производстве
9	Совместимость базовых технологий с унифицированными микроэлектронными циклами

Использование в СВЧ-системах с ФАР или АФАР *интегральной оптики* с микроминиатюрными размерами используемых элементов, обеспечивает на 1-2 порядка меньшие значения паразитных емкостей и индуктивностей, а также меньшие длины канальных волноводов, по которым распространяется обрабатываемый сигнал. Это расширяет полосу пропускания приёмопередающих модулей (ППМ) и блоков обработки в аналоговых системах до нескольких октав, а в цифровых каналах обеспечивает быстродействие в единицы-десятки Гбит/с и позволяет вести диаграммообразование, адаптацию к помехам и первичную обработку сигналов непосредственно на частотах СВЧ- и миллиметрового диапазона.

На *этапе диаграммообразования* отсутствие дополнительных шумов и нелинейностей, вносимых в традиционных СВЧ-системах с ФАР или АФАР гетеродинами, смесителями и МШУ, позволяет улучшить такие системные параметры антенных каналов как  $S/N$ ,  $NF$ ,  $CDR$ ,  $N$ . При этом полоса пропускания аналоговых каналов систем с ФАР или АФАР, которая в данном случае определяется исключительно полосой пропускания её апертуры и расширяется до нескольких октав, а эквивалентное быстродействие цифровых каналов - до единиц-десятков ГГц. Использование широкополосных оптических линий задержки в каналах формирования лучей позволяет более эффективно устранять эффект углочастотной чувствительности лучей ФАР или АФАР.

На *этапе адаптивной обработки*, элементы которой в силу их миниатюрности можно размещать непосредственно в ППМ, широкая полоса антенных каналов и отсутствие дополнительных шумов и нелинейностей, вносимых в традиционных СВЧ-системах с ФАР или АФАР гетеродинами, смесителями и МШУ, позволяет улучшить эффективность подавления направленных помех за счёт увеличения быстродействия, увеличения глубины нулей и уменьшения ширины провалов диаграммы направленности в направлении помех.

Преимущества СВЧ-систем с ФАР и АФАР на этапах диаграммообразования и адаптивной обработки при использовании структур СВЧ-фотоники сведены в табл. 8.

Таблица 8

Преимущества использования СВЧ-фотоники для диаграммообразования и адаптивной обработки

№	Преимущества использования СВЧ-фотоники для диаграммообразования и адаптивной обработки
1	Эффективное снижение вплоть до устранения эффекта углочастотной чувствительности лучей ФАР и АФАР, использующих широкополосные оптические линии задержки в каналах формирования лучей
2	Увеличение быстродействия, увеличение глубины нулей и уменьшение ширины провалов диаграммы направленности в направлении помех как следствие широкой полосы антенных каналов
3	Конструктивное объединение приёмопередающего модуля (ППМ) ФАР или АФАР с блоками адаптивной обработки в единое целое

В традиционных СВЧ-системах с ФАР или АФАР гетеродинирование принимаемого сигнала с понижением частоты от СВЧ до ПЧ сопровождается пропорциональным снижением относительной ширины его спектра, что в силу требования узкополосности процесса модуляции ограничивает полосу пропускания блока обработки.

СВЧ-фотоника позволяет проводить обработку сигналов СВЧ- и даже миллиметрового диапазона без предварительного гетеродинирования, так как практически снимает ограничение по полосе пропускания блока обработки. Действительно, *использование интегральной оптики*, с микроминиатюрными размерами используемых элементов, обеспечивает на 1-2 порядка меньшие значения паразитных емкостей и индуктивностей. Это расширяет полосу пропускания блока обработки в аналоговых системах до нескольких октав, а в цифровых каналах обеспечивает быстродействие в единицы-десятки Гбит/с и позволяет вести обработку сигналов непосредственно на частотах СВЧ- и миллиметрового диапазона. При этом в силу миниатюрности интегрально- оптического блока обработки он также может располагаться в непосредственной близости ФАР или АФАР и конструктивно объединяться с ними в единое целое.

Преимущества СВЧ-систем с ФАР и АФАР, обусловленные особенностями использования интегральной оптики в блоках обработки, выполненных на основе СВЧ-фотоники, перечислены в табл. 9.

Таблица 9

Преимущества СВЧ-систем с ФАР и АФАР, обусловленные использованием элементов СВЧ- фотоники в блоках обработки сигналов

№	Преимущества СВЧ-систем с ФАР и АФАР
1	Увеличение полосы пропускания блока обработки до нескольких октав в аналоговых системах и быстродействия цифровых систем до единиц-десятков Гбит/с
2	Повышение эффективности спектральной и корреляционной обработки сверхширокополосных сигналов вследствие сверхширокой полосы пропускания блока обработки
3	Расширение функциональных возможностей обработки сигналов за счёт уникальных возможностей новой элементной базы СВЧ-фотоники и использования параллельной обработки больших массивов информации
4	Конструктивное объединение приёмопередающего модуля (ППМ) ФАР или АФАР с блоком обработки в единое целое

Таким образом, внедрение технологий и элементной базы СВЧ-фотоники (радиофотоники) в практику разработки и создания РЛС на основе сверхширокополосных ФАР и АФАР позволяет обеспечить принципиально новые, существенно более высокие уровни технических характеристик РЛС, недостижимые при использовании традиционных решений.

### Список литературы

1. Jianping Yao Journal of lightwave technology, vol. 27, № 3, february 1, 2009, pages 314-335.
2. Ghelfi, P.; Laghezza, F.; Scotti, F.; Onori, D.; Bogoni, A. Photonics for Radars Operating on Multiple Coherent Bands Year: 2015, Volume: PP, Issue: 99 Pages: 1 - 1
3. Scotti, F.; Laghezza, F.; Ghelfi, P.; Bogoni, A. Multi-Band Software-Defined Coherent Radar Based on a Single Photonic Transceiver Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Year: 2015, Volume: 63, Issue: 2 Pages: 546 – 552
4. Laghezza, F.; Scotti, F.; Ghelfi, P.; Bogoni, A.; Serafino, G.; Pinna, S.; Onori, D. Aerial field trial of the first photonics-based fully digital radar prototype. Digital Communications - En-

hanced Surveillance of Aircraft and Vehicles (TIWDC/ESAV), 2014 Tyrrhenian International Workshop on Year: 2014 Pages: 106 – 109

5. Scotti, Filippo; Laghezza, Francesco; Bogoni, Antonella; Onori, Daniel Photonics-based dual-band radar demonstration for maritime traffic detection Microwave Photonics (MWP), 2015 International Topical Meeting on Year: 2015 Pages: 1 – 4

6. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решёток. Под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2003, 632с.

7. A.N.Bratchikov, «Opticalfibersandantennas», Proc. JINA 98 – 10th International Symposium on Antennas & EESC'98 – 9th European Electromagnetic Structures Conference, November 1998, Nice, France, pp. 275-289.

8. N. Dagi, «Wide-bandwidth lasers and modulators», IEEE Transact. Microwave Theory and Technique, vol. 47, No.7, July 1999, pp.1151-1171.

9. K. Kato, «Ultrawide-band/high-frequency photodetectors», IEEE Transact. Microwave Theory and Technique, vol. 47, No.7, July 1999, pp.1265-1281.

10. M.F. Iskander, Z. Zhang, Z. Yun, et.al., “New phase shifters and phased antenna array designs based on ferroelectric materials and CTC technologies,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.49, pp.2547-2553, Dec. 2001.

11. Братчиков А.Н., «Интегрально-оптические фазовращатели СВЧ- и миллиметрового диапазона», Сборник трудов 15-й Межд. Крымской конф. «СВЧ – техника и телекоммуникационные технологии. КрыМиКо'2000», Севастополь, 2000, Т. 1, С. 372-374.

12. Марин В.П., Савченко В.П., Федоров В.К., Луценко А.В. Технология производства изделий электронной техники. Монография/ Под.ред. Марина В.П. М.: Радиотехника, 2015, 88 с.: ил.

УДК 621.37

**С.В. Гутенко, С.А. Петров**

**ОАО «НПК «ТРИСТАН», г. Москва**

### **РАСШИРЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА ВХОДНЫХ ЛИНЕЙНЫХ ТРАКТОВ ШИРОКОПОЛОСНОГО ПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА СВЧ**

Рассматривается возможность расширения динамического диапазона входных линейных трактов широкополосных приемных устройств СВЧ. Проведен анализ физических моделей двух вариантов входных линейных трактов. Представлены результаты схемотехнической и конструктивной реализации модуля с рабочим диапазоном частот до 18 ГГц.

Ключевые слова: широкополосное приемное устройство, расширенный динамический диапазон, входной линейный тракт.

**S. Gutenko, S. Petrov**

### **THE EXTENSION OF THE DYNAMIC RANGE OF INPUT LINEAR TRACTS WIDEBAND RECEIVING MICROWAVE DEVICES**

The possibility of expanding the dynamic range of the input linear circuits wideband receiving microwave devices is viewed in the report. The analysis of physical models of two variants of the

input line paths has been carried out. The results of electronic and structural implementation of the module with a working frequency range up to 18 GHz are presented.

Keywords: wideband receiving microwave device, expanded dynamic range, input linear modules

## 1. Введение

Основной тенденцией развития радиоэлектроники последних лет становится расширение номенклатуры и увеличение количества средств радиосвязи, активной радиолокации, радионавигации и других излучающих объектов. Происходит также качественный рост их тактико-технических характеристик: продвижение вверх по частоте, использование все более сложных видов модуляции, включая импульсные сигналы с широкой частотной базой, шумовые широкополосные сигналы и т.п. Совершенно очевидно, что следствием этого является возрастание интереса к эффективным средствам радиопротиводействия, радиотехнической разведки и пассивной радиолокации.

Применение технических средств в реальных условиях всегда проходит в сложной помеховой обстановке. Основной составной частью аппаратуры, обеспечивающей ТТХ систем и комплексов для указанных применений, являются широкополосные приемные устройства (ШПУ) СВЧ. Расширение динамического диапазона входных сигналов при наличии электромагнитной помехи с высокой степенью интенсивности является одной из задач при разработке ШПУ.

Для расширения полнодинамического диапазона (ДД) ШПУ на входе устройства обычно применяются аттенуаторы СВЧ. Однако такой подход не ведет к увеличению мгновенного ДД. В настоящем сообщении рассматриваются некоторые схмотехнические и конструкторские аспекты создания входных линейных трактов ШПУ СВЧ с расширенным ДД.

## 2. Постановка задачи

Динамический диапазон сигналов является интегральной характеристикой приемного тракта ШПУ СВЧ. На величину его нижней и верхней границы оказывают влияние параметры различных элементов тракта. Рассмотрим укрупненную структурную схему типового широкополосного приемника СВЧ.

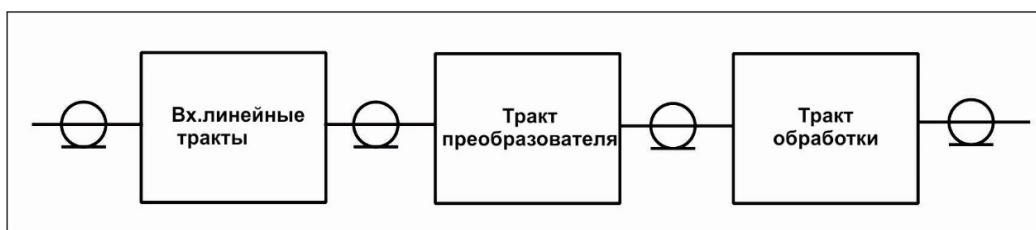


Рис. 1. Структурная схема типового широкополосного приемного устройства СВЧ

Входной линейный тракт (ВЛТ) представляет собой защищенный по входу широкополосный усилитель СВЧ с регулируемым коэффициентом усиления. Его параметры в значительной степени определяют как нижнюю границу ДД – чувствительность приемного устройства, так и его верхнюю границу. Критерием верхней границы ДД может являться компрессия амплитудной характеристики приемного устройства либо заданный уровень подавления интермодуляционных составляющих [1].

Важно отметить, что ДД ШПУ СВЧ зависит также от параметров широкополосного смесителя в тракте аналогового преобразователя. Результирующий ДД имеет вполне опреде-

ленные физические ограничения [2] и в современных ШПУ СВЧ составляет величину около 50 дБ в полосе анализа 1 ГГц. Соответственно ДД тракта обработки должен быть таким, чтобы не ограничивать физические возможности широкополосных трактов.

Последние успехи в технике и технологии аналогово-цифровых преобразователей [3] позволяют достичь и даже превзойти эти значения уже сейчас. Становится очевидным, что в ближайшей перспективе именно ДД аналоговых СВЧ-трактов станет самым «узким» местом широкополосных приемников СВЧ.

В настоящем сообщении рассматриваются физические механизмы ограничения динамического диапазона ШПУ СВЧ, а также некоторые возможности его расширения, связанные со схемотехническими особенностями входных линейных трактов.

### 3. Физическая модель

Существуют две возможные модели построения ВЛТ. Назовем их условно «регулируемый аттенуатор» и «регулируемый усилитель». Упрощенные схемы моделей представлены на рис.2

ВЛТ независимо от схемы построения имеет критерии верхней и нижней границы ДД. Нижняя граница ДД  $P_{вх\ мин}$  упрощенно определяется выражением для предельной чувствительности по входу:

$$P_{вх\ мин} = \kappa T_o \Delta f K_{ш} \quad (1)$$

где:  $\kappa$  – постоянная Больцмана, Вт/Гц

$T$  – физическая температура, град.

$\Delta f$  – полоса частот, Гц

$K_{ш}$  – коэффициент шума, отн.ед.

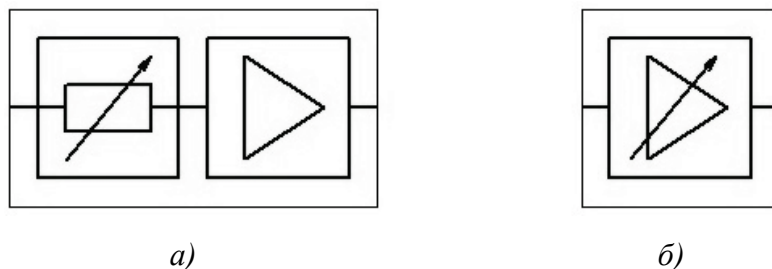


Рис. 2. Модели построения ВЛТ:  
а) «регулируемый аттенуатор»; б) «регулируемый усилитель»

Верхняя граница ДД по выходу усилительного устройства  $P_{вых\ макс}$  определяется параметрами последующих элементов схемы и в этом смысле есть величина постоянная. Пересчитав эту величину ко входу устройства, получим выражение для верхней границы ДД по входу:

$$P_{вх\ макс} = P_{вых\ макс} / K_{п} \quad (2)$$

где  $K_{п}$  – коэффициент усиления усилителя.

Выражение для динамического диапазона Д усилительного устройства имеет вид:

$$D = P_{вых\ макс} / P_{вх\ мин} K_{п} = const / K_{п} \quad (3)$$

Выражение (3) инвариантно для любой физической модели ВЛТ. В модели «регулируемого аттенуатора» (см. рис. 2а) ослабление сигнала относительно номинального усиления обеспечивается входным аттенуатором. Соответственно вводимому ослаблению ухудшается коэффициент шума и увеличивается верхняя граница ДД устройства. При этом абсолютная величина ДД в известных пределах остается практически без изменений, а он просто смещается в сторону больших мощностей.

Предположим, что в модели «регулируемого усилителя», показанного на рис. 2б, при введении ослабления коэффициент шума ухудшается несущественно. В таком случае ДД тракта увеличится в соответствии с выражением 3 обратно пропорционально уменьшению  $K_n$ .

Схемотехническая реализация этого полезного эффекта известна из радиочастотной техники - усилитель с последовательно отключаемыми каскадами усиления. Проблема, освещаемая данным сообщением, состоит в конструктивной реализации такого широкополосного усилительного тракта на СВЧ.

#### 4. Конструктивная реализация

Рассмотрим практическую реализацию входного линейного модуля (ВЛМ) диапазона частот 12 - 18 ГГц из состава широкополосного приемного устройства. Модуль представляет собой двухкаскадный широкополосный СВЧ-усилитель с возможностью отключения обоих каскадов. Структурная схема модуля приведена на рис.3.

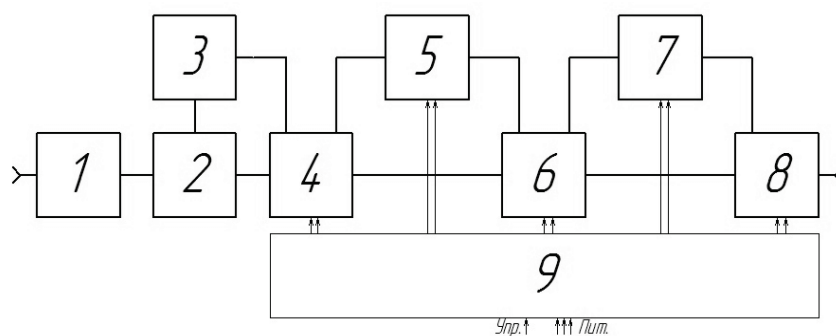


Рис. 3. Структурная схема модуля:

1 - защитное устройство; 2 - фильтр СВЧ; 3 - входной коммутатор с подключаемым ГШ;  
4 - коммутатор 1x2; 5 - первый каскад усиления; 6 - коммутационная матрица 2x2; 7 - второй каскад усиления; 8 - коммутатор 2x1; 9 - плата питания и управления

Внутреннее устройство и топология модуля приведена на рис. 4.

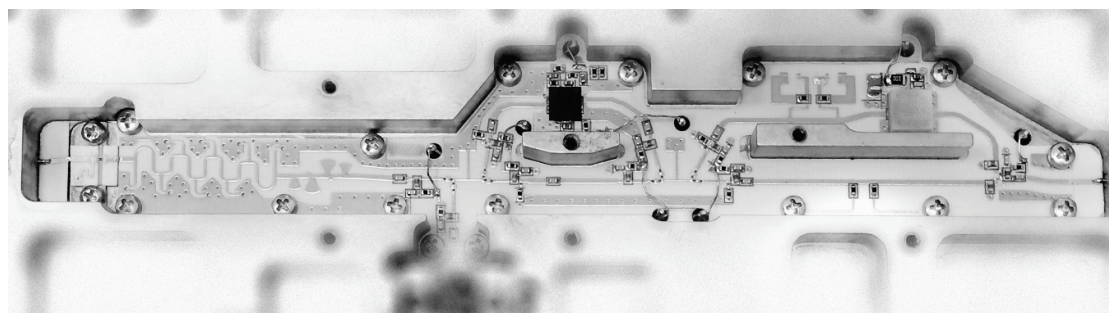


Рис. 4. Топология ВЛМ диапазона 12-18 ГГц



Коэффициент передачи модуля в режиме максимального усиления составляет около 20 дБ. Типовое значение коэффициента шума с учетом ряда пассивных элементов на входе составляет 9 дБ. Уровень выходной мощности при компрессии 1 дБ составляет не менее 100 мВт. В качестве активных элементов используются интегральные микросхемы малошумящих усилителей фирмы Nittite с коэффициентом шума 3,5 и 5 дБ и коэффициентом усиления 20 и 18 дБ для первого и второго каскадов соответственно.

Отключение каскадов усиления осуществляется переключателями 4,6,8. Каждый из них состоит из четырех встречно включенных р-і-п диодов. Развязка между включенным и отключённым плечом составляет не менее 40 дБ.

Такой уровень развязки необходим для подавления обратной связи, образующейся за счет прохождения усиленного сигнала на вход. Плечи переключателя конструктивно отделены друг от друга, что обеспечивает необходимый уровень параметров ВЛМ.

Управление диодными переключателями осуществляется двуполярным напряжением (+5В), поступающим от платы питания и управления, расположенной в низкочастотном отсеке модуля. Эта же плата обеспечивает питание модуля ВЛМ от внешнего постоянного напряжения в пределах 20 – 30 В.

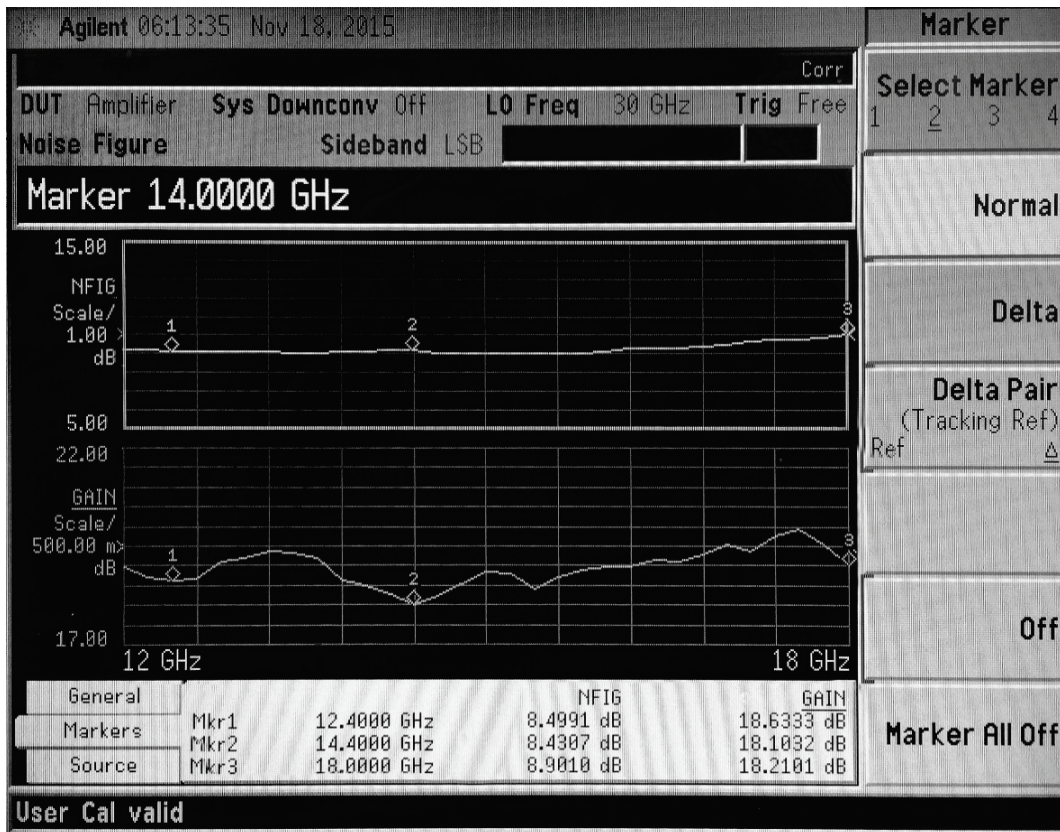
Электрические характеристики модуля приведены в таблице.

Таблица

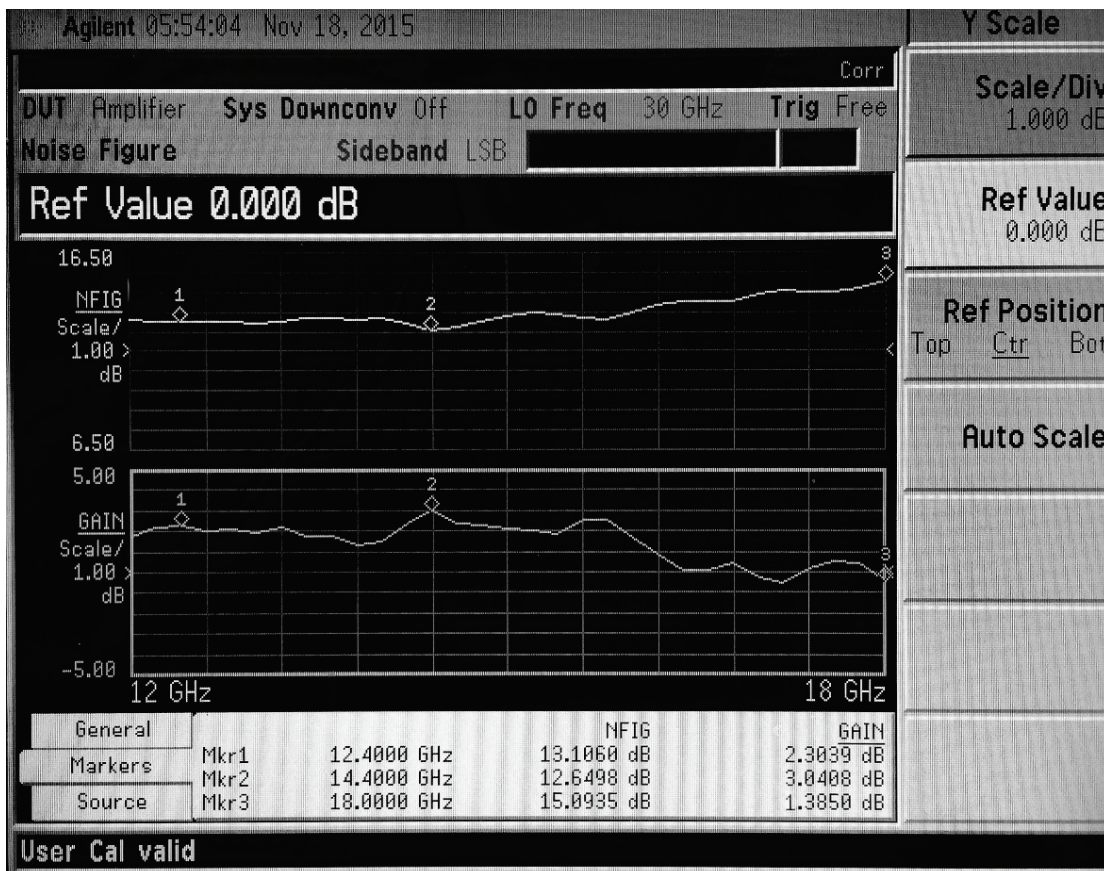
Электрические параметры ВЛМ диапазона 12-18 ГГц

Наименование параметра, единица измерения	Норма		
	не менее	номинал	не более
Рабочий диапазон частот, ГГц	18		12
Коэффициент передачи модуля, дБ			
режим 1	18	20	21
режим 2	1	3	4
режим 3	-13	-12	-10
Коэффициент шума в режиме 1, дБ			9,0
Неравномерность коэффициента передачи в полосе частот, не более, дБ			3
Коэффициент прямоугольности АЧХ по уровню -30 дБ, отн. ед.			2,5
Верхняя граница линейности амплитудной характеристики (ВГЛАХ) по выходу при компрессии $K_{ус}=1$ дБ, дБм	20		
КСВН вх./вых, ед.			2,0
Время переключения, мкс			60

Результаты измерения коэффициента шума и коэффициента передачи входного линейного модуля во всех трех режимах приведены на рис. 5 (а), (б) и (в) соответственно.

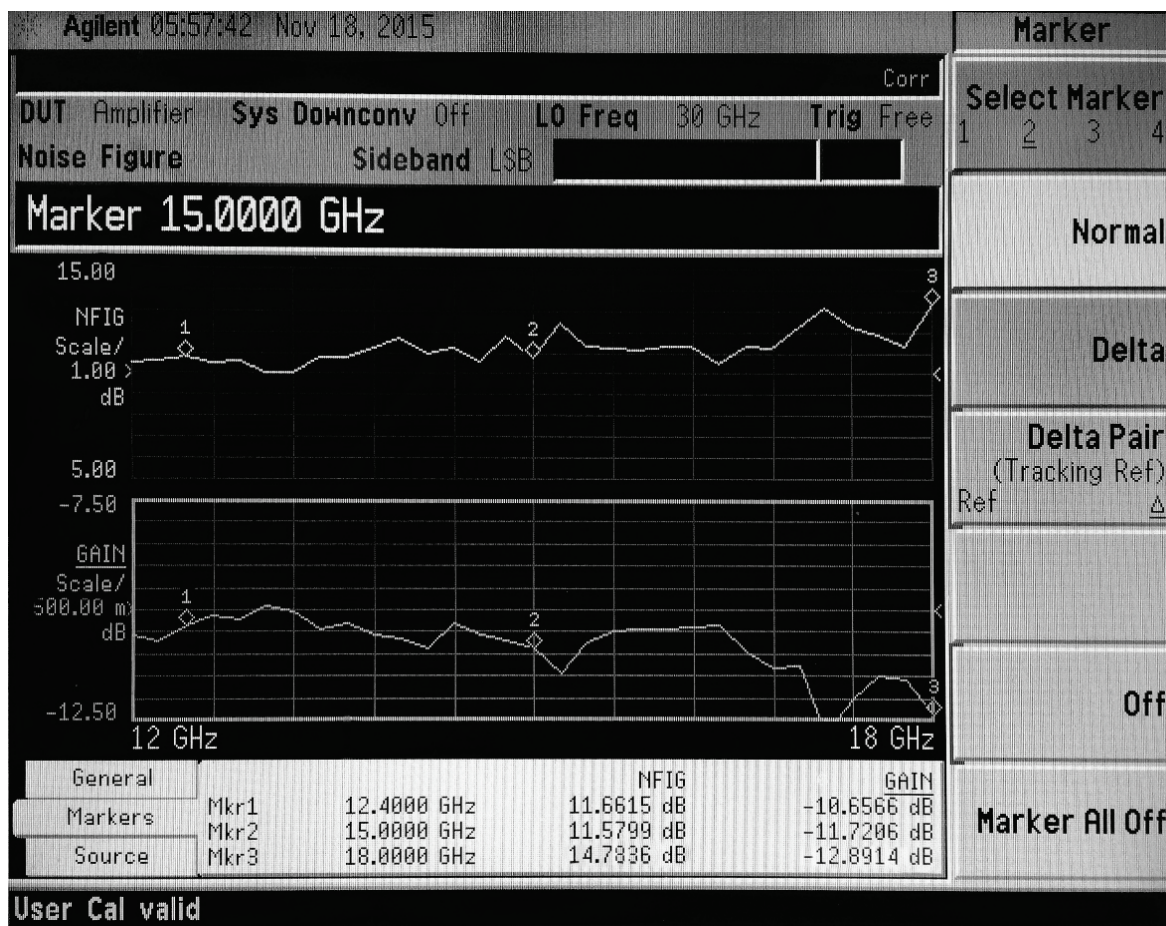


a)



b)





в)

Рис. 5. Результаты измерений ВЛМ диапазона 12-18 ГГц:

- а) режим 1. Максимальное усиление; б) режим 2. Отключен первый каскад;  
 в) режим 3. Отключены первый и второй каскады

Характерная особенность входного модуля с регулируемым усилением в рабочем диапазоне частот от 12 до 18 ГГц - высокие требования к неравномерности амплитудно-частотных характеристик. Для компенсации частотных зависимостей элементов тракта в конструкцию модуля были включены как диссипативные, так и реактивные корректоры АЧХ [4].

Эта мера положительно сказалась на неравномерности АЧХ в 1-м режиме, но привела к росту коэффициента шума и неравномерности АЧХ во 2-м и 3-м режимах с отключенными каскадами усиления. Проведенная оптимизация конструкции позволила достичь значений коэффициента шума во втором режиме 15 дБ. Это несколько больше расчетных значений, что вызвано потерями в двух широкополосных коммутаторах, а также в корректирующих цепях, описанных выше. Кроме того, в увеличение коэффициента шума во 2-м режиме вносят вклад шумы последующих, более мощных каскадов.

Видно, что в практической реализации не удается сохранить идеальные шумовые характеристики модуля с отключенным первым каскадом. Однако при увеличении верхней границы динамического диапазона на 20 дБ за счет уменьшения коэффициента усиления удалось достичь гораздо меньшего ухудшения чувствительности по входу – всего на 6 дБ. Это показывает, что построение широкополосного «регулируемого усилителя» с последовательно отключаемыми каскадами усиления на СВЧ, вплоть до 18 ГГц, возможно и целесооб-

разно. Такой подход дает принципиальный выигрыш в величине динамического диапазона до 14 дБ по сравнению с «регулируемым аттенуатором».

Один из вариантов конструктивного исполнения ВЛМ в диапазоне частот 12-18 ГГц из состава комплекса пассивной радиолокации приведен на рис. 6.

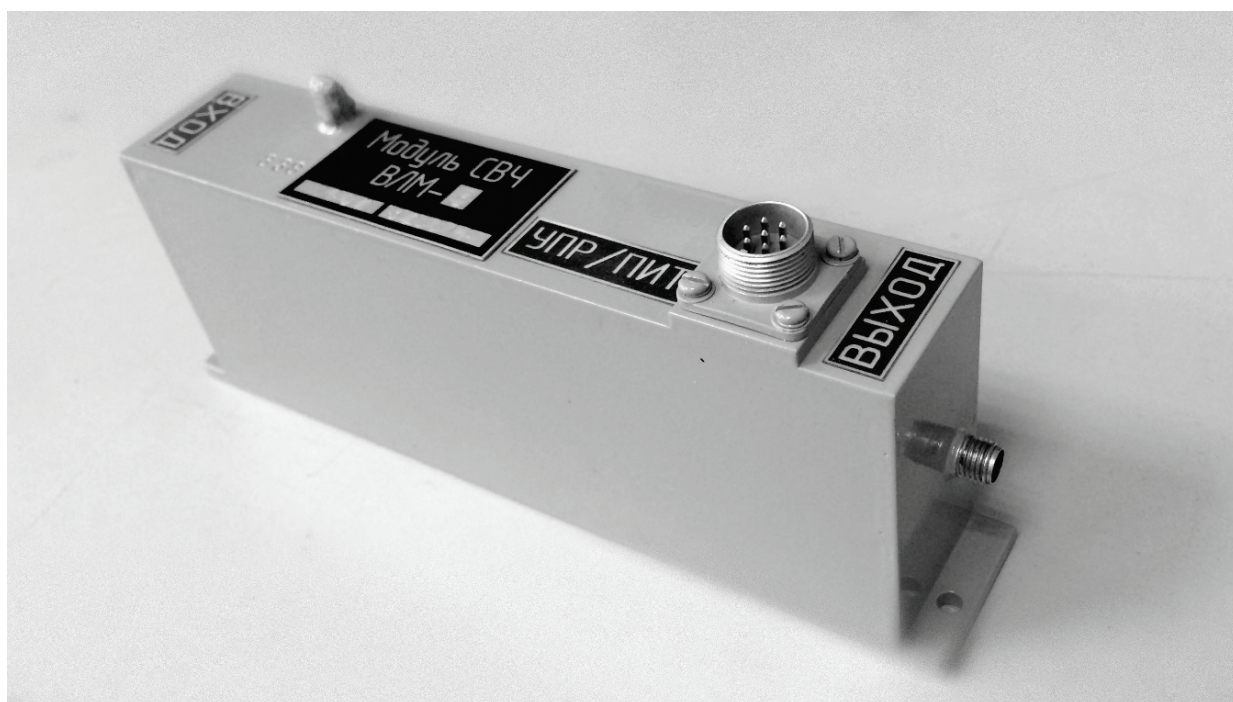


Рис. 6. Внешний вид входного линейного модуля

## 5. Заключение

Создание входных линейных трактов широкополосных приемных устройств СВЧ на основе схемы «регулируемого усилителя» с отключаемыми каскадами представляется чрезвычайно перспективным. Необходимо дальнейшее совершенствование параметров усилительных модулей СВЧ с отключаемыми каскадами в части расширения диапазона рабочих частот и улучшения неравномерности АЧХ. Особое значение такой подход может иметь в системах с расширенным динамическим диапазоном, работающих в сложной помеховой обстановке.

## Список литературы

1. Куприянов П. В. Широкополосные приемные устройства СВЧ с расширенным динамическим диапазоном // Радиотехника, 2006, Вып. 3, С. 8-13
2. Головин О.В. Радиоприемные устройства: Учебник для техникумов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2002, -384 с.
3. RobReeder Wideband A/D Converter Front-End Design Considerations // Analog dialogue v. 40, No 3, 2006
4. Steve Cripps, Artech.House. RF Power Amplifiers for Wireless Communications//.- 1999.-p.331

**В.В. Дженов, А.Г. Батин, С.В. Аверкин, А.С. Петров**

**ОАО «ОКБ-Планета», г. Великий Новгород**

### **ТРАНСВЕРСАЛЬНЫЙ АНАЛОГОВЫЙ ФИЛЬТР ДЛЯ ПРИЕМА СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ**

В статье рассматривается способ построения согласованных фильтров для сложных сигналов диапазона СВЧ на отрезках линий передач, в частности, на микрополосковых линиях, который может быть выполнен топологически в виде печатной платы. Фильтр представляет собой пассивное устройство. Предполагается, что применение подобных фильтров позволит упростить состав радиолокационной системы, сократить энергопотребление, повысить надежность функционирования.

Ключевые слова: ЛЧМ, трансверсальный фильтр, делители мощности, линии задержки

**V.V. Dzhenov, A.G. Batin, S.V. Averkin, A.S.Petrov**

**"OKB - PLANETA", JSC, Veliky Novgorod**

### **THE ANALOG TRANSVERSAL FILTER FOR COMPLEX SIGNALS**

The article is devoted to the method of constructing a matched filter for complex signals of the microwave range on the segments of transmission lines, in especially in microstrip lines. The method can be done in the form of the topology of the PCB. The filter is a passive device. It is assumed that the use of such filters will simplify the structure of a radar system, reduce power consumption improve reliability of the operation.

Keywords: LFM, transversal filter, power dividers, delay lines

#### **Введение**

Радиолокационное наблюдение и обнаружение различных объектов является гарантией безопасности в наше время. Радиолокационная станция позволяет получать информацию о наличии цели, ее положении и скорости перемещения. Источником такой информации является зондирующий радиосигнал, отраженный от цели, который приходит на антенное устройство вместе с шумами. После приемника, производящего перенос спектра сигнала в область НЧ, обычно реализуется обнаружение полезного сигнала в шумах.

На сегодняшний день можно выделить два основных метода выделения слабых сигналов из смеси сигнал-шум: метод накопления (интегрирования) и метод, основанный на применении специального класса сигналов (сложных сигналов) [1].

Сложные сигналы обладают важными свойствами для радиолокации, связанными с помехоустойчивостью, точностью передачи информации и скрытностью.

Для детектирования сложных сигналов наиболее удобно применять цифровой согласованный фильтр, что также требует переноса принимаемого сигнала из области СВЧ вниз по спектру в область частот, пригодных для оцифровки.

В СВЧ диапазоне применение цифровых фильтров возможно только с переносом частоты вниз по спектру, что серьезно усложняет систему обработки сигнала. Фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ), в том числе согласованные для сложных сигналов, практически не реализуемы для частот свыше 2 ГГц из-за высоких требований к технологическому процессу и материалам.

Применение трансверсального фильтра непосредственно в СВЧ диапазоне позволило бы реализовать упрощенный метод детектирования сложных сигналов за счет исключения операций переноса принимаемого сигнала вниз по спектру, оцифровки перенесенного вниз по спектру сигнала и запоминания массива входных данных за интервал приема (фрейм). Это дало бы возможность применить для обработки сигнала более дешевые и простые вычислительные средства или высвободить вычислительные мощности для других задач.

Следовательно, разработка трансверсального аналогового СВЧ фильтра (ТАФ) является актуальной задачей для выполнения функции цифрового согласованного фильтра диапазона СВЧ.

### **Виды сложных сигналов**

Одними из наиболее распространенных сложных сигналов являются сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) и сигналы с фазокодовой модуляцией (ФКМ).

*Сигнал с линейной частотной модуляцией* – это радиоимпульс, несущая частота которого по линейному закону изменяется от начала к концу импульса.

Детектирование ЛЧМ сигнала можно реализовать на основе двух методов обработки: корреляционного и метода согласованной фильтрации.

Корреляционный метод имеет смысл, если известен момент появления сигнала, и для реализации когерентного обнаружения необходимо знать фазу принятого сигнала.

Как разновидность корреляционного метода можно рассматривать метод вычисления свертки. При этом методе требуется запомнить принятый в течение всего фрейма сигнал, затем вычислить спектр принятого сигнала (например, через БПФ). Полученный спектр перемножается с эталонным спектром, являющимся комплексно-сопряженным спектром зондирующего сигнала. Затем берется ОБПФ. Недостатком метода является необходимость двух преобразований Фурье для последовательностей большой длины (во весь фрейм) [2].

Метод, основанный на согласованной фильтрации, вызывает сложности следующего характера: необходимо спроектировать согласованные фильтры на основе известной импульсной характеристики сигналов.

Оптимальный, согласованный фильтр для ЛЧМ-радиоимпульса должен иметь импульсную характеристику в виде ЛЧМ-импульса, зеркально отображенного относительно сигнала. Выходной сигнал нужно представить как сумму копий исходного сигнала, задержанных на необходимые значения времени. Задержки рассчитываются по исходному ЛЧМ сигналу, после чего располагаются обратно во времени.

Реализуется фильтр на основе линий задержки (ЛЗ). Если ЛЗ не обладает дисперсионными свойствами, то отводы располагаются неравномерно на различных интервалах задержки и тем самым обеспечивают синфазное суммирование копий входного сигнала при прохождении ЛЧМ импульса вдоль ЛЗ. Если используется дисперсионная ЛЗ, у которой скорость изменения времени группового запаздывания с частотой обратна по знаку скорости изменения частоты ЛЧМ сигнала во времени, то отводы располагаются равномерно по ЛЗ [5]. Отводы должны быть расположены в соответствии с требуемой импульсной характеристикой.

*Сигналы с фазокодовой модуляцией* также относят к сложным сигналам и представляют большой интерес для радиолокации. В ФКМ сигналах информация кодируется в фазе сигнала. Например, ноль соответствует нулевому сдвигу по фазе, а единица - сдвигу на 180 градусов; такой способ кодировки легко реализовать технически, например, умножая сигнал на 1, имеем нулевой фазовый сдвиг, а умножая на  $-1$ , сдвиг на 180 градусов.



Два радиосигнала, имеющие одинаковую мощность и отличающиеся только фазой на  $\pi$ , обладают максимально возможной степенью различия. Функция их взаимной корреляции при отсутствии временного сдвига равна  $-1$ . Именно поэтому использование таких сигналов при передаче дискретных сообщений (например, при телеграфии, которая называется в этом случае фазовой) обеспечивает наибольшую помехоустойчивость [3].

Поскольку форма сигнала на выходе согласованного фильтра совпадает с формой автокорреляционной функции сигнала, максимум которой совпадает с моментом окончания сигнала на входе фильтра, то сравнение качества различных сигналов целесообразно проводить на основе их функций автокорреляции. С этой точки зрения наибольшей привлекательностью обладают сигналы (коды) Баркера, максимальный уровень боковых лепестков которых меньше максимального уровня главного лепестка в  $N$  раз, где  $N$  – число импульсов кода. Однако максимальная длина кода Баркера  $N=13$ , более длинных таких кодов не найдено [11]. Эти обстоятельства ограничивают область использования сигналов Баркера.

Ниже приводится таблица кодов. Следует отметить, что для каждого числа дискретов, представленных в данной таблице, уровень боковых лепестков нормированной корреляционной функции является минимальным.

Таблица кодов Баркера

N	k												
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
2	+1	-1											
3	+1	+1	-1										
4	+1	+1	-1	+1									
5	+1	+1	+1	-1	+1								
7	+1	+1	+1	-1	-1	+1	-1						
11	+1	+1	+1	-1	-1	-1	+1	-1	-1	+1	-1		
13	+1	+1	+1	+1	+1	-1	-1	+1	+1	-1	+1	-1	+1

### Реализация ТАФ для приема сложных сигналов диапазона СВЧ

Для реализации ТАФ на СВЧ необходимо реализовать структуру цифрового фильтра в виде аналоговых СВЧ эквивалентов используемых функциональных узлов. Для этого функциональный узел запоминания сигнала (задержка на такт) заменяется на требуемую линию задержки (ЛЗ). Отводы сигнала выполняются с помощью делителей мощности. Весовые коэффициенты пересчитываются для реализации при помощи аттенуаторов. Сумматор сигнала выполняется на сумматоре мощности (топологически эквивалентен делителю).

Для построения ТАФ проводится расчет требуемых длин линий задержки и определение влияния разрядности фильтра на его габаритные размеры. В случае больших габаритных размеров нужно либо уменьшить количество отсчетов, либо использовать материал подложки с большей диэлектрической проницаемостью.

Наиболее рациональным представляется переход к топологии в виде цепочки направленных ответвителей или, что проще, в виде цепочки неравновесных делителей мощности. Предложенная последовательная схема ТАФ имеет один существенный недостаток, заключающийся в сложности расчета делителей мощности таким образом, чтобы на сумматор приходила одинаковая мощность. Другими словами, для  $N$  отсчетов фильтра потребуется, чтобы 0-й делитель обеспечивал отвод мощности в соотношении  $1/N$ , 1-й делитель отводил  $1/(N-1)$  и так далее [8].

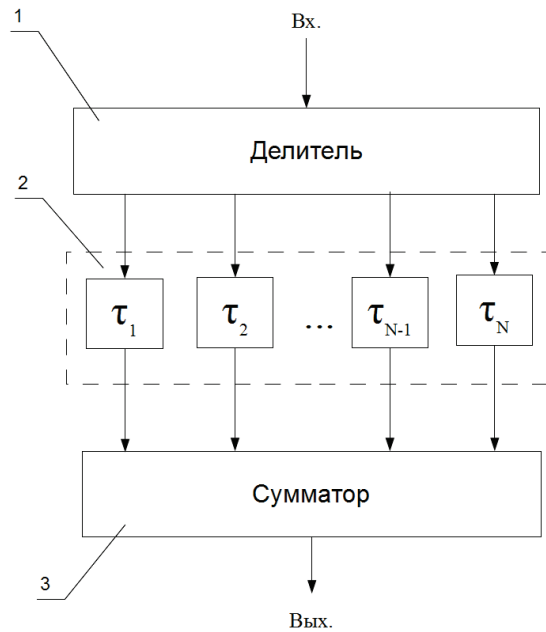


Рис. 1. Параллельная структурная схема ТАФ:  
 $\tau$  – линия задержки

Параллельная схема избавлена от указанного недостатка, но требует длинных линий задержки. В параллельной схеме ТАФ, показанной на рис. 1, сигнал сначала делится на  $N$  при помощи каскадов делителей наиболее подходящей схемы и топологии, а затем подается на линии задержки [9].

Для сокращения длины линий задержки можно предложить параллельно-последовательную схему, где сигнал делится на нужное количество каналов, а затем собирается последовательной цепочкой сумматоров, причем, необходимые линии задержки включены в указанную цепочку [10].

Параллельно-последовательная структурная схема ТАФ показана на рис. 2, где задержки рассчитываются как  $\Delta\tau_i$ , для  $i=1, \dots, N-1$ . Применение указанной схемы сокращает необходимую длину ЛЗ, поскольку самая длинная ЛЗ будет включать в себя все предыдущие, но при расчете ЛЗ потребуются учет дополнительных задержек сигнала внутри сумматоров мощности.

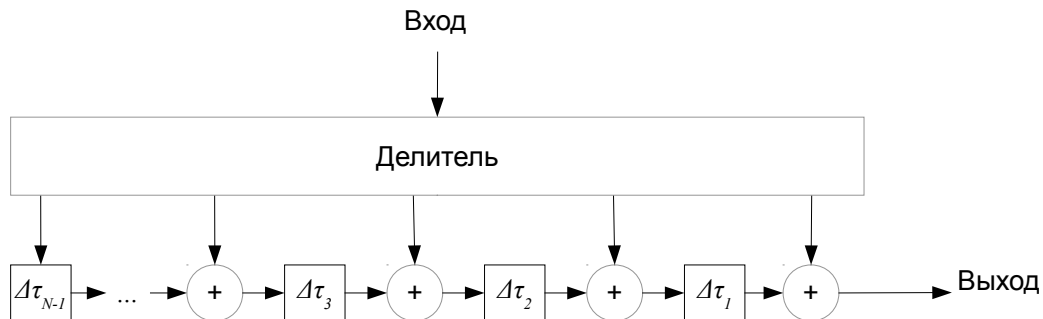


Рис. 2. Параллельно-последовательная структурная схема ТАФ



Такая схема является компромиссом между простотой расчета и топологическими требованиями.

Реализация ТАФ в общем случае происходит в следующей последовательности:

- выбор схемы построения фильтра,
- расчет делителей (сумматоров) мощности,
- расчет линий задержки на микрополосковых линиях.

### **ТАФ для приема ЛЧМ сигнала**

Расчет ТАФ для ЛЧМ сигнала ведется аналогично расчету цифрового фильтра с некоторыми особенностями. ЛЧМ сигнал характеризуется линейным изменением частоты от нижней границы до верхней за длительность импульса. Импульсную характеристику можно реализовывать двумя способами: когда отсчеты идут через фиксированное время задержки и когда отсчеты берутся в максимумах импульсной характеристики. Для того чтобы сформировать импульсную характеристику, необходимо реализовать как положительные, так и отрицательные ее отсчеты. Это значит, что на входе фильтра должен стоять трансформатор, имеющий два выхода, сигнал на которые находится в противофазе. В случае согласованного ТАФ для ЛЧМ сигнала, если использование трансформатора затруднительно, импульсная характеристика подбирается так, чтобы она содержала коэффициенты только одного знака.

Для ТАФ принимающего ЛЧМ сигнал, не зависимо от реализации, будет использована только часть энергии сигнала при приеме и свертке. Если, в отличие от цифровых фильтров, брать отсчеты в точках максимума развернутого эталонного ЛЧМ сигнала путем подбора времени задержки ЛЗ, то можно избавиться от аттенуаторов (все весовые коэффициенты равны единице).

Покажем работоспособность такой схемы на примере математической модели для свертки ЛЧМ, а также добавим шум, чтобы наглядно увидеть полученный результат. Длительность сигнала возьмем равной 1 нс, начальную частоту равную 8 ГГц, длительность моделирования 2 нс.

Задаем график ЛЧМ сигнала с отметками, где мы берем отсчеты сигнала.

Сигнал на выходе трансверсального фильтра является корреляционной функцией входного сигнала и импульсной характеристики фильтра. Согласованный фильтр должен производить свертку входного сигнала с эталонным. Чтобы корреляция стала сверткой, вид импульсной характеристики фильтра должен представлять собой зеркальное отображение входного сигнала во временной области.

В нашей модели требуемые отсчеты сигнала берутся не через равные промежутки времени, а тогда, когда сигнал имеет одинаковые значения (единицы). Из графика видно, что отметки берутся примерно в максимумах.

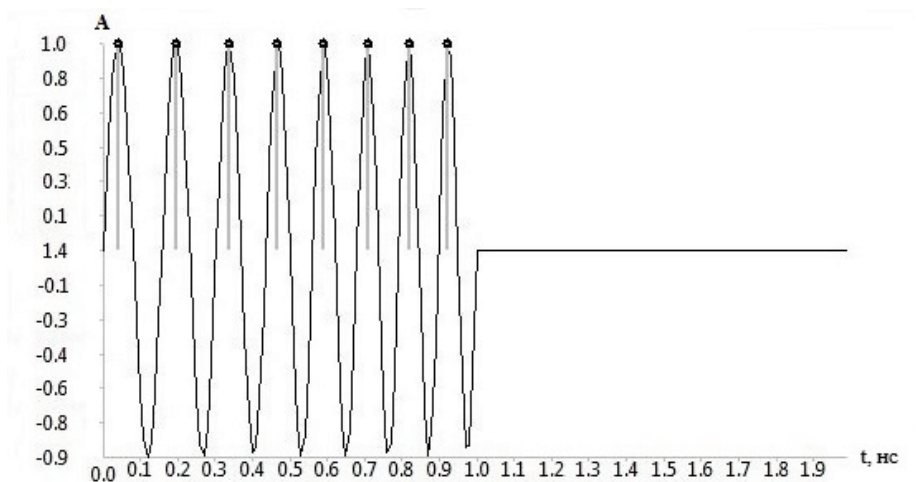


Рис. 3. График ЛЧМ сигнала с отметками

Выбор отсчетов вблизи максимумов сигнала позволяет смоделировать эффекты от технологической погрешности изготовления фильтра. Как видно на рисунке, взято восемь отсчетов.

Далее добавим мешающий сигнал на частоте 7,8 ГГц. Задаем графики ЛЧМ сигнала и помехи.

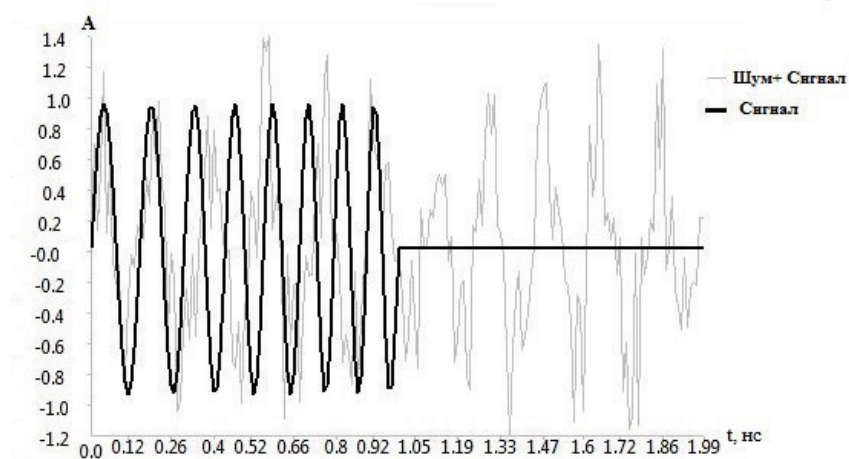


Рис. 4. Графики ЛЧМ сигнала и помехи

Сумма полезного сигнала и помехи представлена на рис. 4. Как видно из этого рисунка, выявить входной ЛЧМ сигнал на фоне мешающего сигнала становится сложнее.

Выходной сигнал представим как сумму копий исходного сигнала задержанного на необходимые значения времени. Задержки рассчитываются по исходному ЛЧМ сигналу, после чего располагаются обратно во времени.

Принцип задания задержки для ТАФ параллельной схемы таков: нулевая задержка для последнего отсчета сигнала, задержка для предпоследнего, сумма предыдущего и текущего, сумма всех предыдущих и текущего и так далее.

где  $t_i$  - время задержки для  $i$ -ой линии задержки;  $S(t)$  – исходный сигнал (с шумом);  $N$  – количество отводов ТАФ.

Мы не можем инвертировать во времени сигнал, а это значит, что на выходе ТАФ будет присутствовать сумма входных сигналов, задержанных во времени соответственно всем линиям задержки. График выходного сигнала ТАФ представлен на рис. 5.

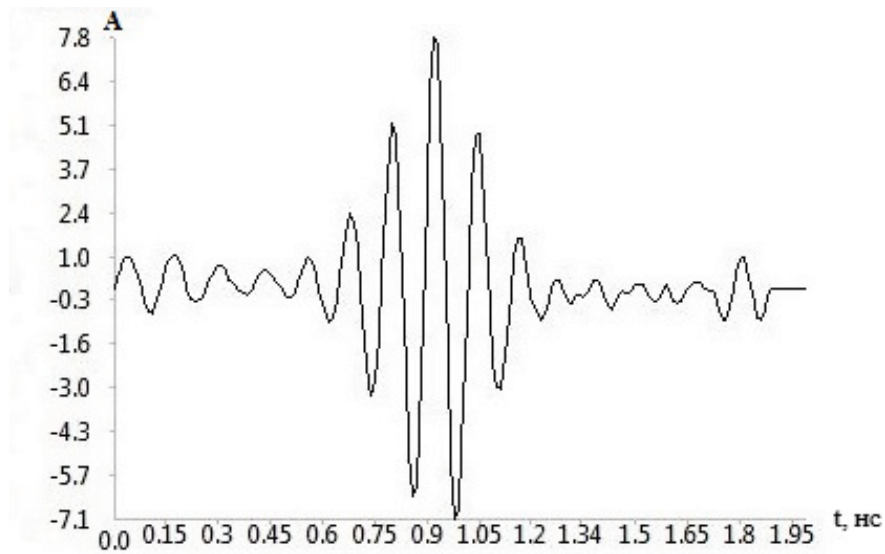


Рис. 5. Сигнал на выходе согласованного фильтра

Как видно из последнего графика, в выходном сигнале присутствует явный максимум по амплитуде, и, кроме того, произошло подавление шума. Таким образом, сигнал на выходе ТАФ представляет собой аналог свертки исходного сигнала с его зашумленной копией.

На рис. 6 показано сравнение сигналов с выхода фильтра для 8 отсчетов и 44 отсчета в условных единицах амплитуды.

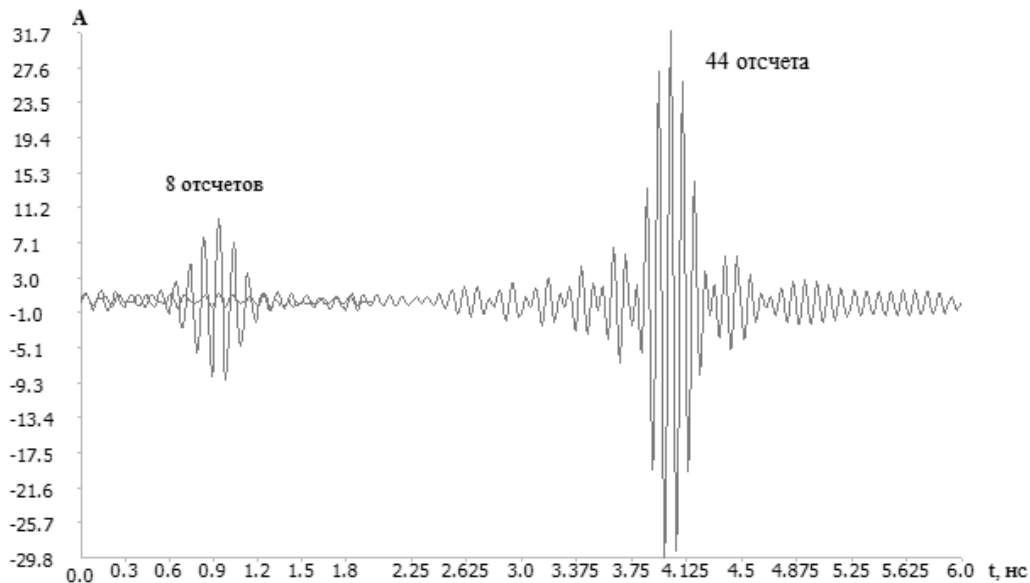


Рис. 6. Сравнения сигналов с выхода фильтра для 8 отсчетов и 44 отсчета

Как видно из рисунка, увеличение длительности ЛЧМ сигнала, при условии такого же увеличения количества отсчетов, позволяет значительно поднять уровень полезного сигнала при одновременном подавлении шумов.

### ТАФ для приема ФКМ сигнала

При синтезе согласованного фильтра для ФКМ сигнала будем исходить из того, что импульсная характеристика должна представлять собой зеркальную копию выделяемого сигнала с обращенным во времени порядком следования отдельных позиций. Структура фильтра, согласованного с кодом Баркера, представляет собой линию задержки с отводами через интервал, равный длительности импульса  $\tau_n$  последовательности.

Покажем работоспособность такой схемы на примере математической модели для свертки ФКМ. Длину кода Баркера возьмем равной 7, начальную частоту 5 ГГц, период кодирования импульса 56 нс, длину единицы кода 8 нс.

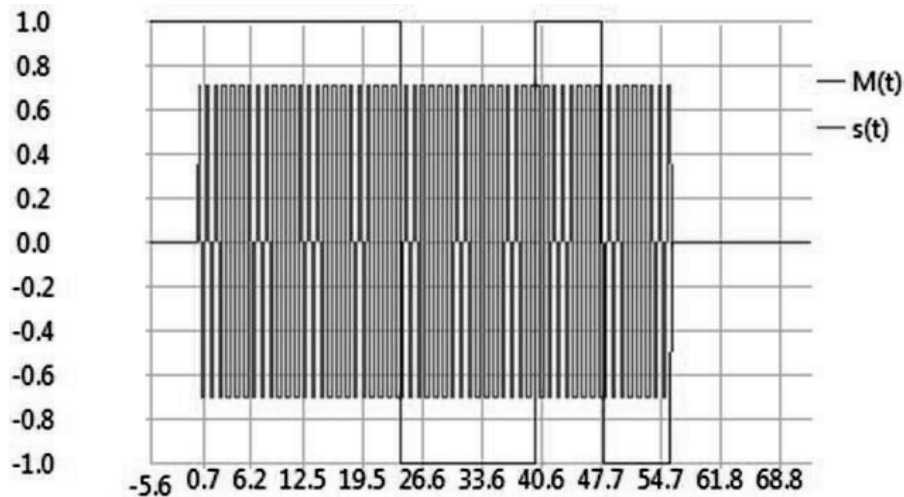


Рис. 7. График ЛЧМ сигнала с отметками

На рис. 7 показан график сигнала с отметками. Кодовая последовательность показана на рис. 8 и соответствует последовательности +1 +1 +1 -1 -1 +1 -1.

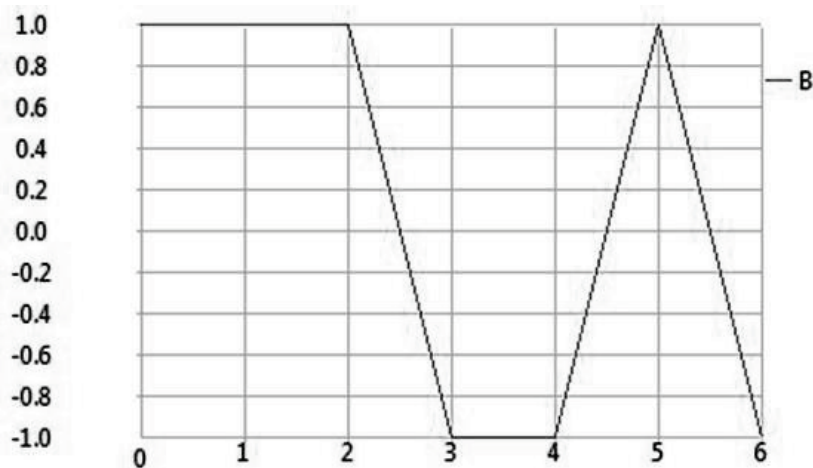


Рис. 8. Кодовая последовательность

Знаки коэффициентов усиления (импульсная характеристика фильтра) устанавливаются зеркальными относительно сигнала. Инвертируем последовательность, чтобы получилась импульсная характеристика, с которой будем брать временные выборки для построения фильтра.

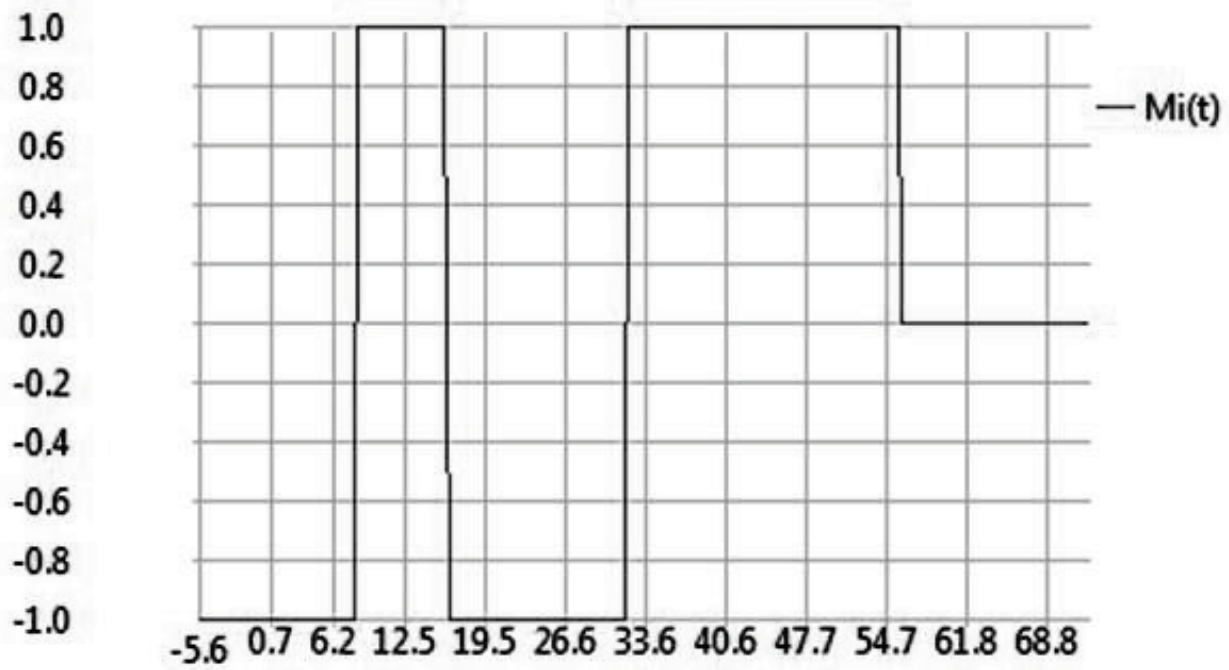


Рис. 9. Импульсная характеристика сигнала

Выберем 32 отвода так, чтобы выборки попали в нужные моменты по обратному сигналу.

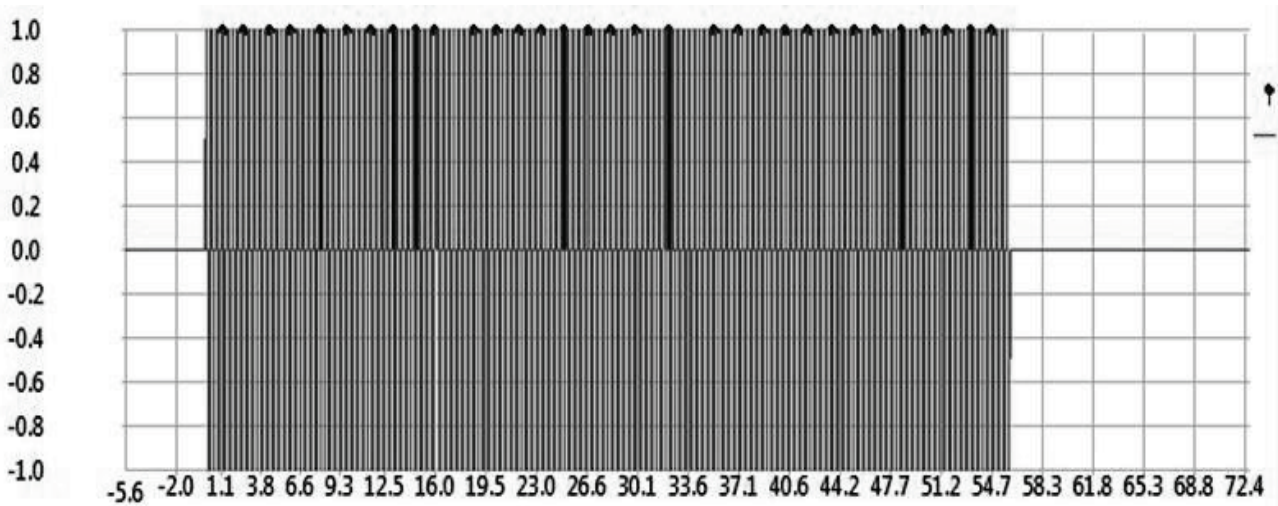


Рис. 9. График сигнала с выбранными временными выборками

Вычислим все отсчеты суммы задержанных сигналов и получим свертку, которая изображена на рисунке 10.

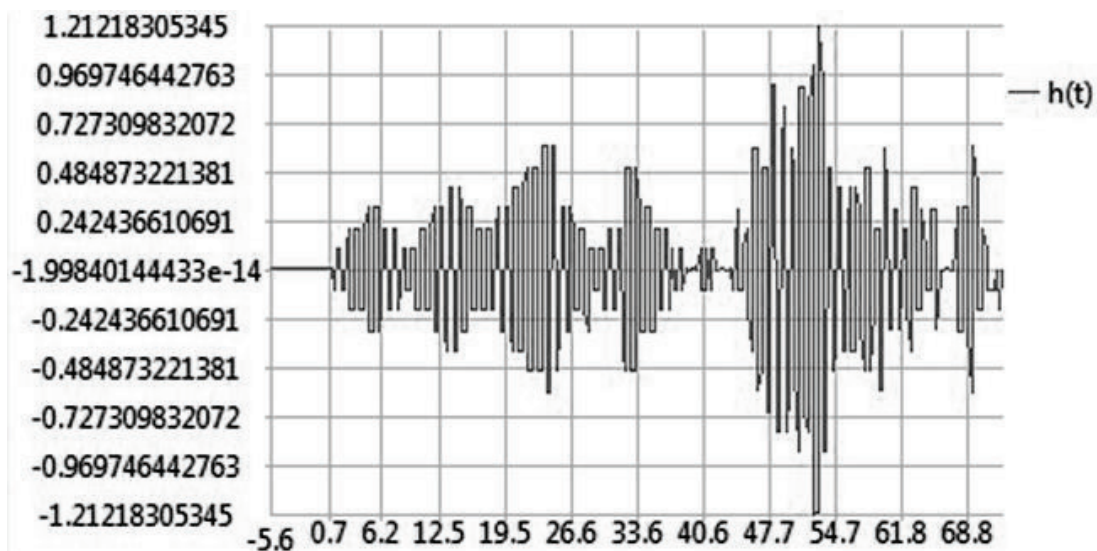


Рис. 10. Свертка сигналов

Как отмечалось выше, максимальная длина кода Баркера  $N=13$ , более длинных таких кодов не найдено и эти обстоятельства ограничивают область использования сигналов Баркера. В данном случае из последнего графика можно заметить явный максимум по амплитуде, сигнал с выхода ТАФ представляет собой аналог свертки исходного сигнала с его копией.

Для ТАФ, выполняемых в виде печатной платы с микрополосковыми линиями, представляется оптимальным число отсчетов до 128, т. к. для большего числа отсчетов сложно спроектировать делитель, а также расположить на плате требуемое количество ЛЗ. В качестве зондирующего сигнала можно предложить ФКМ сигнал, манипуляция в котором ведется по M-последовательности, что уже является своеобразным стандартом для сложных сигналов.

### Выводы

В статье приведены результаты разработки аналогового трансверсального СВЧ фильтра (ТАФ), выполняющего функцию цифрового согласованного фильтра для сложных сигналов в СВЧ диапазоне, причем, согласованная фильтрация производится за время распространения сигнала по ЛЗ.

Предлагаемые трансверсальные аналоговые фильтры для детектирования сложных сигналов предполагается выполнить в виде печатных плат, содержащих только пассивные компоненты, а именно, отрезки микрополосковых линий и резисторы. Стойкость к повышенному уровню мощности входных сигналов у данного фильтра будет определяться электрической прочностью применяемых материалов, шириной зазоров между соседними линиями и рассеиваемой мощностью примененных в делителях и сумматорах резисторов.

Применение данных фильтров также позволит исключить операцию гетеродинирования при приеме и обработке сложных сигналов, увеличить девиацию частоты используемого ЛЧМ сигнала, перейти к использованию ЛЧМ сигнала с малой длительностью, а также снизить требования, предъявляемые к технологическим процессам изготовления устройства приема и обработки сигнала.

## Список литературы

1. Тяпкин В.Н., Фомин А.Н., Гарин Е.Н. // Основы построения радиолокационных станций радиотехнических войск: учебник / под общ. ред. Тяпкина В.Н. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т., 2011, – 536 с.
2. Введение в цифровую фильтрацию: учебник / под ред: Р. Богнера и А. Константи-нидиса; перевод с английского/ под ред. Филиппова Л.И. – М.: изд-во «МИР» - 1976, - 212 с.
3. Роман Антипенский. Разработка моделей сложных сигналов //Компоненты и техно-логии, 2007, С. 157-161.
4. Астрецов Д.В. Общая теория связи: Методические указания к курсовой работе / Ас-трецов Д.В. - Екатеринбург: УрТИСИ ФГОБУ ВПО «СибГУТИ», 2011, - 35 с.
5. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах: Пер. с англ. / Морган Д. – М.: Радио и связь, 1990, - 416 с.: ил.
6. Борисов В.И., Зинчук В.М. и др. Помехозащищённость систем радиосвязи / Под ред. Борисова В.И. – М.: Радио и связь, 2003, - 640 с.
7. Прокис Джон Цифровая связь. Пер. с англ. / Под редакцией Кловского Д.Д. – М. Радио и связь, 2000, - 1000 с.
8. Проектирование полосковых устройств СВЧ / Учебное пособие. - Ульяновск, 2001, - 123с.
9. Дженов Владимир Владимирович, Батин Александр Геннадиевич, Аверкин Сергей Владимирович. RU патент № 156824, МПК H03H15/00/ Трансверсальный аналоговый фильтр для приема ЛЧМ сигнала диапазона СВЧ / Заявл. 27.07.15; Оpubл. 23.10.15. Бюл. № 2015131175. С. 11.
10. Агунов М.В., Агунов А.В., Вербова Н.М. RU патент МПК H03H17/06 / Устройство свертки сигнала / № 2290751, Заявл. 01.04.05; Оpubл. 27.12.06. Бюл. № 2005109468/09 С. 7.
11. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. для вузов / Баскаков С.И.- 5-е изд., стереотип.- М.: Высш. шк., 2005.

УДК 621.382.2/3

**И.М. Добуш, Ф.И. Шеерман, Л.И. Бабак, А.С. Сальников, А.А. Калентьев,  
Д.В. Гарайс, Р.К. Собянин, Ю.А. Светличный**

**Томский государственный университет систем управления  
и радиоэлектроники (ТУСУР), г. Томск**

**РАЗРАБОТКА УНИВЕРСАЛЬНОЙ МИС УПРАВЛЯЕМОГО  
ЦИФРОВОГО АТТЕНЮАТОРА ДИАПАЗОНА  
0,1-4,5 ГГц НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ SiGe**

Описаны схемотехнические решения и рассмотрена методика проектирования СВЧ МИС управляемых цифровых аттенюаторов (ЦАТТ). Приведены результаты разработки и экспериментального исследования характеристик универсальной МИС ЦАТТ диапазона 0,1-4,5 ГГц с драйвером параллельного и последовательного управления, изготовленной на основе 0,25 мкм SiGe BiCMOS технологии. МИС ЦАТТ может использоваться в СВЧ приемниках и передатчиках различного назначения, работающих в разных частотных полосах L-, S- и C-диапазонов.

Ключевые слова: СВЧ, SiGe, МИС, цифровой аттенюатор



I.M. Dobush, F.I. Sheyerman, L.I. Babak, A.S. Salnikov, A.A. Kalentyev,  
D.V. Garays, R.K. Sobyenin, Yu.A. Svetlichny

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR), Tomsk

## DEVELOPMENT OF GENERAL-PURPOSE 0,1-4,5 GHz MMIC DIGITAL STEP ATTENUATOR BASED ON SIGE PROCESS

Schematics and a design technique of MMIC controlled digital step attenuator (DSA) are presented. The development and measurement results of 0,1-4,5 GHz MMIC DSA with serial/parallel to parallel driver based on 0,25  $\mu\text{m}$  SiGe BiCMOS process are considered. This general-purpose MMIC DSA can be used in various microwave receivers and transmitters that operate at different frequencies of L-, S- and C-bands.

Keywords: microwaves, SiGe, MMIC, digital step attenuator

### 1 Введение

СВЧ цифровые аттенюаторы (ЦАТТ) с параллельным и (или) последовательным управлением находят широкое применение в трактах радио- и промежуточной частоты приемных и передаточных модулей (ППМ), используемых, в частности, в радарных системах радиорелейной связи, широкополосных приемниках и др.

СВЧ ППМ чаще всего выполняют на основе монолитных интегральных схем (МИС), изготавливаемых по GaAs технологиям. Однако в последнее время устройства цифрового управления амплитудой и фазой СВЧ сигнала в ППМ (аттенюаторы, фазовращатели, переключатели) все чаще реализуют в виде МИС на базе SiGe BiCMOS технологий. По сравнению с GaAs МИС указанные технологии обеспечивают большую степень интеграции, меньшую массу, габариты и стоимость, более низкое энергопотребление и др.

Для реализации управляющих устройств весьма важно также то, что SiGe BiCMOS технологии позволяют совмещать аналоговые и сложные цифровые схемы управления (драйверы) в едином технологическом процессе. В то же время при использовании GaAs технологий реализация цифровых драйверов весьма сложна, удорожает разработку, увеличивает габариты МИС и ограничивает возможности управления.

В настоящем докладе кратко рассмотрена методика проектирования, а также приведены результаты разработки и экспериментального исследования МИС ЦАТТ диапазона 0,1-4,5 ГГц с драйвером параллельного и последовательного управления, изготовленной на основе SiGe BiCMOS технологии.

### 2 Схемотехнические решения аттенюаторов с цифровым управлением

**Основные схемы ЦАТТ.** Аттенюаторы с цифровым управлением в интегральном исполнении могут быть реализованы на основе PIN-диодов, FET/HEMT и CMOS транзисторов [1-5]. Типовая структурная схема ЦАТТ обычно представляет собой каскадное включение нескольких секций с различными значениями ослабления сигнала. Количество и значения ослабления секций определяют глубину и шаг регулировки коэффициента передачи ЦАТТ.

В свою очередь, секция ЦАТТ обычно состоит из резистивного аттенюатора с фиксированным ослаблением и ключей, включающих/выключающих данную секцию в РЧ-тракте. На рис. 1 приведены типовые схемные решения секций ЦАТТ. В зависимости от схемы построения ЦАТТ могут использоваться однополюсные ключи на одно или на два направления (SPST- или SPDT-ключи). На рис. 2 представлены функциональные схемы таких ключей, выполненных на основе полевых транзисторов. Управление ключами осуществляется пода-



чей напряжений управления (логический «0» или «1») на затворы транзисторов. Включение высокоомного резистора (2-10 кОм) в цепь затвора транзистора предотвращает влияние схемы управления на сигнальный тракт ключа.

Выбор структурной схемы ЦАТТ главным образом зависит от технических требований (диапазон частот, потери в опорном состоянии ЦАТТ, глубина регулировки ослабления и разрядность, верхняя граница динамического диапазона, габариты кристалла и др.) и выбранной технологии изготовления.

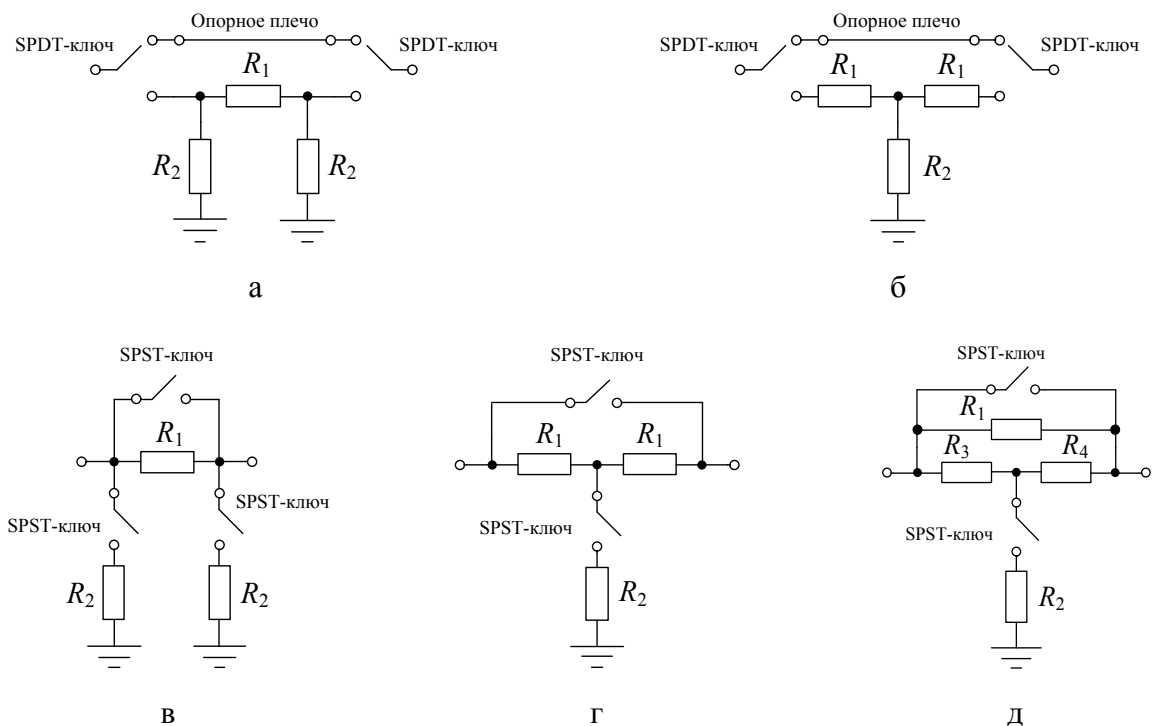


Рис. 1. Структурные схемы ЦАТТ:  $\Pi$ - и T-секции на основе SPDT-ключей (а, б);  $\Pi$ -, T- и T-мостовая секции на основе SPST-ключей (в, г, д)

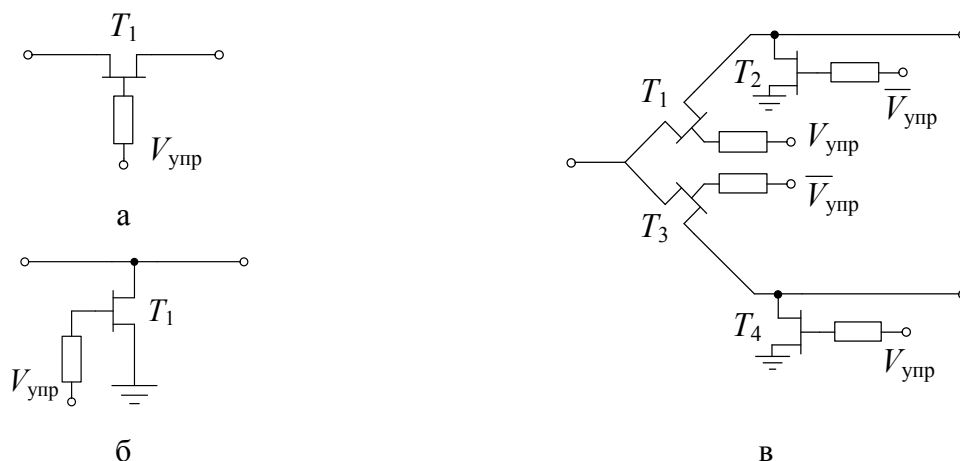


Рис. 2. Варианты функциональных схем SPST (а, б) и SPDT-ключей (в)

Сравнение ЦАТТ на основе SPST- и SPDT-ключей (рис. 1) показывает, что первые обладают меньшими потерями в опорном состоянии, так как для коммутации одной секции ис-

пользуется только единственный элемент, включенный последовательно в тракт сигнала; использование вторых может обеспечить меньшую фазовую ошибку при переключении между состояниями аттенюатора, что достигается применением фазокомпенсирующих цепей в опорных плечах секций ЦАТТ.

**Цифровое управление.** Помимо высокочастотных характеристик выбор варианта ЦАТТ зависит также от реализации драйвера управления. К основным критериям выбора относятся: возможность сопряжения уровней управления SPST/SPDT-ключами с цифровой логикой, последовательное и/или параллельное управление кодом, значение и полярность напряжения питания, габариты драйвера и др. Для уменьшения габаритов и повышения степени интеграции ППМ цифровой драйвер управления целесообразно поместить на одном кристалле с собственно ЦАТТ. Как уже отмечалось, это легко реализуется при использовании SiGe BiCMOS технологии, где просто выполнить логические элементы (преобразователи уровня, повторители, инверторы и др.).

### 3 Проектирование и разработка ЦАТТ

Для расширения сферы применений к универсальной широкополосной МИС ЦАТТ предъявлялись следующие основные требования: диапазон рабочих частот – 0,1-4,5 ГГц; разрядность – 5 бит; коэффициент передачи в открытом состоянии  $K_{P0}$  – не менее -3,5 дБ; глубина регулировки коэффициента передачи  $K_P$  – 30 дБ; уровень интермодуляционных искажений 3-го порядка по входу  $IIP_3$  – не менее 20 дБм; интерфейс управления – последовательный и параллельный. Структурная схема ЦАТТ с драйвером управления представлена на рис. 3, она состоит из пяти секций.

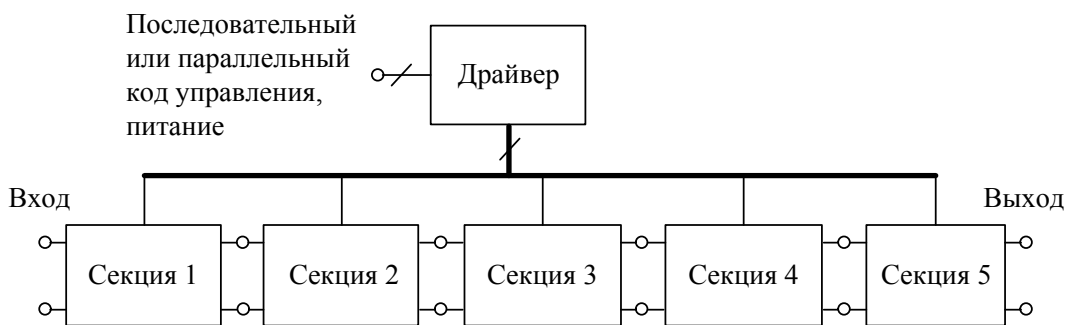


Рис. 3. Структурная схема ЦАТТ с драйвером управления

Анализ существующих разработок МИС ЦАТТ показывает, что наиболее оправданным является использование в схеме коммутируемых резистивных П-, Т- и Т-мостовой секций на основе SPST-ключей (рис. 1, в-д), так как аттенюаторы указанного типа обладают наименьшими габаритами и приемлемыми электрическими характеристиками в нужной полосе частот. Расчет значений сопротивлений резисторов П-, Т- и Т-мостовой секций проводится по известным выражениям:

$$R_1 = \frac{Z_0 \left( A - \frac{1}{A} \right)}{2}, R_2 = \frac{Z_0 (A+1)}{A-1}, \quad (1)$$

$$R_1 = \frac{Z_0 (A-1)}{A+1}, R_2 = \frac{2Z_0 A}{(A+1)(A-1)}, \quad (2)$$

$$R_1 = Z_0(A-1), R_2 = \frac{Z_0}{A-1}, R_3 = R_4 = Z_0, \quad (3)$$

где  $Z_0$  – входное/выходное сопротивление секции;  $R_1, R_2, R_3, R_4$  – значения сопротивлений резистивного аттенюатора (рис. 1);  $A$  – затухание по напряжению (в раз).

Выше было отмечено, что одним из недостатков секций ослабления на основе SPST-ключей является наличие фазовой ошибки, так называемой паразитной фазовой конверсии [4], возникающей при переключении между состояниями секции. При использовании каскадного включения типовых секций ослабления результирующая фазовая ошибка ЦАТТ существенно возрастает. Это важно, в частности, при разработке ППМ с цифровыми фазированными антенными решетками (ЦФАР), так как усложняет систему управления ЦФАР. Для компенсации фазовой конверсии в секции данного типа включают дополнительные фазосдвигающие цепи и элементы [1, 3, 4, 6].

Также для улучшения согласования отдельной секции ЦАТТ могут быть добавлены дополнительные элементы [1, 6]. Обеспечение хорошего согласования секций ЦАТТ важно для последующего их каскадирования, так как рассогласование ухудшает результирующие параметры всего ЦАТТ, увеличивает ошибки вносимых ослаблений и паразитную фазовую конверсию.

Рассмотрим порядок проектирования ЦАТТ. На первом этапе выбираются варианты отдельных секций ЦАТТ и задаются параметры коммутационных элементов (SPST-ключей). В нашем случае значения вносимого ослабления секций (рис. 3) равны 1 дБ, 2 дБ, 4 дБ, 8 дБ и 16 дБ. В качестве SPST-ключей используем CMOS транзисторы с высокоомным сопротивлением по затвору, они характеризуются параметрами рассеяния в открытом и закрытом состояниях.

Второй этап начинается с выполнения процедуры параметрического синтеза элементов отдельных секций ЦАТТ по заданному ослаблению. Вначале для каждой секции с помощью выражений определяются значения элементов резистивных аттенюаторов П-, Т- и Т-мостового типа. Также следует учесть активную часть импеданса SPST-ключа. Далее выполняется расчет СВЧ характеристик для каждой секции ослабления и каждого варианта структуры (П-, Т- и Т-мостового типа): коэффициент передачи в открытом состоянии, коэффициент отражения по входу/выходу в открытом/закрытом состояниях, ошибка вносимого затухания, ошибка вносимого фазового сдвига. Используя комплекс рассчитанных СВЧ характеристик и анализируя реализуемость полученных значений элементов для заданной технологии изготовления МИС, выбираем оптимальные варианты реализации каждой секции ЦАТТ. При необходимости в секциях добавляются дополнительные элементы или цепи для улучшения согласования и компенсации фазовой конверсии. Заключительной процедурой на данном этапе проектирования является параметрическая оптимизация значений элементов каждой секции для улучшения комплекса ее СВЧ характеристик.

На третьем этапе в заданном диапазоне частот проводится расчет СВЧ характеристик результирующей схемы ЦАТТ (рис. 3), образованной каскадным соединением секций, включая максимальные и среднеквадратические ошибки вносимого ослабления и фазового сдвига во всех состояниях аттенюатора.

#### **4 Характеристики МИС ЦАТТ и драйвера управления**

В соответствии с описанной выше методикой было выполнено проектирование МИС цифрового аттенюатора с полосой пропускания 0,1-4,5 ГГц. Интегральная схема разработана на базе 0,25 мкм SiGe BiCMOS технологии. При проектировании использовалась САПР Са-

dence. МИС содержит пятиразрядный аттенуатор с драйвером, обеспечивающим управление последовательного и параллельного типа. В настоящее время изготовлена опытная партия МИС ЦАТТ с драйвером.

**Характеристики МИС ЦАТТ.** На рис. 4а показан фрагмент топологии МИС ЦАТТ, а на рис. 4б и рис. 5-7 – результаты измерений характеристик. Основные параметры разработанной МИС ЦАТТ сведены в табл. 1 (первая строка). В таблице приняты следующие обозначения:  $\Delta f$  – диапазон частот;  $n$  – число разрядов;  $\Delta L, L_{st}$  – соответственно диапазон и шаг изменения ослабления;  $\Delta A, \Delta \varphi$  – соответственно среднеквадратичные ошибки (СКО) по амплитуде и фазе;  $P_{in}^{XдБ}$  – значение входной мощности ( $P_{in}$ ) при снижении коэффициента передачи на  $X$  дБ;  $U_{п}$  – напряжение питания. Так как на момент представления данного материала значение параметра  $P_{in}^{1дБ}$  изготовленных МИС еще не было измерено, для него приведена величина, полученная в результате моделирования. Расчетное значение уровня интермодуляционных искажений 3-го порядка по входу  $ИП_3$  равно 33 дБм.

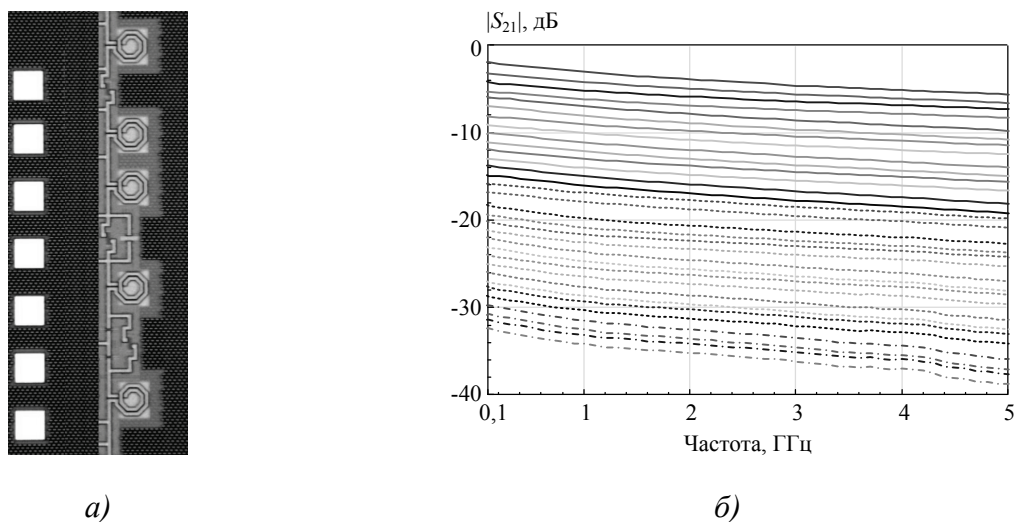


Рис. 4. МИС ЦАТТ диапазона 0,1-4,5 ГГц: а) фрагмент топологии (размер 1,16×0,3мм); б) измеренные частотные характеристики коэффициента передачи во всех состояниях

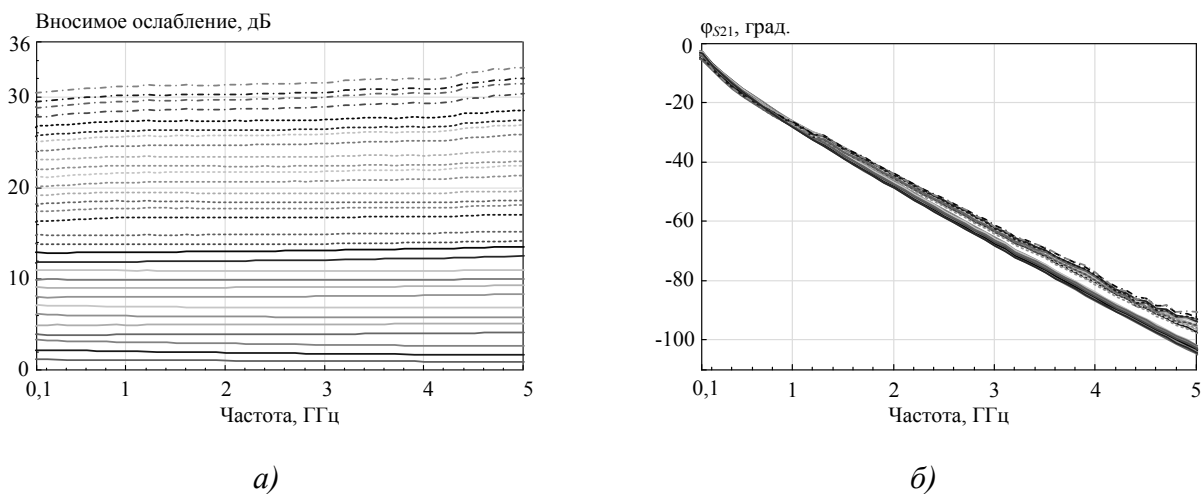


Рис. 5. Измеренные частотные характеристики МИС ЦАТТ в диапазоне частот до 5 ГГц во всех состояниях: а) относительное затухание; б) фазовый сдвиг

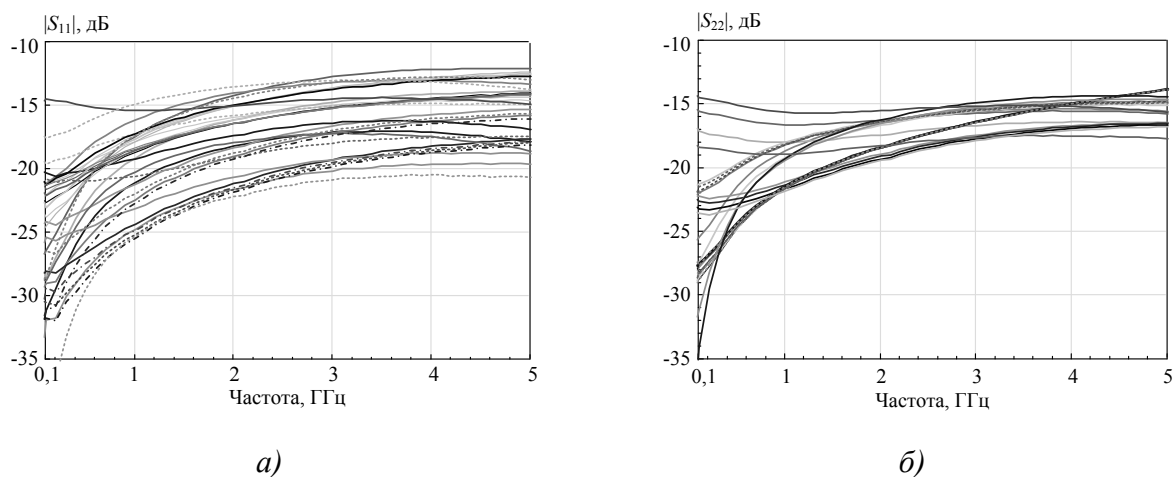


Рис. 6. Измеренные коэффициенты отражения МИС ЦАТТ в диапазоне частот до 5 ГГц во всех состояниях: *а)* по входу; *б)* по выводу

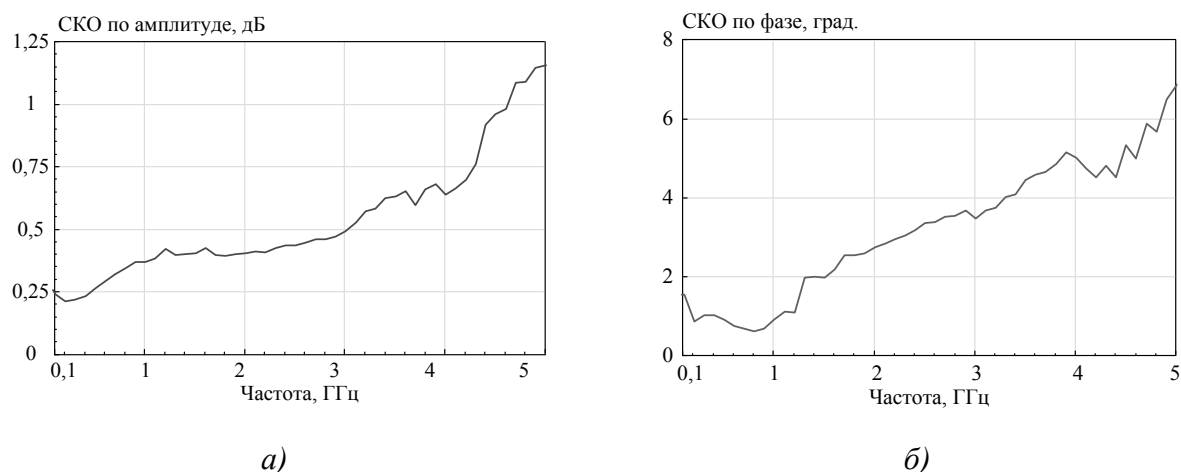


Рис. 7. Частотные зависимости среднеквадратичных ошибок МИС ЦАТТ в диапазоне частот до 5 ГГц во всех состояниях: *а)* по амплитуде; *б)* по фазе

С целью сравнения в табл. 1 представлены также параметры отечественных и зарубежных МИС ЦАТТ близких диапазонов частот, изготовленных на базе технологий SiGe (транзисторы CMOS), кремний на изоляторе (SOI CMOS) и GaAs. Технология SiGe позволяет создать самые дешевые МИС аттенуаторов. По сравнению с SiGe (CMOS) технология SOI CMOS, используемая в МИС ЦАТТ компаний Peregrine Semiconductor (Psemi) и Honeywell, обеспечивает меньшие потери, но она является более сложной и дорогой.

ЦАТТ на базе GaAs технологий обладают наименьшими потерями в опорном состоянии, при этом встречаются две конструкции таких аттенуаторов (табл. 1). В разработках компаний Hittite, Triquint, RFMD в одном корпусе размещаются чип ЦАТТ на основе технологии GaAs и чип драйвера на основе Si (CMOS). К недостаткам такого варианта относятся более сложная сборка ЦАТТ и невозможность использования без корпуса. Компании OMMIC и UMS предлагают GaAs МИС, где одновременно помещены ЦАТТ и драйвер. Общим недостатком МИС ЦАТТ на основе GaAs является то, что они потребляют ток от источника питания величиной в несколько миллиампер. Для микросхем на основе SiGe и SOI с

CMOS транзисторами (в том числе и для разработанной МИС) ток потребления на порядок меньше. Встраивание усилительного каскада в МИС CMOS аттенюатора для уменьшения начальных потерь приводит к возрастанию потребляемого тока (до величин порядка 50 мА) и существенному ухудшению динамики ЦАТТ [7]. Следует также отметить, что для многих коммерческих МИС ЦАТТ фазовая ошибка велика либо вообще не нормируется (табл. 1).

Таблица 1

Параметры МИС ЦАТТ L-, S- и C-диапазонов

Организация Технология Тип	$\Delta f$ , ГГц	$n$ , бит; $\Delta L/L_{st}$ , дБ	$K_{P0}$ , дБ <sup>1)</sup>	$ S_{11} $ , дБ $ S_{22} $ , дБ	$\Delta A$ , дБ	$\Delta\varphi$ , град.	$P_{in}$ ХдБ, дБм	Интер- фейс; $U_{п}$ , В	Размер, мм
Настоящая работа (SiGe CMOS)	0,1-2; 2-4,5 <sup>2)</sup>	5; 0..31/1	-3,9; -5,4 <sup>2)</sup>	< -12; < -14	0,45; 0,95 <sup>2)</sup>	2,7; 5,3 <sup>2)</sup>	15 <sup>1дБ 3)</sup>	парал., посл., 2,5	1,16× 0,3
«НИИМА «Прогресс» (SiGe CMOS) 1338ХК8У <sup>4)</sup>	0,1-1,55	6; 0..31,5/0,5	3	< -8; < -9	0,9	5,5	-5 <sup>1дБ</sup>	парал. 5/2,5	Корпус <sup>5)</sup>
«НИИМА «Прогресс» (SiGe CMOS) [7] <sup>4)</sup>	2-4	6; 0..31,5/0,5	6	< -11; < -11	0,45	30 <sup>6)</sup>	-5 <sup>1дБ</sup>	парал. 5	1,67× 1,09
МИФИ (SiGe CMOS) [8] <sup>3)</sup>	0,03-1,6	6; 0..47/1	-9,5	< -10; < -10	-	-	22 <sup>1дБ</sup>	-	-
Psemi (SOI CMOS) PE4306DS	DC -2; 2-4 <sup>2)</sup>	5; 0..31/1	-1,7; -3,6 <sup>2)</sup>	< -12; < -11	0,8; 4,6 <sup>2,6)</sup>	-	33 <sup>1дБ</sup>	парал., посл., 3	4×4 <sup>7)</sup>
Psemi (SOI CMOS) PE4309DS	DC-2,2; 2,2-4 <sup>2)</sup>	6; 0..31,5/0,5	-2,0; -3,4 <sup>2)</sup>	< -15; < -14	0,4; 2,0 <sup>2,6)</sup>	-	32 <sup>1дБ</sup>	парал. 3	4×4 <sup>7)</sup>
Honeywell (SOI CMOS) HRF-AT4611	DC-3; 3-4 <sup>2)</sup>	6; 0..31,5/0,5	-3,3; -5,5 <sup>2)</sup>	< -13	1,9; 2,4 <sup>2,6)</sup>	-	24 <sup>1дБ</sup>	посл. 5	4×4 <sup>7)</sup>
Hittite (GaAs, CMOS) HMC542ALP4 <sup>8)</sup>	DC-3; 3-4 <sup>2)</sup>	6; 0..31,5/0,5	-1,8; -2,3 <sup>2)</sup>	< -16	1,2; 2,0 <sup>2,6)</sup>	50; 60 <sup>2,6)</sup>	20 <sup>0,1дБ</sup>	посл. 5	4×4 <sup>7)</sup>
Triquint (GaAs, CMOS) TQP4M9071 <sup>8)</sup>	DC-2,7; 2,7-4 <sup>2)</sup>	6; 0..31,5/0,5	-1,6; -2,2 <sup>2)</sup>	< -13,5	1,2; >1,6 <sup>2,6)</sup>	32; 52 <sup>2,6)</sup>	30 <sup>0,1дБ</sup>	посл. 5	4×4 <sup>7)</sup>
UMS (GaAs) СНТ4012-98F	DC-2; 2-6 <sup>2)</sup>	6; 0..31,5/0,5	-2,2; -3,3 <sup>2)</sup>	< -16; < -14	0,35	2	20 <sup>1дБ</sup>	парал. ±5	2,41× 1,41

Примечания: <sup>1)</sup> Коэффициент передачи в опорном состоянии. <sup>2)</sup> Значения для двух частотных поддиапазонов. <sup>3)</sup> Результаты моделирования. <sup>4)</sup> Имеется встроенный усилитель, измерения с внешними симметрирующими трансформаторами. <sup>5)</sup> Корпус МК5130.16.АНЗ. <sup>6)</sup> Максимальная абсолютная ошибка ( $\pm$ ). <sup>7)</sup> Размеры приведены в корпусе QFN. <sup>8)</sup> В корпусе размещены чип ЦАТТ на основе технологии GaAs и чип драйвера на основе Si (CMOS).

Как видно, в большинстве случаев верхняя частота рабочего диапазона микросхем-аналогов равна 4 ГГц. Для разработанной МИС она выбрана равной 4,5 ГГц с тем, чтобы перекрыть распространенный частотный поддиапазон 3,6-4,2 ГГц. При некотором ухудшении характеристик ЦАТТ может использоваться в более широком частотном диапазоне 0,01... 5 ГГц, а при ослаблениях 0-15 дБ – и в полосе частот до 6-8 ГГц.

Наши исследования показали, что измеренные СВЧ характеристики изготовленных образцов SiGe МИС ЦАТТ в партии близко совпадают между собой, что говорит о высоком выходе годных изделий и хорошей воспроизводимости технологического процесса. Экспериментальные характеристики МИС достаточно близки к результатам моделирования, за исключением величины потерь в опорном состоянии и СКО  $\Delta A$ , особенно в диапазоне частот 3-5 ГГц. Дальнейшие шаги разработки будут включать измерение характеристик МИС ЦАТТ при помещении в корпус QFN32, а также коррекцию топологии после анализа результатов измерений для улучшения параметров при 2-й итерации изготовления МИС.

Так как разработанная МИС широкополосного аттенюатора перекрывает L-, S- диапазоны и частично C-диапазон, она является универсальной и может использоваться в СВЧ ПШМ различного назначения, работающих в разных частотных полосах.

**Характеристики драйвера управления ЦАТТ.** Драйвер обеспечивает управление ЦАТТ в режиме параллельного или последовательного кода. Выбор режима работы осуществляется подачей сигнала на вход SER\_PAR («0» – последовательный режим; «1» – параллельный). Фиксация состояния аттенюатора осуществляется подачей управляющего сигнала на вход LE. В обоих режимах работы возможен асинхронный сброс аттенюатора в опорное состояние подачей логического «0» на вход  $\overline{\text{RESET}}$ . Для включения режима последовательного кода необходимо подать логический «0» на вход SER\_PAR. Работа в режиме последовательного кода осуществляется через трехпроводный SPI-совместимый интерфейс. Состояние аттенюатора кодируется последовательностью из 8-и бит. Запись в последовательно-параллельный регистр очередного бита осуществляется по положительному фронту тактового сигнала SCK. По положительному фронту сигнала LE значения из последовательно-параллельного регистра загружаются в аттенюатор, изменяя его состояние. Состояние аттенюатора фиксируется до прихода следующего положительного фронта LE.

Для включения режима параллельного кода необходимо подать логическую «1» на вход SER\_PAR. В режиме параллельного кода работа возможна как с фиксацией состояния, так и в режиме непосредственного управления. В режиме с фиксацией новое состояние аттенюатора задается управляющими напряжениями на входах при низком значении сигнал LE, предыдущее состояние аттенюатора при этом остается неизменным. Смена состояния происходит по положительному фронту сигнала LE. В режиме непосредственного управления на входе LE должен быть установлен сигнал логической «1». Состояние аттенюатора определяется управляющими напряжениями на входах и устанавливается непосредственно по изменению сигналов.

Основные параметры драйвера ЦАТТ приведены в табл. 2.

Таблица 2

Основные параметры драйвера ЦАТТ

Параметр	Значение
Период тактового сигнала, не менее, нс	20
Частота тактового сигнала, не более, МГц	50

Параметр	Значение
Длительность импульса сброса и фиксации, не менее, нс	5
Задержка фронта импульса данных относительно импульса сброса, не менее, нс	10
Время предустановки импульса данных в режиме последовательного кода, не менее, нс	5
Время удержания импульса данных в режиме последовательного кода, не менее, нс	8
Время предустановки импульса данных в режиме параллельного кода, не менее, нс	2
Время удержания импульса данных в режиме параллельного кода, не менее, нс	3
Напряжение питания драйвера, $V_D$ , В	$2,5 \pm 0,25$
Напряжение логического «0», В	$0..0,3 \times V_D$
Напряжение логической «1», В	$0,7 \times V_D..V_D$

### Заключение

В докладе приведены схемотехнические решения и рассмотрена методика проектирования МИС СВЧ аттенюаторов с цифровым управлением. Представлены результаты разработки и экспериментального исследования характеристик универсальной МИС ЦАТТ диапазона 0,1-4,5 ГГц с драйвером управления, изготовленной на основе 0,25 мкм SiGe BiCMOS технологии. Достоинствами микросхемы являются малые габариты, небольшая величина фазовой конверсии, хороший уровень согласования на входе и выходе, а также малый ток потребления. Драйвер обеспечивает управление ЦАТТ в режиме как параллельного, так и последовательного кода.

Благодаря широкополосности МИС ЦАТТ может использоваться в СВЧ приемниках и ППМ различного назначения, работающих в разных частотных полосах L-, S- и C-диапазонов. К дополнительным достоинствам создания МИС ЦАТТ на базе SiGe BiCMOS технологии, помимо низкой стоимости, относится также возможность размещения на одном чипе вместе с разработанным аттенюатором других функциональных элементов приемопередающего тракта (малошумящие и буферные усилители, смесители, фазовращатели, переключатели и др.), что открывает перспективу построения малогабаритных ППМ по принципу «система на кристалле».

Следующими шагами разработки будут измерение характеристик МИС ЦАТТ в корпусе QFN32, а также коррекция топологии и вторая итерация изготовления интегральной схемы для дополнительного улучшения параметров.

Работа выполнялась при поддержке прикладных научных исследований Министерством образования и науки Российской Федерации. Уникальный идентификатор ПНИЭР RFMEFI57715X0179.

### Список литературы

1. Bahl I.J. Control Components Using Si, GaAs, and GaN Technologies. – Artech House. – 2014. – P. 310.



2. Tayrani R. Broadband SiGe Monolithic Microwave Control Circuits // High Frequency Electronics, Summit Technical Media, LLC. – 2005.

3. Zhang Y., et al. A 5-bit lumped 0.18- $\mu\text{m}$  CMOS step attenuator with low insertion loss and low phase distortion in 3–22 GHz applications // Microelectronics Journal. – Vol. 45 (4). – 2014. – P. 468-476.

4. Баров А.А., Кондратенко А.В. GaAs МИС дискретных фазовращателя и аттенюатора для ППМ АФАР космического применения // Сб. трудов 22-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 2012, Т. 1, С. 91–92.

5. Баров А.А., Кондратенко А.В., Хохол Д.С. GaAs МИС управляемого СВЧ-аттенюатора диапазона 0–20 ГГц // Доклады ТУСУРа, 2010, № 2 (22), С. 187-189.

6. Ciccognani W., et al. Compensating Digital Attenuator Differential Phase Shift // COMITE. – 2008 (Apr.). – P. 1-4.

7. Мухин И.И., Репин В.В. Оптимизация структурной схемы и разработка на ее основе МИС активного аттенюатора по SiGe технологии // Сб. трудов «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем» под ред. Стемпковского А.Л., 2014, Ч. 3, С. 39-42.

8. Елесин В.В., Усачев Н.А., Громов Д.В. Особенности проектирования монолитных ступенчатых аттенюаторов СВЧ диапазона // Сб. трудов конф. «Научная сессия МИФИ-2010» - М.: НИЯУ МИФИ, 2010.

УДК 621.371.342

**Ф.Н. Захаров, А.П. Кравец, М.В. Крутиков**

**Томский государственный университет систем управления  
и радиоэлектроники, г. Томск**

### **ПОГРЕШНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИСТАНЦИИ УГЛОМЕСТНЫМ МЕТОДОМ В НЕОДНОРОДНОЙ ТРОПОСФЕРЕ С УЧЁТОМ ОШИБОК ПЕЛЕНГАТОРА**

В работе проводится оценка точности угломестного метода определения дальности до источника радиоизлучения. В качестве влияющих факторов рассматриваются погрешности пеленгатора и случайные неоднородности коэффициента преломления тропосферы. Установлено, что погрешности пеленгатора вносят существенно больший вклад в результирующую ошибку, чем неоднородности тропосферы.

Ключевые слова: угломестный метод, пеленгатор, коэффициент преломления, тропосфера

**F.N. Zakharov, A.P. Kravets, M.V. Krutikov**

**Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk**

### **ERROR OF A RANGE DEFINITION IN AN INHOMOGENEOUS TROPOSPHERE USING ELEVATION METHOD TAKING INTO ACCOUNT ERRORS OF THE DIRECTION FINDER**

The paper assesses the accuracy of the elevation method for determining range to the radio source. The influencing factors are considered as error direction finder and random inhomogeneities of the troposphere refractive index. It was found that the direction finder error introduce the significantly greater contribution to the resulting error than the troposphere inhomogeneities.

Keywords: elevation method, direction finder, refractive index, troposphere

Одним из методов определения координат источника радиоизлучения (ИРИ) с борта летательного аппарата (ЛА) является угломестный метод [1–3], при котором бортовой пеленгатор обеспечивает измерение угла места ИРИ, расположенного на земле. Координаты ИРИ определяются по пересечению линии визирования с плоскостью земли при известной высоте полёта ЛА. На точность определения координат влияют следующие факторы: сканирование антенны ИРИ, погрешности пеленгатора, случайные флуктуации угла прихода за счёт неоднородностей тропосферы, турбулентность тропосферы, отражения сигнала от поверхности земли и местных объектов (т.е. эффект многолучёвости), неровности рельефа подстилающей поверхности.

Целью данной работы является оценка погрешностей определения расстояния до ИРИ угломестным методом, возникающих за счёт влияния неоднородностей тропосферы и погрешности пеленгатора. Ограничимся рассмотрением случая, когда направление полёта ЛА совпадает с азимутом линии визирования. Кроме того, не будем учитывать эффект многолучёвости и неровности рельефа, предполагая поверхность Земли ровной, а высоту антенны ИРИ незначительной.

**Влияние неоднородностей тропосферы.** На точность определения дальности влияет рефракция радиоволн в тропосфере, которая зависит от коэффициента преломления тропосферы. Коэффициент преломления, главным образом, зависит от высоты, поэтому лучевые линии радиоволн искривляются преимущественно в вертикальной плоскости [4]. Радиолуч искривляется в сторону с большим значением коэффициента преломления, поэтому оценка расстояния по углу места будет отличаться от истинного расстояния. Для точного определения расстояния необходимо знать значение коэффициента преломления тропосферы вдоль радиолуча. Однако на практике используют различные модели высотного профиля коэффициента преломления, а тропосферу считают сферически симметричной. В этом случае неизбежно возникают ошибки определения дальности до ИРИ как за счёт несоответствия модельного профиля реальному, так и за счёт наличия случайных флуктуаций реального профиля коэффициента преломления.

Геометрия задачи учёта рефракции при определении дальности до ИРИ представлена на рис. 1. Распространение радиоволны в сферически симметричной тропосфере описывается законом преломления [4]:

$$n(h_1)(a + h_1) \sin \theta_1 = n(h_2)(a + h_2) \sin \theta_2, \quad (1)$$

где  $a$  – радиус Земли,  $\theta_1$  и  $\theta_2$  – углы между направлением лучевой линии и радиус-векторами  $r_1$  и  $r_2$  соответственно.

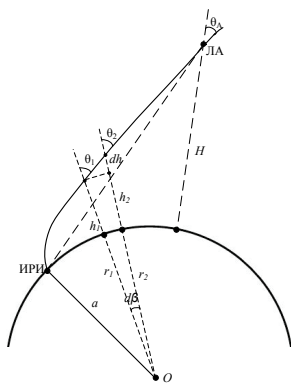


Рис. 1. К определению дальности до ИРИ

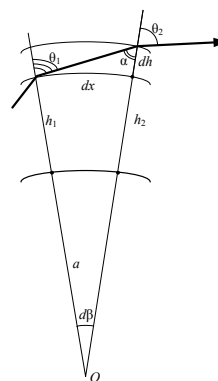


Рис. 2. К расчёту величины  $dx$

Используя формулу (1) и разбивая тропосферу на тонкие слои толщиной  $dh$ , можно определить траекторию радиоволны и расстояние до ИРИ. При этом считается, что в пределах каждого слоя значение коэффициента преломления постоянно, а радиолуч распространяется линейно (см. рис. 2). Результат расчёта будет тем точнее, чем меньше толщина слоя  $dh$  и чем точнее известны значения коэффициента преломления вдоль траектории радиоволны. На практике при расчётах ограничиваются использованием модели высотного профиля коэффициента преломления. Существует несколько моделей, описанных, например, в работах [5–7]. Большинство из этих моделей основано на экспоненциальной зависимости коэффициента преломления от высоты [4]. В качестве одной из наиболее распространённых моделей является модель Колосова [5], описывающая высотный профиль индекса преломления  $N(h)$ . Индекс преломления  $N$  тропосферы связан с коэффициентом преломления  $n$  следующим соотношением:

$$n(h) = 1 + N(h) \cdot 10^{-6}. \quad (2)$$

Модель Колосова предполагает, что до высоты 10 км высотный профиль индекса преломления описывается одной экспоненциальной функцией, а выше – другой:

$$N(h) = \begin{cases} N_0 \cdot \exp[-b_1 h], & h \leq 10 \text{ км}, \\ N_{10} \cdot \exp[-b_2 (h - 10)], & h > 10 \text{ км}, \end{cases} \quad (3)$$

где  $N_0$ ,  $N_{10}$  – значения индекса преломления у поверхности Земли и на высоте 10 км соответственно;  $b_2 = 0,1493 \text{ км}^{-1}$ . Значение  $N_0$  определяется местными метеорологическими условиями, а  $N_{10}$  считается постоянным и равным 93 N-ед. Величина  $b_1$  вычисляется по формуле

$$b_1 = 0,1 \cdot \ln(N_0/N_{10}). \quad (4)$$

**Методика и условия проведения расчётов.** Оценка ошибок осуществлялась путём сравнения рассчитанной дальности по измеренному углу места с результатами моделирования. Расчёт дальности проводился с использованием тропосферной модели Колосова, а моделирование было основано на реальных данных о состоянии тропосферы. Для моделирования использовался средний высотный профиль индекса преломления, характерный для января в южной части Охотского моря [8], на который накладывались некоррелированные случайные флуктуации индекса преломления, распределённые по нормальному закону с нулевым средним и заданным СКО. Высотный профиль СКО индекса преломления для тех же условий был взят из работы [8]. Данные профили представлены на рис. 3 и 4.

Значение индекса преломления  $N_0$  у поверхности Земли в модели Колосова принималось равным 315 N-ед., что соответствует среднему значению  $N_0$  для января в указанном регионе. Это позволило осуществить привязку модели к среднемесячным значениям.

При проведении расчётов предполагалось, что ЛА летит на постоянной высоте вдоль линии визирования. Оценка дальности до ИРИ выполнялась через каждые 3 км. Ошибка определялась путём усреднения разностей истинной и рассчитанной дальностей за один проход к ИРИ. Для каждого значения высоты полёта расчёты повторялись 250 раз. Полученные данные использовались для оценки средней ошибки  $m$  и среднеквадратической ошибки (СКО)  $\sigma$ , а также для построения гистограмм распределения ошибок.

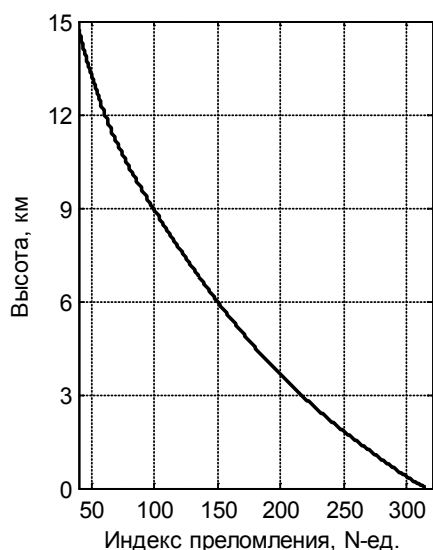


Рис. 3. Средний высотный профиль индекса преломления

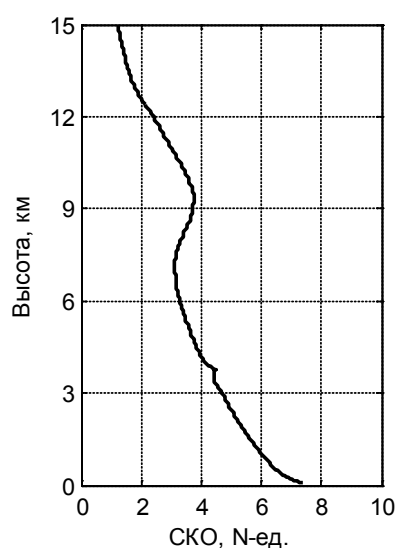


Рис. 4. Высотный профиль СКО индекса преломления

**Результаты расчётов.** Результаты оценки ошибок угломестного метода за счёт влияния неоднородностей коэффициента преломления тропосферы представлены в табл. 1. Измерение расстояния проводилось для участка полёта 100...50 км от ИРИ. Таким образом, за один проход производилось 16 измерений угла места. Измерения повторялись 250 раз.

Таблица 1

Ошибка дальности до ИРИ за счёт неоднородностей тропосферы

Высота полёта ЛА	6 км	10 км	15 км
Средняя ошибка $m$ , м	-6,1	26,4	2,7
СКО $\sigma$ , м	19,4	5,2	1
Полная ошибка $\sqrt{m^2 + \sigma^2}$ , м	20,3	26,9	2,9

В табл. 2 приведены зависимости ошибки от интервала приёма сигнала ИРИ для трёх значений высоты полёта ЛА при тех же параметрах моделирования.

Таблица 2

Ошибка дальности до ИРИ за счёт неоднородностей тропосферы при разных интервалах приёма сигнала

Удаление от ИРИ	150 – 50 км	100 – 50 км	100 – 10 км
<i>Высота полёта 6 км</i>			
Средняя ошибка $m$ , м	-16,4	-6,1	-3,6
СКО $\sigma$ , м	43,4	19,4	12,3
Полная ошибка $\sqrt{m^2 + \sigma^2}$ , м	46,4	20,3	12,8
<i>Высота полёта 10 км</i>			
Средняя ошибка $m$ , м	74	26,4	17
СКО $\sigma$ , м	12	5,2	3,2
Полная ошибка $\sqrt{m^2 + \sigma^2}$ , м	75	26,9	17,3

<i>Высота полёта 15 км</i>			
<b>Средняя ошибка <math>m</math>, м</b>	8	2,7	1,7
<b>СКО <math>\sigma</math>, м</b>	1,8	1	0,6
<b>Полная ошибка <math>\sqrt{m^2 + \sigma^2}</math>, м</b>	8,2	2,9	1,8

Из представленных данных видно, что ошибка определения дистанции за счёт неоднородностей тропосферы во всех рассмотренных случаях не превышает нескольких десятков метров. СКО ошибки уменьшается с увеличением высоты полёта ЛА и по мере приближения ЛА к ИРИ. Увеличение средней ошибки на высоте полёта 10 км можно объяснить повышенными флуктуациями индекса преломления тропосферы в интервале высот 8–11 км (см. рис. 4).

Полученные тропосферные ошибки ограничивают предельную точность угломестного метода. Ошибки можно уменьшить, если вместо модельного профиля индекса преломления использовать реальный измеренный профиль. Оценка точности справедлива для зимних условий Охотского моря.

**Влияние погрешности пеленгатора.** Для оценки влияния погрешности пеленгатора к измеренному углу прихода сигнала добавлялась случайная величина  $\varphi$ , имитирующая ошибку пеленгатора. Данная величина предполагалась распределённой по нормальному закону с нулевым средним значением и заданным СКО  $\sigma_\varphi$ . Измерение расстояния осуществлялось на удалении 100...50 км от ИРИ с шагом 3 км. Для каждого значения высоты было выполнено 500 опытов. Результаты оценки ошибки для трёх значений СКО пеленгатора  $\sigma_\varphi$  представлены в табл. 3.

Графики зависимости полной ошибки определения дальности от высоты полёта ЛА для трёх значений СКО бортового пеленгатора представлены на рис. 5. Гистограммы оценки дальности при СКО бортового пеленгатора  $0,2^\circ$  представлены на рис. 6.

Таблица 3

Ошибка дальности до ИРИ с учётом погрешности пеленгатора

Высота полёта	6 км	8 км	10 км	12 км	15 км
$\sigma_\varphi = 0,1^\circ$					
<b>Средняя ошибка <math>m</math>, м</b>	52	11	64	25	-4,6
<b>СКО <math>\sigma</math>, м</b>	468	337	260	234	176
<b>Полная ошибка <math>\sqrt{m^2 + \sigma^2}</math>, м</b>	471	337	268	235	176
$\sigma_\varphi = 0,2^\circ$					
<b>Средняя ошибка <math>m</math>, м</b>	266	88	83	41	38
<b>СКО <math>\sigma</math>, м</b>	947	689	533	455	352
<b>Полная ошибка <math>\sqrt{m^2 + \sigma^2}</math>, м</b>	984	694	539	457	354
$\sigma_\varphi = 0,4^\circ$					
<b>Средняя ошибка <math>m</math>, м</b>	827	393	242	157	124
<b>СКО <math>\sigma</math>, м</b>	2096	1420	1129	953	742
<b>Полная ошибка <math>\sqrt{m^2 + \sigma^2}</math>, м</b>	2253	1473	1155	966	752

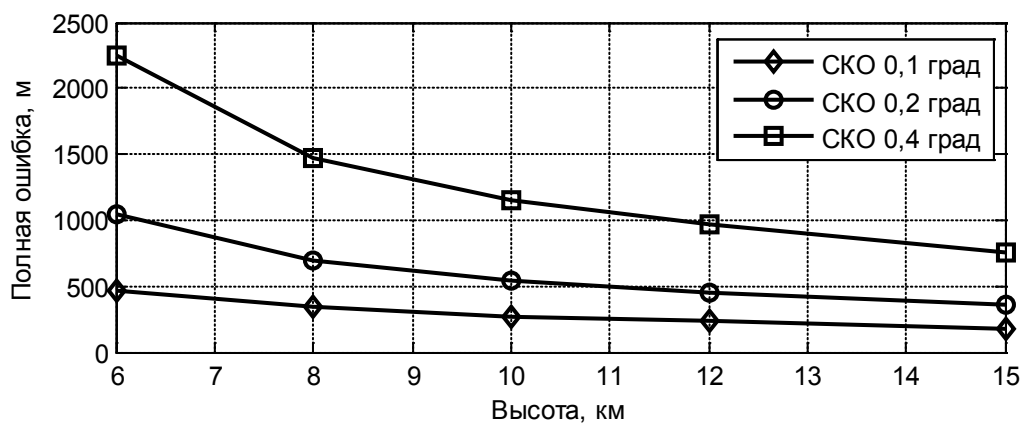


Рис. 5. График зависимости ошибки дальности от высоты полёта ЛА

Из полученных результатов видно, что ошибка пеленгатора вносит значительно больший вклад в погрешность измерения дальности до ИРИ, чем случайные неоднородности тропосферы. Полная ошибка оценки дальности увеличивается прямо пропорционально SKO пеленгатора и уменьшается с увеличением высоты полёта ЛА.

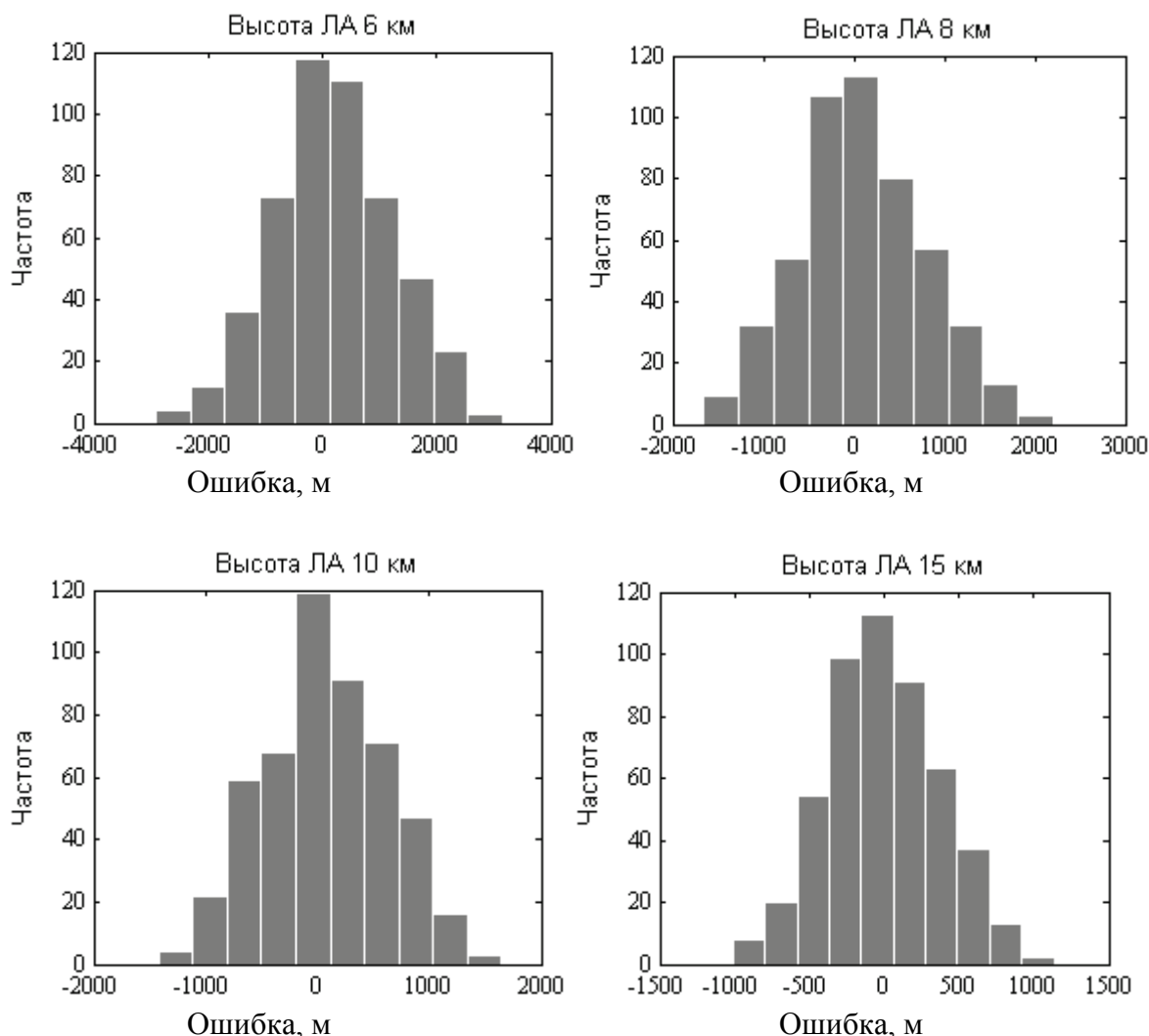


Рис. 6. Гистограммы распределения ошибок дальности до ИРИ при SKO пеленгатора  $0,2^\circ$ , число опытов для каждого случая 500

Проверка гистограмм распределения ошибок оценки дальности на соответствие нормальному закону по критерию  $\chi$ -квадрат в большинстве случаев дала положительный результат. Отклонение от нормального закона в некоторых случаях наблюдалось при высоте полёта ЛА 6 км.

### **Выводы**

1. Установлено, что величина полной тропосферной ошибки определения дальности до ИРИ угломестным методом составляет от нескольких метров до нескольких десятков метров и на один – два порядка меньше, чем полная ошибка за счёт погрешности пеленгатора.

2. В большинстве рассмотренных случаев ошибка распределена по нормальному закону с отличным от нуля средним значением.

3. СКО ошибки уменьшается при приближении ЛА к ИРИ, а также уменьшается с ростом высоты полёта ЛА.

4. Полученные результаты позволяют оценить предельно достижимую точность оценки координат ИРИ с борта ЛА угломестным методом при условии минимизации погрешности пеленгатора.

### **Список литературы**

1. Мельников Ю.П., Попов С.В. Радиотехническая разведка. Методы оценки эффективности местоопределения источников излучения. М.: Радиотехника, 2008, 432 с.

2. Бельский А. Б., Чобан В. М. Теория и алгоритмы решения угломестных задач, определяющих положение летательного аппарата относительно наземной цели // Электронный журнал «Труды МАИ», 2013, №67, С. 1-16.

3. Бызов А.Н. Повышение оперативности и точности оценивания местоположения наземных источников радиоизлучения пассивными средствами летательного аппарата: дис... канд. техн. наук / Бызов Алексей Николаевич; науч. рук. Петров Ю.В.; Балтийский Государственный Технический Университет «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова. – Санкт-Петербург, 2014, 145 с.

4. Яковлев О.И., Якубов В.П., Урядов В.П., Павельев А.Г. Распространение радиоволн. М.: ЛЕНАНД, 2009, 496 с.

5. Колосов М.А., Шабельников А.В. Рефракция электромагнитных волн в атмосферах Земли, Венеры, Марса. М.: Сов. радио, 1976, 220 с.

6. Захаров Ф.Н., Крутиков М.В. Сравнение точности оценки времени задержки навигационных сигналов при использовании различных моделей высотного профиля индекса преломления тропосферы // Доклады ТУСУР, 2014, №2 (32), С. 7-12.

7. Захаров Ф.Н., Госенченко С.Г., Крутиков М.В. Оценка величины зенитной задержки радионавигационных сигналов в юго-восточной части Охотского моря по данным метеоизмерений вблизи навигационного приемника // Доклады ТУСУР, 2015, №1 (35), С. 9-17.

8. Захаров Ф.Н., Крутиков М.В. Модель высотного профиля индекса преломления для южной части Охотского моря // 25-я Международная Крымская конференция (КрыМиКо'2015), Севастополь, 2015, С. 1112-1113.

**В.И. Иванова, С.Г. Кибец, И.И. Краснолобов, А.Н. Лагарьков,  
А.А. Политико, В.Н. Семенов, В.А. Чистяев**

**Федеральное государственное бюджетное учреждение науки  
Институт теоретической и прикладной электродинамики  
Российской академии наук (ИТПЭ РАН), г. Москва**

**РАЗРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНОГО РАДИОПОГЛОЩАЮЩЕГО ПОКРЫТИЯ  
С ВЫСОКИМИ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫМИ СВОЙСТВАМИ**

Представлено широкополосное радиопоглощающее покрытие марки РАН-67, разработанное ИТПЭ РАН. Описываются испытания, которым подвергается данное покрытие для оценки его стойкости к внешним воздействующим факторам. Предлагается методика измерения температурной зависимости коэффициента отражения плоских образцов покрытий при нормальном падении электромагнитной волны. Приводятся сравнительные характеристики диаграмм обратного рассеяния образца покрытия, частотные зависимости коэффициента отражения, характеристики прочности покрытия при нормальном отрыве.

Ключевые слова: радиопоглощающее покрытие, коэффициент отражения, физико-механические характеристики, диаграмма обратного рассеяния

**V.I. Ivanova, S.G. Kibets, I.I. Krasnolobov, A.N. Lagarkov, A.A. Politiko,  
V.N. Semenenko, V.A. Chistyayev**

**ITAE RAS, Moscow**

**DEVELOPMENT OF BROADBAND RADAR ABSORBING MATERIAL  
POSSESING HIGH-LEVEL OPERATING PERFORMACE**

Broadband radar absorbing material (RAM) developed by ITAE RAS is presented. Tests are described that exposed the RAM to assess its resistance to external influencing factors. The method is proposed for measuring the temperature dependence of the reflection coefficient of flat RAM samples at normal incidence of electromagnetic waves. The comparative characteristics of radar cross section diagrams, frequency dependences of reflection coefficient and characteristics of RAM resistance at opening fracture mode are suggested.

Keywords: radar absorbing material, reflection coefficient, physical and mechanical properties, radar cross section diagram

**Введение**

Для разработки сверхширокополосных (СШП) антенных систем является актуальным снижение рассеяния электромагнитной волны на металлической платформе, на которой установлена СШП антенная система, а также минимизация дифракционных явлений на платформе. Последнее достигается применением на платформах СШП радиопоглощающих покрытий (РПП), существенно снижающих изрезанность диаграмм направленности антенн и стабилизирующих их радиотехнические характеристики. Как правило, на практике такие РПП должны использоваться при воздействии сложного комплекса внешних воздействующих факторов.



В рамках решения данной задачи в ИТПЭ РАН разработано многослойное широкополосное РПП марки РАН-67. РПП РАН-67 предназначено для снижения коэффициента отражения элементов конструкции объектов в диапазоне частот от 8 до 18 ГГц.

РАН-67 относится к группе силоксановых материалов и представляет собой многослойный композиционный материал на основе кремнийорганического связующего, наполненного мелкодисперсными порошками модифицированного железа. Нанесение покрытия производят послойно методом лакокрасочного напыления. Покрытие не токсично, трудно горюче. Типичная частотная зависимость коэффициента отражения РПП РАН-67 при нормальном падении электромагнитной волны представлена на рис.1.

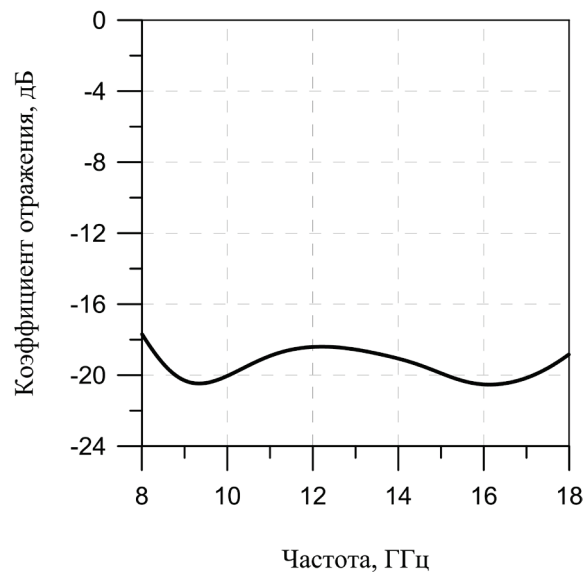


Рис. 1. Типичная частотная зависимость коэффициента отражения РПП РАН-67

При разработке РАН-67 ставилась задача сохранения высоких радиофизических и физико-механических свойств покрытия при воздействии наиболее критичных климатических факторов. К таким факторам относятся: воздействие повышенных и пониженных температур, воздействие повышенной влажности, солевого (морского) тумана, термическое старение покрытия при низких и высоких температурах, циклическое изменение температуры окружающей среды.

#### **Методика испытаний радиопоглощающего покрытия на стойкость к внешним воздействующим факторам**

Для оценки стойкости РПП РАН-67 к внешним воздействующим факторам были проведены следующие виды испытаний:

- повышенная относительная влажность воздуха 100% при 35° С;
- термическое старение при температурах минус 60°С и +120°С;
- периодическое изменение температур от минус 60°С до +120°С (термоциклирование);
- нагрев до максимальной +180°С и охлаждение до минимальной минус 70°С рабочей температуры с измерением температурной зависимости коэффициента отражения.

До испытаний предварительно был изготовлен комплект образцов РПП РАН-67: 5 шт. размером 200×200 мм (для измерения диаграмм обратного рассеяния и коэффициентов от-

ражения при нормальном падении волны) и 30 шт. размером 50×50 мм (для проведения физико-механических испытаний).

В качестве контролируемых показателей при проведении испытаний покрытия оценивались:

- 1) изменение внешнего вида покрытия - образование пузырей, трещин, расслоений и т.д. (определялось визуально);
- 2) изменение частотной зависимости коэффициента отражения покрытия при нормальном падении электромагнитной волны в диапазоне частот от 2 до 24 ГГц;
- 3) изменение прочности покрытия при нормальном отрыве.

Контроль коэффициента отражения РПП РАН-67 в процессе испытаний осуществлялся на специализированном стенде для измерения радиофизических свойств и параметров материалов и покрытий. Измерения на стенде проводились по аттестованной методике измерений электрофизических параметров материалов в свободном пространстве в ближней зоне рупорных антенн, разработанной в ИТПЭ РАН [1]. В основе методики измерения лежит измерение коэффициента отражения  $S_{11}$  квазиплоской электромагнитной волны образцов материалов с помощью сверхширокополосной диафрагмированной линзовой рупорной антенны и векторного анализатора электрических цепей. На рис. 2 представлена принципиальная схема измерительной установки. При проведении измерений образец покрытия помещался в окно круглой металлической радиопоглощающей диафрагмы (6), расположенной в ближней зоне рупорной антенны П6-23М (4), для минимизации вклада от процессов дифракции на краях образца и кромках рупорной антенны. В процессе измерения коэффициента отражения образца в зоне за диафрагмой устанавливалась согласованная нагрузка – объемный радиопоглощающий блок (5) с низким коэффициентом отражения в рабочей полосе частот (не выше минус 55 дБ) для исключения дополнительных паразитных отражений от окружающего пространства. Для устранения влияния переотражений между измеряемым образцом и рупорной антенной использовалась временная селекция мешающих отражений (Time Domain) с подавлением эффекта Гиббса [2].

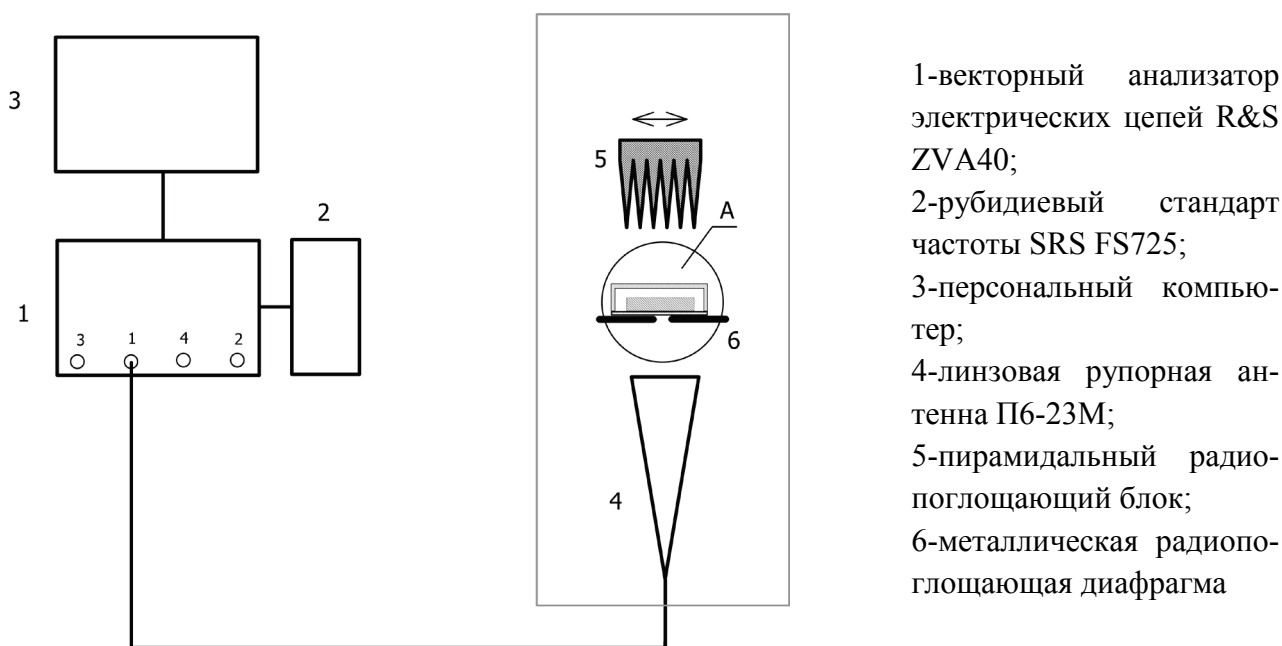


Рис. 2. Блок-схема измерительной установки

Данная методика обеспечивает измерение низких значений коэффициента отражения материалов до уровней ниже минус 50 дБ с погрешностью не более 1 дБ и предельно высоких значений коэффициента отражения с погрешностью не более  $\pm 0,1$  дБ.

Испытания образцов на стойкость к воздействию повышенной влажности проводились согласно методике, составленной на основе ГОСТ 9.719-94 [3]. Образцы размещались в герметичных контейнерах, изготовленных из полипропилена. В каждый контейнер наливалась дистиллированная вода по уровню на 10 мм ниже нижнего края образца. Затем контейнеры с образцами помещались в термостат, в котором поддерживалась постоянная температура 35°C. На рис. 3 показана схема такого испытательного стенда. При проведении испытаний первоначально образец был измерен в исходном состоянии при комнатной температуре (+20°C) и нормальной влажности. После 1000 часов воздействия влажного тепла было проведено финальное измерение частотной зависимости коэффициента отражения РПП в диапазоне частот от 2 до 24 ГГц с промежуточным измерением после 600 часов воздействия.

При испытаниях на стойкость к воздействию термического старения при максимальной рабочей температуре +120°C и минимальной рабочей температуре минус 60 °С вначале образцы измерялись до термического старения. Затем в соответствии с указанным видом испытаний одни образцы подвергались непрерывному прогреву в термошкафу BINDER FR-240 (диапазон температур: +25°C ... +300°C), а другие непрерывно охлаждались в промышленной морозильной камере SANYO MDF-193 (диапазон температур: минус 50°C ... минус 86°C) при заданной температуре.

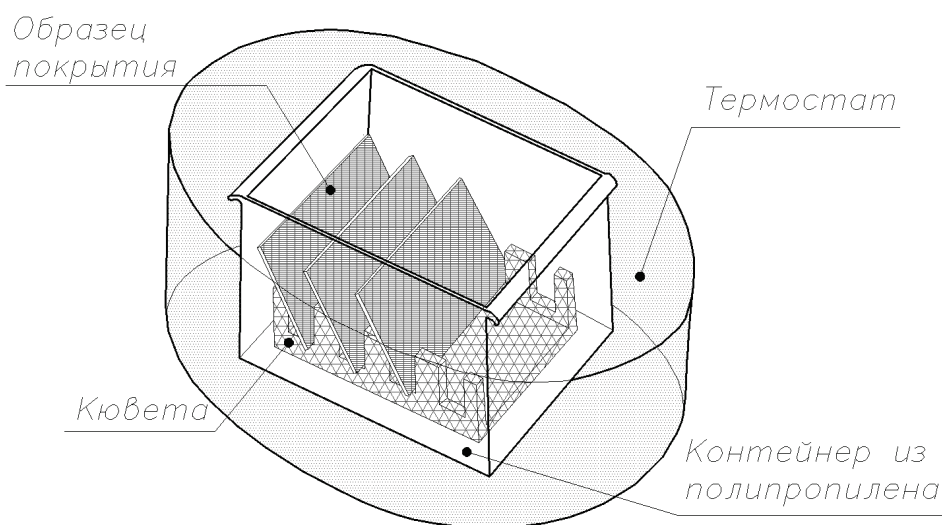


Рис. 3. Схематичный вид установки для проведения испытаний на стойкость к воздействию повышенной влажности

Термостарение велось непрерывно в течение 1000 часов с промежуточными съемами: 200 часов выдержки и 600 часов выдержки. В итоге для каждого образца покрытия было проведено четыре измерения коэффициента отражения: в исходном состоянии, после 200 часов старения, после 600 часов старения, после 1000 часов старения. Измерения проводились в диапазоне частот от 2 до 24 ГГц при комнатной температуре (+20°C).

Похожим образом происходили испытания РПП на стойкость к периодическому изменению температур. Вначале образец покрытия измеряли до термоциклирования при комнатной температуре. После проводилось термическое охлаждение образца до температуры ми-

нус  $60^{\circ}\text{C}$  (с выдержкой 30 мин при данной температуре). Затем образец извлекали из морозильника и выдерживали до достижения комнатной температуры ( $+20^{\circ}\text{C}$ ). Температуру поверхности образца измеряли термоанемометром. Далее образец подвергали термическому нагреву в термощкафу до температуры  $+120^{\circ}\text{C}$  (с последующей стабилизацией температуры в течение 30 мин). После прохождения 60 аналогичных циклов нагрева и охлаждения провели измерения частотной зависимости коэффициента отражения образца покрытия в диапазоне частот от 2 до 24 ГГц при комнатной температуре.

Измерения температурной зависимости коэффициента отражения [4, 5] образца покрытия проводились в диапазоне частот от 2 до 24 ГГц в интервале температур от минус  $60^{\circ}\text{C}$  до  $+180^{\circ}\text{C}$ . Для охлаждения образца до температуры минус  $60^{\circ}\text{C}$  использовалась горизонтальная низкотемпературная морозильная камера SANYO MDF-193. В морозильную камеру помещался образец вместе с малоотражающей теплоизолированной ячейкой (рис. 4) и массивной металлической пластиной (5) с впаянным температурным датчиком (7), которая тыльной стороной прижималась к металлической подложке РПП (4). При достижении требуемой температуры образец покрытия вместе с пластиной в теплоизолированной ячейке (1, 2) переносился на измерительный стенд, где производились измерения коэффициента отражения образца покрытия. Пластина (5) сразу же подключалась к источнику питания переменного тока (ИП) для осуществления ее разогрева путем подачи на контакты переменного напряжения от 25 до 100 В. Измерения и контроль температуры осуществлялись с помощью аналогового платинового термосопротивления, интегрированного в металлическую пластину, и аналогово-цифрового преобразователя (АЦП). Запись и первичная обработка результатов измерений коэффициента отражения проводились с интервалом  $5^{\circ}\text{C}$  в автоматизированном режиме средствами программного обеспечения, разработанного на языке C++.

Нижняя крышка термоячейки (1), изготовленная из радиопрозрачного материала ТЗМ-23М на основе супертонкого кремнеземного волокна, при измерениях помещалась на диафрагму с нанесенным радиопоглощающим покрытием (8). Верхняя крышка ячейки (2) была сделана из теплоизоляционного материала АТМ-9 на основе стеклянных волокон.

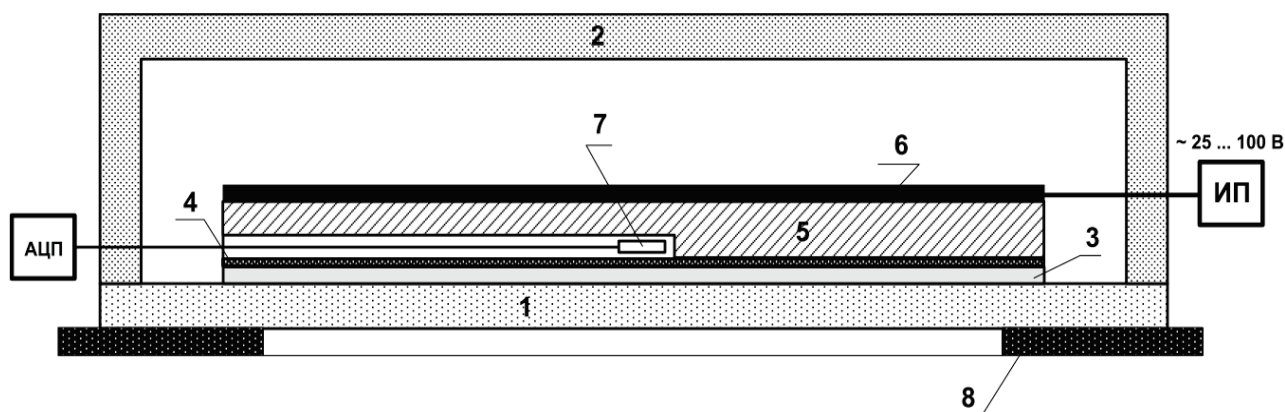


Рис. 4. Схема термоячейки (вид А):

1 – нижняя крышка термоячейки из материала ТЗМ-23М; 2 – верхняя крышка термоячейки из материала АТМ-9; 3 – образец покрытия РАН-67; 4 – металлическая подложка образца; 5 – металлическая пластина; 6 – плоский электрический нагреватель; 7 – аналоговый платиновый температурный датчик; 8 – металлическая радиопоглощающая диафрагма;

Для устранения градиента температур во время измерений были предприняты следующие шаги:

1) во-первых, верхняя крышка термоячейки и металлическая пластина охлаждались в морозильной камере до той же температуры, что и образец;

2) во-вторых, напряжение на контакты металлической пластины подавалось таким образом, чтобы разогрев образца происходил со скоростью не более  $1^{\circ}\text{C}$  в минуту.

Образование конденсированной влаги на поверхности РПП при смене температур способно существенно повлиять на результат измерения коэффициента отражения покрытия. Во избежание влияния конденсата, образец покрытия вместе с металлической пластиной оборачивался тонкой (толщиной около 60 мкм) майларовой пленкой с высокой температурой плавления.

При достижении верхнего порога температуры  $+180^{\circ}\text{C}$  измерения температурной зависимости коэффициента отражения образца РПП РАН-67 были закончены.

Для оценки радиопоглощающих свойств РПП РАН-67 не только при нормальном облучении, но и при различных углах падения электромагнитной волны проводились измерения диаграмм обратного рассеяния (ДОР) – однопозиционных диаграмм эффективной поверхности рассеяния (ЭПР) образца покрытия. Был проведен сравнительный анализ ДОР «голой» металлической пластины размером  $200 \times 200$  мм и пластины того же размера с нанесенным на одну из ее сторон покрытием РАН-67.

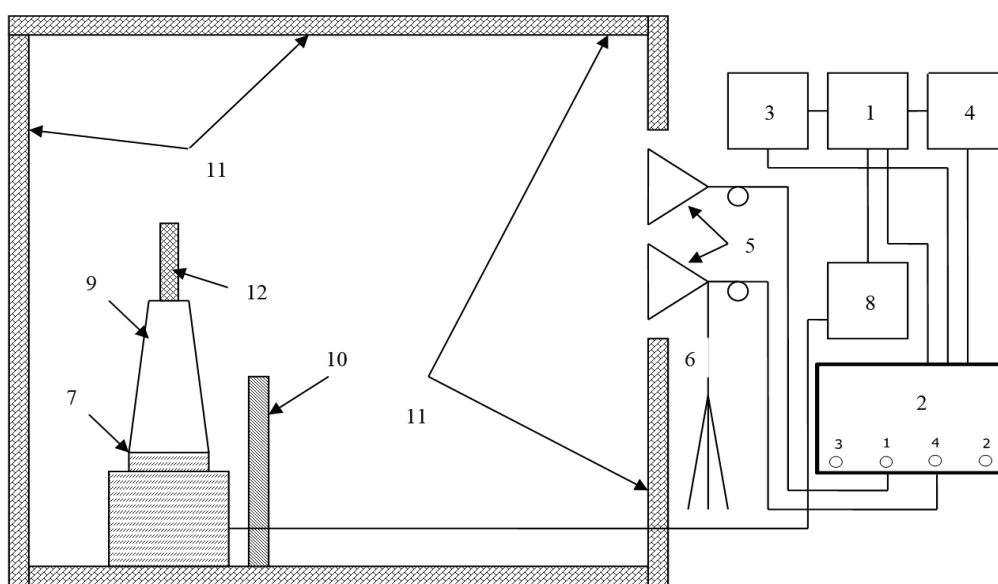


Рис. 5. Схема безэховой камеры для проведения измерений ДОР и ЭПР объектов:

- 1 – источник бесперебойного питания; 2 – векторный анализатор электрических цепей ZVA24; 3 – рубидиевый стандарт частоты SRS FS725; 4 – персональный компьютер; 5, 6 – линзовые рупорные антенны П6-23М на специальной поворотной стойке; 7 – ОПУ; 8 – контроллер ОПУ; 9 – малоотражающая пенопластовая тумба; 10 – экран укрытия ОПУ радиопоглощающий; 11 – БЭК с радиопоглощающим материалов типа РАН-68; 12 – объект измерений

Измерения ДОР проводились в безэховой камере (БЭК) согласно аттестованной методике измерений. Схема измерений приведена на рис. 5. При проведении измерений образец покрытия размещался на малоотражающей пенопластовой опоре, расположенной на опорно-

поворотном устройстве (ОПУ). Высота опоры подбиралась таким образом, чтобы образец покрытия располагался в центре рабочей зоны электромагнитного поля, создаваемого приемной и передающей антеннами П6-23М. Измерения ДОР образца покрытия проводились в диапазоне частот от 2 до 18 ГГц для двух поляризаций электромагнитного поля: горизонтальной и вертикальной. Для устранения влияния паразитных отражений от задней и боковых БЭК, а также пола и потолка с целью выделения полезного сигнала применялись методы цифровой обработки с фильтрацией сигнала во временной области (Time Domain).

В заключение для оценки изменения физико-механических свойств образцов покрытия РАН-67 по каждому виду испытаний были проведены измерения прочности связи РПП с подложкой при равномерном отрыве на разрывной машине Instron 3369. Сущность метода заключается в измерении силы, необходимой для разрушения связи между поверхностями РПП и подложки, на которую нанесено РПП. При этом усилие должно действовать перпендикулярно к поверхности соединения. На рис. 6 представлен общий вид схемы для проведения испытаний образцов на отрыв.

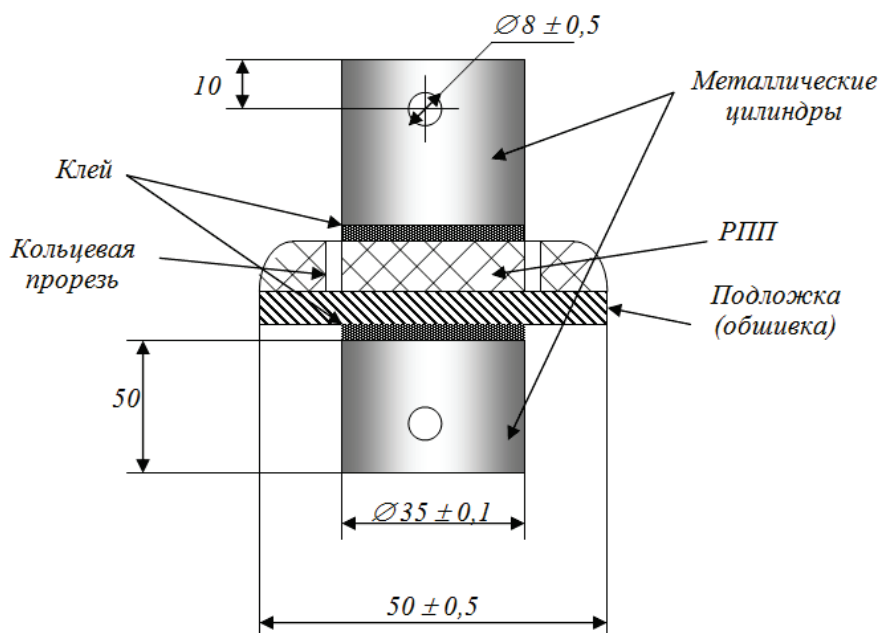


Рис. 6. Образец для измерения прочности связи РПП с подложкой при нормальном отрыве

Испытания на отрыв образцов размером 50x50 мм проводились следующим образом. Со стороны покрытия и со стороны подложки соосно приклеивали металлические цилиндры. Со стороны покрытия кольцевой фрезой покрытие прорезали до подложки. Затем образец закрепляли в зажимном устройстве разрывной машины и проводили испытания до разрушения образца с регистрацией максимальной силы и характера разрушения. Прочность связи РПП с подложкой для каждого образца определялась по формуле:

$$\sigma, [\text{МПа}] = \frac{F}{A}, \quad (1)$$

где:  $F$  – максимальная приложенная сила, [кгс];

$A$  – площадь поперечного сечения образца, [см<sup>2</sup>].



### Анализ результатов испытаний

Результаты проведенных испытаний образцов РПП РАН-67 свидетельствуют о том, что покрытие имеет значительные вариации значений коэффициента отражения при изменении температуры. На рис. 7 представлено несколько кривых частотной зависимости в диапазоне от 8 до 18 ГГц коэффициента отражения образца покрытия в интервале температур от минус 70°C до +180°C. Для удобства отображения на графике показаны кривые, записанные с шагом 10°C. Выносными линиями изображены зависимости, полученные в исходном состоянии при комнатной температуре +20°C, при минимальной температуре минус 70°C и при максимальной температуре +180°C.

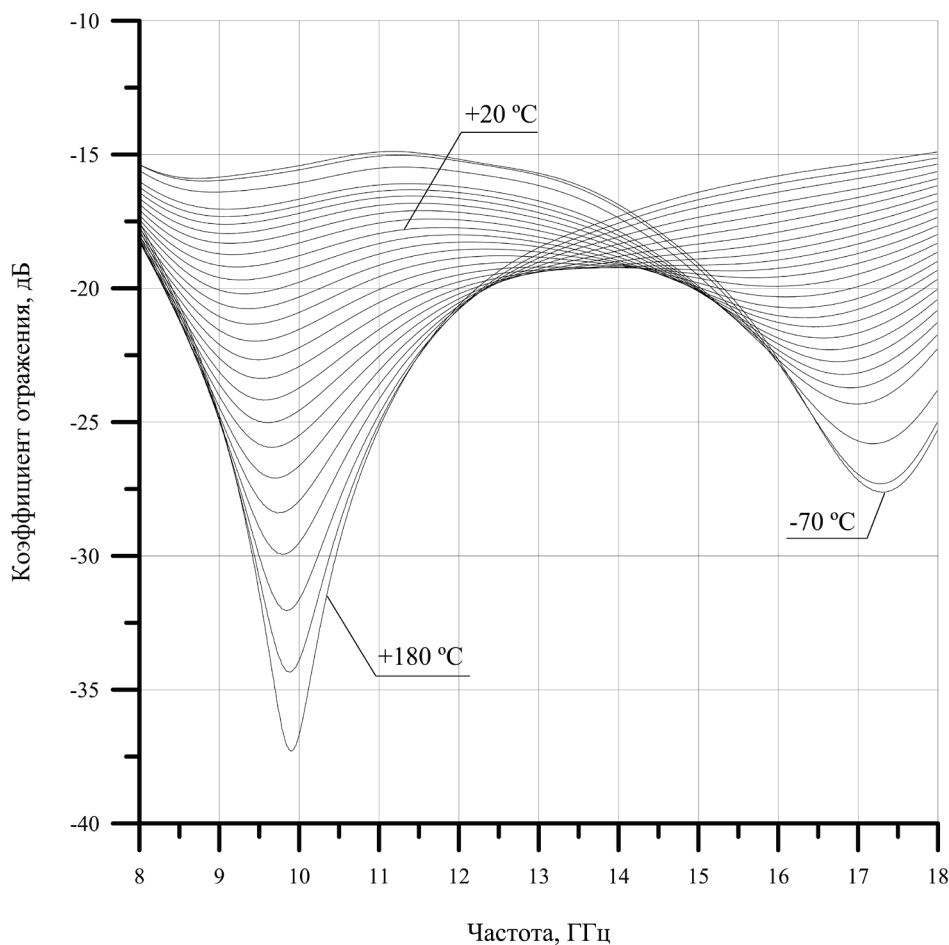


Рис. 7. Частотная зависимость коэффициента отражения РПП РАН-67 в диапазоне температур от минус 70°C до +180°C

Охлаждение образца покрытия приводит к смещению зависимости коэффициента отражения в область высоких частот с формированием одного выраженного локального минимума на частоте 17,3 ГГц. При термическом нагреве наоборот происходит смещение частотной зависимости коэффициента отражения в область более низких частот со снижением значения минимума до уровней минус 37 дБ. При этом точно так же формируется единственный локальный минимум частотной зависимости коэффициента отражения в данном диапазоне на частоте 9,9 ГГц. Однако и при нагреве до максимальной температуры, и при охлаждении до минимальной РПП РАН-67 сохраняет свою работоспособность – значения коэффициента отражения удовлетворяют требованиям ТУ (не более минус 15 дБ в диапазоне частот от 8 до

18 ГГц) на данное покрытие независимо от его рабочей температуры. Такие смещения обусловлены значительными изменениями диэлектрической и магнитной проницаемости материала покрытия в данном диапазоне температур.

На рис. 8 приведены зависимости коэффициента отражения образца покрытия РАН-67 от температуры на фиксированных частотах 2, 7, 8, 10, 12, 16, 18, 19 и 23 ГГц. Анализ результатов показывает, что наибольшие изменения коэффициента отражения наблюдаются на частотах в окрестности формирования локальных минимумов частотной зависимости коэффициента отражения: 10 и 18 ГГц.

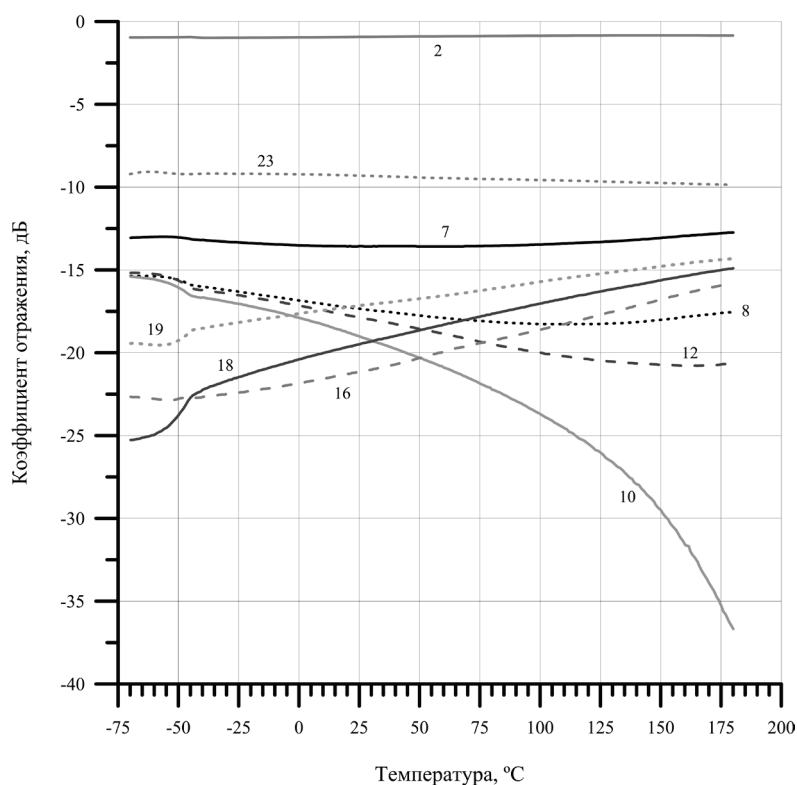


Рис. 8. Зависимости коэффициента отражения образца РПП от температуры на частотах 2, 7, 8, 10, 12, 16, 18, 19 и 23 ГГц

Стоит отметить, что при температуре приблизительно минус 45°C у покрытия РАН-67 наблюдается фазовый переход. Такой вывод можно сделать по характерному излому кривых зависимости коэффициента отражения от температуры на рис. 8.

РПП РАН-67 является стойким к воздействию повышенной влажности в течение 1000 часов. Результаты испытаний образцов покрытия на стойкость к воздействию повышенной влажности, представленные на рис. 9, подтверждают, что зависимость коэффициента отражения от воздействия влажного тепла незначительна.

На рис. 10 приведены результаты испытаний покрытия на стойкость к воздействию термоциклирования. РАН-67 демонстрирует слабую зависимость значений коэффициента отражения от воздействия циклических изменений температуры среды – после 60 циклов модуль коэффициента отражения отличается от исходного состояния на величину порядка 1,5 дБ. Обнаружено, что после прохождения 20 циклов значения коэффициента отражения во всем диапазоне от 2 до 24 ГГц остаются практически неизменными. Это связано с прохождением образцами термостабилизации.



Результаты испытаний покрытия РАН-67 на стойкость к продолжительному воздействию пониженных и повышенных температур приведены на рис. 11 и 12. Из графиков видно, что РПП имеет высокую стойкость к воздействию термического старения как при низких (минус 60°C), так и при высоких (+120°C) температурах. Покрытие полностью сохраняет свою работоспособность после теплового старения в течение 1000 часов.

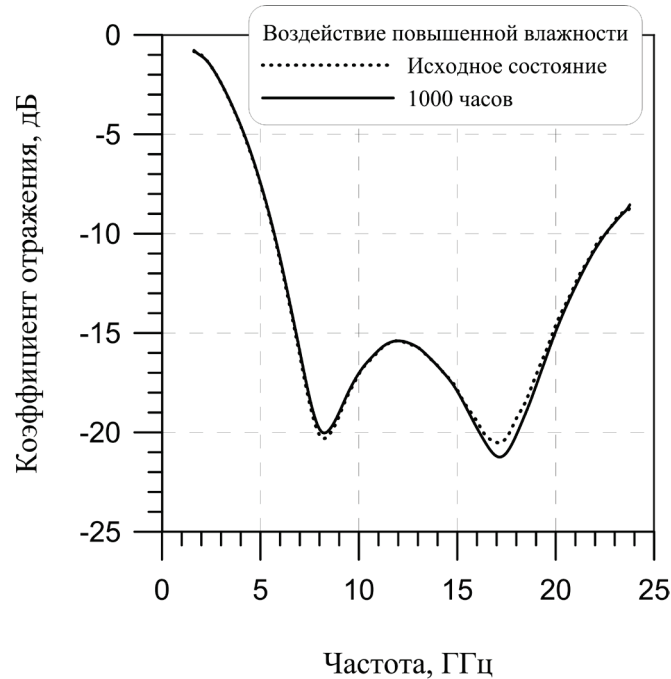


Рис. 9. Частотная зависимость коэффициента отражения РПП РАН-67 при испытаниях на стойкость к воздействию повышенной влажности

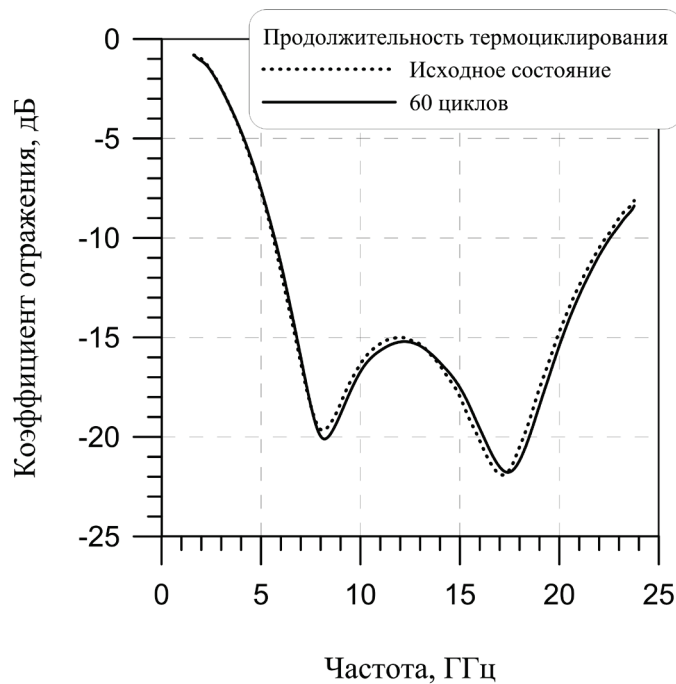


Рис. 10. Частотная зависимость коэффициента отражения РПП РАН-67 при испытаниях на стойкость к воздействию термоциклирования

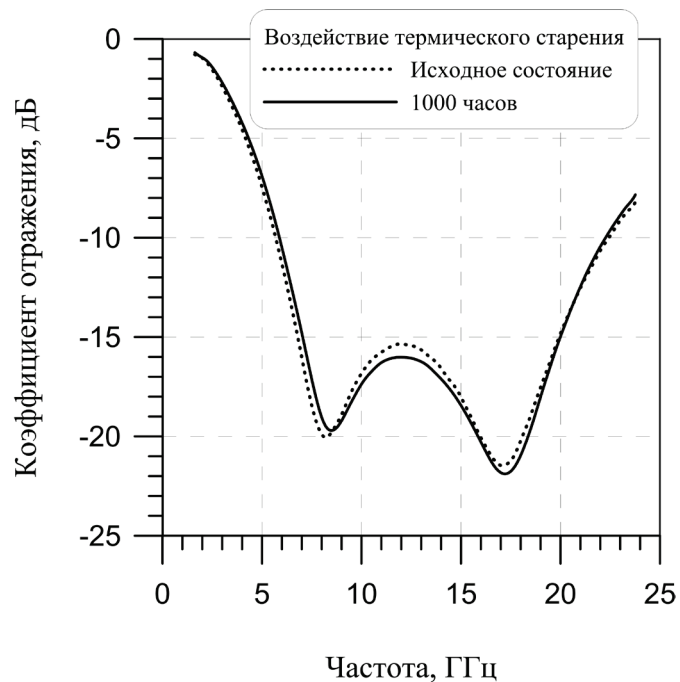


Рис. 11. Частотная зависимость коэффициента отражения РПП РАН-67 при испытаниях на стойкость к воздействию термостарения при температуре +120°C

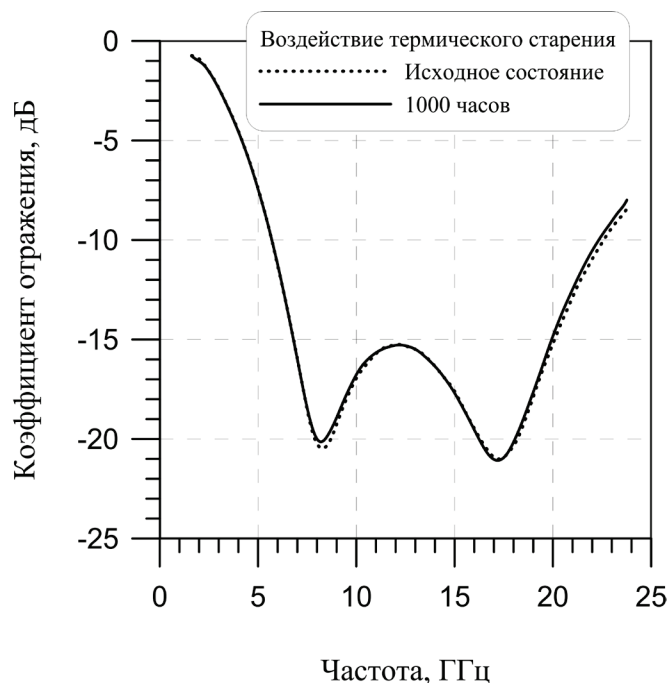


Рис. 12. Частотная зависимость коэффициента отражения РПП РАН-67 при испытаниях на стойкость к воздействию термостарения при температуре минус 60°C

Результаты испытаний покрытия РАН-67 на отрыв от алюминиевой подложки представлены в таблице и на рис. 13. Для всех образцов, соответствующих различным видам испытаний, разрушение происходило по клею. Значения показателя прочности связи РПП с подложкой при отрыве показывают, что воздействия внешних факторов не оказывают замет-

ного влияния на физико-механические характеристики покрытия. Изменение внешнего вида покрытия в результате проведенных испытаний незначительно – при визуальном анализе на образцах не обнаружено пузырей, трещин, расслоений, каверн и других дефектов.

Таблица

Результаты испытаний прочности покрытия РАН-67 при равномерном отрыве

№ п/п	Вид испытания	Прочность связи с подложкой при отрыве, МПа
1	Исходное состояние	4,2
2	Термостарение 1000 ч при +120 °С	4,2
3	Термостарение 1000 ч при минус 60 °С	3,8
4	Повышенная влажность 1000 ч при +35 °С	4,0
5	Термоциклирование 1000 ч	3,4
6	Норма согласно ТУ на РПП РАН-67	> 2,0

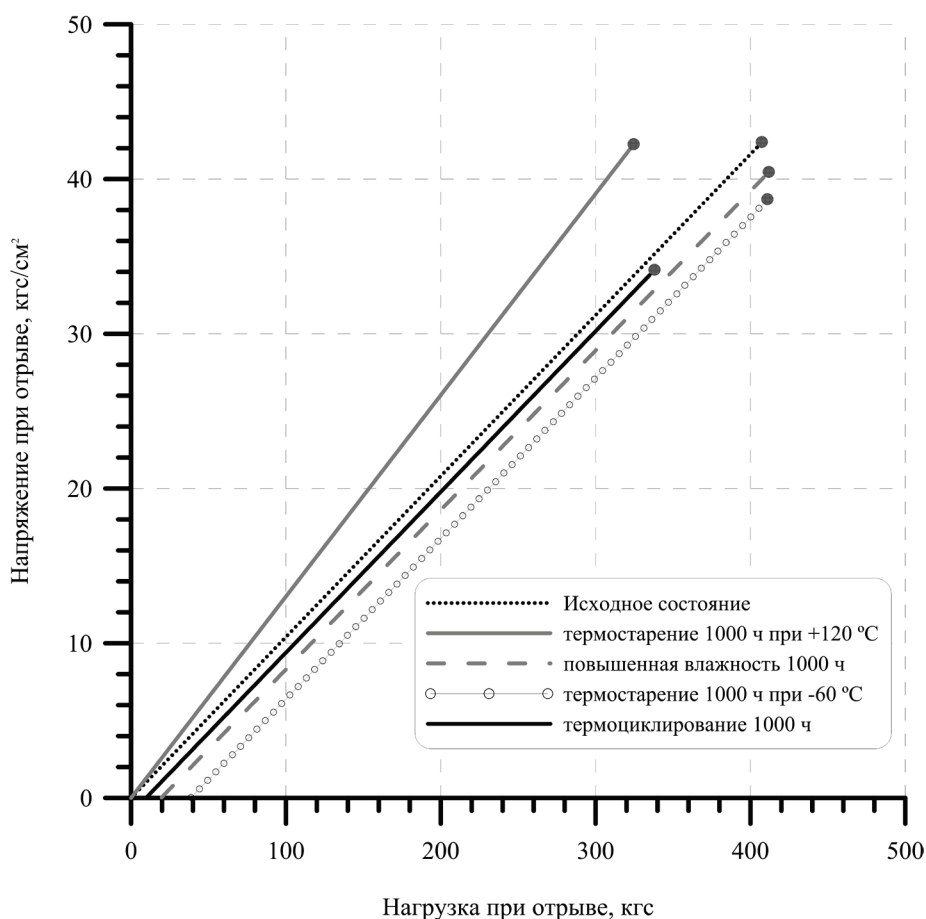
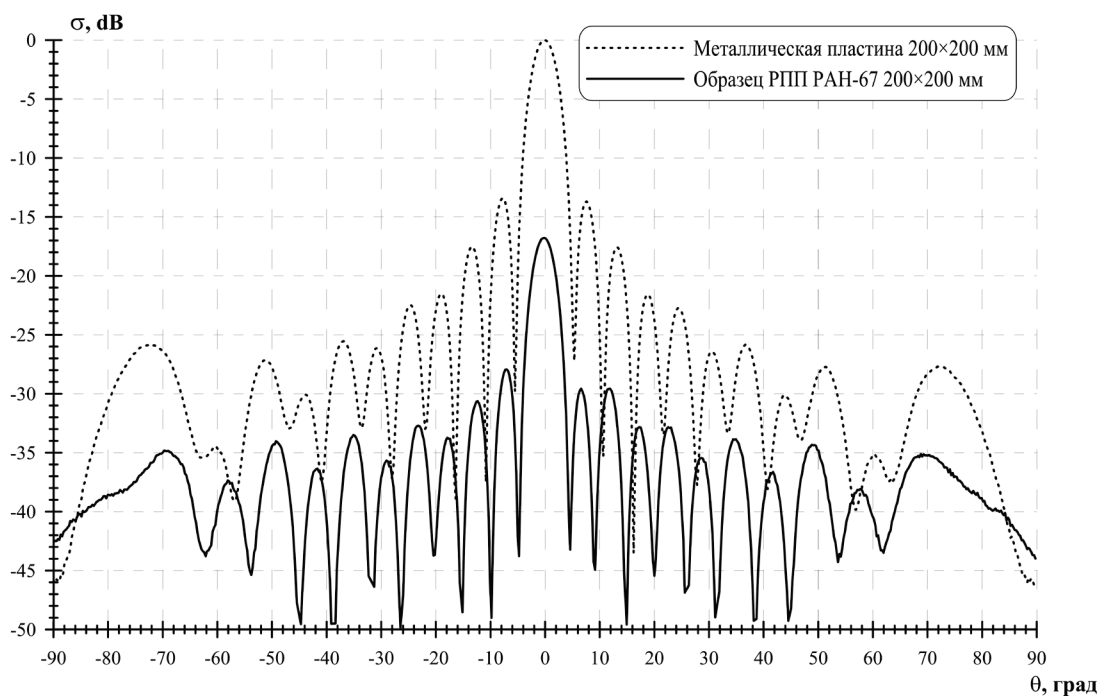


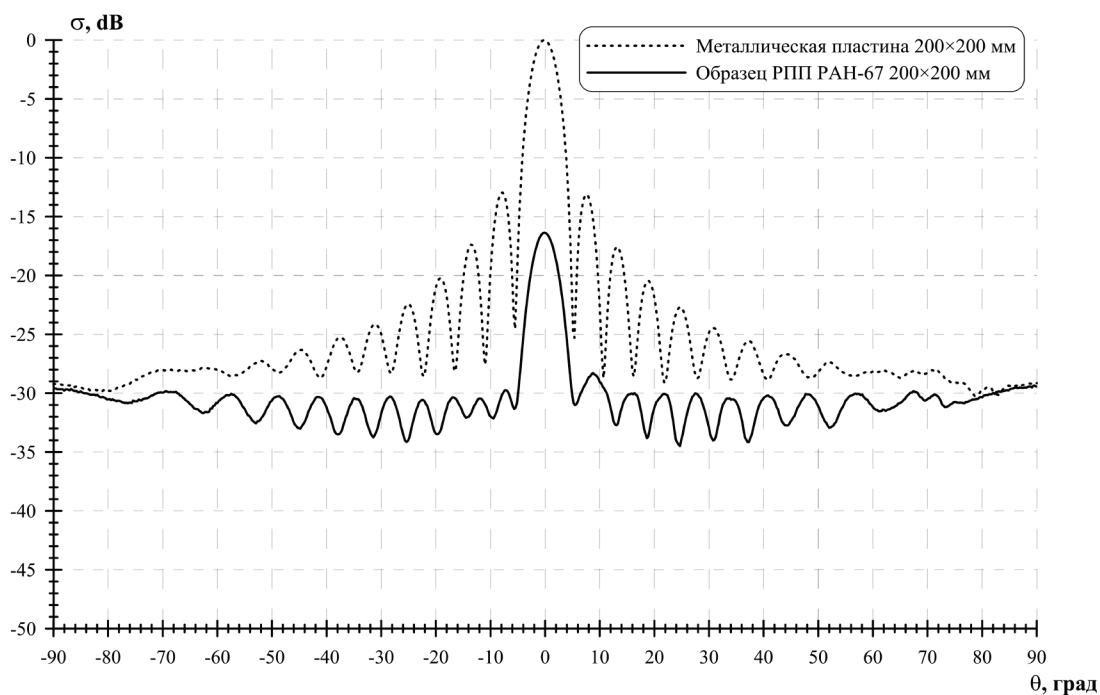
Рис. 13. Прочность связи РПП РАН-67 с подложкой по результатам испытаний

На рис. 14-16 представлены ДОР образца покрытия РАН-67 на металлической подложке, а также металлической пластины того же размера без покрытия на частотах 8, 12 и 18 ГГц для горизонтальной (а) и вертикальной (б) поляризации электромагнитного поля. Измерения показывают, что нанесение РПП РАН-67 на металлическую пластину размером 200×200 мм

способно уменьшить ее ЭПР на величину порядка 5...18 дБ при углах падения волны до 85 град в широком диапазоне частот.

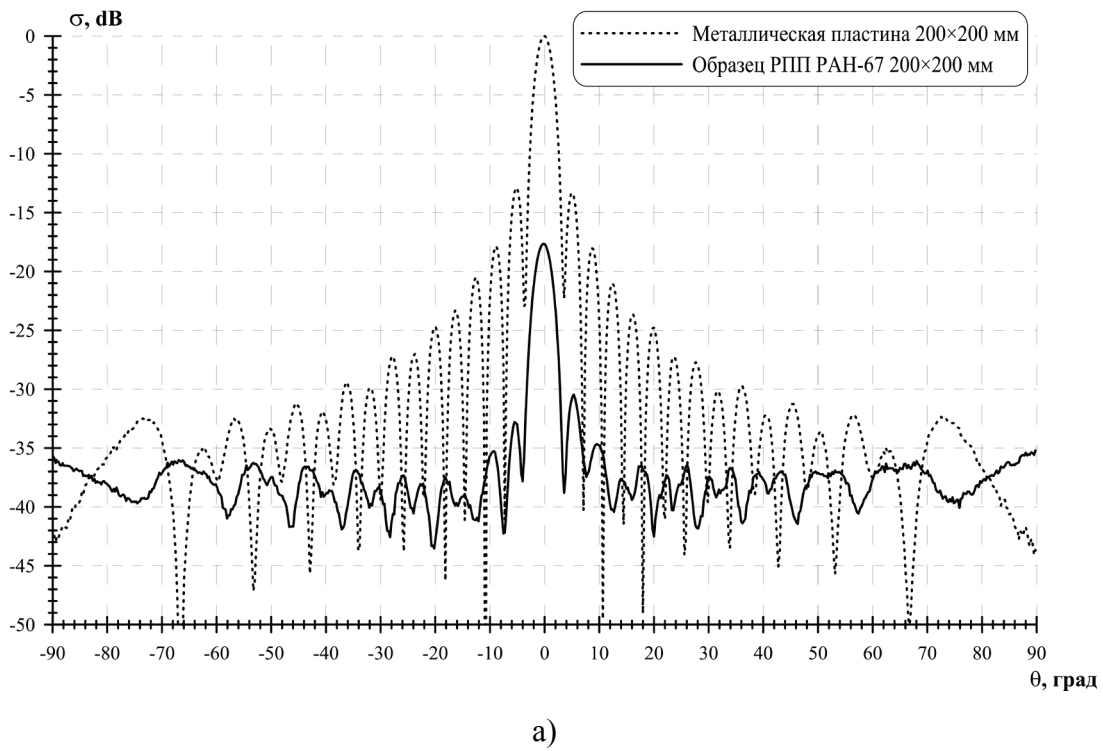


а)

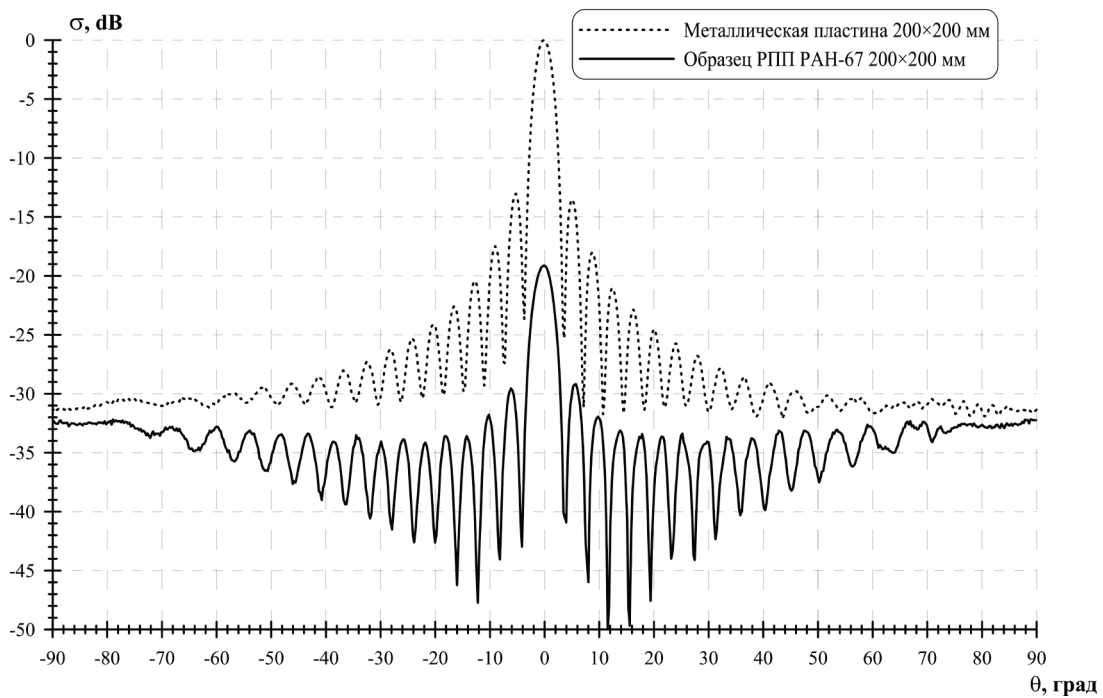


б)

Рис. 14. ДОР образца покрытия РАН-67 размером 200×200 мм в сравнении с ДОР металлической пластины того же размера на частоте 8 ГГц при горизонтальной (а) и вертикальной (б) поляризации электромагнитного поля

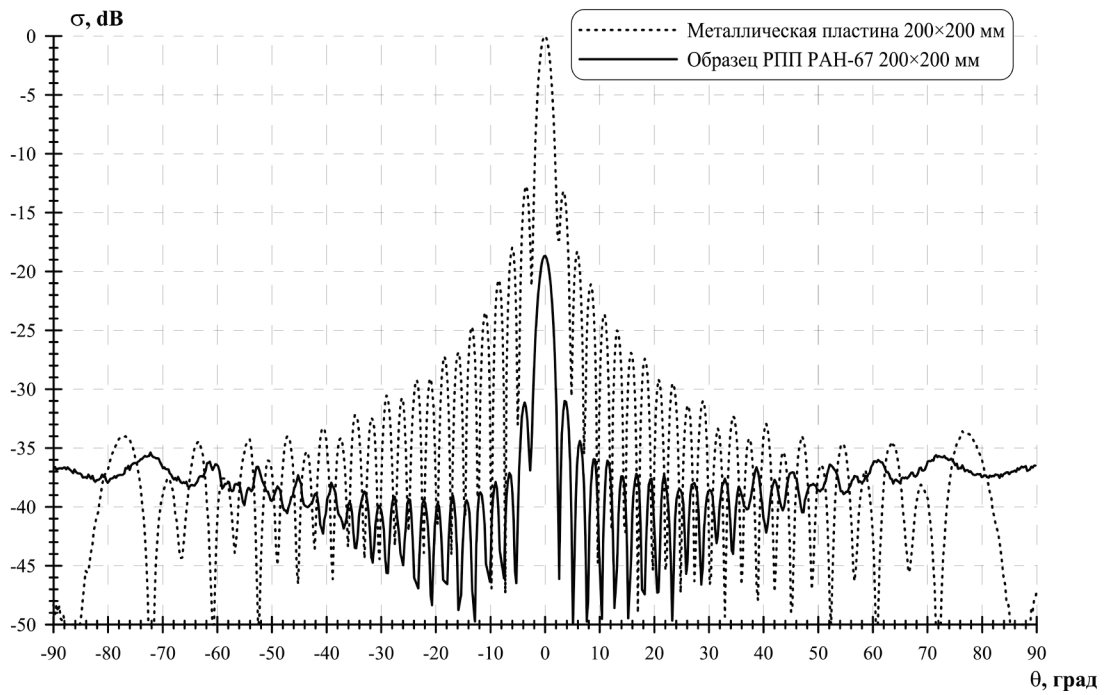


а)

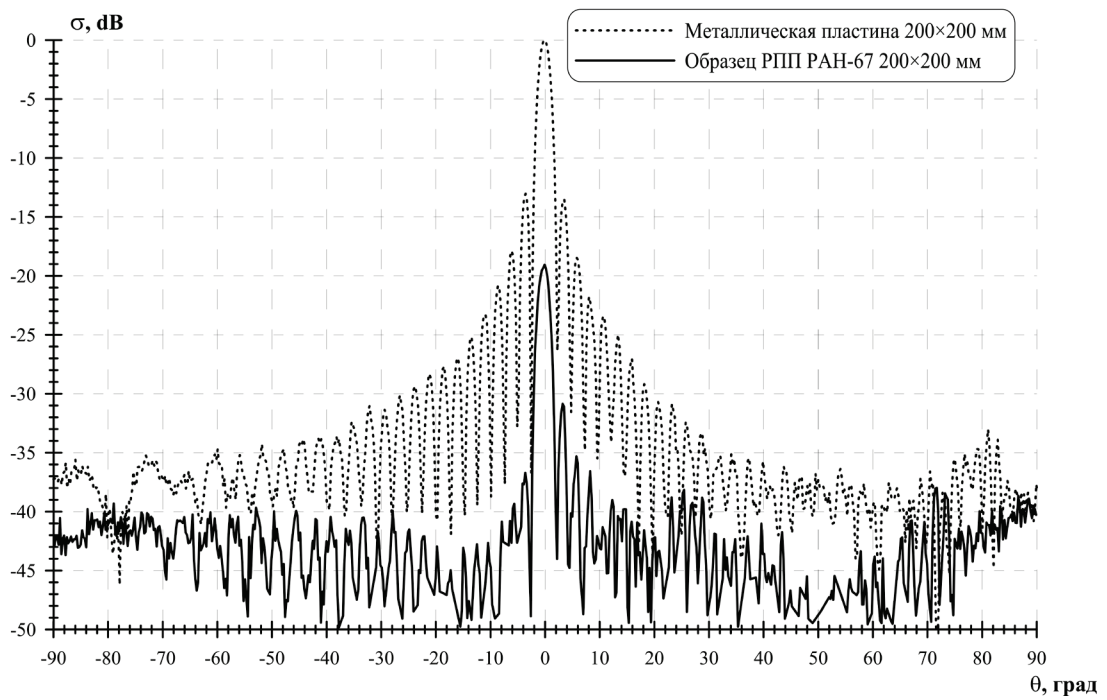


б)

Рис. 15. ДОР образца покрытия РАН-67 размером 200×200 мм в сравнении с ДОР металлической пластины того же размера на частоте 12 ГГц при горизонтальной (а) и вертикальной (б) поляризации электромагнитного поля



а)



б)

Рис. 16. ДОР образца покрытия РАН-67 размером 200×200 мм в сравнении с ДОР металлической пластины того же размера на частоте 18 ГГц при горизонтальной (а) и вертикальной (б) поляризации электромагнитного поля

## **Заключение**

Стойкость РПП РАН-67 к воздействию повышенных и пониженных температур, термоциклированию, термостарению, повышенной влажности демонстрирует высокую эксплуатационную надежность данного покрытия. При разработке РПП РАН-67 был реализован принцип: «адгезионная прочность выше когезионной». Соблюдение этого принципа исключает возможность отслоения покрытия большими кусками, которые могут повредить конструкцию изделия с антенной платформой. Высокие радиопоглощающие свойства РПП РАН-67 в частотном диапазоне от 8 до 18 ГГц в сочетании с хорошими физико-механическими характеристиками, а также сравнительно небольшой толщиной (порядка 4 мм) и, как следствие, массой позволяют рекомендовать данное покрытие для применения в сверхширокополосных антенных системах.

## **Список литературы**

1. Семененко В.Н., Чистяев В.А. Сверхширокополосная методика измерения электрофизических параметров листовых материалов в свободном пространстве // Материалы 20-й Международной крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», Сентябрь, 2010, Севастополь, Украина, С. 1091-1092.
2. Семененко В.Н., Чистяев В.А. Подавление эффекта Гиббса при цифровой обработке сигналов для повышения точности измерений параметров материалов // Пятнадцатая ежегодная научная конференция ИТПЭ РАН: Москва, 12-15 мая 2014 г.: Сборник тезисов докладов. М: ИТПЭ РАН, 2014, С. 34-35.
3. ГОСТ 9.719-94 «Методы испытаний на старение при воздействии влажного тепла, водяного и солевого тумана».
4. Семененко В.Н., Кибец С.Г., Чистяев В.А., Политико А.А. Измерение коэффициента отражения радиопоглощающих покрытий в диапазоне рабочих температур // Доклады 2-й Всероссийской Микроволновой конференции, ИРЭ РАН, Москва, 26-28 ноября 2014, С. 409-414.
5. Кибец С.Г., Политико А.А., Семененко В.Н., Чистяев В.А. Измерение коэффициента отражения радиопоглощающих покрытий в широком диапазоне температур // Шестнадцатая ежегодная научная конференция ИТПЭ РАН, Москва, 18-21 мая 2015, С. 44-45.

УДК 621.396.98

**М.М. Ивойлова**

**ФГУП «ФНПЦ НИИИС им. Ю.Е. Седакова», г. Нижний Новгород**

## **ИССЛЕДОВАНИЕ ДИСПЕРСИОННЫХ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛОВ С ШИРОКИМ СПЕКТРОМ ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ В ИОНОСФЕРЕ ЗЕМЛИ**

Методами математического моделирования исследовано прохождение сигналов с широким спектром через ионосферу Земли. Представлены временные и спектральные формы сигналов на различных высотах с учётом дисперсионных искажений на трассе прохождения. Приведены оценки изменения поляризации излучаемой волны.

Ключевые слова: сигналы с широким спектром, дисперсионные искажения сигналов, ионосфера

**WIDE SPECTRUM SIGNAL DISPERSION DISTORTIONS RESEARCH DURING THEIR SPREAD IN THE EARTH IONOSPHERE**

Here the wide spectrum signals passage through the Earth ionosphere is investigated with the mathematical modeling methods. Obtained temporal and spectral signals waveforms at different heights in view of dispersion distortions at the passing track are presented. The emitted wave polarization change estimates are presented in the paper.

Keywords: wide spectrum signals, signals dispersion distortion, ionosphere

**Введение**

Современная тенденция развития радиотехнических систем (РТС) заключается в использовании сигналов с широким спектром, применение которых обеспечивает повышение разрешающей способности и скрытности работы РЛС, увеличение скорости и объема передаваемой информации для систем связи и телеметрии. К классу подобных сигналов относятся сверхкороткие импульсы (СКИ-сигналы), радиоимпульсы с ЛЧМ (ЛЧМ-сигналы), также интерес представляют СШП-шумовые сигналы (СШПШ-сигналы), обладающие высокой электромагнитной совместимостью, скрытностью и помехоустойчивостью [1-5].

При проектировании перспективных РТС наземного и космического базирования, использующих сигналы с широким спектром, важной задачей является определение искажений формы их огибающей и спектра, а также изменение поляризации излучаемой волны при прохождении через ионосферу Земли, учёт которых позволит обеспечить условия оптимального приёма [6-8].

В настоящей статье приведены результаты численной оценки ожидаемых искажений основных видов СШП-сигналов для средних широт на высотах от 100 км до 1000 км при максимальной солнечной активности.

**1 Математическая модель прохождения сигналов с широким спектром через ионосферу**

При распространении сигналов с широким спектром в ионосфере Земли происходит их взаимодействие со свободными электронами, вследствие чего наблюдаются искажения, связанные с дисперсиями фазовой скорости, поглощения и рассеяния.

Для исследования искажений таких сигналов, связанных с дисперсией фазовой скорости, может быть использовано волновое уравнение, описывающее распространение плоской волны в холодной плазме в высокочастотном приближении ( $\partial/\partial\tau \gg c\partial/\partial z$ ) вида [8]

$$\frac{\partial^2 E}{\partial\tau\partial z} = -\frac{\omega_e^2(z)}{2c} E, \tag{1}$$

где  $E$  – напряженность электрического поля;  $\omega_e^2 = 4\pi e^2 N_e / m_e$  – квадрат плазменной частоты;  $N_e$  – концентрация электронов в ионосфере;  $e$  – заряд электрона;  $m_e$  – масса электрона;  $\tau = t - z/c$  – замена переменной.

Его решение имеет вид [8]



$$E = \frac{\partial}{\partial \tau} \int_0^{\infty} E_0(\tau - u) J_0 \left( 2 \sqrt{\frac{\Omega u}{\cos \theta}} \right) du, \quad (2)$$

где  $J_0$  – функция Бесселя нулевого порядка;  $E_0$  – падающая волна;  $\theta$  – угол падения волны по отношению к нормали;  $\Omega = \frac{1}{2c} \int_{h_0}^h \omega_e^2 dh$  – параметр, характеризующий «оптическую толщину» ионосферы, зависящий от высоты;  $h$  – высота.

Эффектами поглощения можно пренебречь для сигналов с  $f_0 > 100$  МГц, рассеяние на случайных неоднородностях среды является несущественным для сигналов с  $f_0 > 1$  ГГц [7].

Угол поворота плоскости поляризации линейно поляризованной волны  $\psi$  при прохождении через ионосферу Земли определяется как [9]

$$\psi = \frac{\Omega \omega_e \cos \theta'}{(\omega^2 - \omega_e^2 \cos^2 \theta') \cos \theta} \approx \frac{\Omega \omega_e \cos \theta'}{\omega^2 \cos \theta}, \quad (3)$$

где  $\omega_e$  – ларморовская частота электронов в геомагнитном поле;  $\theta'$  – угол между направлением распространения волны и направлением геомагнитного поля.

Таким образом, изменение поляризации излучаемой генератором линейно поляризованной волны при распространении в ионосфере зависит от частоты, угла падения и «оптической толщины» ионосферы.

Определение концентрации электронов  $Ne$  на заданных высотах осуществлялось в соответствии со стандартом [10] при достижении максимального уровня концентрации электронов в ионосфере на средних широтах (наихудшие условия), наблюдающемся в марте в дневные часы, на  $60^\circ$  северной широты и  $150^\circ$  восточной долготы, при среднем значении числа Вольфа 150 (относительное число солнечных пятен).

График зависимости концентрации электронов  $Ne$  от высоты  $h$  при данных условиях приведен на рис. 1.

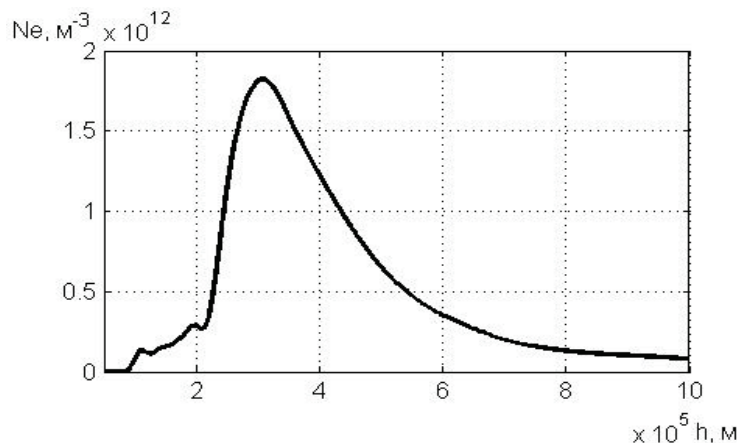


Рис. 1. График зависимости концентрации электронов  $Ne$  от высоты  $h$

Концентрация электронов в ионосфере  $Ne$  при заданных условиях меняется в пределах от  $7,62 \cdot 10^{10} \text{ м}^{-3}$  до  $182 \cdot 10^{10} \text{ м}^{-3}$ , максимум концентрации достигается на высоте  $\sim 300$  км.

## 2 Математические модели и параметры сигналов с широким спектром

В качестве сигналов с широким спектром рассматривались:

- СКИ-сигнал в виде моноцикла Гаусса;
- ЛЧМ-сигнал с монотонно нарастающей частотой (ЛЧМН);
- ЛЧМ-сигнал с монотонно спадающей частотой (ЛЧМС);
- СШП-шумовой сигнал (СШПШ).

Модель СКИ-сигнала в виде моноцикла Гаусса создавалась на основе спектральной  $S_{MG}(\omega)$  и временной  $U_{MG}(t)$  функций, определяемых соотношениями

$$S_{MG}(\omega) = 2\pi e \omega^2 \rho^4 \exp[-\omega^2 \rho^2], \quad U_{MG}(t) = \frac{(t_0 - t)\sqrt{e}}{\rho} \exp\left[-\frac{(t - t_0)^2}{2\rho^2}\right], \quad (4)$$

где  $\rho$  – параметр, определяющий длительность импульса;  $t_0$  – сдвиг по времени.

Модели ЛЧМН и ЛЧМС-сигналов создавались на основе спектральной  $S_{LЧМ}(\omega)$  и временной  $U_{LЧМ}(t)$  функций ЛЧМ-сигнала, определяемых соотношениями

$$S_{LЧМ}(\omega) = \begin{cases} \pi a^2 (1 - \exp[b \cdot (\omega_n - \omega)/\mu])^2 / 2\mu, & \omega_0 - \Delta\omega/2 \leq \omega \leq \omega_0 - \omega_\phi \\ \pi/2\mu, & \omega_0 - \omega_\phi < \omega < \omega_0 + \omega_\phi \\ \pi a^2 (1 - \exp[-b \cdot (\tau_u \mu + \omega_n - \omega)/\mu])^2 / 2\mu, & \omega_0 + \omega_\phi \leq \omega \leq \omega_0 + \Delta\omega/2 \end{cases},$$

$$U_{LЧМ}(t) = A(t) \cdot \cos(\omega_1 t \pm \mu t^2 / 2), \quad (5)$$

где  $A(t) = \begin{cases} a(1 - \exp[-bt]), & 0 \leq t \leq \tau_\phi \\ 1, & \tau_\phi < t < \tau_u - \tau_\phi \\ a(1 - \exp[bt - b\tau_u]), & \tau_u - \tau_\phi \leq t \leq \tau_u \end{cases}$  – огибающая;  $a = \frac{1}{1 - \exp[-c\tau_\phi]}$ ;  $b$  – крутизна

на фронтах;  $\mu$  – скорость изменения частоты радиоимпульса;  $\omega_n$  и  $\omega_0$  – несущая и центральная частоты;  $\Delta\omega$  – ширина спектра;  $\tau_\phi$  – длительность фронтов;  $\tau_u$  – длительность радиоимпульса;  $\omega_\phi = \Delta\omega(1/2 - \tau_\phi/\tau)$ .

Модель СШПШ-сигнала создавалась на основе спектральной  $S_{HШ}(\omega)$  и временной  $U_{HШ}(t)$  функций нормального «белого» шума, определяемых соотношениями

$$S_{HШ}(\omega) = \begin{cases} \int_0^{\tau_u} A(t)\xi(t)\exp(-j\omega \cdot t)dt, & \omega_1 \leq \omega \leq \omega_2 \\ 0, & \omega < \omega_1, \quad \omega > \omega_2 \end{cases}, \quad U_{HШ}(t) = A(t)\xi(t), \quad (6)$$

где  $\tau_u$  – длительность сигнала;  $\omega_1$  и  $\omega_2$  – нижняя и верхняя частоты спектра;  $A(t)$  – медленно меняющаяся огибающая;  $\xi(t)$  – стационарный Гауссов случайный процесс с ограниченным спектром и нулевым математическим ожиданием.

В процессе моделирования были использованы сигналы со следующими параметрами:

- СКИ-сигнал длительностью  $\tau_u = 1$  нс;
- ЛЧМН-сигнал с перестройкой частоты от  $F_1 = 0,7$  ГГц до  $F_2 = 1,3$  ГГц за время  $\tau_u = 50$  нс;

- ЛЧМС-сигнал с перестройкой частоты от  $F_1 = 1,3$  ГГц до  $F_2 = 0,7$  ГГц за время  $\tau_u = 50$  нс;
- СШПШ-сигнал с центральной частотой  $F_0 = 1$  ГГц, шириной спектра  $\Delta F_{ШПШ} = 0,6$  ГГц и длительностью  $\tau_u = 50$  нс.

Осциллограммы данных сигналов и их спектры приведены на рис. 2.

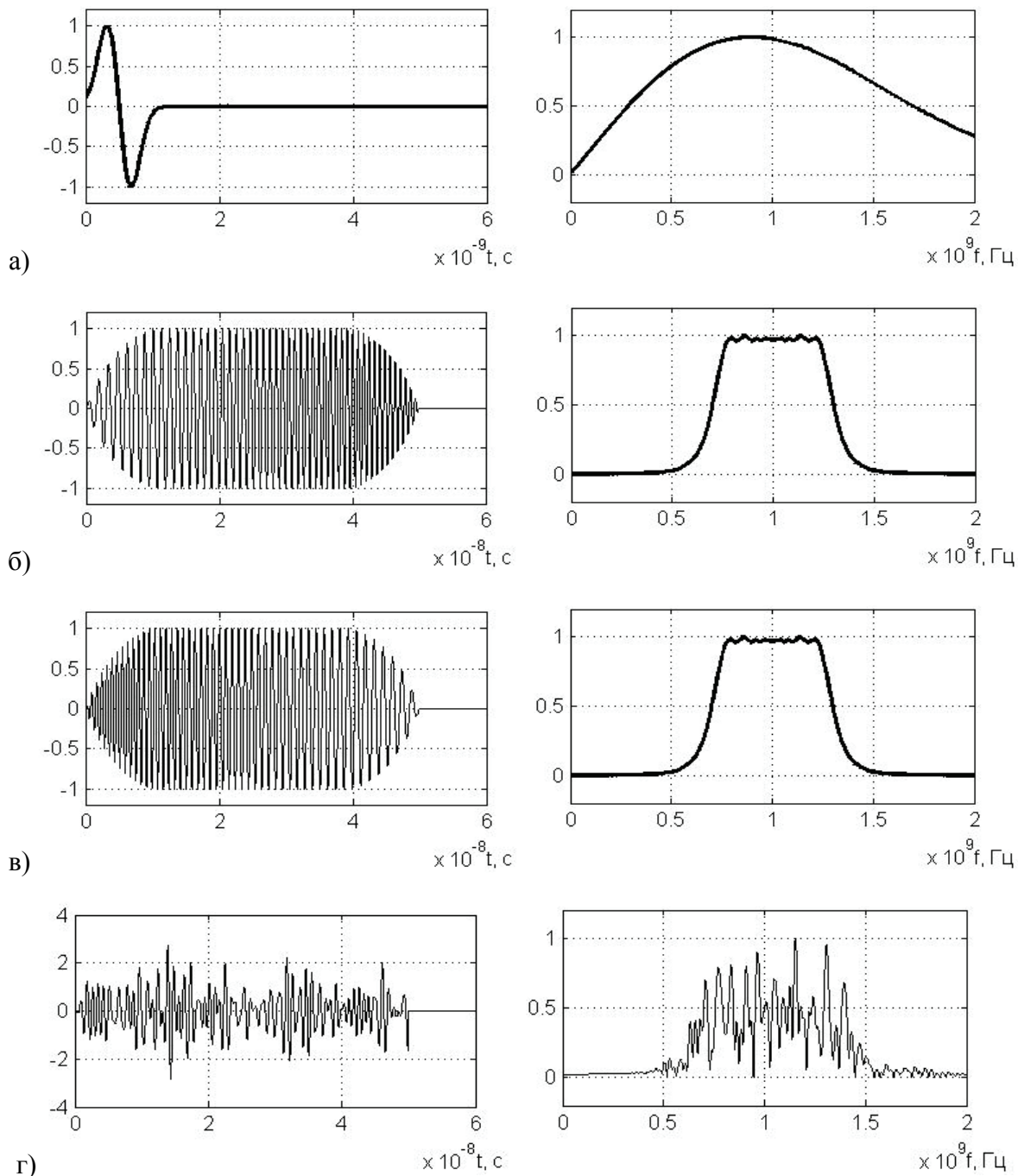


Рис. 2. Осциллограммы и спектры сигналов в виде: а) СКИ-сигнала; б) ЛЧМН-сигнала; в) ЛЧМС-сигнала; г) СШПШ-сигнала

Как видно на рис. 2а, ширина спектра по уровню 0,5 от максимума для СКИ-сигнала длительностью 1 нс составляет  $\Delta F_{МГ} \sim 1,4$  ГГц.

### 3 Результаты численного моделирования прохождения сигналов с широким спектром через ионосферу

При проведении численного моделирования результатами исследований являлись:

- осциллограммы и спектры сигналов для высот от 100 км до 1000 км при нормальном распространении  $\theta = 0$ ;
- графики зависимостей частоты от времени, построенные на основе динамических преобразований Фурье при перемещении оконной функции вдоль всего временного интервала, на котором существуют сигналы;
- спектры сигналов с учётом поворота плоскости поляризации в процессе распространения.

На рис. 3 приведены осциллограммы СКИ-сигнала для различных высот.

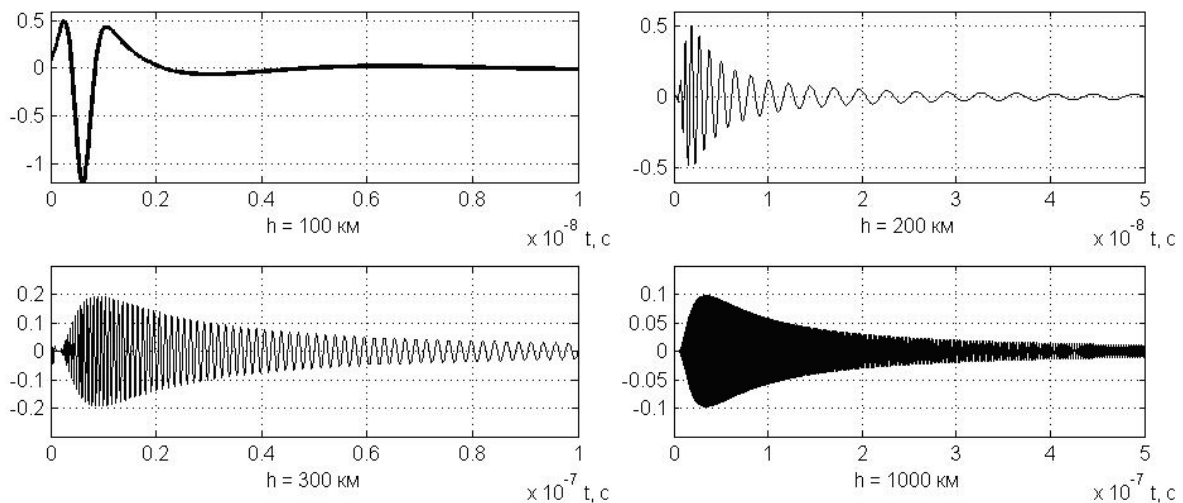


Рис. 3. Осциллограммы СКИ-сигналов для высот 100 км, 200 км, 300 км и 1000 км

На рис. 3 видно, что минимальные искажения формы СКИ-сигнала наблюдаются на высоте  $\sim 100$  км. На высоте 200 км длительность СКИ-сигнала по уровню 0,1 увеличивается в  $\sim 40$  раз при уменьшении амплитуды за счёт изменения формы сигнала в  $\sim 2$  раза, на высоте 1000 км – в  $\sim 1000$  раз при уменьшении амплитуды в  $\sim 10$  раз.

На рис. 4 приведены графики зависимостей частоты от времени для СКИ-сигналов на высотах 300 км и 1000 км для временных интервалов, на которых существуют сигналы.

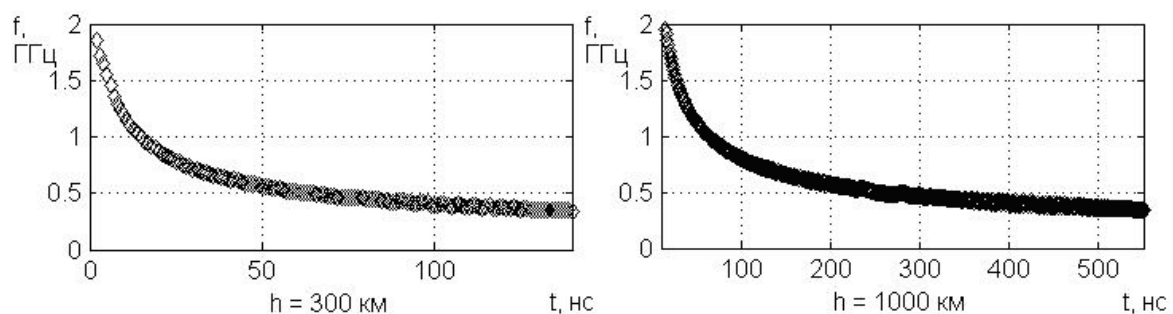


Рис. 4. Графики зависимостей частоты от времени для СКИ-сигналов на высотах 300 км и 1000 км

На рис. 4 видно, что при  $h = 1000$  км зависимость частоты от времени близка к гиперболической, график при  $h = 300$  км имеет схожий характер на меньшем временном интервале.

На рис. 5 приведены спектры СКИ-сигналов для различных высот.

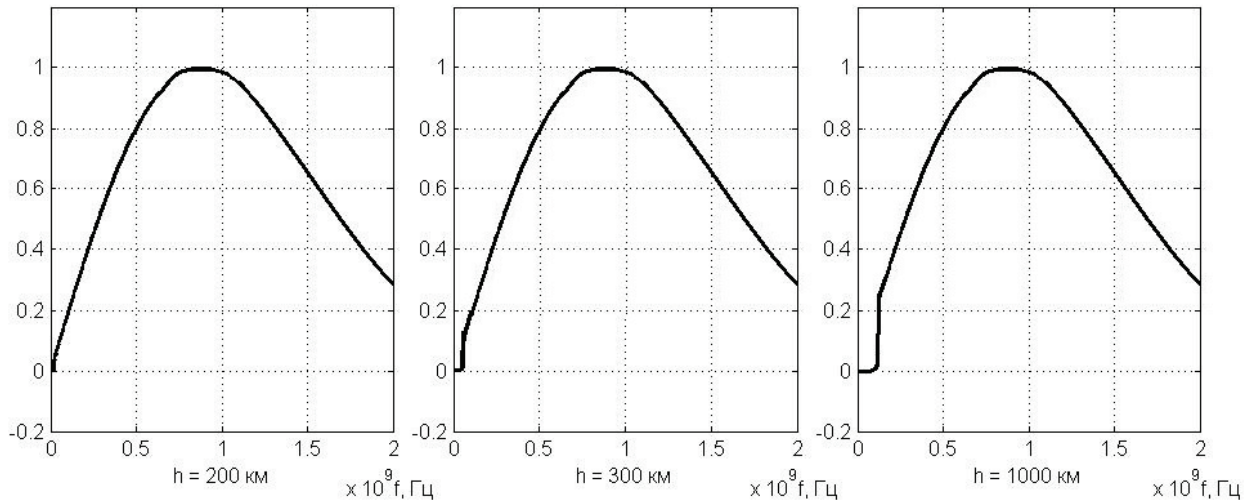


Рис. 5. Спектры СКИ-сигналов для высот 200 км, 300 км и 1000 км

Сравнительный анализ спектрограмм, приведённых на рис. 2а и рис. 5, показывает, что для рассматриваемых высот спектр СКИ-сигнала сохраняется.

На рис. 6 приведены осциллограммы ЛЧМН-сигналов для различных высот.

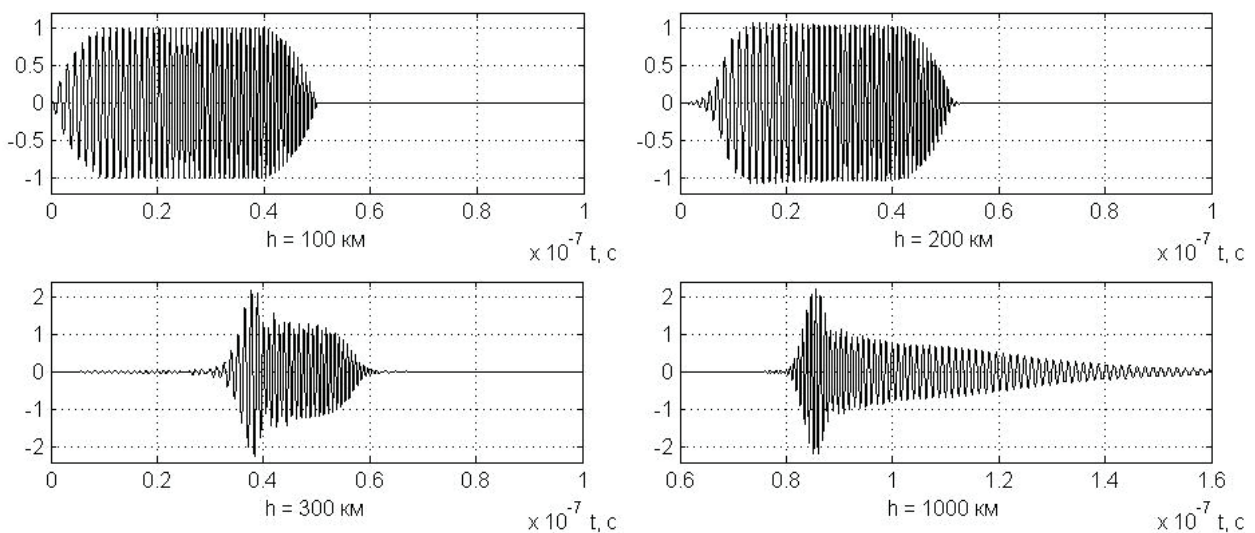


Рис. 6. Осциллограммы ЛЧМН-сигналов для высот 100 км, 200 км, 300 км и 1000 км

На рис. 6 видно, что минимальные искажения формы ЛЧМН-сигнала наблюдаются на высоте  $\sim 200$  км. На высоте 300 км длительность ЛЧМН-сигнала по уровню 0,1 уменьшается в  $\sim 2$  раз при увеличении амплитуды за счёт изменения формы сигнала в  $\sim 2$  раза. С после-

дующим ростом высоты длительность ЛЧМН-сигнала увеличивается и на высоте 1000 км составляет величину, в  $\sim 1,2$  раза большую исходной длительности.

На рис. 7 приведены графики зависимостей частоты от времени для ЛЧМН-сигналов на высотах 300 км и 1000 км для временных интервалов, на которых существуют сигналы.

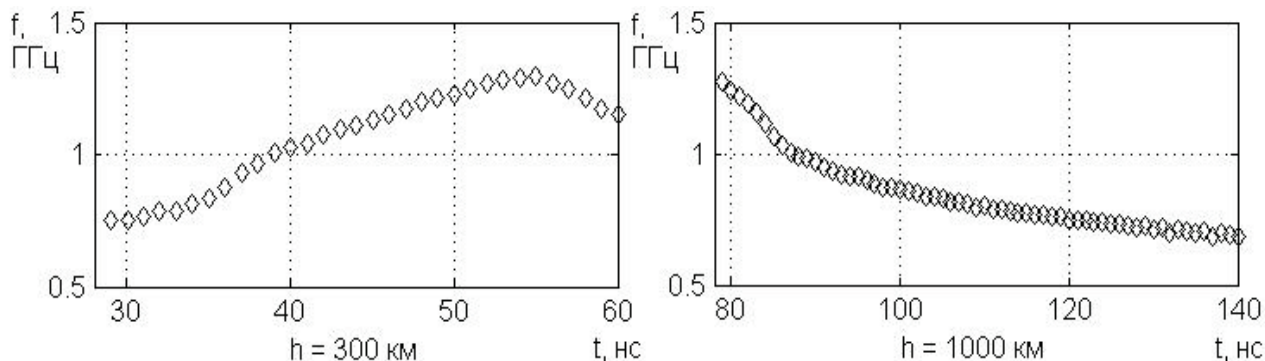


Рис. 7. Графики зависимостей частоты от времени для ЛЧМН-сигналов на высотах 300 км и 1000 км

На рис. 7 видно, что при  $h = 1000$  км зависимость частоты от времени близка к гиперболической, на графике при  $h = 300$  км происходит смещение более высокочастотных компонент спектра влево по временной оси.

На рис. 8 приведены спектры ЛЧМН-сигналов для различных высот.

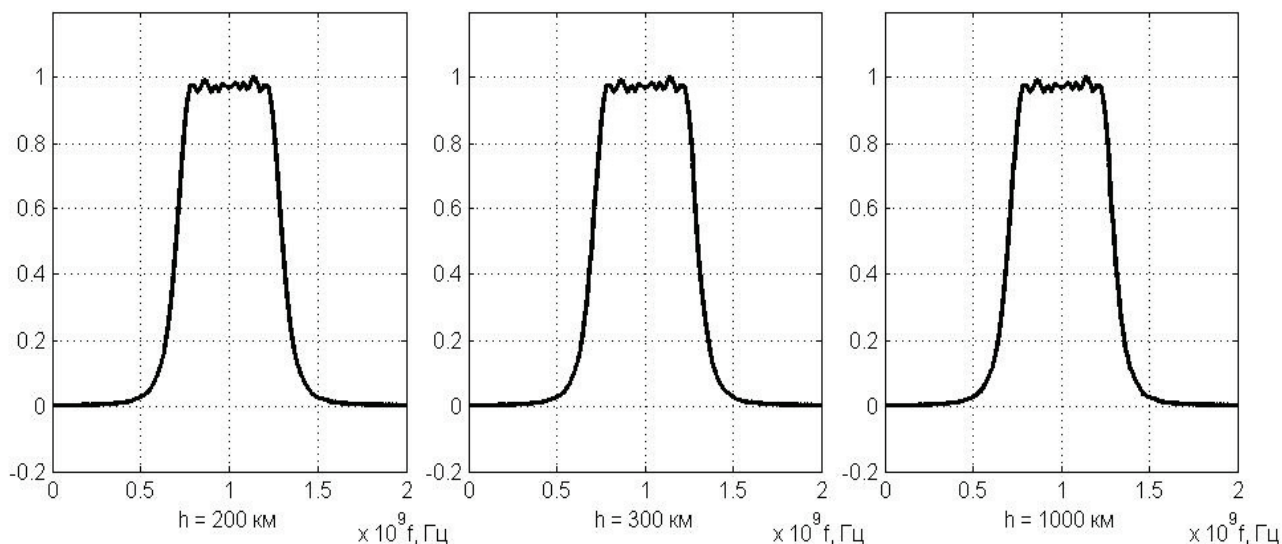


Рис. 8. Спектры ЛЧМН-сигналов для высот 200 км, 300 км и 1000 км

Сравнительный анализ спектрограмм, приведённых на рис. 2б и рис. 8, показывает, что для рассматриваемых высот спектр ЛЧМН-сигнала сохраняется.

На рис. 9 приведены осциллограммы ЛЧМС-сигналов для различных высот.



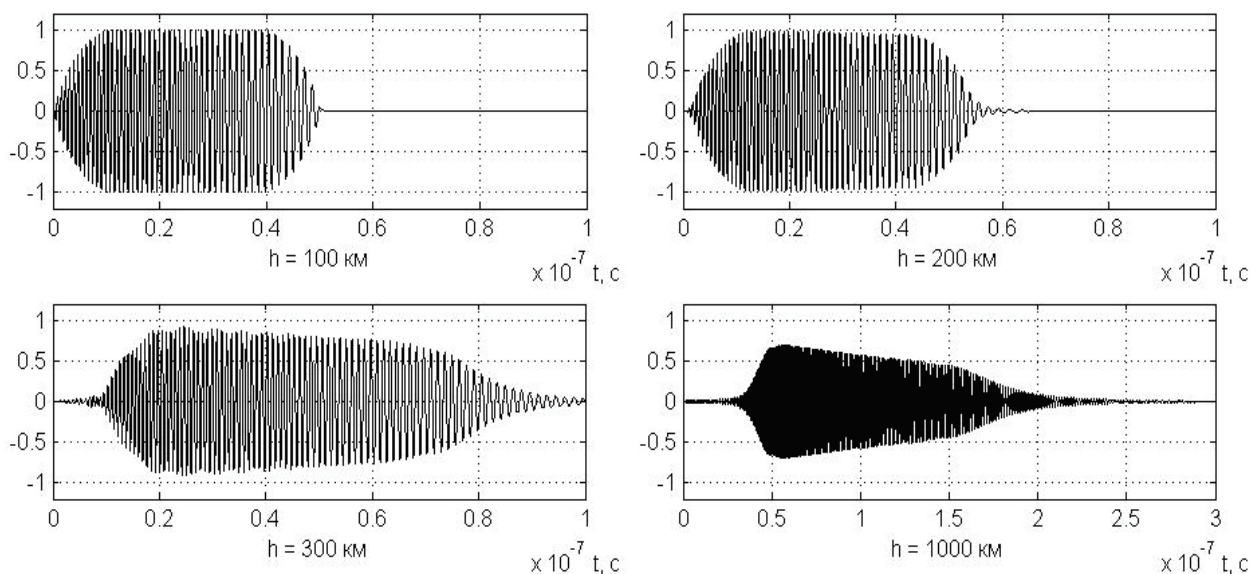


Рис. 9. Осциллограммы ЛЧМС-сигналов для высот 100 км, 200 км, 300 км и 1000 км

На рис. 9 видно, что минимальные искажения формы ЛЧМС-сигнала наблюдаются на высоте  $\sim 200$  км. На высоте 300 км длительность ЛЧМС-сигнала по уровню 0,1 увеличивается в  $\sim 2$  раз, на высоте 1000 км – в  $\sim 4$  раз при незначительном уменьшении амплитуды.

На рис. 10 приведены графики зависимостей частоты от времени для ЛЧМС-сигналов на высотах 300 км и 1000 км для временных интервалов, на которых существуют сигналы.

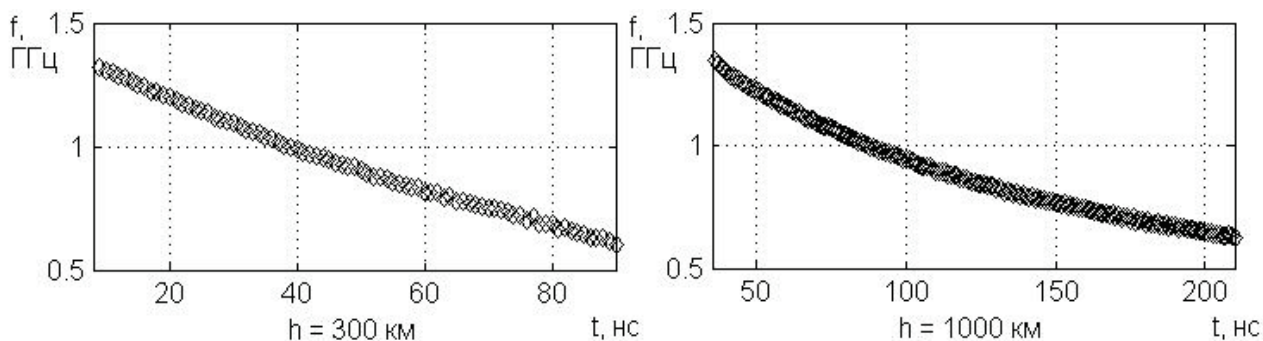


Рис. 10. Графики зависимостей частоты от времени для ЛЧМС-сигналов на высотах 300 км и 1000 км

На рис. 10 видно, что при  $h = 1000$  км зависимость частоты от времени близка к гиперболической, при  $h = 300$  км эта зависимость близка к линейной на меньшем временном интервале.

На рис. 11 приведены спектры ЛЧМС-сигналов для различных высот.

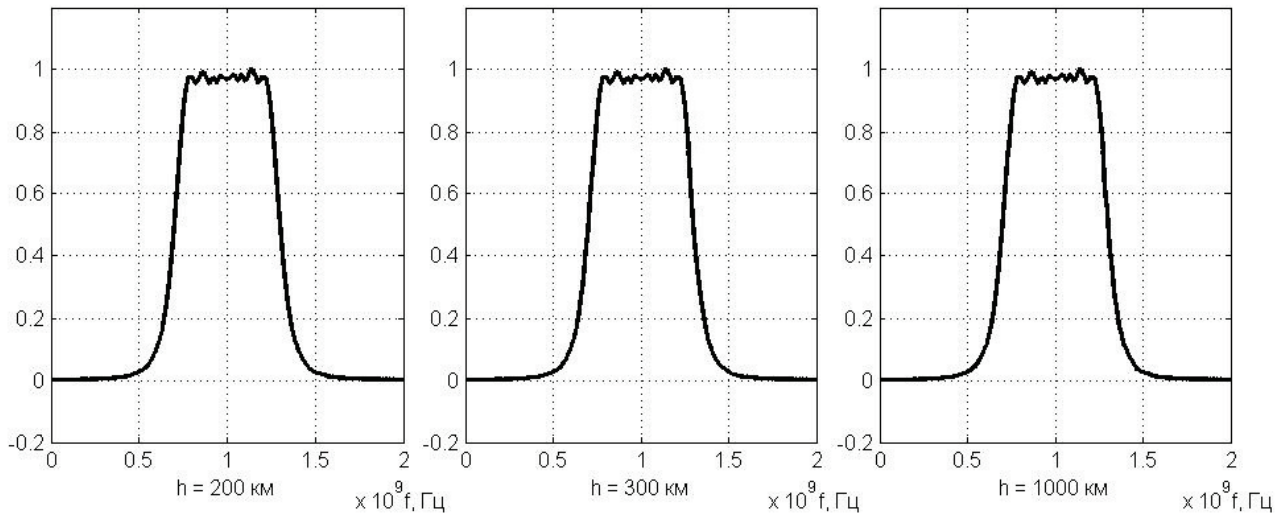


Рис. 11. Спектры ЛЧМС-сигналов для высот 200 км, 300 км и 1000 км

На рис. 11 видно, что спектр ЛЧМС-сигнала для рассматриваемых высот полностью идентичен спектру ЛЧМН-сигнала, приведённому на рис. 8.

На рис. 12 приведены осциллограммы СШПШ-сигналов для различных высот.

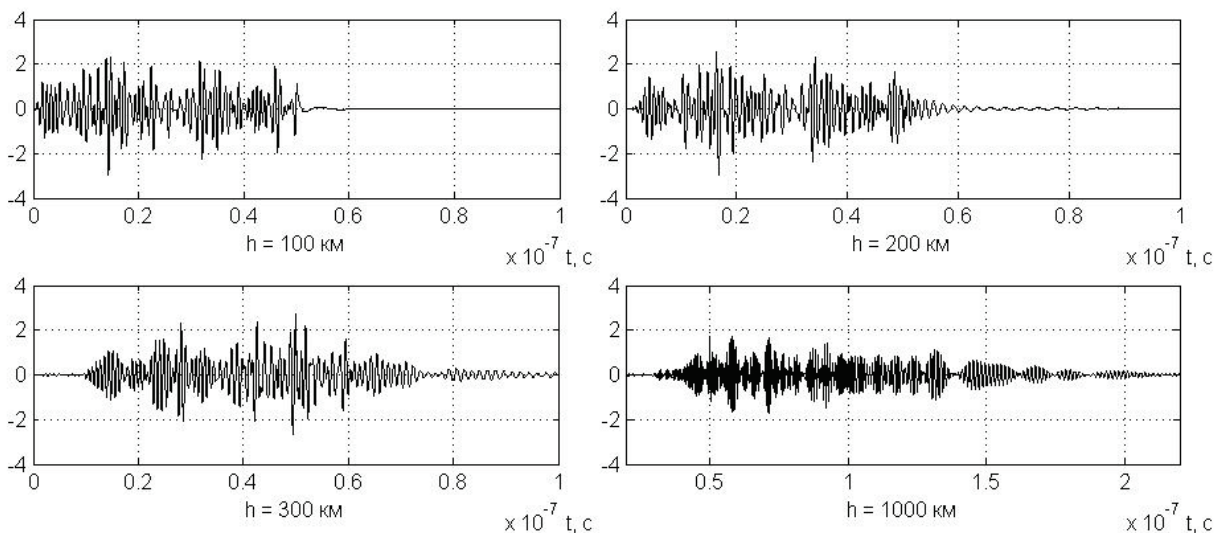


Рис. 12. Осциллограммы СШПШ-сигналов для высот 100 км, 200 км, 300 км и 1000 км

На рис. 12 видно, что минимальные искажения формы СШПШ-сигнала наблюдаются на высоте  $\sim 200$  км. На высоте 1000 км длительность СШПШ-сигнала по уровню 0,1 увеличивается в  $\sim 3$  раза. С увеличением высоты наблюдается запаздывание переднего фронта для всех рассматриваемых сигналов.

На рис. 13 приведены графики зависимостей частоты от времени для СШПШ-сигналов на высотах 300 км и 1000 км для временных интервалов, на которых существуют сигналы.



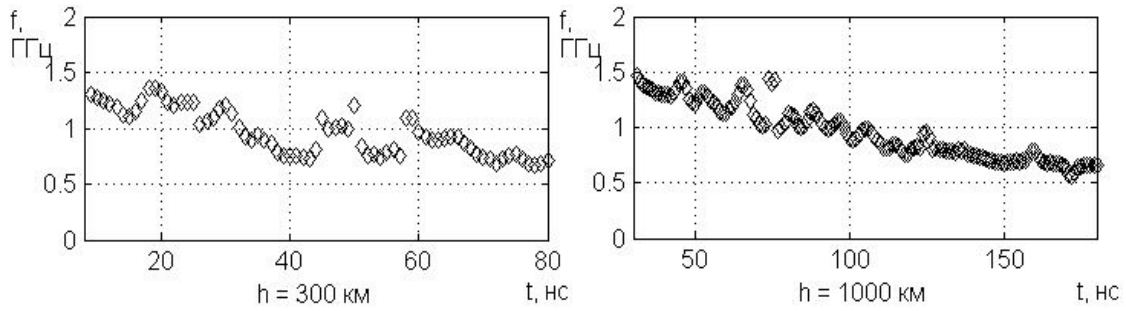


Рис. 13. Графики зависимостей частоты от времени для СППШ-сигналов на высотах 300 км и 1000 км

На рис. 13 видно, что при  $h = 1000$  км зависимость частоты от времени близка к гиперболической, график при  $h = 300$  км имеет схожий характер на меньшем временном интервале.

На рис. 14 приведены спектры СППШ-сигналов для различных высот.

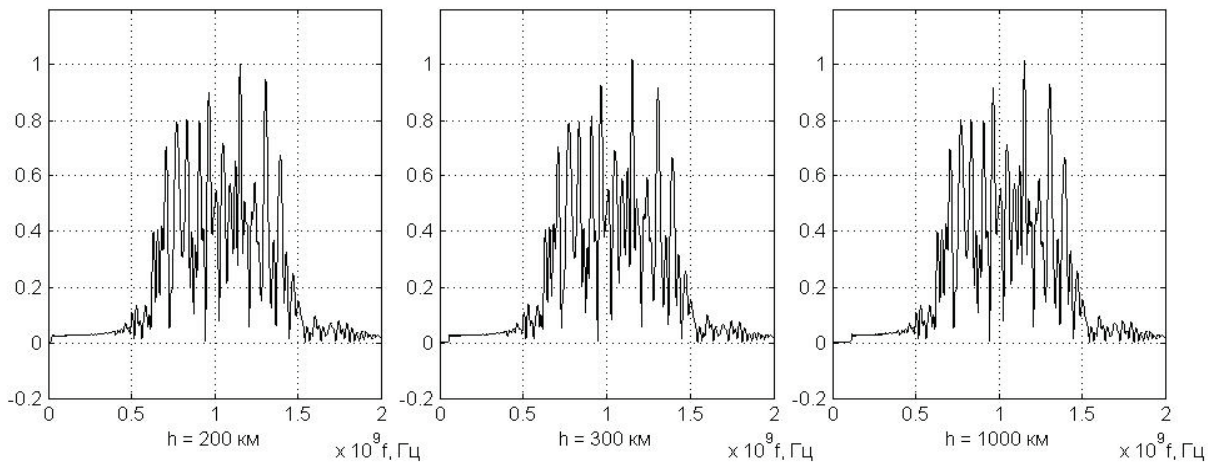


Рис. 14. Спектры СППШ-сигналов для высот 200 км, 300 км и 1000 км

Сравнительный анализ спектрограмм, приведённых на рис. 2г и рис. 14, показывает, что спектр СППШ-сигнала также сохраняется для высот до 1000 км.

Результаты оценки угла поворота плоскости поляризации  $\psi$  в зависимости от высоты  $h$  для частот  $f = 0,7 - 1,3$  ГГц при  $\theta = 0^\circ$  приведены на рис. 15.

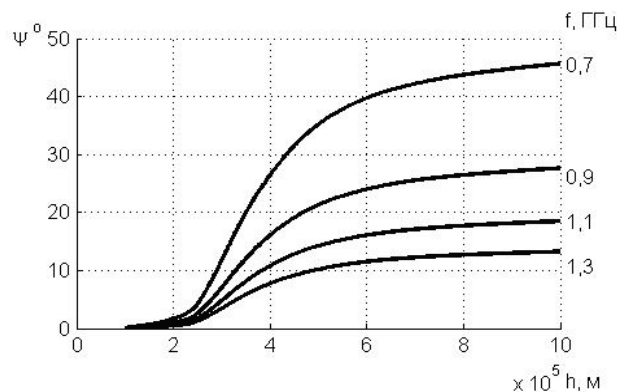


Рис. 15. Графики зависимости угла поворота плоскости поляризации  $\psi$  от высоты  $h$

На рис. 15 можно видеть, что при  $f < 0,7$  ГГц величина  $\psi$  не превышает  $45^0$ .

На рис. 16 приведены спектры всех видов рассматриваемых сигналов на высотах 300 км и 1000 км с учётом поворота плоскости поляризации.

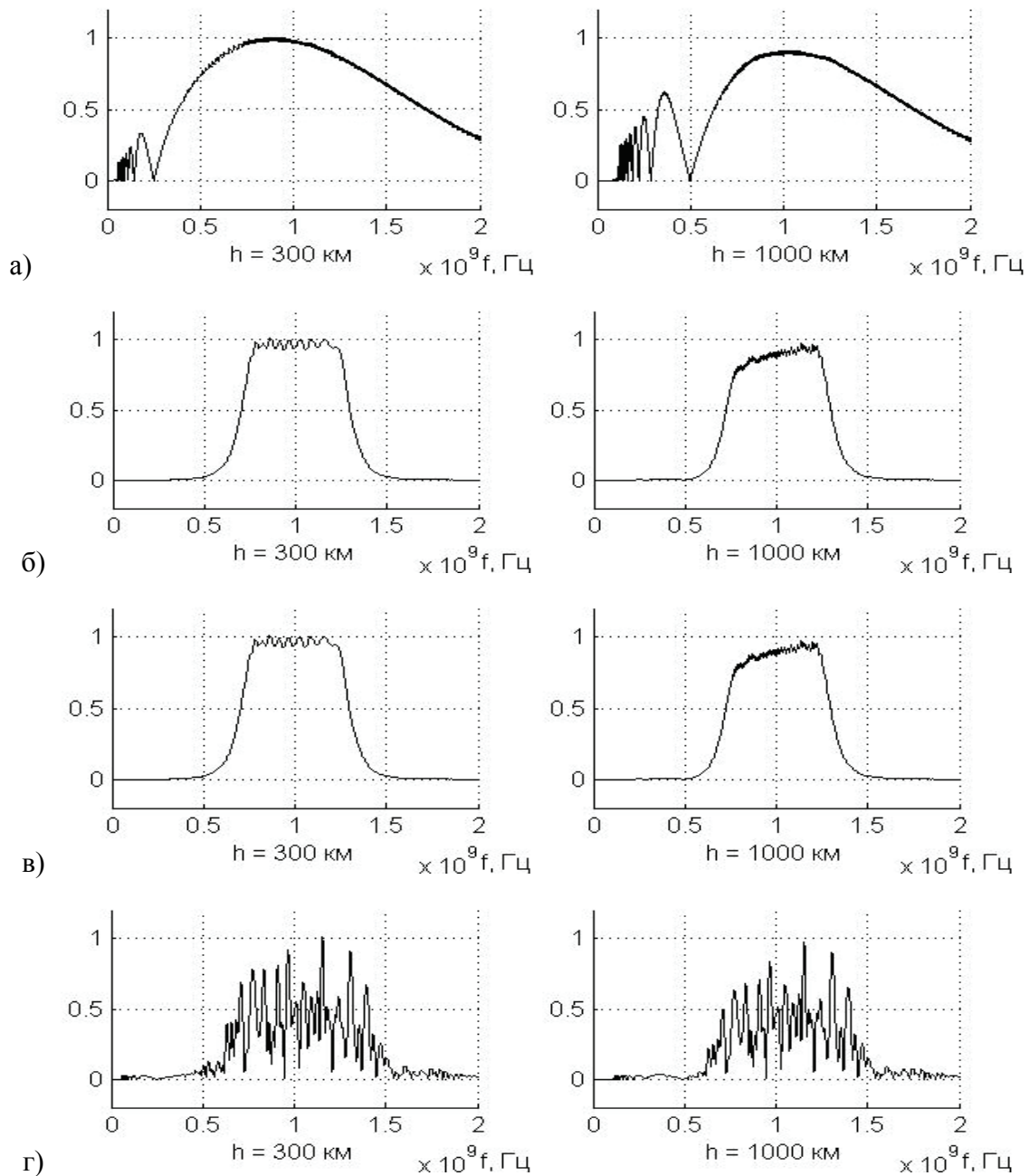


Рис. 16. Графики модулей амплитудных спектров сигналов на высотах 300 км и 1000 км:  
 а) СКИ-сигнала; б) ЛЧМН-сигнала; в) ЛЧМС-сигнала; г) СШПШ-сигнала

На рис. 16 видно, что на высотах до 300 км поворот плоскости поляризации практически не приводит к уменьшению уровней спектральных составляющих для всех видов рассматриваемых сигналов. На высоте 1000 км наблюдается уменьшение уровней низкочастотных спектральных составляющих, для частоты 0,7 ГГц этот уровень составляет не более 0,7. Для модуля амплитудного спектра СКИ-сигналов провалы на частотах менее 0,5 ГГц соответствуют поворотам плоскости поляризации на углы, кратные  $90^0$ .

## Заключение

Теоретические исследования прохождения сигналов с широким спектром через ионосферу Земли показали, что дисперсионные искажения приводят к значительным изменениям временной формы сигналов. Для СКИ импульса характерно преобразование излучаемого моноцикла Гаусса в ЧМ-радиоимпульс. Для ЛЧМ-радиоимпульса с монотонно нарастающей частотой характерно первоначальное уменьшение длительности с увеличением амплитуды и последующее растяжение во времени при дальнейшем распространении. Для ЛЧМ-радиоимпульса с монотонно спадающей частотой и СШПШ-сигнала дисперсионные искажения проявляются в виде увеличения их длительности с уменьшением амплитуды. Для всех рассматриваемых видов сигналов наблюдается запаздывание переднего фронта.

Зависимости частоты от времени при  $h = 1000$  км для всех видов сигналов повторяются и имеют близкий к гиперболическому характер.

Форма огибающей энергетических спектров рассмотренных сигналов, прошедших через ионосферу Земли, почти не искажается.

Поворот плоскости поляризации для сигналов со спектром, сосредоточенным в области частот выше 0,7 ГГц, не превышает  $45^{\circ}$ .

Полученные результаты могут быть использованы при проектировании РТС, использующих сигналы с широким спектром как наземного, так и космического базирования.

## Список литературы

1. Вопросы перспективной радиолокации / Под ред. Соколова А.В. Москва, Радиотехника, 2003, 512 с.
2. Меркулов В.И., Сузанский Д.Н., Чернов В.С. Перспективы применения сверхкоротких импульсных сигналов в авиационных бортовых радиолокационных системах // Антенны, Вып. 10(209), 2014, С. 11-19.
3. Иммореев И.Я. Сверхширокополосные радары. Особенности и возможности // Радиотехника и электроника, Том 54, № 1, 2009, С. 5-31.
4. Дмитриев В. Технология передачи информации с использованием сверхширокополосных сигналов // Компоненты и технологии, № 9, 2003, С. 72-76.
5. Дмитриев В. Технология передачи информации с использованием сверхширокополосных сигналов // Компоненты и технологии, № 1, 2004, С. 64-67.
6. Арманд Н.А. Распространение широкополосных сигналов в дисперсионных средах // Радиотехника и электроника, Т. 48, № 9, 2003, С. 1045-1057.
7. Лазоренко О.В., Черногор Л.Ф. Сверхширокополосные сигналы и физические процессы. 2 Методы анализа и применение // Радиофизика и радиоастрономия, Т. 13, № 4, 2008, С. 270-322.
8. Белов А.С., Яркина Е.Ю. Особенности распространения сверхширокополосных электромагнитных импульсов в ионосфере Земли // Труды XIV научной конференции по радиофизике, ННГУ, 2010, С. 16-17.
9. Брюнелли Б.Е., Намгаладзе А.А. Физика ионосферы // М.: Наука, 1988, 528 с.
10. ГОСТ 25645.146-89 Ионосфера Земли. Модель глобального распределения концентрации, температуры и эффективной частоты соударений электронов.

**А.А. Калентьев, И.М. Добуш, Д.В. Гарайс, А.Е. Горяинов, Л.И. Бабак**

**Лаборатория интеллектуальных компьютерных систем,  
Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники  
(ТУСУР), г. Томск**

**РАЗРАБОТКА МИС СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ  
ДИАПАЗОНА 3-20 ГГц НА ОСНОВЕ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА**

Представлен метод автоматического синтеза схем СВЧ линейных и малошумящих усилителей (МШУ) на основе генетического алгоритма непосредственно по требованиям к комплексу характеристик. Контроль структуры и значений элементов усилителей дает возможность получать практически реализуемые решения. При синтезе МИС усилителей используются точные модели пассивных монолитных элементов. Подход реализован в программе *Geneamp*, с ее помощью разработана и затем изготовлена GaAs МИС сверхширокополосного МШУ диапазона 3-20 ГГц с характеристиками на уровне зарубежных аналогов.

Ключевые слова: МИС, сверхширокополосный малошумящий усилитель, синтез, генетический алгоритм

**A.A. Kalentyev, I.M. Dobush, D.V. Garays, A.E. Goryainov, L.I. Babak**

**Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR),  
40 Lenin Av., Tomsk**

**DESIGN OF ULTRA WIDEBAND 3-20 GHz MMIC LOW NOISE  
AMPLIFIER USING GENETIC ALGORITHM**

A technique for automated synthesis of linear and low noise amplifiers (LNAs) based on genetic algorithm is presented. It accounts for a simultaneous set of LNA performances; also, it allows the control of amplifier structure and element values leading to practical solutions. When designing MMIC amplifiers, exact models of passive monolithic elements are used. The technique is implemented in the software tool *Geneamp*, with its help the high-performance 3–20 GHz GaAs LNA is developed and then produced.

Keywords: MMIC, ultra wideband, LNA, synthesis, genetic algorithm

**Введение.** Применение СВЧ монолитных интегральных схем (МИС) позволяет значительно улучшить основные технические параметры радиоэлектронных систем (РЭС), кардинально снизить массу и габариты аппаратуры, повысить надежность ее функционирования, уменьшить трудоемкость и себестоимость изготовления радио-электронных изделий в серийном производстве. Важным элементом РЭС являются МИС СВЧ транзисторных малошумящих усилителей (МШУ), и, в частности, сверхширокополосных (СШП) МШУ, которые находят применение в средствах радиоэлектронного мониторинга, пеленгации, измерительной аппаратуре и др.

Вопросам проектирования СВЧ МШУ посвящено большое количество работ отечественных и зарубежных авторов, предложено значительное число схем усилителей, а также методик их расчета. Тем не менее проблема оперативной разработки СВЧ МШУ остается весьма актуальной. Это связано, в частности, с трудоемкостью и значительными сроками проектирования СВЧ усилителей при использовании существующих подходов, постоянно возрастающим объемом разработки СВЧ МШУ в различных частотных поддиапазонах, повышением требований и нехваткой опытных квалифицированных специалистов.

Кардинальным выходом из указанной проблемы является решение задачи автоматической генерации (синтеза) принципиальных схем СВЧ усилителей непосредственно по заданным ограничениям на характеристики при снижении требований к необходимой квалификации разработчика. Сравнительно недавно начались интенсивные исследования в области развития новых подходов к решению общей задачи структурно-параметрического синтеза радиоэлектронных устройств (РЭУ), основанных на принципах искусственного интеллекта и эволюционных вычислений. Появилась даже новая область – *эволюционная электроника*, которая занимается применением указанных принципов к синтезу цифровых и аналоговых РЭУ [1]. Перспективным подходом в этой области является использование эволюционных и генетических (ГА) алгоритмов [2-4], имитирующих эволюционные процессы в природе – механизмы генетического наследования, мутации, скрещивания и естественного отбора.

Целью настоящей работы является исследование и применение нового подхода к проектированию СВЧ линейных и малозумящих усилителей на основе ГА. Эффективность представленного подхода демонстрируется на примере разработки и экспериментального исследования МИС сверхширокополосного МШУ диапазона 3-20 ГГц, выполняемой на основе 0,15 мкм *GaAs pHEMT* технологии. Разработанная МИС МШУ обладает характеристиками на уровне лучших зарубежных аналогов.

**Процедура синтеза СВЧ усилителей на базе генетического алгоритма [5, 6].** С целью ограничения поискового пространства для ГА были проанализированы существующие принципиальные схемы СВЧ транзисторных усилителей каскадного типа и определены наиболее часто используемые структурные схемы этого класса устройств. На рис. 1 представлена типовая структурная схема однокаскадного усилителя, она содержит активный блок (АБ) и реактивные либо диссипативные четырехполусные согласующе-корректирующие цепи (СКЦ). Аналогичный вид имеют структурные схемы многокаскадных усилителей, представляющие собой каскадное соединение АБ и СКЦ.

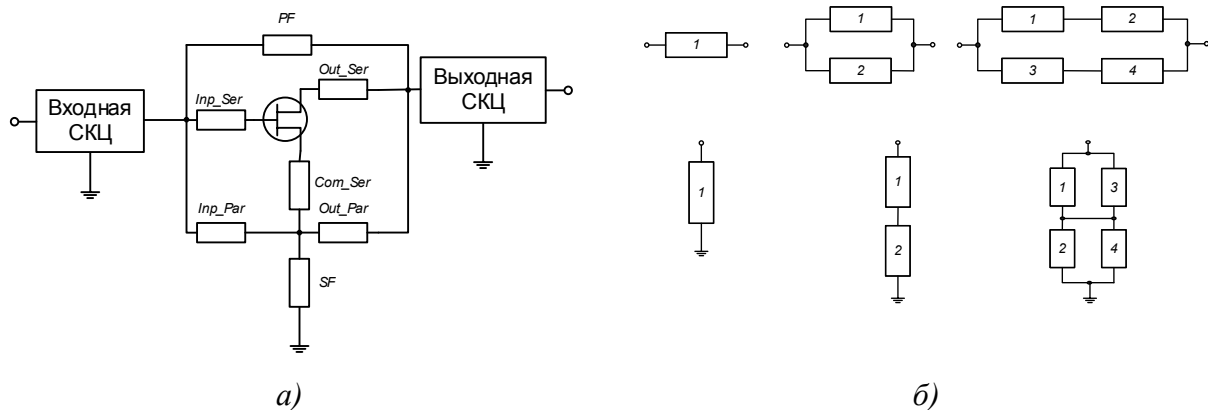


Рис. 1. *а* – структурная схема однокаскадного усилителя;  
*б* – структуры пассивных блоков

На основе обобщения найденных в литературе частных структурных схем АБ построена обобщённая структурная схема (обобщённый шаблон) активного блока СВЧ усилителя. Она содержит активный элемент (транзистор) и подключённые к нему пассивные блоки (ПБ) – цепи коррекции и обратной связи (ОС), см. рис. 1*а*. В активный блок могут входить до 7 ПБ (рис. 1*а*), в том числе последовательный ПБ на входе (*In\_Ser*), последовательный ПБ на выходе (*Out\_Ser*), общий последовательный ПБ (*Com\_Ser*), параллельный ПБ на входе (*In\_Par*), параллельный ПБ на выходе (*Out\_Par*), ПБ последовательной обратной связи (ОС) (*SF*), ПБ параллельной ОС (*PF*). Заметим, что ПБ на схемах здесь и далее изображены топо-

логически в виде двухполюсников. Однако с точки зрения электрического описания они могут представлять собой и четырехполюсники.

Далее были рассмотрены используемые на практике структуры ПБ (рис. 1б). При этом в качестве составных блоков ПБ (обозначены на рис. 1б цифрами от 1 до 4) могут выступать как одиночные пассивные элементы, так и параллельное или последовательное включение двух пассивных элементов (рис. 2а). Помимо найденных в литературе для использования в АБ других возможных вариантов цепей коррекции и ОС были специально добавлены две более сложные структурные схемы ПБ с четырьмя составными блоками (рис. 2а). Благодаря этому в процессе структурного синтеза могут генерироваться цепи (а значит, и усилители) с неизвестными ранее конфигурациями, т.е. обеспечивается возможность «творческого» проектирования СВЧ усилителей

СКЦ имеют лестничную структуру, т.е. в звеньях содержатся последовательно и параллельно включенные ПБ, структура которых аналогична показанной на рис. 1б.

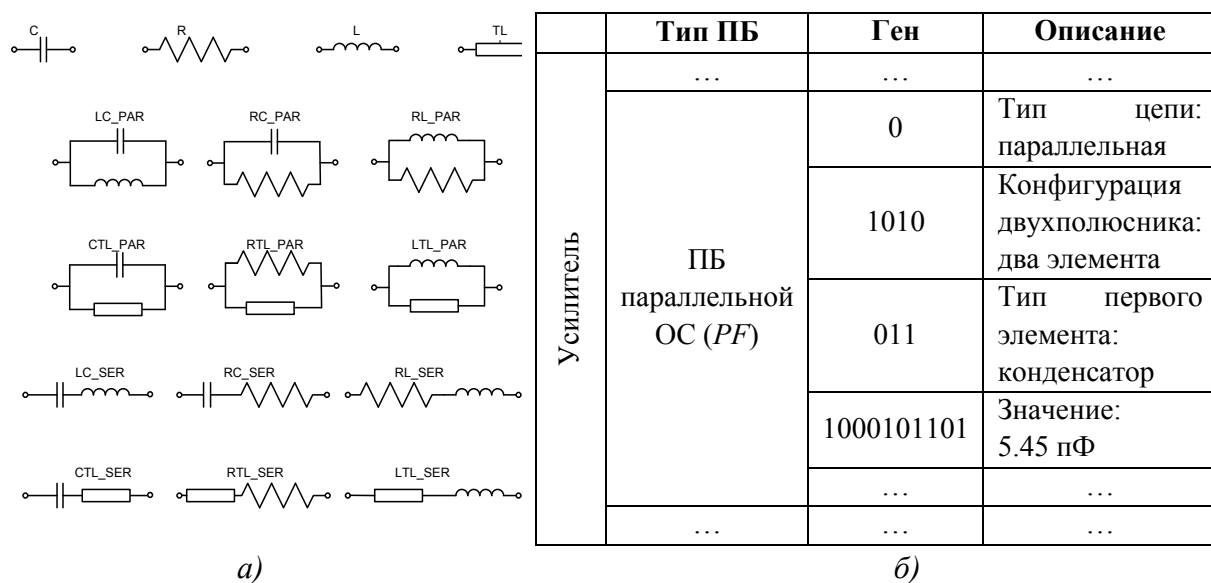


Рис. 2. а – типы используемых в ПБ элементов и соединений элементов; б – пример декодирования хромосомы

В результате такой структурной декомпозиции одно- или многокаскадного СВЧ усилителя задача синтеза его принципиальной схемы сводится к определению типов и способов включения ПБ, типов и параметров пассивных элементов, при которых выполняются требования к комплексу характеристик усилителя.

Для осуществления поиска схем СВЧ усилителей по заданному шаблону выбран бинарный (двоичный) ГА из-за лучшей сходимости в ограниченном поисковом пространстве. Для осуществления структурно-параметрического синтеза информация о схеме усилителя представляется в виде двоичной строки – «хромосомы», которая состоит из частей – «генов». С помощью генов (двоичных чисел определенной длины) кодируются способы включения, типы и значения ПБ в активных блоках и СКЦ, типы и значения элементов в ПБ. Пример декодирования участка хромосомы в соответствующую ей часть схемы усилителя приведен на рис. 2б.

Особенностью ГА является то, что он оперирует с совокупностью хромосом – популяцией. В данном случае популяция – это множество вариантов усилителя, различающихся схемой и элементами. Каждому варианту усилителя, закодированному в виде хромосомы, соответствует некоторое значение целевой функции (ЦФ). Для определения значения ЦФ

сначала хромосома декодируется, т.е. по ней восстанавливается принципиальная схема и величины всех элементов усилителя. После этого для текущего варианта усилителя рассчитываются частотные зависимости его характеристик – параметров рассеяния, коэффициента шума, коэффициента устойчивости и др. Далее рассчитывается скалярная ЦФ в виде свертки критериев, она показывает, насколько комплекс характеристик усилителя отвечает поставленным требованиям.

На каждой итерации ГА популяция обновляется таким образом, чтобы оставались или появлялись хромосомы (варианты усилителя) с лучшими значениями ЦФ. При обновлении популяции используются основные механизмы ГА, имитирующие процессы эволюции и естественного отбора – генерация новых хромосом, кроссовер (скрещивание хромосом), мутация и селекция (выбор) лучших хромосом. В ходе работы ГА генерируются варианты усилителей, которые все в большей степени отвечают требованиям. Итерации ГА завершаются либо автоматически при достижении заданных значений ЦФ или времени синтеза, либо при остановке программы пользователем.

**Программа структурно-параметрического синтеза линейных и малошумящих СВЧ усилителей [5, 6].** В принципе рассмотренный подход может быть применен как к линейным усилителям, так и к усилителям мощности (УМ). Однако для получения удовлетворительных результатов число итераций ГА должно составлять несколько тысяч раз. При этом для нелинейных цепей, к которым относятся УМ, синтез принципиальной схемы будет требовать слишком много времени. Поэтому подход был осуществлен применительно к линейным и малошумящим усилителям. Он был реализован в программе структурно-параметрического синтеза СВЧ усилителей *Geneamp*.

В качестве исходных данных при синтезе пользователь задает:

- ограничения на структуру усилителя – число усилительных каскадов, наличие или отсутствие входной, выходной и межкаскадных СКЦ;
- ограничения на структуру каждого усилительного каскада (АБ и СКЦ) – число, возможные типы (рис. 1б) и способы включения ПБ в каждом активном блоке и каждой СКЦ; возможные типы пассивных элементов и их соединений (рис. 2а) в каждом ПБ;
- требования к комплексу характеристик усилителя в полосе частот (коэффициент усиления, коэффициент шума, уровень согласования на входе и выходе, устойчивость).

В процессе синтеза программа, исходя из требований к характеристикам СВЧ усилителя, автоматически генерирует несколько различных принципиальных схем МШУ. Особенностью программы *Geneamp* является возможность полного контроля структуры и значений элементов синтезируемых усилителей, что позволяет получать практически реализуемые решения.

**Реализация синтеза МИС СВЧ усилителей [6].** Первоначально в программе *Geneamp* использовались только модели идеальных пассивных *RLC*-элементов и линий передачи (*TL*). Однако при проектировании МИС усилителей необходимо использовать точные модели монолитных пассивных компонентов, учитывающие влияние различных паразитных параметров (подложки, подводящих контактов и др.).

Поэтому для реализации синтеза монолитных СВЧ усилителей в программу были включены параметрические модели сосредоточенных пассивных компонентов МИС. В частности, для GaAs МИС – это модели полупроводникового и тонкопленочного резисторов и МДМ-конденсатора, которые имеют два варьируемых параметра (длину  $l$  и ширину  $w$  элемента), а также модель спиральной катушки индуктивности, имеющая три параметра (радиус  $r$ , количество витков  $n$  и зазор между витками  $s$ ). Модели представляют собой эквивалентные схемы, параметры которых зависят от геометрических размеров компонентов. Микрополосковые линии (МПЛ) передачи описываются моделью однородной длинной линии с потерями

ми. Все модели пассивных монолитных элементов должны соответствовать используемой технологии изготовления МИС.

**Автоматизированный синтез МИС МШУ диапазона 3-20 ГГц.** Приведем практический пример проектирования МИС сверхширокополосного МШУ, выполняемого по 0,15 мкм GaAs pHEMT технологии компании Win Semiconductors (Тайвань). К усилителю предъявляются следующие требования: полоса частот  $\Delta f = 3 \dots 20$  ГГц; коэффициент усиления  $G = 11 \pm 1$  дБ; коэффициент шума  $F \leq 2,5$  дБ; модули входного и выходного коэффициентов отражения  $|S_{11}| \leq 0,33$  (-9,63 дБ),  $|S_{22}| \leq 0,33$  (-9,63 дБ); усилитель должен быть безусловно устойчивым во всем диапазоне частот ( $k > 1$ ).

Перед началом проектирования были предварительно оценены основные характеристики транзисторов, изготавливаемых на основе применяемой технологии. В частности, транзистор с шириной затвора  $W_g = 4 \times 50$  мкм в рабочей точке  $V_{ds} = 2$  В,  $I_{ds} = 45$  мА на частоте 20 ГГц имеет минимальный коэффициент шума  $F_{\min} \approx 1,35$  дБ и максимальный коэффициент усиления  $G_{\max} \approx 15$  дБ.

Таким образом, для обеспечения необходимого коэффициента усиления в усилителе достаточно использовать единственный каскад. Выберем структурную схему МШУ, показанную на рис. 1а. Ограничения, заданные на структуру АБ, число и типы элементов пассивных цепей однокаскадного МШУ при синтезе представлены в табл. 1.

Таблица 1

Ограничения на структуру МШУ

Типы СКЦ и ПБ	Число элементов	Типы элементов	Специальные требования
СКЦ на входе	3	все возможные $R, L, C, TL$	- разделительные конденсаторы; - подача напряжений питания и смещения на транзистор
СКЦ на выходе	3		
Параллельная ОС	4	все возможные $R, L, C, TL$	- последовательное включение конденсатора
Последовательная ОС	1	$L, TL$	—
Последовательный ПБ на входе	1	$L, TL$	—
Последовательный ПБ на выходе	1	$L, TL$	—

Ограничения на величины параметров пассивных элементов МИС приведены в табл. 2.

Таблица 2

Диапазоны варьирования параметров пассивных элементов МИС

Тип пассивного элемента	Параметр	Тип параметра	Диапазон значений параметра
GaAs резистор	длина	варьируемый	10÷110 мкм
	ширина	варьируемый	10÷50 мкм
МДМ-конденсатор	длина	варьируемый	10÷125 мкм
	ширина	варьируемый	10÷125 мкм
Спиральная катушка индуктивности	радиус внутреннего витка	варьируемый	35÷40 мкм
	количество витков	варьируемый	1,5÷6,5



Тип пассивного элемента	Параметр	Тип параметра	Диапазон значений параметра
МПЛ с потерями	волновое сопротивление	варьируемый	10÷100 Ом
	физическая длина	варьируемый	10÷300 мкм
	относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r$	статический	11,0
	потери	статический	70 дБ/м
	частота масштабирования потерь	статический	20 ГГц

Расчет значений характеристик при синтезе монолитного МШУ проводился в 18 частотных точках, расположенных в интервале частот 3...20 ГГц. Ограничение на коэффициент устойчивости ( $k>1$ ) контролировалось в диапазоне частот 0,1...40 ГГц.

Критерием остановки процесса синтеза являлось время одного запуска программы *Geneamp* – не более 30 мин. Всего было проведено 10 запусков программы по 30 минут каждый, параметры и схемы нескольких полученных вариантов однокаскадных МШУ представлены в табл. 3 и на рис. 3 соответственно.

Таблица 3

Параметры синтезированных МШУ диапазона 3-20 ГГц

Номер запуска	$G$ , дБ	$NF$ , дБ	$ S_{11} $ , дБ	$ S_{22} $ , дБ	$k$
1	10,96±1	2,61	-8,27	-10,66	1,16
2	11,19±0,32	2,43	-9,93	-9,43	1,05
<b>3</b>	<b>11,49±0,16</b>	<b>2,36</b>	<b>-10,56</b>	<b>-11,69</b>	<b>1,18</b>
4	11,09±0,81	2,54	-8,04	-9,50	1,22
5	10,69±0,91	2,68	-7,21	-12,57	1,20
6	12,08±1,22	2,27	-6,91	-10,36	1,09
7	10,44±1,34	2,64	-6,78	-11,02	1,18
8	10,84±0,74	2,36	-7,99	-11,34	1,15
9	10,61±1,31	2,60	-6,71	-5,3	1,01
10	10,36±1,36	3,58	-1,69	-9,99	1,09

Как следует из табл. 3, характеристики синтезированных МШУ близки к предъявляемым требованиям. Кроме того, из полученных результатов следует, что поставленному комплексу требований к МШУ соответствуют несколько разных схем (рис. 3). Наилучшие характеристики обеспечивает схемотехническое решение на рис. 3а, полученное при запуске №3 программы *Geneamp*. Видно, что эта схема обладает избыточностью – дублирование конденсаторов в цепи параллельной ОС, поэтому при экспорте схемы в САПР Microwave Office указанные элементы были объединены.

На рис. 4 изображены смоделированные частотные характеристики синтезированного на основе ГА монолитного МШУ (запуск № 3, рис. 3а). Следует отметить, что дополнительная параметрическая оптимизация с целью улучшения характеристики МИС МШУ не проводилась.

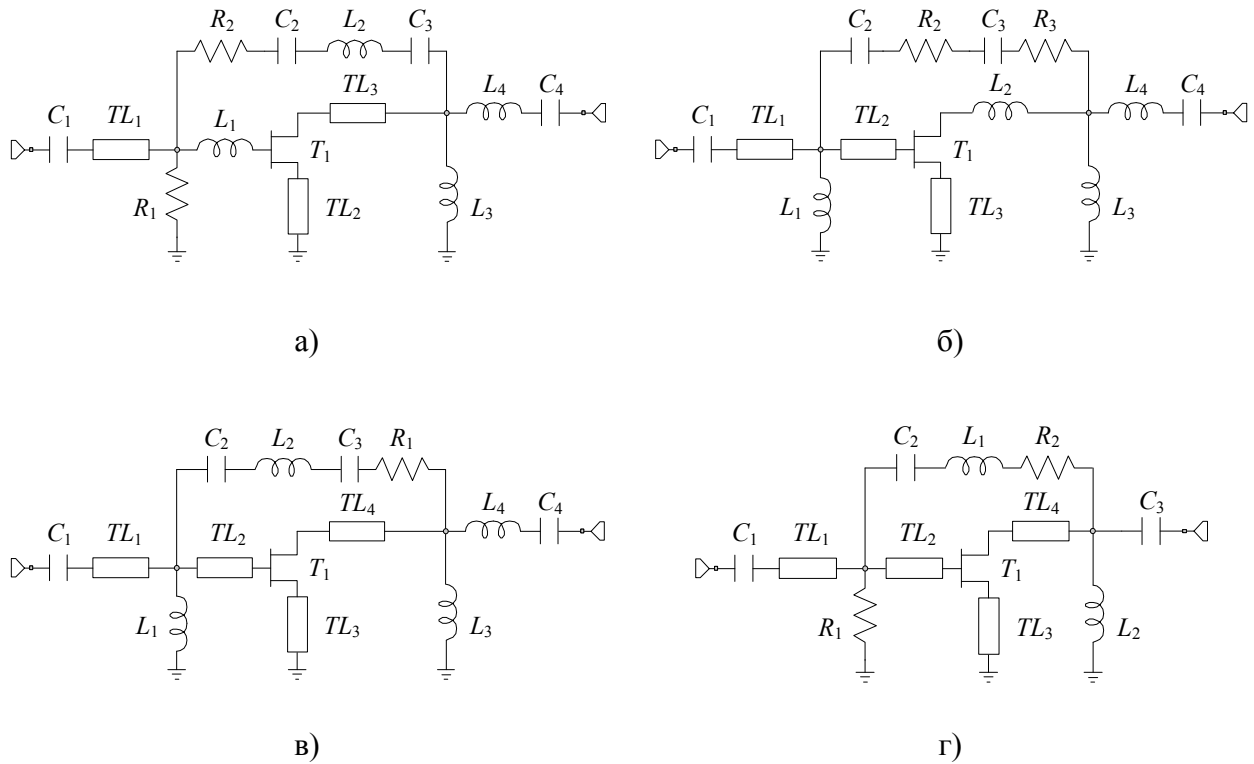


Рис. 3. Варианты принципиальных схем синтезированных однокаскадных МШУ в программе Geneamp (а – запуск № 3, б – запуск № 1, в – запуск № 4, г – запуск № 9)

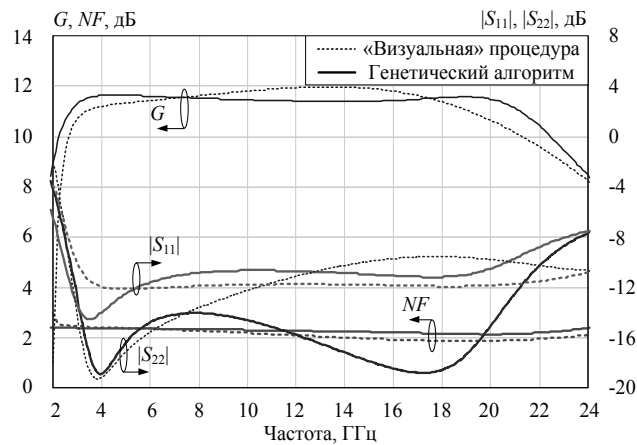


Рис. 4. Характеристики МИС МШУ: результаты автоматизированного проектирования с использованием ГА и «визуальной» процедуры (моделирование)

Для оценки качества найденных при автоматическом синтезе решений сравним схемы и характеристики представленных выше МШУ с результатом проектирования, полученным ранее опытным разработчиком по тем же исходным данным с помощью интерактивной «визуальной» процедуры [7]. Анализ табл. 3 и сопоставление с [7] показывает, что как схемы, так и параметры МИС МШУ, спроектированных двумя разными методами, близки. Это подтверждает рис. 4, где дополнительно приведены частотные характеристики монолитного МШУ, разработанного «визуальным» методом. При этом наиболее близким к схеме МШУ в [7] является вариант усилителя, показанный на рис. 3б.

Таким образом, предложенный метод автоматического синтеза на основе ГА позволяет спроектировать СВЧ линейные и малошумящие усилители, которые по характеристикам не уступают устройствам, разработанным опытными специалистами. При этом применение метода «визуального» проектирования и других известных подходов гораздо более трудоемко, предполагает наличие опыта и занимает не менее 1-2 дней, в то время как автоматический синтез МШУ с помощью программы Geneamp является весьма простым, не требует высокой квалификации и обычно требует нескольких часов.

С использованием САПР *Microwave Office* была разработана топология МИС МШУ с размерами  $1,3 \times 0,7$  мм<sup>2</sup>. После изготовления проведены зондовые измерения образцов усилителя. На рис. 5а приведены экспериментальные частотные характеристики МИС МШУ, а на рис. 5б – зависимости выходной мощности ( $P_{out}$ ) и коэффициента усиления ( $G$ ) от входной мощности ( $P_{in}$ ) на частоте 18 ГГц. Ток потребления усилителя 45 мА при напряжении питания 2 В.

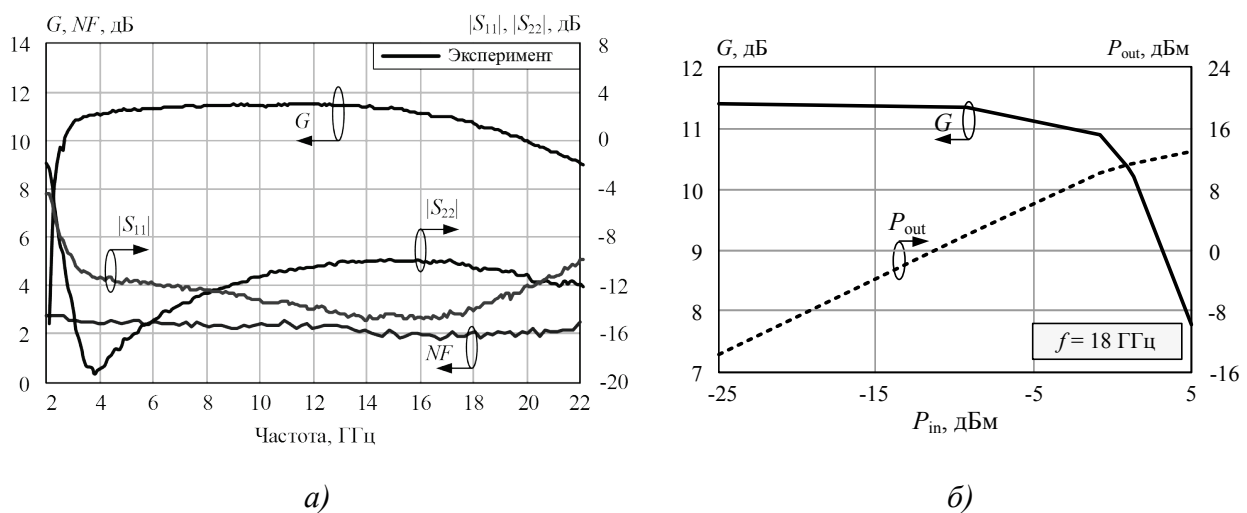


Рис. 5. Результаты измерений МИС МШУ: а – частотные характеристики; б – зависимости выходной мощности и коэффициента усиления от входной мощности на частоте 18 ГГц

В табл. 4 представлены характеристики серийно выпускаемых зарубежными фирмами ИМИС МШУ, работающих в близких частотных диапазонах. Видно, что разработанная МИС по совокупности параметров не уступает своим аналогам, а во многих случаях превосходит их.

Таблица 4

Сравнение разработанной МИС МШУ диапазона 3-20 ГГц с зарубежными аналогами

Производитель	$\Delta f$ , ГГц	$G$ , дБ	$F$ , дБ	$ S_{11} $ , дБ	$ S_{22} $ , дБ	$P_{out}$ 1дБ, дБм	$V_{ds}/I_{ds}$ , В/мА	Размеры, мм <sup>2</sup>
<b>Настоящая работа</b>	3–20	$10,7 \pm 0,7$	2,6	-9,98	-9,82	10,5	2/45	$1,3 \times 0,7$
Filtronic (LMA183)	2–18	$7,5 \pm 0,5$	5,5	-10	-10	10	4/50	$1,62 \times 2,38$
R. Dixit [8]	2–20	$10 \pm 0,5$	3,5	-14	-14	–	4/50	–
Hittite (HMC-ALH102)	2–20	$11 \pm 1$	4	-14,6	-11,8	10	2/55	$3,0 \times 1,435$
TriQuint (TGA1342-SCC)	2–20	$10,3 \pm 0,5$	5,5	-11,8	-13,5	17,5	6/60	$3,4 \times 2,0$

Производитель	$\Delta f$ , ГГц	$G$ , дБ	$F$ , дБ	$ S_{11} $ , дБ	$ S_{22} $ , дБ	$P_{out}$ 1дБ, дБм	$V_{ds}/I_{ds}$ , В/мА	Размеры, мм <sup>2</sup>
TriQuint (TGA8310–SCC)	2–20	$9,5 \pm 1$	5,5	–10,2	–8,65	17,5	5/60	4,1×2,4
Mimix (CMM4000–BD)	2–18	$9 \pm 0,5$	6	–9,9	–12,8	19	5/115	1×1,89
Hittite (HMC–ALH435)	5–20	$12,5 \pm 1,8$	2,2	–3,5	–7,3	14,5	5/30	1,48×0,9

**Заключение.** В статье описан и исследован новый метод структурно-параметрического синтеза СВЧ линейных и малошумящих усилителей на основе ГА. К его достоинствам относятся: возможность автоматической генерации нескольких различных принципиальных схем усилителей непосредственно по требованиям к комплексу характеристик; полный контроль структуры и значений элементов синтезируемых устройств, что позволяет получать практически реализуемые решения; использование при синтезе МИС усилителей точных моделей пассивных элементов, учитывающих потери и паразитные параметры. Метод реализован в программе *Geneamp*, применение которой существенно упрощает разработку СВЧ усилителей, снижает трудовые и временные затраты, а также требования к квалификации и опыту разработчика. Показано, что новый подход позволяет синтезировать усилители, не уступающие разработанным опытными специалистами.

Эффективность рассмотренного подхода продемонстрирована на примере разработки МИС сверхширокополосного МШУ диапазона 3–20 ГГц на основе 0,15 мкм *GaAs pHEMT* технологии. Разработанная МИС МШУ обладает характеристиками на уровне лучших зарубежных аналогов.

### Список литературы

1. Zebulum R.S., Pacheco M.A., Vellasco M.M.B. Evolutionary electronics: automatic design of electronic circuits and systems by genetic algorithms. 22nd ed. CRC press, 2001.
2. Ярушкина Н.Г. Основы теории нечетких и гибридных систем. М.: Финансы и статистика, 2004,- 320 с.
3. Курейчик В.М. Генетические алгоритмы. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 1998.
4. Змитрович А.И. Интеллектуальные информационные системы. – Минск: Изд-во ТетраСистемс, 1997,- 368 с.
5. Babak L.I. A New Genetic-Algorithm-Based Technique for Low Noise Amplifier Synthesis / Babak L.I, Kokolov A.A., Kalentyev A.A., Garays D.V. // The European Microwave Integrated Circuits Conference 2012. – PP. 381-384.
6. Калентьев А.А. Структурно-параметрический синтез СВЧ транзисторных усилителей на основе генетического алгоритма с использованием моделей монолитных элементов / Калентьев А.А., Гарайс Д.В., Добуш И.М., Бабак Л.И. // Доклады ТУСУРа, 2012, № 2 (26), С. 104-112.
7. Добуш И.М. Разработка GaAs-pHEMT-монолитного малошумящего усилителя диапазона 3–20 ГГц с использованием программ «визуального» проектирования / Добуш И.М., Самуилов А.А., Калентьев А.А., Горяинов А.Е., Черкашин М.В., Торхов Н.А., Бабак Л.И. // Доклады ТУСУРа, 2013, № 4 (30), С. 39-44.
8. R. Dixit. A family of 2-20 GHz broadband low noise AlGaAs HEMT MMIC amplifiers / R. Dixit, B. Nelson, W. Jones, J. Carillo. // Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, 1989. Digest of Papers., IEEE 1989. – IEEE, 1989. – PP. 15-19.

**А.В. Кашин, В.А. Козлов, А.Л. Кунилов, М.М. Ивойлова**

**ФГУП «ФНПЦ НИИС им. Ю.Е. Седаква», г. Нижний Новгород**

**ОСОБЕННОСТИ ВЗАИМНО КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ БОРТОВЫМИ РЛС  
ПРОШЕДШИХ ЧЕРЕЗ ИОНОСФЕРУ СИГНАЛОВ С ШИРОКИМ СПЕКТРОМ**

На основе общей методологии исследована возможность обработки прошедших через ионосферу Земли сигналов с широким спектром – сверхкоротких импульсов, радиоимпульсов с ЛЧМ и СШП-шумовых сигналов взаимно корреляционным методом. Получены численные оценки ожидаемых ошибок измерения дальности РЛС.

Ключевые слова: обработка сигналов с широким спектром, ионосферные искажения сигналов, бортовые РЛС, СШП-сигналы

**A.V. Kashin, V.A. Kozlov, A.L. Kunilov, M.M. Ivoylova**

**FSUE "FSPC Y.E. Sedakov NIIS", Nizhny Novgorod**

**FEATURES OF PASSED THROUGH IONOSPHERE WIDE SPECTRUM SIGNALS PROCESSING  
WITH CROSS-CORRELATION METHOD NOBOARD RADAR**

On the basis of common methodology, there is researched the possibility of cross-correlation method processing of wide spectrum signals passing through the Earth ionosphere: ultrashort pulses, chirp modulation radio-frequency pulses and UWB-noise signals. The radar distance measurement expected error number estimates are obtained.

Keywords: wide spectrum signal processing, signals ionospheric distortion, onboard radar, UWB-signals

**Введение**

Одним из основных направлений развития современных радиолокационных средств является создание бортовых РЛС, использующих зондирующие сигналы с широким спектром, применение которых обеспечивает высокую разрешающую способность по дальности, электромагнитную совместимость и скрытность работы. К классу подобных сигналов относятся сверхкороткие импульсы (СКИ-сигналы), радиоимпульсы с ЛЧМ (ЛЧМ-сигналы) и сверхширокополосные (СШП) шумовые сигналы (СШПШ-сигналы) [1]. Эффективность применения этих сигналов в наземной аппаратуре подтверждена результатами теоретических и экспериментальных исследований [2-5].

Однако вопросы использования сигналов с широким спектром в бортовой радиолокационной аппаратуре космического базирования подробно и системно не исследованы. Наиболее важным среди них является определение оптимальных или близких к ним методов обработки отражённых сигналов, учитывающих дисперсионные искажения на ионосферной трассе.

Из теории оптимального приёма известно, что его реализация в РЛС возможна методом согласованной фильтрации или методом корреляционной обработки, основанном на определении взаимно корреляционной функции излучаемого и принимаемого сигналов [6]. Однако

применение метода согласованной фильтрации для обработки прошедших ионосферу сигналов с широким спектром проблематично ввиду априори неизвестной временной формы этих сигналов.

Целью настоящей работы являлось исследование на основе общей методологии возможности обработки прошедших через ионосферу Земли сигналов с широким спектром – СКИ-, ЛЧМ- и СШПШ-сигналов взаимно корреляционным методом (ВКО), а также численные оценки ожидаемых ошибок измерения дальности.

Исследования проводились с применением методов математического и численного моделирования, при этом использовались модели сигналов, ионосферы и дисперсионных искажений сигналов, приведённые в настоящем сборнике (см. М.М. Ивойлова «Исследование дисперсионных искажений сигналов с широким спектром при распространении в ионосфере Земли»).

### **1 Модели зондирующих и принимаемых сигналов**

В качестве зондирующих сигналов рассматривались:

- СКИ-сигнал, в виде моноцикла Гаусса;
- ЛЧМ-сигнал с монотонно нарастающей перестройкой частот (ЛЧМН);
- ЛЧМ-сигнал с монотонно спадающей перестройкой частот (ЛЧМС);
- СШП-шумовой сигнал (СШПШ).

Теоретические исследования прохождения сигналов с широким спектром через ионосферу показали, что дисперсионные искажения приводят к значительным изменениям временной формы сигналов, вызванным смещением более низкочастотных спектральных составляющих влево по временной оси. Проявляются такие искажения в виде увеличения длительности сигналов при уменьшении их амплитуды [7-10].

Для СКИ-сигнала характерно преобразование излучаемого моноцикла Гаусса в ЧМ-радиоимпульс, для ЛЧМН-сигнала – первоначальное уменьшение длительности с увеличением амплитуды и последующее растяжение во времени при дальнейшем распространении. Для ЛЧМС-сигнала и СШПШ-сигнала дисперсионные искажения проявляются в виде увеличения их длительности при уменьшении амплитуды. Для всех рассматриваемых видов сигналов наблюдается запаздывание переднего фронта.

Ширина спектров ЛЧМ и СШПШ зондирующих сигналов составляла  $\Delta f \sim 0,6$  ГГц при центральной частоте  $f_0 \sim 1$  ГГц, их длительность  $\sim 5$  мкс. Длительность СКИ-сигнала составляла  $\sim 1$  нс.

При моделировании рассматривался случай расположения РЛС и цели на высотах, соответствующих максимуму концентрации электронов в ионосфере (использованная модель ионосферы соответствует стандарту [11] для средних широт в марте в дневные часы, при среднем значении числа Вольфа 150), дальность до цели  $R$  составляла  $R_1 = 600$  м и  $R_2 = 6000$  м.

На рис. 1 приведены осциллограммы зондирующих и принимаемых сигналов при дальностях до цели  $R_1 = 600$  м и  $R_2 = 6000$  м.

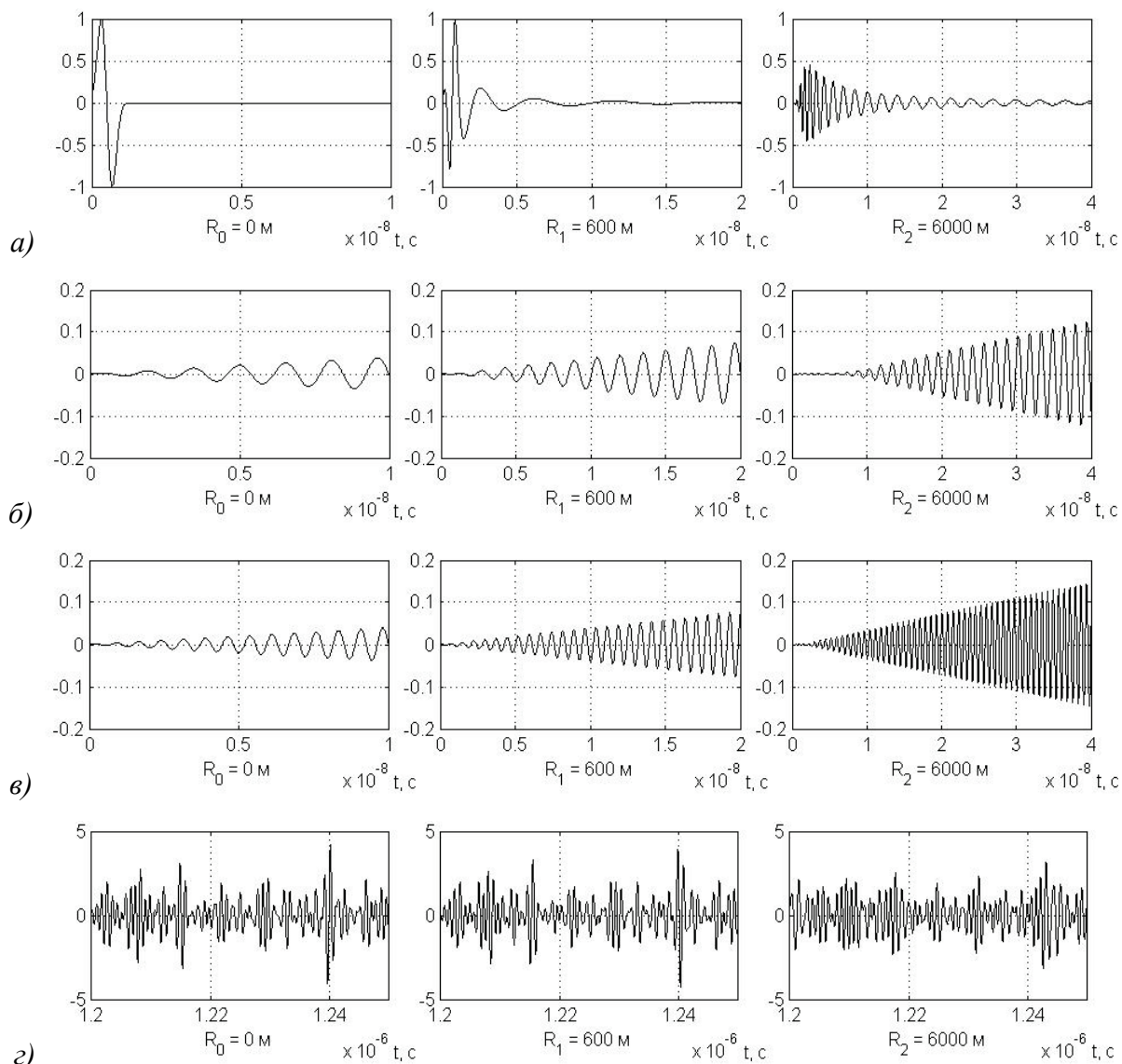


Рис. 1. Осциллограммы зондирующих ( $R_0 = 0$  м) и принимаемых сигналов ( $R_1 = 600$  м,  $R_2 = 6000$  м): а) СКИ-сигнала; б) ЛЧМН-сигнала; в) ЛЧМС-сигнала; г) СШПШ-сигнала

Форма огибающей энергетических спектров рассматриваемых сигналов после прохождения через ионосферу Земли почти не изменяется.

## 2 Модель РЛС с обработкой сигналов методом ВКО

Функциональная схема РЛС с обработкой сигнала методом ВКО приведена на рис. 2.

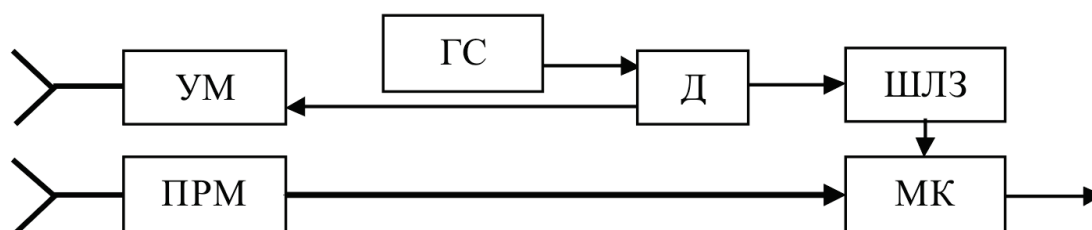


Рис. 2. Функциональная схема РЛС с обработкой сигнала методом ВКО

На схеме рис. 2 приняты следующие обозначения: ГС – задающий генератор сигнала; Д – делитель; УМ – выходной усилитель мощности передатчика; ШЛЗ – широкополосная многоотводная линия задержки; ПРМ – широкополосный приёмник; МК – многоканальный коррелятор.

Взаимно корреляционный метод обработки отражённого сигнала основан на процедуре определения взаимно корреляционной функции  $K(\tau_0)$  отражённого  $U(t)$  и опорного  $U(t-\tau_0)$  сигналов, реализуемой многоканальным коррелятором.

Значение корреляционного интеграла для детерминированных сигналов в виде СКИ- и ЛЧМ-сигналов можно определить как

$$K(\tau_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} U(t)U_0(t, \tau_0)dt, \quad (1)$$

где  $\tau_0$  – задержка опорного сигнала в ШЛЗ.

Для СШПШ-сигнала будем рассматривать среднее значение корреляционного интеграла  $M\{K(\tau_0)\}$ .

Разработанная на основе схемы рис. 2 модель РЛС с обработкой сигнала методом ВКО представлена на рис. 3.

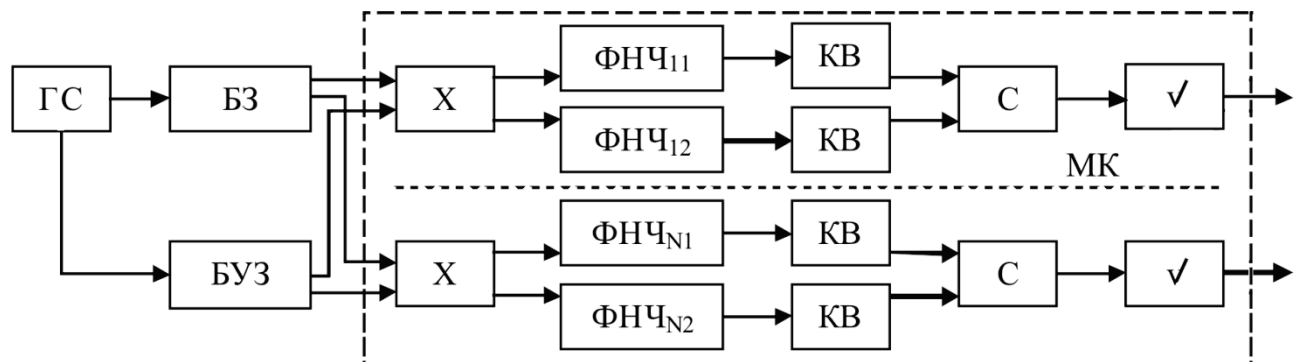


Рис. 3. Схема модели РЛС с обработкой сигнала методом ВКО

На схеме рис. 3 приняты следующие обозначения: ГС – генератор сигнала; БЗ – блок задержки; БУЗ – блок управляемой задержки; X – квадратурные перемножители; ФНЧ – фильтры низкой частоты; КВ – квадраторы; С – сумматоры;  $\sqrt{\quad}$  – устройства извлечения квадратного корня.

Для исключения зависимости амплитуды выходных сигналов от начальной фазы в модели РЛС каналы МК построены на основе квадратурного принципа.

### 3 Результаты моделирование обработки принимаемых сигналов РЛС с ВКО

Исследования возможности приёма отражённых сигналов с учётом искажений при прохождении через ионосферу Земли проводились на разработанной модели РЛС – рис. 3.

На рис. 4 приведены результаты моделирования работы РЛС для зондирующего СКИ-сигнала.



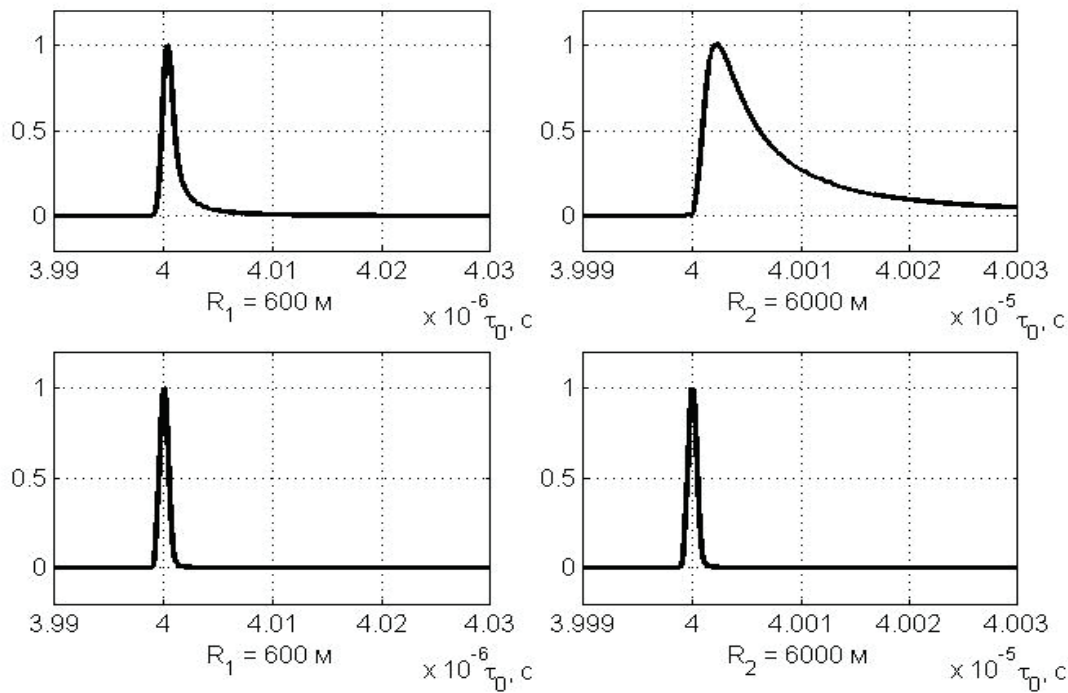


Рис. 4. Результаты моделирования работы РЛС для зондирующего СКИ-сигнала при  $R_1$  и  $R_2$  (внизу для сравнения приведены результаты моделирования без учёта дисперсии принимаемого сигнала)

На рис. 4 видно, что искажение СКИ-сигнала при прохождении через ионосферу приводит к несимметричному расширению корреляционной функции преимущественно в область больших задержек и смещению её максимума в ту же область.

На рис. 5 приведены результаты моделирования работы РЛС для зондирующего ЛЧМН-сигнала.

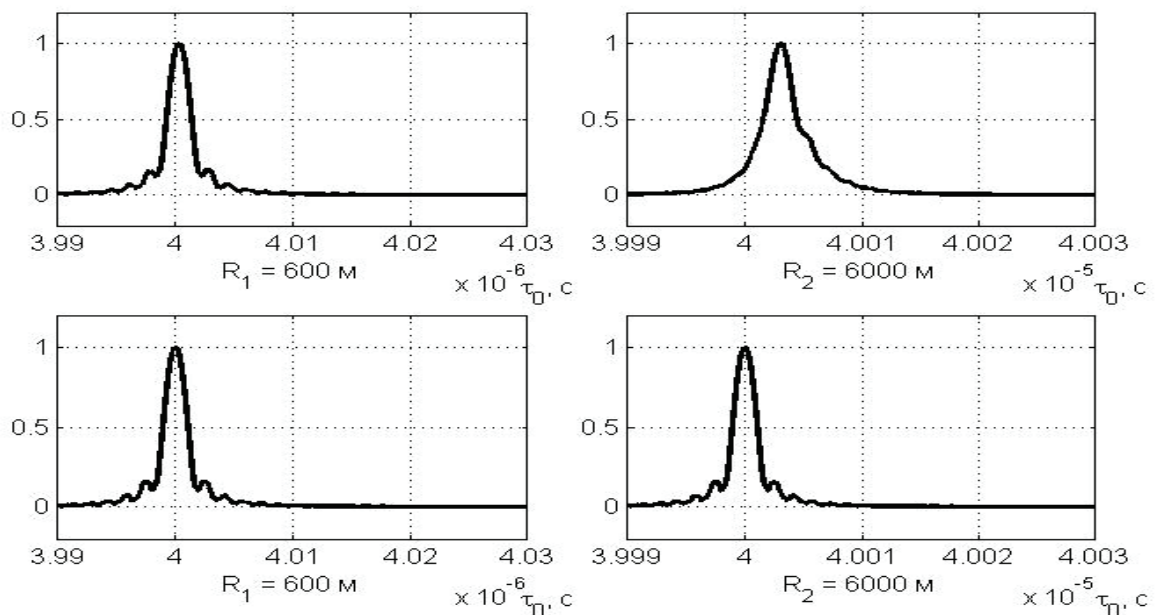


Рис. 5. Результаты моделирования работы РЛС для зондирующего ЛЧМН-сигнала при  $R_1$  и  $R_2$  (внизу для сравнения приведены результаты моделирования без учёта дисперсии принимаемого сигнала)

На рис. 5 видно, что искажение ЛЧМН-сигнала приводит к почти симметричному расширению корреляционной функции и несколько большему по сравнению с рис. 4 смещению её максимума в область больших задержек.

На рис. 6 приведены результаты моделирования работы РЛС для зондирующего ЛЧМС-сигнала.

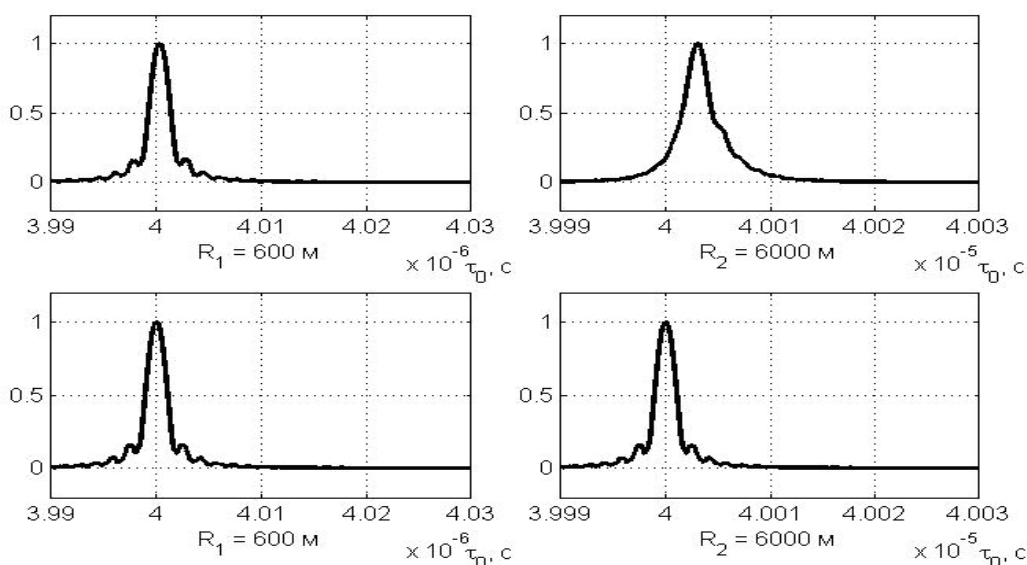


Рис. 6. Результаты моделирования работы РЛС для зондирующего ЛЧМС-сигнала при  $R_1$  и  $R_2$  (внизу для сравнения приведены результаты моделирования без учёта дисперсии принимаемого сигнала)

На рис. 5 и 6 видно, что полученные корреляционные функции для ЛЧМН и ЛЧМС-сигналов идентичны.

На рис. 7 приведены результаты моделирования работы РЛС для зондирующего СШПШ-сигнала.

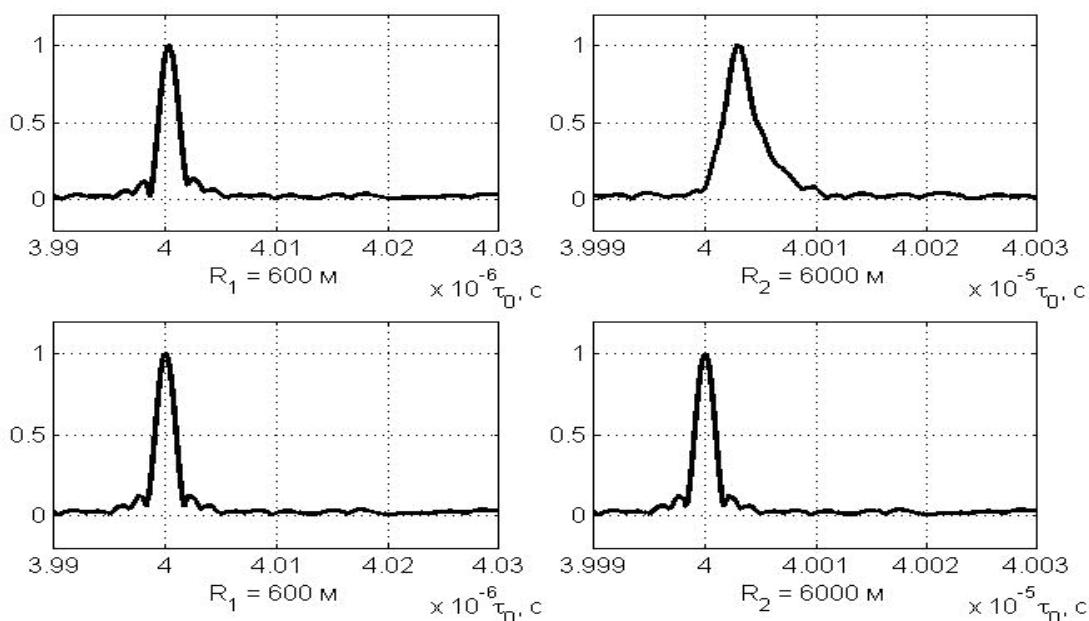


Рис. 7. Результаты моделирования работы РЛС для зондирующего СШПШ-сигнала при  $R_1$  и  $R_2$  (внизу для сравнения приведены результаты моделирования без учёта дисперсии принимаемого сигнала)

На рис. 7 видно, что искажение СШПШ-сигнала приводит к расширению корреляционной функции и смещению её максимума в область больших задержек на величину  $\sim$  величины смещения на рис. 5 и рис. 6.

Наблюдаемое смещение определяемого расстояния до цели является одинаковым для ЛЧМН, ЛЧМС и СШПШ-сигналов и для  $R_2 = 6000$  м составляет величину  $\sim 0,45$  м в большую сторону; для СКИ-сигнала смещение для  $R_2 = 6000$  м составляет величину  $\sim 0,3$  м. Следовательно, можно сделать вывод о том, что величина смещения зависит от относительной полосы частотного спектра рассматриваемого сигнала.

### **Заключение**

Результаты проведённых исследований показали возможность обработки в бортовых РЛС методом ВКО сигналов с широким спектром с учётом их дисперсионных искажений на ионосферной трассе.

Для всех видов рассмотренных сигналов при обработке методом ВКО наблюдается расширение взаимно корреляционной функции со смещением её главного максимума в область больших задержек, т. е. полученные результаты измерений дальности до цели будут являться завышенными. Численные оценки показали, что для СКИ-сигнала ошибка измерения дальности РЛС меньше, чем для ЛЧМ- и СШПШ-сигналов. Величина необходимой поправки к измеренной дальности пропорциональна дальности до цели.

Полученные результаты могут быть использованы при разработке бортовых РЛС, определяющих дальность до целей, находящихся в пределах ионосферы.

### **Список литературы**

1. Лазоренко О.В., Черногор Л.Ф. Сверхширокополосные сигналы и физические процессы. 1. Основные понятия, модели и методы описания // Радиотехника и радиоастрономия, Том 13, №2, 2008, С. 166-194.
2. Вопросы перспективной радиолокации // Под ред. Соколова А.В. М.: Радиотехника, 2003, 512 с.
3. Иммореев И.Я. Сверхширокополосные радары. Особенности и возможности // Радиотехника и электроника, Том 54, № 1, 2009, С. 5-31.
4. Калинин В.И., Чапурский В.В., Черепенин В.А. Сверхширокополосная шумовая радиолокация с высоким пространственным разрешением // Материалы III всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь», ИРЭ РАН, 2009, С. 448-450.
5. Кашин А.В., Козлов В.А., Кунилов А.Л., Ивойлова М.М. Исследование потенциальной помехоустойчивости СШП-шумовых РЛС к активным преднамеренным помехам // Сборник докладов V всероссийской научно-технической конференции «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем», Омск, ЦКБА: изд-во ОмГТУ, 2014, С. 281-296.
6. Радиоприёмные устройства / Под ред. Жуковского А.П. М.: Высшая школа, 1989,- 342 с.
7. Лазоренко О.В., Черногор Л.Ф. Сверхширокополосные сигналы и физические процессы. 2 Методы анализа и применение // Радиофизика и радиоастрономия, Т. 13, № 4, 2008, С. 270-322.
8. Белов А.С., Яркина Е.Ю. Особенности распространения сверхширокополосных электромагнитных импульсов в ионосфере Земли // Труды XIV научной конференции по радиофизике, ННГУ, 2010, С. 16-17.

9. Катин С.В., Козлов В.А., Кунилов А.Л., Ивойлова М.М. Искажения сигналов СШП-шумовых РЛС на ионосферной трассе и их влияние на качество приёма // Антенны, Вып. 1 (221), 2016, С. 68-75.

10. Петренко П.Б., Бонч-Бруевич А.М. Моделирование и оценка ионосферных искажений широкополосных радиосигналов в локации и связи // Вопросы защиты информации, № 3, 2007, С. 24-29.

11. ГОСТ 25645.146-89 Ионосфера Земли. Модель глобального распределения концентрации, температуры и эффективной частоты соударений электронов.

УДК 669.017:620.1; 669:017:620.1.05

**А.А. Каширина, А.С. Жуков, С.А. Маннинен, П.А. Кузнецов**

**СОЗДАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО СТЕНДА НА БАЗЕ ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗАТОРА И ПРОВЕРКА ЕГО РАБОТОСПОСОБНОСТИ НА ПРИМЕРЕ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ НАНОКРИСТАЛЛИЧЕСКОГО МАГНИТОМЯГКОГО ПОРОШКА СПЛАВА АМАГ-200**

Цель исследований – создание радиопоглощающих материалов, эффективно работающих в широком диапазоне частот. В работе представлены исследования радиофизических свойств экспериментальных образцов радиопоглощающих материалов системы Fe-Ni-Co с различными резиновыми наполнителями. Был создан высокочастотный измерительный стенд. В диапазоне частот от 1 до 18 ГГц измерен коэффициент отражения от образцов на металлической подложке. Даны рекомендации по проведению дальнейших исследований.

Ключевые слова: радиопоглощающие материалы, высокочастотный измерительный стенд, рупорные антенны, нанокристаллические сплавы

**A.A. Kashirina, A.S. Zhukov, S.A. Manninen, P.A. Kuznetsov**

**CREATION OF TESTING STAND BASED ON VECTOR NETWORK ANALYZER AND VERIFICATION OF ITS OPERABILITY ON THE SAMPLES OF COMPOSITE MATERIALS FROM NANOCRYSTALLINE SOFT MAGNETIC ALLOY'S POWDER AMAG-200**

The purpose of research – creation of radar absorbing materials, working effectively in a wide range of frequencies. The paper presents the research of radio-physical properties of experimental samples of radar absorbing materials system Fe-Ni-Co with different rubber fillers. High-frequency testing stand has been created. In the frequency range from 1 GHz to 18 GHz reflectance from samples on the metal substrate has been measured. Recommendations for further research have been proposed.

Keywords: radar absorbing materials, high-frequency test stand, horn antennas, nanocrystalline alloys

В настоящее время существует большое количество различных видов радиопоглощающих материалов и покрытий, предназначенных для решения разнообразных задач. В современном мире радиопоглощающие материалы широко используются при создании неотражающих покрытий, в том числе для экранированных безэховых камер, для обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС) различных электротехнических изделий, для соз-

дания поглотителей электромагнитного излучения для улучшения диаграммы направленности излучающих антенн, для снижения заметности военной техники [1, 2, 3].

Как правило, радиопоглощающие материалы представляют собой композиты из диэлектрических и проводящих компонентов. Поглощение энергии электромагнитной волны в материале происходит за счет наличия потерь, связанных с протеканием токов проводимости, возникающих под действием переменного электромагнитного поля. Если в составе композита присутствуют компоненты, обладающие ферромагнитными свойствами, поглощение энергии происходит также вследствие потерь на перемагничивание материала. Таким образом, магнитодиэлектрические композиты являются наиболее эффективными поглотителями электромагнитной энергии. Получают подобные материалы добавлением некоторой доли металлического ферромагнитного порошка в исходную полимерную диэлектрическую матрицу [4].

СВЧ-свойства композиционных материалов во многом зависят от дисперсности, объемной доли и структуры наполнителя. Магнитные радиопоглощающие материалы наиболее эффективны в диапазоне частот 0.01÷40 ГГц [5].

В ФГУП «ЦНИИ КМ «Прометей», начиная с 2002 года, проводятся исследования отечественных магнитных экранирующих и радиопоглощающих материалов на основе аморфных и нанокристаллических сплавов системы Fe-Ni-Co производства НИИМЭТ (г. Калуга) и ОАО «Мстатор», (г. Боровичи).

Основная цель исследований – создание радиопоглощающих материалов, эффективно работающих в широком диапазоне частот.

Основными параметрами, определяющими свойства радиопоглощающих материалов, являются магнитная и диэлектрическая проницаемости. Эти параметры зависят от размера частиц ферромагнитного наполнителя и степени наполнения. Свойства таких материалов можно оценить по величине коэффициента отражения от образца на металлической подложке.

В ФГУП «ЦНИИ КМ «Прометей» измерения коэффициента отражения, прохождения, диэлектрической и магнитной проницаемости проводились в коаксиальном тракте. Основным измерительным прибором являлась сверхвысокочастотная измерительная установка ИМДП-40 на базе векторного анализатора цепей Agilent E8363B (рис. 1). Данный метод измерений накладывает ограничения на размер и форму образцов. Также недостатком метода является то, что для разных частотных диапазонов необходимо было использовать отдельный набор измерительных ячеек. При этом при каждой смене измерительной ячейки необходимо заново проводить калибровку коаксиала. Кроме того, имеющаяся коаксиальная линия позволяет проводить достоверные измерения в диапазоне частот от 40 МГц до не более чем 7 ГГц. Была разработана методика проведения исследований композиционных материалов, включающая в себя измерения радиофизических свойств материалов в свободном пространстве с помощью рупорных антенн. Основным преимуществом рупорного метода перед коаксиальным является возможность измерения образцов, содержащих крупные структурные или геометрические неоднородности. В том числе рупорным методом можно исследовать не только однородные покрытия, но и образцы более сложных изделий, обладающих различной пространственной структурой.

Разработанная методика позволяет в полной мере оценить свойства радиопоглощающих материалов в диапазоне частот от 1 до 18 ГГц.

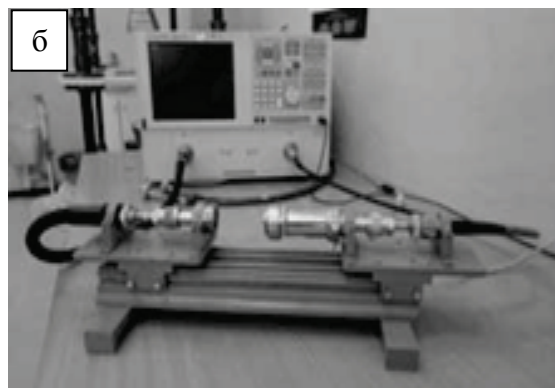
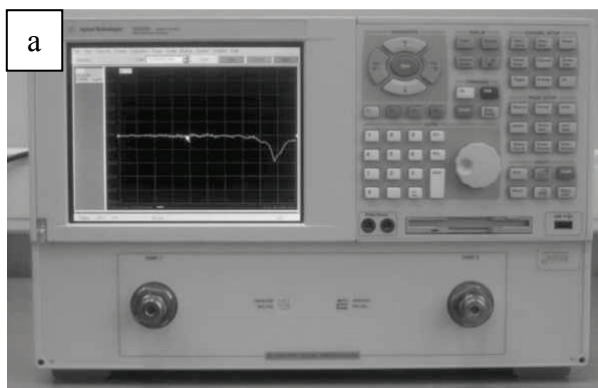


Рис. 1. Сверхвысокочастотный анализатор (векторный анализатор цепей) Agilent E8363B (а) и коаксиальный измерительный тракт диапазона 1 МГц – 10 ГГц (б)

Для реализации данной методики ФГУП «ЦНИИ КМ «Прометей» была разработана эскизная конструкторская документация, на основании которой, а также на основании рекомендаций организаций-поставщиков оборудования, был создан экспериментальный образец установки для измерения радиофизических свойств композиционных наноматериалов – высокочастотный измерительный стенд РПМ-1. Внешний вид установки показан на рис. 2.

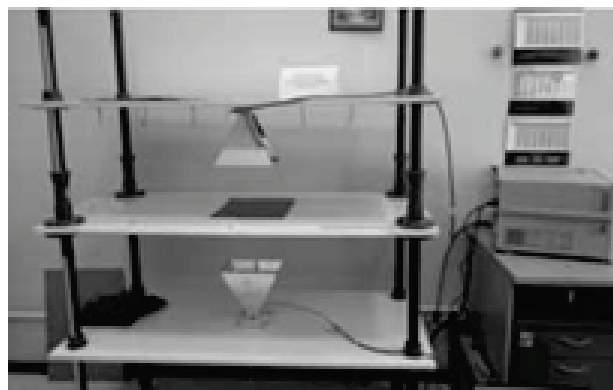


Рис. 2. Измерительный стенд РПМ 1

Измерительная установка на базе векторного анализатора цепей Agilent E8363B, используемая для подключения коаксиального тракта, является основой также и для измерений в свободном пространстве.

Установка позволяет производить измерения комплексной магнитной и диэлектрической проницаемости, коэффициента прохождения и коэффициента отражения образца, размещенного на измерительном столике между двумя рупорными антеннами. На данном этапе работ для оценки работоспособности экспериментального стенда освоен метод измерения коэффициента отражения от образца на металлической подложке с использованием одной рупорной антенны.

Для апробации стенда были проведены измерения образцов радиопоглощающих материалов из порошка АМАГ-200 (Fe-Cu-Nb-Si-B) различных фракций (<50 мкм, 15-35 мкм, 35-50 мкм, 50-100 мкм) с различным содержанием порошка в резиновом наполнителе. Перечень исследуемых образцов представлен в таблице. Образцы представляют собой пластины 250x250 мм.

Толщина, фракционный и композиционный состав исследуемых образцов

Название образца	Содержание магнитного порошка, %	Фракция порошка АМАГ-200, мкм	Толщина, мм
13F50	46,24	<50	1
13F1535	46,24	15-35	1
13F3550	46,24	35-50	1
13F50100	46,24	50-100	1
91F50	89,08	<50	1
91F1535	89,08	15-35	1
91F3550	89,08	35-50	1
91F50100	89,08	50-100	1

Образцы располагались вплотную под рупорной антенной и центрировались относительно нее. Результаты измерений данных образцов на стенде РПМ-1 представлены на рис. 3. Измерения проводились в диапазоне частот 1-18 ГГц.

Для проверки полученных данных те же образцы были измерены в коаксиальном тракте (рис. 1б). Для этого из пластин были вырезаны кольца внешним диаметром 16 мм с внутренним диаметром 7 мм. Далее в коаксиальной ячейке измерялся коэффициент отражения от образца на металлической подложке в диапазоне частот от 40 МГц до 10 ГГц. Результаты измерений данных образцов представлены на рис. 4.

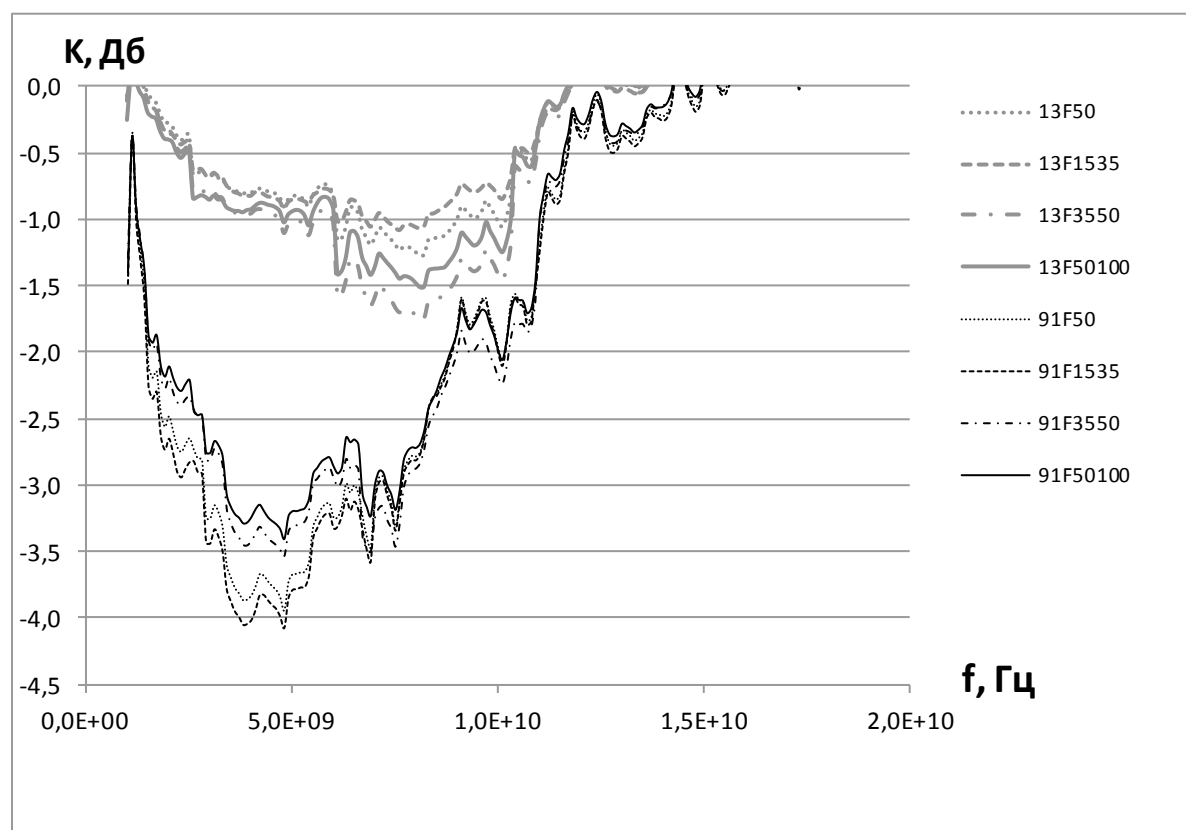


Рис. 3. Результаты измерения коэффициента отражения от образца на металлической подложке  $K$  (Дб) в свободном пространстве для образцов пластин радиопоглощающих материалов из порошка сплава АМАГ-200 различных фракций

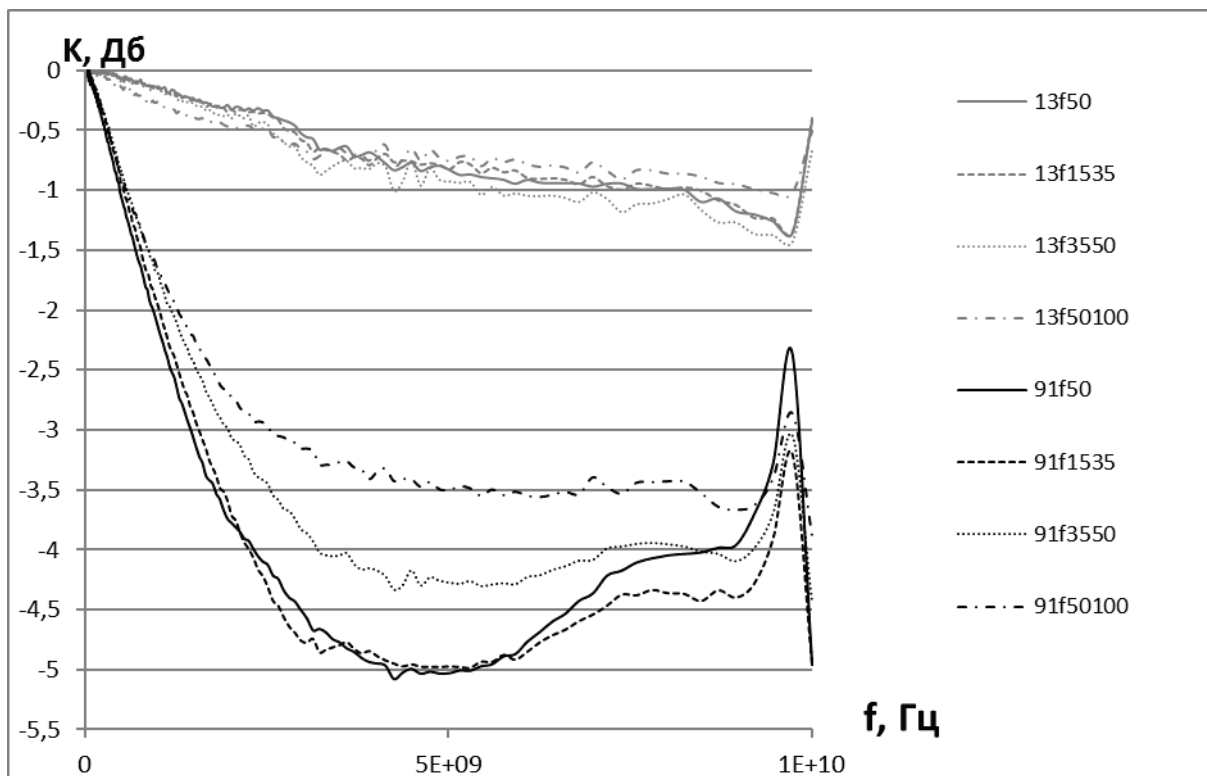


Рис. 4. Результаты измерения коэффициента отражения от образца на металлической подложке  $K$  (Дб) в коаксиальном тракте  $16 \times 7$  мм для образцов радиопоглощающих материалов из порошка сплава АМАГ-200 различных фракций

По анализу графиков (рис. 3 и 4) можно сделать вывод, что наибольшим коэффициентом отражения обладают образцы, имеющие в своем составе большую долю ферромагнитного порошка. Далее рассмотрим влияние величины фракции магнитного порошка в композите на радиофизические характеристики образца. Оба графика говорят о том, что в данном диапазоне частот чуть сильнее проявляют свойства образцы, изготовленных с использованием порошка фракции 15-35 мкм и <50 мкм при разных массовых соотношениях связующее – порошок, т.е. наиболее мелкие фракций из тех, что могут быть получены на производственных мощностях ФГУП «ЦНИИ КМ «Прометей».

Поскольку результаты измерений в свободном пространстве и в коаксиальном тракте в общем диапазоне частот (от 1 до 7 ГГц) оказались сопоставимы, было проведено детальное сравнение нескольких образцов (рис. 5).

При попарном сравнении графиков (рис. 5) коэффициента отражения образцов 13f3550 и 91f3550, полученных при измерении в свободном пространстве рупорным методом и в коаксиальном тракте, можно сделать вывод, что разброс измеренных значений невелик. Это означает, что изготовленный экспериментальный стенд РПМ-1 пригоден для проведения дальнейших испытаний образцов радиопоглощающих материалов. В будущем ожидается расширение частотного диапазона стенда до 40 Гц за счет использования дополнительных антенн. Планируется разработка и апробация методики измерения магнитной и диэлектрической проницаемости материалов в свободном пространстве. Это позволит более комплексно подойти к решению проблемы создания широкополосных радиопоглощающих покрытий на основе композиционных материалов с использованием аморфных и нанокристаллических магнитомягких сплавов.



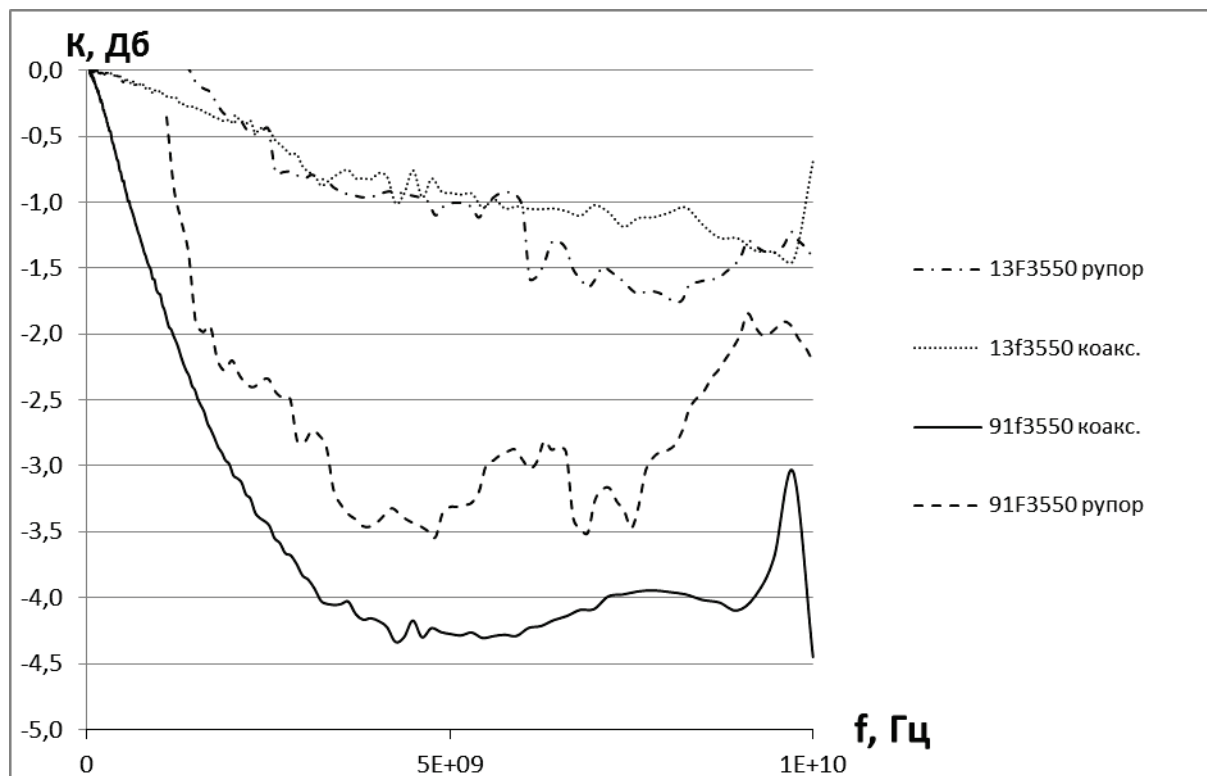


Рис. 5. Сопоставление результатов измерения коэффициента отражения от образца на металлической подложке  $K$  (Дб) в свободном пространстве и в коаксиальном тракте в диапазоне частот 1-7 ГГц для образцов 13f3550 и 91f3550

*Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки, уникальный идентификатор прикладных научных исследований и экспериментальных разработок RFMEFI62414X0002.*

### Список литературы

1. Saib A., Bednarz L., Daussin R., Bailly C. и др. Carbon nanotube composites for broadband microwave absorbing materials // *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on MTT*, 2006, vol. 54, p. 2745-2754
2. I.M De Rosa., A. Dinescu, F. Sarasini, M.S. Sarto, A. Tamburrano. Effect of short carbon fibers and MWCNTs on microwave absorbing properties of polyester composites containing nickel-coated carbon fibers // *Composites Science and Technology*, 2010, vol. 70, p. 102-109
3. Иванова Л.Н., Коробейников Г.В., Коробейников Н.В. Разработка радиопоглощающего материала для УВЧ диапазона радиофотоники // *Материалы V всероссийской научно-технической конференции "Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем"*. – Омск, ЦКБА: изд-во ОмГТУ, 2014, С. 124-129.
4. Латыпова А.Ф., Калинин Ю. Е. Анализ перспективных радиопоглощающих материалов // *Вестник ВГТУ*, 2012, Т. 8, № 6, С. 70-76.
5. Елсуков Е.П., Розанов К.Н., Ломаева С.Ф., Осипов А.В. и др. Структура, магнитостатические свойства и СВЧ-характеристики нанокристаллических механоактивированных порошков Fe и Fe-Si // *Физика металлов и материаловедение*, 2007, Т. 104, № 3, С. 261-269.

**Н.А. Колядин, В.П. Денисов**

**ТУСУР, научно-исследовательский институт радиотехнических систем, г. Томск**  
**ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМА «ОТСЕЧКИ» ПРИНИМАЕМЫХ**  
**ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ В ФАЗОВЫХ ПЕЛЕНГАТОРАХ**

В настоящей работе рассматривается возможность повышения точности пеленгования фазовым пеленгатором источника импульсного радиоизлучения путем применения внутриимпульсной обработки сигналов. Особенность рассматриваемой внутриимпульсной обработки заключается в использовании некоторой части многократно измеренных значений разности фаз в течение длительности принимаемых импульсов.

Ключевые слова: фазовый пеленгатор, внутриимпульсная обработка, погрешность пеленгования

**N.A. Kolyadin, V.P. Denisov**

**TUSUR, Research Institute of radio systems, Tomsk**

**EXPERIMENTAL STUDY OF "CUT-OFF" MODE RECEIVED PULSE SIGNALS IN**  
**PHASE DIRECTION FINDER**

In this paper we consider the possibility of increasing the accuracy of direction-finding phase finder source of pulsed radio emission through the use of intrapulse signal processing. The feature of intrapulse processing is to use some part repeatedly measured values of the phase difference in the duration of the received pulses.

Keywords: Phase direction-finder, intrapulse processing, direction-finding error

**Введение.** В настоящей работе под термином «режим отсечки» понимается использование передней части радиолокационного импульсного сигнала для обработки и пеленгования источника радиоизлучения. Другими словами, обработка сигналов проводится в течение некоторого интервала времени, меньшего, чем длительность радиолокационного импульса.

В типовых условиях работы наземных станций радиомониторинга основным источником погрешности пеленгования является влияние местных предметов и подстилающей поверхности. В результате отражения сигналов от препятствий принимаемый пеленгатором сигнал будет соответствовать сумме прямого и множества переотраженных сигналов. Влияние отраженных от препятствий сигналов зависит от ориентации направленной антенны РЛС, типа трассы («земля–земля», «земля–воздух» и т.д.), а также расположения на ней отражающих объектов.

Задержка отраженных от препятствий сигналов может быть настолько мала, что их влияние проявляется в течение длительности короткого радиолокационного импульса. При известных подходах к вычислению пеленга этот факт вызывает ошибку пеленгования. Возможности современной аппаратуры позволяют анализировать каждый принимаемый импульс независимо, поэтому путем использования наименее искаженной части импульса можно снизить погрешность пеленгования.

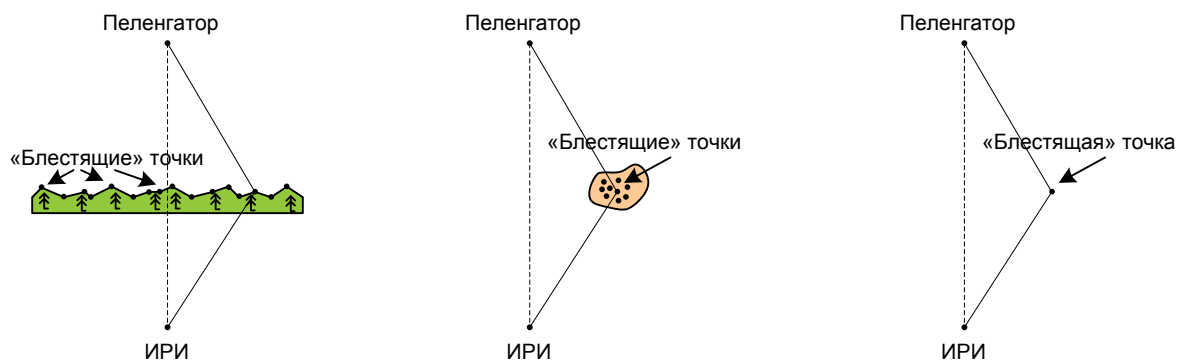
**Теория.** Наиболее популярной моделью, описывающей отражения волн от подстилающей поверхности, является модель, представленная в работе Рассказовского и Кулемина [1]. Модель основана на замене участков неровностей подстилающей поверхности совокупностью «блестящих» точек, удовлетворяющих условию зеркального отражения:

$$\frac{\xi_0 \sin \beta}{\lambda} \ll 1, \quad (1)$$

где  $\xi_0$  – высота неровностей поверхности в пределах области, формирующей отраженное поле;  $\beta$  – угол скольжения в точке отражения.

Для описания дифракции радиоволн на препятствиях существует несколько моделей, но наиболее удачной считается модель препятствий поглощающего типа в виде клина или полуплоскости. В работе [2] показано, что фазу поля в точке приема можно вычислить путем использования приближения геометрической оптики, заменив кромку препятствия на совокупность «блестящих» точек, переизлучающих волну в точку приема.

Эти модели объединяет описание поля в точке приема как совокупность вторичных волн, переизлученных отдельными участками неровностей и местных предметов. Считая, что каждой волне из совокупности соответствует «блестящая» точка, расположенная на трассе, можно представить модель трассы РРВ как совокупность «блестящих» точек, переизлучающих сферические волны. На рис. 1 представлены графические пояснения к моделям, описывающим отражения на наземных трассах РРВ.



а) модель препятствия в виде кромки леса;      б) модель препятствия в виде подстилающей поверхности;      в) модель препятствия в виде одиночного отражателя;

Рис. 1. Графическое пояснение к моделям, описывающим наземную трассу РРВ

Определение угла прихода сигнала фазовым пеленгатором основано на измерении разности фаз между двумя сигналами, принятыми на разнесенные в пространстве антенны. В простейшем случае приемный пункт рассматриваемой модели канала можно представить в виде двух точечных антенн, расположенных в координатах  $x_1$  и  $x_2$ . Учитывая, что расстояние между антеннами во много раз меньше расстояния до источника сигнала, угол падения волны на каждую антенну можно считать одинаковым. Помимо прямой волны на антенны падают лучи отраженных волн под другим углом. Схематическое представление приемного пункта в виде двух разнесенных антенн, на которые падают 2 луча под разными углами, представлено на рис. 2, где  $\alpha_1$  – угол падения прямого луча относительно нормали к базе пеленгатора;  $\alpha_2$  – угол падения отраженного луча относительно нормали к базе пеленгатора.

Фаза суммарного колебания в каждой антенне определяется выражением [3]

$$\psi(x) = (kxv_1 + \gamma_1) + \arctan \frac{R \sin(kx(v_2 - v_1) + \gamma_2 - \gamma_1)}{1 + R \cos(kx(v_2 - v_1) + \gamma_2 - \gamma_1)}, \quad (2)$$

где  $R$  – отношение амплитуд сигналов  $R = \frac{U_2}{U_1}$ ,  $\gamma_1$  и  $\gamma_2$  – их начальные фазы в точке  $x = 0$ ;  $k$  – волновое число  $k = 2\pi / \lambda$ ;  $\nu_1, \nu_2$  – направляющие косинусы лучей, равные  $\nu_1 = \sin \alpha_1$  и  $\nu_2 = \sin \alpha_2$ .

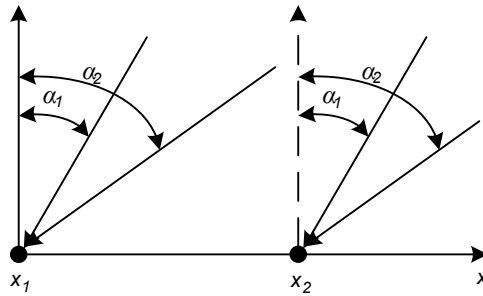


Рис. 2. Схематическое представление двух лучей, падающих под разными углами на разнесенные в пространстве антенны

Поскольку разность фаз – это определение фазы одного и того же колебания в точке  $x_1$  относительно точки  $x_2$  в один момент времени, то она является функцией пространственного разнесения координат  $x_1$  и  $x_2$ :

$$\Delta\psi(x_2 - x_1) = \psi(x_1) - \psi(x_2), \quad (3)$$

где  $\Delta\psi(x_2 - x_1)$  – разность фаз;  $\psi(x_1)$  и  $\psi(x_2)$  – фаза суммарного колебания в точках  $x_1$  и  $x_2$  соответственно.

Из формул (2) и (3) следует, что знак фазовой погрешности зависит не только от того, с какой стороны по отношению к источнику сигнала расположен источник помех, но и от разности начальных фаз соответствующих колебаний. В ситуации, когда на входе антенной системы прямой сигнал более мощный, чем помеха, в среднем по совокупности реализаций пеленгатор покажет направление на ИРИ и наоборот. Если прямой сигнал и помеха равны по мощности, то возникают броски разности фаз на разнесенных антеннах в пределах  $\pm\pi$  при незначительном изменении фазы прямого или отраженных сигналов [3].

Отклонения пеленга от среднего могут иметь любой знак в зависимости слагаемых фаз интерферирующих волн. На открытых трассах, где уровень прямого сигнала преобладает, отраженные сигналы в меньшей степени влияют на разность фаз, в результате чего пеленгатор покажет, как правило, близкий к истинному пеленг. На закрытых трассах, где преобладают отраженные сигналы, показания пеленгатора будут большей частью указывать на препятствия, отражающие сигнал.

О соотношении между прямыми и отраженными сигналами можно судить по импульсной характеристике трассы распространения радиоволн (РРВ), представляя их линейными электрическими цепями. Результаты экспериментальной оценки импульсных характеристик наземных трасс РРВ в трехсантиметровом диапазоне приведены в монографии [4]. По результатам экспериментов уровень отраженных сигналов в зависимости от вида трассы и ориентации направленной антенны источника излучения изменяется от практически неразличи-

мого на фоне шумов аппаратуры до сравнимого с прямым. Длительность импульсной характеристики изменяется от десятков наносекунд до десятков микросекунд.

**Результаты экспериментов.** В целях исследования влияния многолучевого канала распространения радиоволн на внутриимпульсные пространственно-временные флуктуации разности фаз и возможности их минимизации был проведен радиофизический эксперимент на приземных трассах различного типа и протяженности. Измерения проводились в сантиметровом диапазоне длин волн на трассах протяженностью 16 и 19 км в августе-сентябре 2010 года. Приемная позиция оставалась неизменной, а передающая перемещалась. После развертывания аппаратуры на передающей позиции проводилась регистрация сигнала в режиме сканирующей по азимуту антенны источника излучения.

Источником излучения служила РЛС типа РПК-1, работающая в трехсантиметровом диапазоне длин волн с длительностью импульса 0,3 мкс.

Приемная антенная система фазового пеленгатора представляла собой набор пирамидальных рупоров, образующих фазометрические базы  $l_1=18$  см (малая база - МБ) и  $l_2=90$  см (большая база - ББ) [5]. Антенная система позволяет принимать сигналы как вертикальной, так и горизонтальной поляризации сигнала, однако, в работе представлены результаты, полученные при вертикальной поляризации излучения и приема. Приемно-регистрирующая аппаратура позволяла в течение импульса измерять разность фаз с временным интервалом в 11 нс [6].

Для одновременного запуска источника излучения и регистратора сигналов использовалась система синхронизации, позволяющая определять момент прихода сигнала с точностью до 1 такта АЦП, т.е. 11 нс. Обработка полученных сигналов проводилась на ЭВМ в среде Matlab.

Как правило, качество работы фазовых пеленгаторов оценивается по среднеквадратическому отклонению (СКО) пеленга от среднего значения. Оценка СКО пеленга проводилась следующим образом. В каждом принимаемом импульсе проводилось многократное измерение разности фаз с периодом 11 нс. Измеренные значения разности фаз усреднялись в различных интервалах времени с учетом устранения неоднозначности. Длительность интервала усреднения изменялась от 22 до 352 нс и по полученному среднему значению вычислялся пеленг. Таким образом, были получены зависимости пеленга внутри импульса от длительности внутриимпульсного интервала усреднения разности фаз. По совокупности таких зависимостей вычислялось СКО пеленга в зависимости от интервала усреднения.

На рис. 3 и 4 представлены зависимости СКО пеленга для двух трасс: трасса №1 – открытая, протяженностью 16 км; трасса №2 – закрытая, протяженностью 19 км. Представленные зависимости получены в секторе углов антенны РЛС  $\pm 180^\circ$ .

Как видно из рис. 3 и 4, СКО пеленга падает с увеличением интервала усреднения и достигает минимума при значении, соответствующем концу прямого сигнала, что не противоречит теоретическим данным. Однако в реальных условиях работы радиотехнических систем не всегда имеется возможность наблюдать источник излучения такое длительное время, соответствующее полному обороту антенны. К тому же, многие РЛС имеют возможность сканировать в секторе углов, не облучая при этом главным лепестком позицию пеленгатора. Поэтому дальнейшее исследование режима «отсечки» проводилось в секторах, соответствующих главному лепестку диаграммы направленности антенны (ДНА) РЛС (от  $-3^\circ$  до  $3^\circ$ ), первым боковым лепесткам (от  $-9^\circ$  до  $-3^\circ$  и от  $3^\circ$  до  $9^\circ$ ) и дальним боковым лепесткам (от  $-90^\circ$  до  $-30^\circ$  и от  $30^\circ$  до  $90^\circ$ ).

Результаты вычисления СКО пеленга приведены на рис. 5-7 для трассы №1 и рис. 8-10 для трассы №2.

Из приведенных зависимостей видно, что в области главного лепестка ДНА РЛС по истечении первых 50-70 нс относительно момента прихода импульса погрешность пеленгования практически не зависит от интервала усреднения на обеих трассах. Высокая погрешность пеленгования в первые 50-70 нс относительно момента прихода импульса обусловлена усреднением значений разности фаз на переднем фронте принимаемого импульса, когда отношение сигнала к шуму мало. Малое отношение сигнал/шум приводит к сбоям в устранении неоднозначности фазовых измерений, что резко увеличивает СКО пеленга. В области первых боковых лепестков на открытой трассе наблюдается значительное снижение погрешности пеленгования при усреднении в течение 120-130 нс в отличие от работы в широком секторе углов. На закрытой трассе минимальная погрешность пеленгования наблюдается также на интервале 120-130 нс, однако при усреднении по всему импульсу погрешность пеленгования возрастает незначительно. Аналогичная картина наблюдается при работе по дальним боковым лепесткам на обеих трассах.

Стоит отметить, что в настоящей работе момент прихода сигнала определялся с помощью системы синхронизации и работа по отраженным сигналам, появляющимся после окончания прямого, исключена.

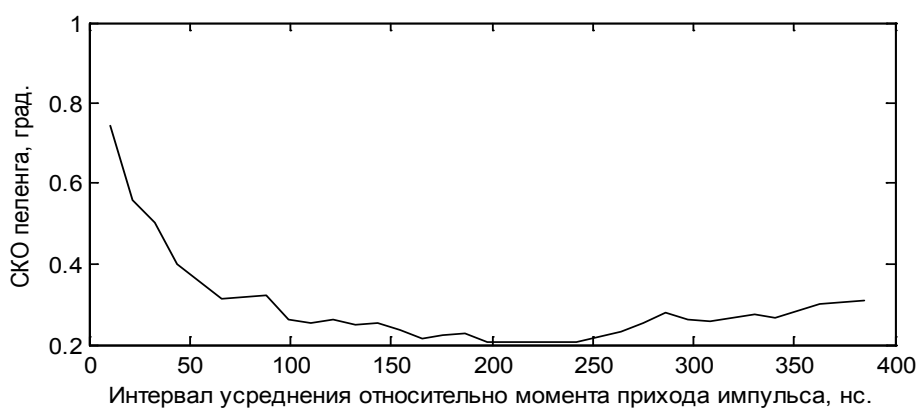


Рис. 3. Зависимость СКО пеленга от интервала усреднения относительно момента прихода, трасса №1, сектор углов антенны РЛС  $\pm 180^\circ$



Рис. 4. Зависимость СКО пеленга от интервала усреднения относительно момента прихода, трасса №2, сектор углов антенны РЛС  $\pm 180^\circ$

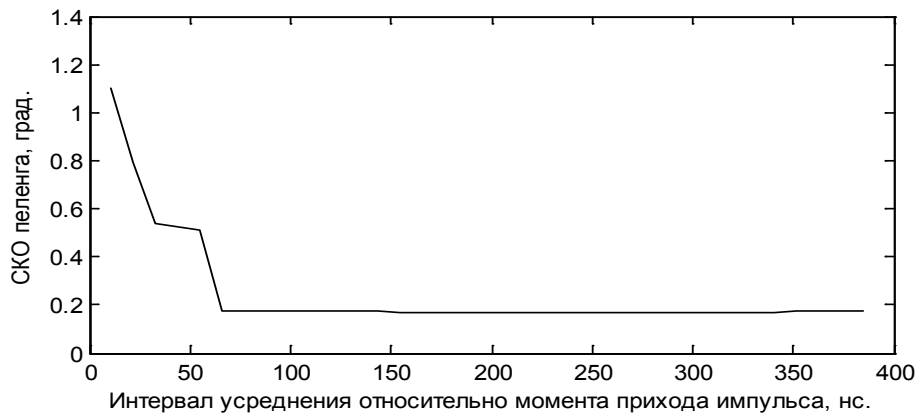


Рис. 5. Зависимость СКО пеленга от интервала усреднения, сектор углов антенны РЛС от  $-3^\circ$  до  $3^\circ$ , трасса №1

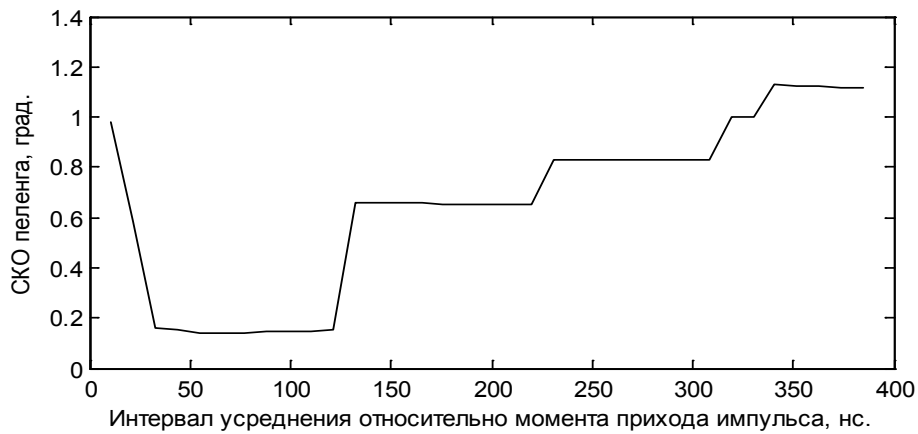


Рис. 6. Зависимость СКО пеленга от интервала усреднения, сектор углов антенны РЛС от  $-9^\circ$  до  $-3^\circ$  и от  $3^\circ$  до  $9^\circ$ , трасса №1

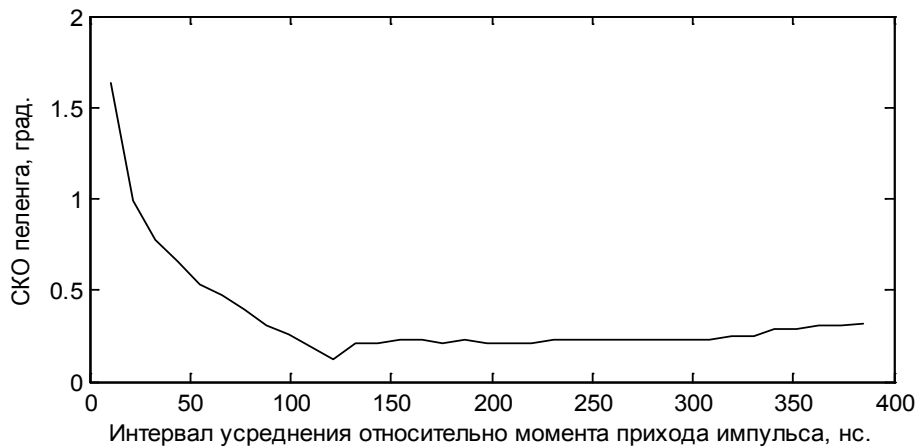


Рис. 7. Зависимость СКО пеленга от интервала усреднения, сектор углов антенны РЛС от  $-90^\circ$  до  $-30^\circ$  и от  $30^\circ$  до  $90^\circ$ , трасса №1

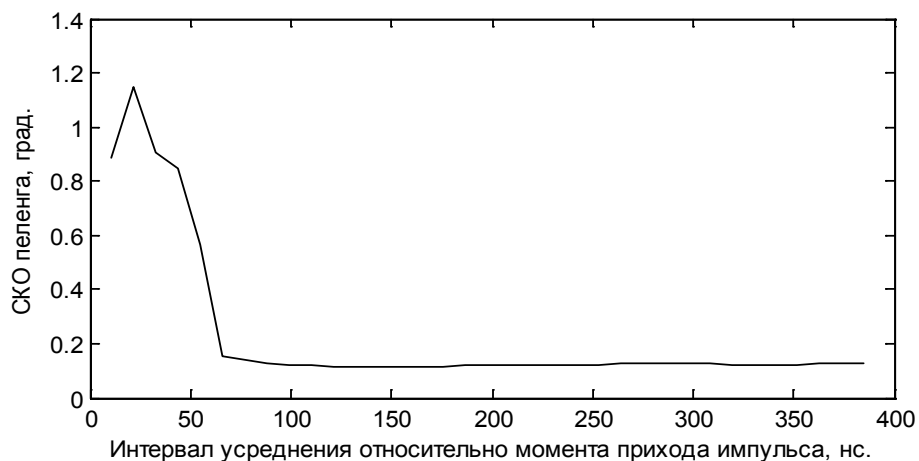


Рис. 8. Зависимость SKO пеленга от интервала усреднения, сектор углов антенны РЛС от  $-3^\circ$  до  $3^\circ$ , трасса №2

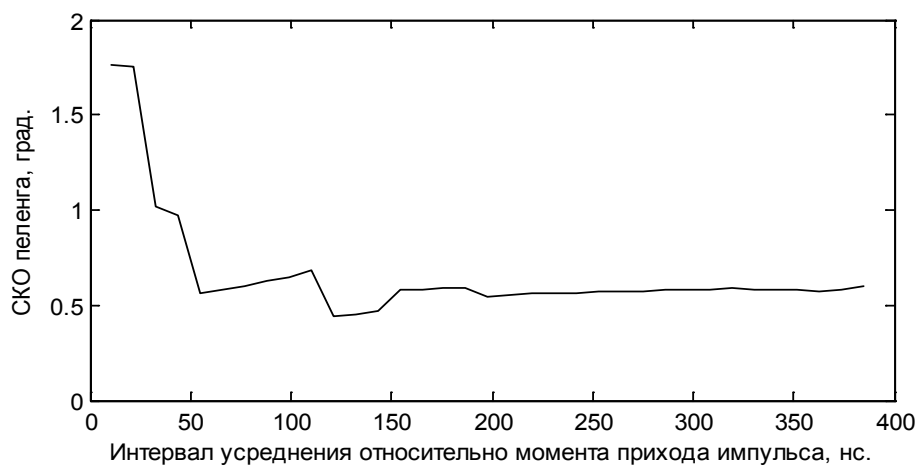


Рис. 9. Зависимость SKO пеленга от интервала усреднения, сектор углов антенны РЛС от  $-9^\circ$  до  $-3^\circ$  и от  $3^\circ$  до  $9^\circ$ , трасса №2

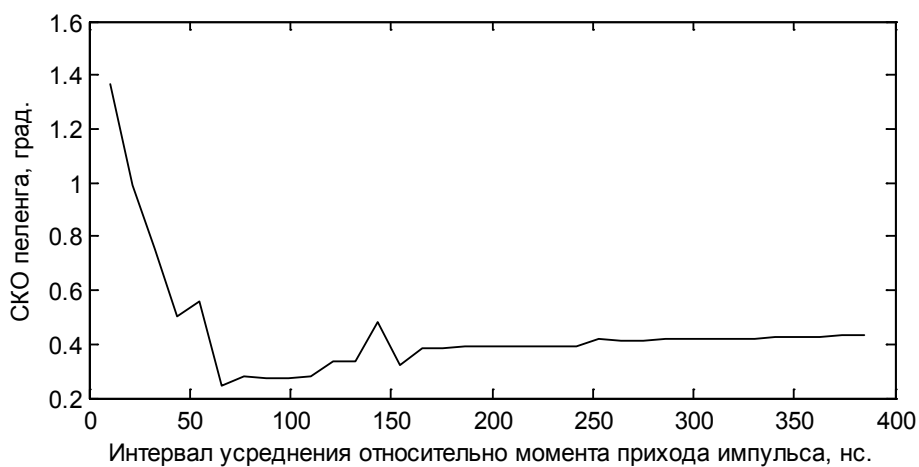


Рис. 10. Зависимость SKO пеленга от интервала усреднения, сектор углов антенны РЛС от  $-90^\circ$  до  $-30^\circ$  и от  $30^\circ$  до  $90^\circ$ , трасса №2



**Выводы.** Таким образом, по результатам проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Применение режима «отсечки» имеет положительный результат и способствует снижению погрешности пеленгования фазовым пеленгатором. Количественный выигрыш зависит от условий применения режима «отсечки», а именно: типа трассы, ориентации направленной антенны источника излучения и алгоритма обнаружения сигнала.

2. В большинстве случаев для снижения погрешности пеленгования достаточно проводить усреднение измеренных значений разности фаз в течение длительности импульса на интервале времени 100-130 нс относительно его момента прихода. Усреднение в большем интервале времени к дальнейшему снижению погрешности пеленгования практически не приводит.

### Список литературы

1. Кулемин Г.П., Рассказовский В.Б. Рассеяние радиоволн миллиметрового диапазона поверхностью земли под малыми углами. – Киев: Наукова думка, 1978, - 232 с.

2. Рытов С.М. Введение в статистическую радиофизику. Ч. 2./ Рытов С.М., Кварцов Ю.А., Татарский В.И. – М.: Наука, 1978, - 464 с.

3. Денисов В.П., Дубинин Д.В. Фазовые радиопеленгаторы: Монография. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2002,- 251 с.

4. Пространственно-временные искажения сантиметровых радиосигналов на наземных трассах распространения и их влияние на точность пассивных систем местоопределения: моногр. / Денисов В.П. [и др.] ; под общ. ред. д-ра техн. наук, проф. Денисова В.П. – Томск : Изд-во ТУСУР, 2014,- 502 с.

5. Денисов В.П., Колядин Н.А., Крутиков М.В., Скородумов М.П. Экспериментальные исследования антенной системы двухбазового фазового пеленгатора на наземных трассах // М.: Вопросы радиоэлектроники, Вып. 2, 2009, С.10-16.

6. Измерительный комплекс для исследования пространственно-временных искажений радиосигналов трехсантиметрового диапазона на наземных трассах / Ровкин М.Е., Крутиков М.В., Мещеряков А.А., Осипов М.В., Зайцев В.А., Бутырин Е.Ю. // Известия вузов России. Радиоэлектроника, 2006, №6, С. 7-11.

УДК 621.396.98:623.746

**Г.В. Коробейников, Д.Д. Кохнюк, Л.Н. Иванова, В.С. Готовцев, В.И. Зайцев**

**АО «Центральное конструкторское бюро автоматики», г. Омск**

### **МОДЕЛИРОВАНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО СРЕДНЕГАБАРИТНОГО ОБТЕКАТЕЛЯ ПАССИВНОГО ПЕЛЕНГАТОРА САМОЛЕТА**

Рассматривается метод моделирования сверхширокополосного среднегабаритного обтекателя пассивного пеленгатора самолёта, изготовленного из модифицированного фторопласта. На этапе проектирования для экспериментальной оценки РТХ обтекателя предлагается заменить материал на органическое стекло, что дает выигрыш по времени и стоимости проектных работ.

Ключевые слова: среднегабаритный обтекатель, модифицированный фторопласт, оргстекло, компьютерное моделирование.

Korobeynikov G.V., Kokhnyuk D.D., Ivanova L.N.Gotovtsev V.S., Zaytsev V.I.

SC "Central design bureau of automatics", Omsk city

### SIMULATION OF ULTRABANDWIDTH MEDIUM-DIMENSIONAL RADOME OF PASSIVE DIRECTION FINDER OF AIRCRAFT

Hereby, described method of simulating ultrabandwidth medium-dimensional radome of passive direction finder of aircraft manufactured from modified fluoroplastic. On the design stage, radome radio specs supposed to change material to resin glass that gives time and cost saving of the efforts herein.

Keywords: medium-dimensional radome, modified fluoroplastic, resin glass, computer simulation

Особенность разработки сверхширокополосного среднегабаритного обтекателя протяженностью до 600 мм пассивного пеленгатора современного самолета заключается в том, что требуется сформировать тонкостенную конструкцию обтекателя из диэлектрического материала с низкой диэлектрической проницаемостью ( $\epsilon \approx 2$ ), обладающую достаточной механической прочностью и эрозионной устойчивостью. Тонкая стенка обтекателя (толщиной  $2 \div 3$  мм) и низкая диэлектрическая проницаемость материала стенки могут обеспечить прохождение радиолокационных сигналов в сверхширокой полосе частот с перекрытием по частоте до 20:1 с хорошим коэффициентом прозрачности. Существующие аналогичные обтекатели самолетов обычно изготавливаются из стеклопластика, имеющего более высокую диэлектрическую проницаемость, больший тангенс угла диэлектрических потерь, более низкий коэффициент прозрачности и недостаточную эрозионную стойкость. С ростом скоростей современных самолетов вопрос эрозионной стойкости обтекателей становится особенно важным и актуальным.

В связи с этим перспективным материалом для таких целей становится радиационно-модифицированный политетрафторэтилен марки Ф-4РМ – разработка ФГУП НИФХИ им. Л.Я. Карпова (г. Москва). Сравнительные параметры материалов для обтекателей приведены в таблице.

Таблица

Сравнительные параметры материалов для обтекателей

Параметры	Радиационно-модифицированный политетрафторэтилен марка Ф-4РМ	Модифицированный поликарбонат с антифрикционной добавкой	Оргстекло СО-120	Стеклопластик
Плотность, г/см <sup>3</sup>	2,20-2,21	1,23-1,25	1,22	1,4-2,2
Ударная вязкость, кДж/см <sup>2</sup>	не разрушается более 100	30	16	44-64
Диэлектрическая проницаемость	2,1-2,2	2,7-3,1	2,4-2,6	3,2
Тангенс угла диэлектрических потерь	0,0002-0,0003	0,007-0,009	0,008-0,009	0,0139
Диапазон рабочих температур	-190÷+250°С	-60÷+130°С	-60÷+120°С	-60÷+120°С

Материал Ф-4РМ имеет отличную относительную эрозионную устойчивость по сравнению со стеклопластиком, поликарбонатом – выше примерно на два порядка. Недостатком его является более низкая механическая прочность по сравнению со стеклопластиком. В таком случае напрашивается ввести в конструкцию обтекателя из Ф-4РМ ребра жесткости. Последние существенно усложняют технологию изготовления обтекателя, удорожают стоимость его изготовления, и вопрос разработки обтекателя может затянуться на большой промежуток времени.

На нашем предприятии был применен метод моделирования обтекателя из Ф-4РМ путем замены на период проектирования материалом из листового оргстекла. Оргстекло имеет несколько большую диэлектрическую проницаемость, чем Ф-4РМ ( $\epsilon \approx 2,5$  вместо 2,15), но открывает хорошие возможности для моделирования в лабораторных условиях с учетом использования возможностей макетной мастерской. Предварительно изготавливается деревянный пуансон по требуемому профилю части самолета. Затем на него укладывается листовое оргстекло с толщиной листа, эквивалентной по радиотехническим характеристикам материалу Ф-4РМ. Разогретое оргстекло механически обжимается по профилю пуансона. Ребра жесткости из оргстекла предварительно рассчитываются из условия общей требуемой прочности обтекателя. Далее ребра изготавливаются и клеиваются внутрь обтекателя в места расчетных точек для требуемой прочности. Полученная модель обтекателя из оргстекла очень близка к обтекателю из Ф-4РМ по радиотехническим характеристикам и позволяет оценить его реальные амплитудно-фазовые параметры с использованием сверхширокополосной антенной системы. Параметры проверяются в сверхширокой полосе частот, на разных поляризациях и в заданных пространственных углах пеленгации. В результате получается большой выигрыш по времени и трудоемкости по сравнению с аналогичным обтекателем из Ф-4РМ. Полученные экспериментальные данные дают обоснованную возможность сократить этап проектирования и изготовления обтекателя.

На рисунке приведен снимок экспериментального обтекателя из оргстекла. Приведенный метод моделирования сверхширокополосного среднегабаритного обтекателя может послужить хорошей экспериментальной базой для компьютерного моделирования антенной системы с обтекателем. Строгое решение компьютерного моделирования указанного обтекателя может потребовать большое количество времени для расчетов, и в этом случае приведенный в статье пример моделирования становится конкурентно-способным компьютерному моделированию.

В результате проведенного моделирования были получены косвенные положительные результаты по радиотехническим параметрам сверхширокополосного среднегабаритного обтекателя пассивного пеленгатора самолета.



Снимок экспериментального обтекателя из оргстекла

**А.П. Кравец, Ф.Н. Захаров, В.В. Шаврин, В.А. Филимонов, М.В. Крутиков**

**Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,  
г. Томск**

**ОЦЕНКА ДАЛЬНОСТИ УГЛОМЕСТНЫМ МЕТОДОМ  
С ПРИМЕНЕНИЕМ РАСШИРЕННОГО ФИЛЬТРА КАЛМАНА**

В работе проводится оценка точности угломестного метода определения дальности до источника радиоизлучения с использованием расширенного фильтра Калмана. В качестве влияющих факторов рассматриваются погрешности пеленгатора и случайные неоднородности коэффициента преломления тропосферы. Описан алгоритм работы фильтра и приведены его точностные характеристики.

Ключевые слова: угломестный метод, пеленгатор, фильтр Калмана, среднеквадратическая ошибка, дистанция

**A.P. Kravets, F.N. Zakharov, V.V. Shavrin, V.A. Filimonov, M.V. Krutikov**

**Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk**

**RANGE ESTIMATION BY MEANS OF ELEVATION METHOD  
USING EXTENDED KALMAN FILTER**

In this paper has been carrying out the precision of elevation method of determination of the range to the radio source using extended Kalman filter. The influencing factors are considered as error direction finder and random inhomogeneities of the troposphere refractive index. The filter algorithm and method's precision characteristics are presented.

Keywords: elevation method, direction finder, Kalman filter, mean square error, range

Задача определения расстояния до источника радиоизлучения (ИРИ) с борта летательного аппарата (ЛА) актуальна как для гражданской, так и для военной авиации. Одним из методов определения расстояния является угломестный метод [1–3]. Метод основан на оценке расстояния по измеренному углу места при известной высоте полёта ЛА. Точность определения дальности зависит от точности определения угла места  $\Psi$ , в том числе и от случайной рефракции радиоволн в атмосфере Земли.

В данной работе для определения дальности угломестным методом предлагается воспользоваться фильтром Калмана. Фильтр Калмана представляет собой рекурсивный фильтр, оценивающий вектор состояния динамической системы, используя ряд неполных и зашумленных измерений. Фильтр Калмана обеспечивает хорошую фильтрацию данных, но требует настройки, так как очень зависим от начальных значений [3].

Целью работы является оценка точности определения дальности до ИРИ угломестным методом с использованием фильтра Калмана. Ограничимся рассмотрением случая, когда направление полёта ЛА совпадает с азимутом линии визирования. Кроме того, процесс распространения радиоволн в атмосфере будем рассматривать в лучевом приближении.

**Описание алгоритма.** Дискретная модель динамической системы [4, 5] в общем виде описывается вектором состояния

$$\mathbf{x}_k = f(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{w}_{k-1}) \quad (1)$$

и вектором наблюдения

$$\mathbf{z}_k = h(\mathbf{x}_k, \mathbf{v}_k), \quad (2)$$

где  $f(\cdot)$  – функция перехода – нелинейная функция, связывающая состояние на  $k-1$  и  $k$  интервалах измерения;  $h(\cdot)$  – функция измерения – нелинейная функция, связывающая состояние  $\mathbf{x}_k$  с наблюдением  $\mathbf{z}_k$ ;  $\mathbf{w}_{k-1}$  и  $\mathbf{v}_k$  – шумы процесса и наблюдения, распределённые по нормальному закону с нулевым средним значением и известными дисперсиями.

Поскольку связь состояний и наблюдений имеет нелинейную зависимость, то вместо обычного линейного фильтра Калмана необходимо использовать расширенный [6]. Алгоритм работы фильтра Калмана на каждом шаге измерения состоит из двух этапов – этап *предсказания* (экстраполяции) и этапа *коррекции* (обновления) [7]. Этап экстраполяции заключается в предсказании вектора состояния

$$\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} = f(\hat{\mathbf{x}}_{k-1|k-1}) \quad (3)$$

и ошибок экстраполяции

$$\mathbf{P}_{k|k-1} = \mathbf{F}_k \mathbf{P}_{k-1|k-1} \mathbf{F}_k^T + \mathbf{Q}_k, \quad (4)$$

где  $\hat{\mathbf{x}}_{k|k}$  – апостериорная оценка вектора состояния;  $\mathbf{P}_{k|k-1}$  – матрица дисперсий ошибок экстраполяции (ковариационная матрица экстраполированного вектора состояния  $\mathbf{x}_{k|k-1}$ );  $\mathbf{P}_{k|k}$  – матрица дисперсий ошибок фильтрации (ковариационная матрица оценки вектора состояния);  $\mathbf{R}_k$  – ковариационная матрица дисперсий шумов наблюдения;  $\mathbf{Q}_k$  – ковариационная матрица шума процесса.

Матрицы перехода  $\mathbf{F}_{k-1}$  и наблюдения  $\mathbf{H}_k$  представлены матрицами Якоби соответствующих нелинейных функций в точке разложения

$$\mathbf{F}_{k-1} = \left. \frac{\partial f}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\hat{\mathbf{x}}_{k-1|k-1}}, \quad (5)$$

$$\mathbf{H}_k = \left. \frac{\partial h}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}}. \quad (6)$$

На втором этапе происходит коррекция предсказанных значений с учётом новой поступившей информации:

1) вычисление коэффициента усиления фильтра Калмана  $\mathbf{K}_k$

$$\mathbf{K}_k = \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}_k^T (\mathbf{H}_k \mathbf{P}_{k|k-1} \mathbf{H}_k^T + \mathbf{R}_k)^{-1}; \quad (7)$$

2) обновление оценки с учётом измерения  $\mathbf{z}_k$

$$\hat{\mathbf{x}}_{k|k} = \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k (\mathbf{z}_k - h(\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1})); \quad (8)$$

3) обновление ошибок фильтрации

$$\mathbf{P}_{k|k} = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k \mathbf{H}_k) \mathbf{P}_{k|k-1}. \quad (9)$$

Для решения задачи определения дальности до ИРИ угломестным методом вектор состояния будет состоять из значения дальности  $D_k$  до ИРИ в  $k$ -ый момент времени и скорости изменения дальности  $\dot{D}_k$ :

$$\mathbf{x}_k = [D_k \quad \dot{D}_k]. \quad (10)$$

Наблюдение в  $k$ -ый момент времени будет иметь вид

$$\mathbf{z}_k = \Psi_k + r_k, \quad (11)$$

где  $r_k$  – случайная ошибка пеленгатора, распределённая по нормальному закону с нулевым средним значением и заданной СКО  $\sigma_\Psi$ .

Значения угла места  $\Psi_k$ , соответствующие заданной высоте полёта ЛА и удалению от ИРИ, моделировались с учётом рефракции радиоволн в атмосфере Земли. Для моделирования использовался средний высотный профиль индекса преломления, характерный для января в южной части Охотского моря [8], на который накладывались некоррелированные случайные флуктуации индекса преломления, распределённые по нормальному закону с нулевым средним и заданным СКО. Высотный профиль СКО индекса преломления для тех же условий был также взят из работы [8].

**Результаты моделирования.** Результаты оценки ошибки определения дальности до ИРИ с использованием фильтра Калмана представлены на рис. 1-3 для трёх значений высоты  $H$  полёта ЛА. Определение дальности начиналось при удалении ЛА от ИРИ 200 км. При моделировании скорость ЛА была принята равной 300 м/с, начальная неопределённость (СКО) по дальности 1000 м. Оценка дальности проводилась через каждые 0,1 км (т.е. с шагом по времени 0,33 сек). Количество реализаций 100. СКО пеленгатора  $\sigma_\Psi$  принималась равной  $0,05^\circ$ ,  $0,1^\circ$  и  $0,5^\circ$ .

Модель, заложенная в фильтр Калмана, учитывает кривизну Земли и не учитывает рефракцию радиоволн в атмосфере. Следствием этого, возможно, и является большой уровень средней ошибки определения дальности. Кроме того, причиной большой величины средней ошибки в диапазоне дальностей 150-170 км является нелинейное изменение угла места при приближении ЛА к ИРИ.

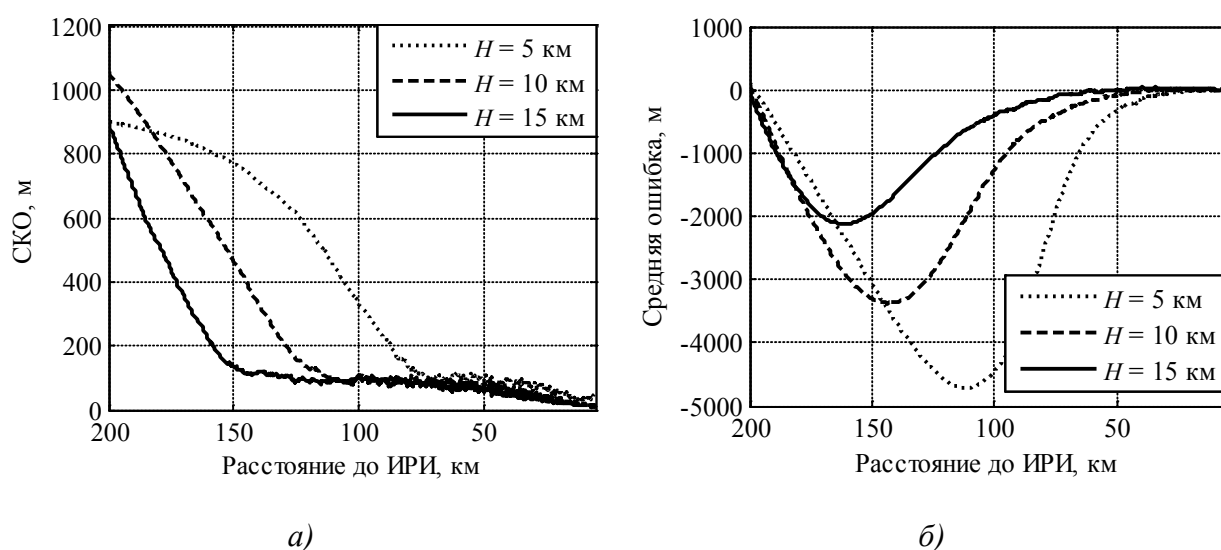


Рис. 1. Зависимости СКО (а) и среднего значения (б) ошибки определения дальности до ИРИ от расстояния при СКО пеленгатора  $\sigma_\Psi = 0,05^\circ$

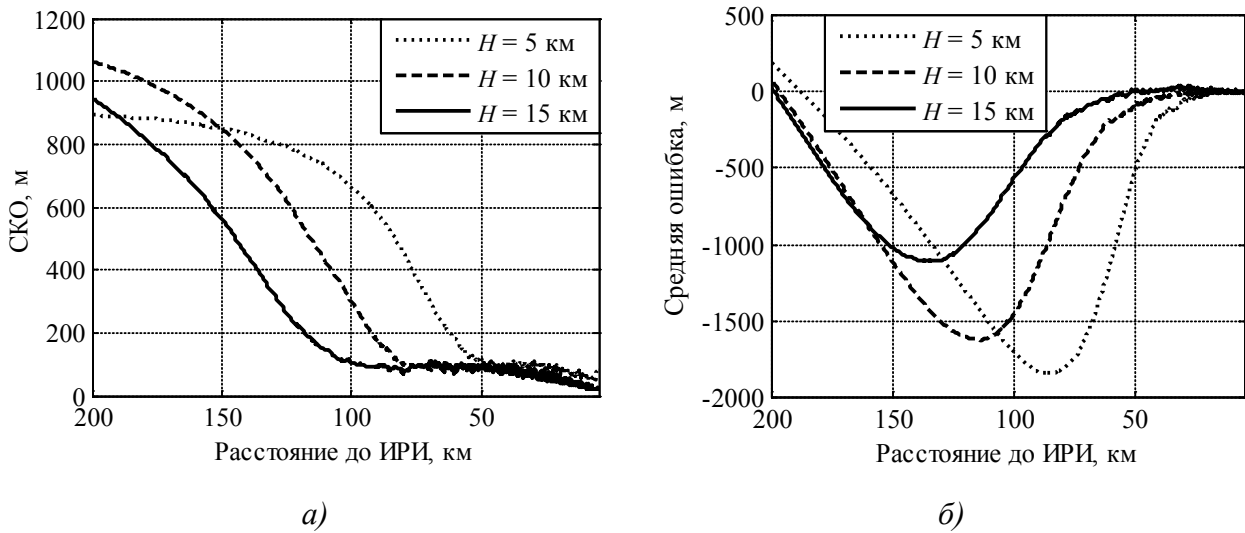


Рис. 2. Зависимости СКО (а) и среднего значения (б) ошибки определения дальности до ИРИ от расстояния при СКО пеленгатора  $\sigma_{\psi} = 0,1^{\circ}$

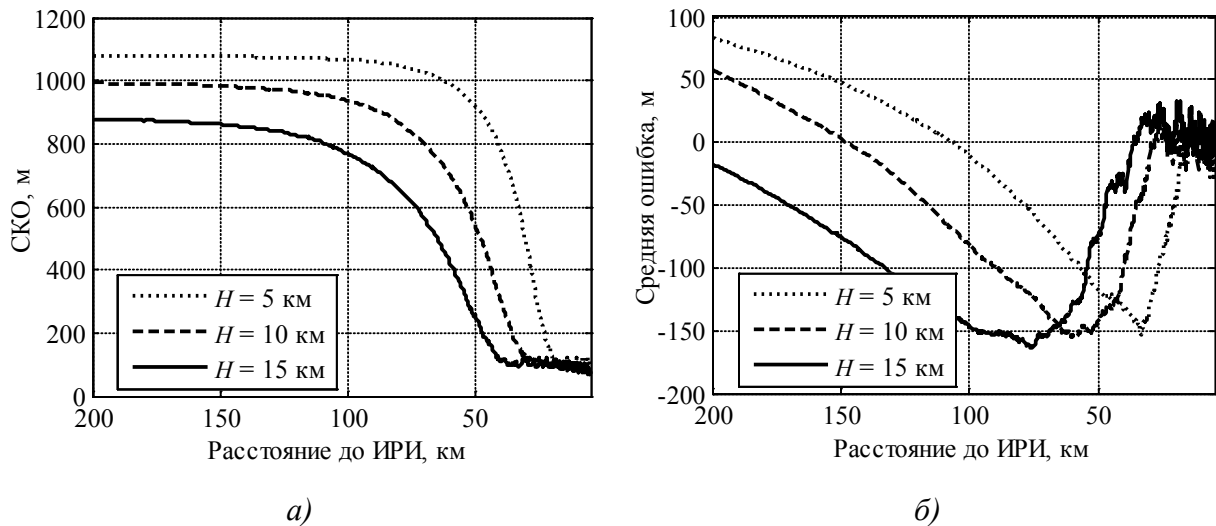


Рис. 3. Зависимости СКО (а) и среднего значения (б) ошибки определения дальности до ИРИ от расстояния при СКО пеленгатора  $\sigma_{\psi} = 0,5^{\circ}$

Из рис. 1-3 видно, что с увеличением погрешности пеленгатора время сходимости фильтра увеличивается. Например, при  $\sigma_{\psi} = 0,5^{\circ}$  точность определения дальности в несколько десятков метров достигается на расстоянии 20 км до ИРИ.

Таблица

Полная ошибка дальности до ИРИ с учётом погрешности пеленгатора

СКО пеленгатора	Высота полёта ЛА		
	5 км	10 км	15 км
0,05°	370 м	130 м	60 м
0,1°	510 м	130 м	100 м
0,5°	910 м	520 м	260 м

Значения полной ошибки (корень квадратный из суммы квадратов средней ошибки и СКО) определения расстояния при удалении от ИРИ на 50 км приведены в таблице. Видно, что во всех рассмотренных случаях полная ошибка не превышает 1 км. Ошибка уменьшается при увеличении высоты полёта ЛА и уменьшении погрешности пеленгатора.

### **Выводы**

1. Описано использование расширенного фильтра Калмана для решения задачи определения дистанции до наземного ИРИ угломестным методом с борта ЛА.
2. Источником больших ошибок в процессе работы фильтра является нелинейное изменение угла места в процессе пеленгации ИРИ, что необходимо учитывать на этапе экстраполяции векторов состояния и ошибок.
3. Во всех рассмотренных случаях полная ошибка определения дальности на удалении 50 км от ИРИ не превышает 1 км.

*Работа выполнена в рамках базовой части государственного задания (проект № 3656) в сфере научной деятельности по заданию № 225/2015 на 2016 год.*

### **Список литературы**

1. Мельников Ю.П., Попов С.В. Радиотехническая разведка. Методы оценки эффективности местоопределения источников излучения. М.: Радиотехника, 2008,- 432 с.
2. Бельский А. Б., Чобан В. М. Теория и алгоритмы решения угломестных задач, определяющих положение летательного аппарата относительно наземной цели // Электронный журнал «Труды МАИ», 2013, № 67, С. 1-16.
3. Бызов А.Н. Повышение оперативности и точности оценивания местоположения наземных источников радиоизлучения пассивными средствами летательного аппарата: дис.... канд. техн. наук / Бызов Алексей Николаевич; науч. рук. Петров Ю.В.; Балтийский Государственный Технический Университет «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова. – Санкт-Петербург, 2014, - 145 с.
4. Сейдж Э.П., Мелс Дж. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении М.: Связь,1976, - 496 с.
5. Welch G., Bishop G. An Introduction to the Kalman Filter // SIGGRAPH 2001 (Los Angeles, CA). August 12-17, 2001.
6. Конаков А.С., Шаврин В.В., Ноздревых Д.О., Савин А.А., Тисленко В.И. Алгоритм адаптивного двухшагового расширенного фильтра Калмана в задаче совместной оценки навигационного вектора и смещения нулей датчика МЭМС в слабосвязанной комплексированной навигационной системе // Доклады ТУСУР, 2013. №4 (30), С. 23-30.
7. Балакришнан А. Теория фильтрации Калмана. М.: Книга по Требованию, 2012,- 164с.
8. Захаров Ф.Н., Крутиков М.В. Модель высотного профиля индекса преломления для южной части Охотского моря // 25-я Международная Крымская конференция (КрыМи-Ко'2015), Севастополь, 2015, С. 1112-1113.



**И.В. Кулинич**

**ФГБОУ ВПО ТУСУР**

**В.А. Кагадей**

**АО «НПФ «Микран», г. Томск**

### **МЭМС СВЧ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ С МЕТАЛЛИЗАЦИЕЙ НА ОСНОВЕ МЕДИ**

В работе создана модель микроэлектромеханического сверхвысокочастотного (МЭМС СВЧ) переключателя. Разработана конструкция переключателя с металлизацией на основе меди, а также технология его изготовления. Экспериментальная верификация параметров созданного макета переключателя по СВЧ сигналу показала их соответствие параметрам модели, а также их соответствие параметрам традиционных МЭМС СВЧ переключателей с металлизацией на основе золота.

Ключевые слова: МЭМС СВЧ переключатель, медная металлизация, коэффициент передачи, коэффициент отражения

**Kulinitch I.V.**

**Federal state budgetary educational institution of higher professional education  
“Tomsk state university of control systems and radioelectronics”**

**Kagadey V.A.**

**SC “Scientific manufacturing firm “Mikran”, Tomsk city**

### **MICROELECTROMECHANICAL MICROWAVE SWITCH WITH COPPER-BASED PLATING**

The model of microelectromechanical (MEMS) microwave switches was presented in this paper. The design of switch with copper-based metallization and technology of switch fabrication were developed. The test switch was manufactured according to the developed model. Experimental verification of microwave parameters of manufactured switch showed correlation with model parameters. Besides, parameters of manufactured MEMS microwave switches are similar to parameters traditional MEMS microwave switches with gold-based metallization.

Keywords: MEMS microwave switch, copper metallization, reflection coefficients and transmission

#### **Введение**

В приборах, работающих в СВЧ и КВЧ диапазонах и требующих высокую скорость коммутации сигнала, традиционно используются полупроводниковые переключатели [1]. Однако в ряде применений полупроводниковые переключатели имеют характерные недостатки. К таковым можно отнести высокое потребляющее напряжение, низкую устойчивость при воздействии радиации, недостаточную развязку между каналами и другое [2]. Для преодоления этих недостатков в применениях, не требующих высокой скорости коммутации сигнала, широко используются МЭМС СВЧ переключатели с металлизацией на основе золота. МЭМС переключатели по специфике своей работы в открытом и закрытом состояниях, практически не потребляют электрическую энергию и имеют значительно лучшие S-параметры, чем полупроводниковые переключатели.

В последнее время в связи с реализацией идеи гетероинтеграции полупроводниковых приборов интенсивно ведутся работы, направленные на унификацию технологий производства GaAs, GaN и Si монолитных интегральных схем (МИС). Вместо традиционных техноло-

гий изготовления GaAs и GaN МИС, использующих металлизацию на основе золота, разрабатываются технологии с металлизацией на основе меди и алюминия [3]. В связи с этим разработка МЭМС СВЧ переключателей на основе медной металлизации представляет несомненный интерес.

Целью настоящей работы является разработка СВЧ модели, конструкции и технологии изготовления МЭМС СВЧ переключателя с металлизацией на основе меди, а также верификация СВЧ параметров изготовленного макета.

#### Основная часть

Разработанный МЭМС СВЧ переключатель является переключателем резистивного типа [4], его конструкция представлена на рис. 2.1. Переключатель выполнен в виде копланарной полосковой линии, сигнальный электрод (1) которого изготовлен в виде воздушного моста (балки). В исходном состоянии (без подачи управляющего сигнала) СВЧ сигнал проходит от входа (I) к выходу (II) ключа по балке. При приложении напряжения на управляющие электроды (3) балка замыкается с перемычкой (4), которая соединяет заземляющие электроды (2). Управляющие электроды расположены непосредственно под балкой, между заземляющей перемычкой. Для снижения упругости использовалась балка со сквозными отверстиями.

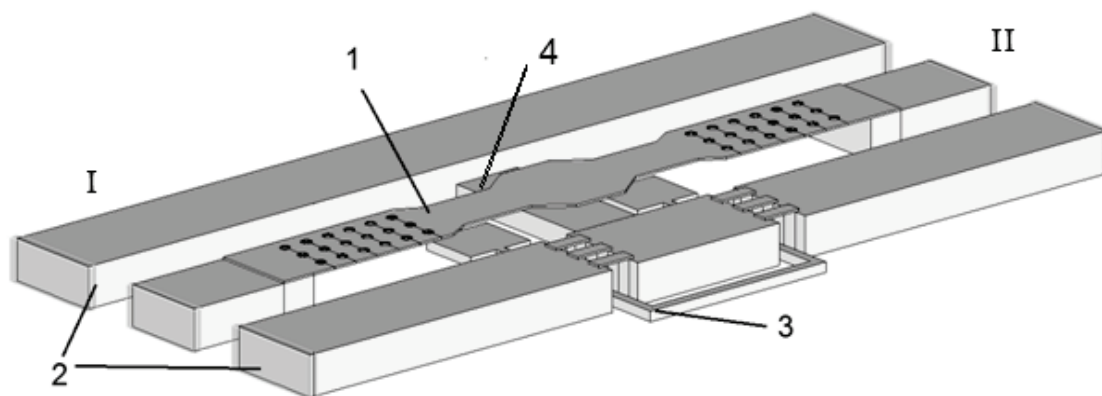


Рис. 2.1. Модель МЭМС СВЧ переключателя:

1 – сигнальная линия; 2 – заземляющие электроды; 3 – управляющие электроды; 4 – перемычка; I – вход; II – выход

Моделирование СВЧ МЭМС переключателя проводилось в программном пакете Microwave Office компании AWR. В процессе моделирования переключатель рассматривался как СВЧ полосковая линия, а его конструкция оптимизировалась с целью достижения максимального согласования переключателя по входу и выходу. Данный подход позволил в дальнейшем отказаться от использования дополнительных согласующих элементов при включении МЭМС переключателя в СВЧ цепь.

Согласование полосковой линии осуществлялось путем изменения геометрии сигнального электрода. Исходные геометрические размеры были взяты на основании ранее выполненного в работе [5] моделирования и исследования механической прочности балки. На рис. 2.2 представлены частотные зависимости коэффициентов отражения по входу  $S_{11}$  и передачи  $S_{21}$ , полученные в результате моделирования для открытого и закрытого состояний переключателя.

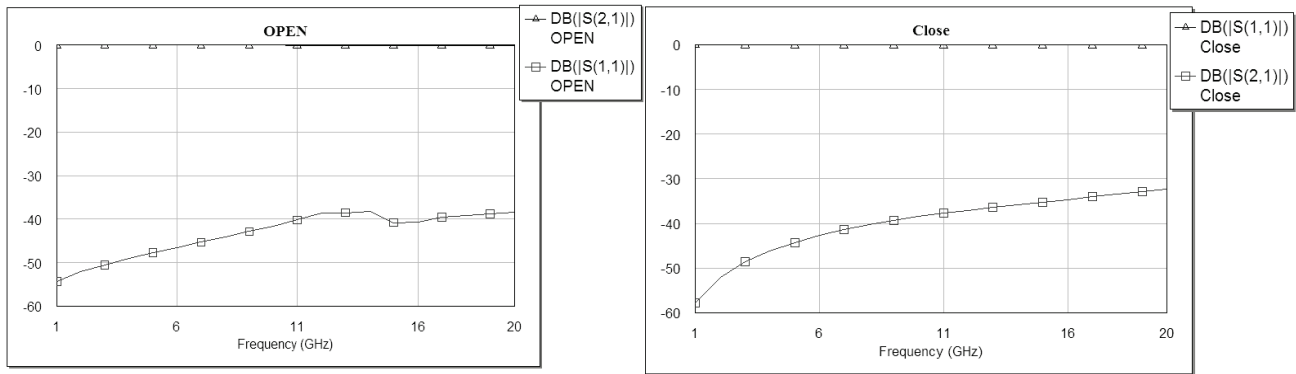


Рис. 2.2. Расчётные коэффициенты S11 и S21 для МЭМС СВЧ переключателя с металлизацией на основе меди в открытом и закрытом состояниях

Полученные характеристики сопоставимы с характеристиками известных аналогов [6], что свидетельствует о достаточном уровне оптимизации разработанной конструкции МЭМС СВЧ переключателя.

Исходя из рассчитанной оптимальной конструкции переключателя была спроектирована топология литографических масок для каждого шага технологического маршрута изготовления макета, а также разработана технология его изготовления. В качестве подложки использовались пластины GaAs диаметром 100 мм, для металлизации использовалась медь. Формирование заземляющих и управляющих электродов осуществлялось с использованием фотолитографии «на взрыв» и электронно-лучевого напыления тонких плёнок. Формирование балки и воздушных мостов заземляющего электрода осуществлялось путем нанесения трехслойной фоторезистивной маски, её поэтапным экспонированием, напылением металлизации и удалением резиста методом «взрыва». Соотношение длины к толщине балки составило 300. Зазор между балкой и управляющим электродом составил 2 мкм. На рис. 2.3 представлена микрофотография готового макета МЭМС СВЧ переключателя.

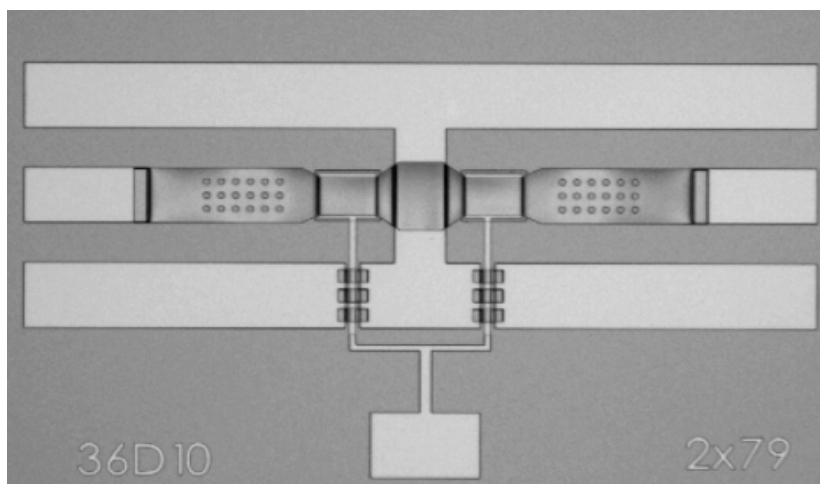


Рис. 2.3. Микрофотография макета МЭМС СВЧ переключателя с металлизацией на основе меди

Параметры изготовленных макетов МЭМС переключателей по СВЧ сигналу измерялись на векторном анализаторе цепей R&S ZVA-40. На рис. 2.4-2.5 представлены результаты измерений S11 и S21 переключателя в открытом и закрытом состояниях.

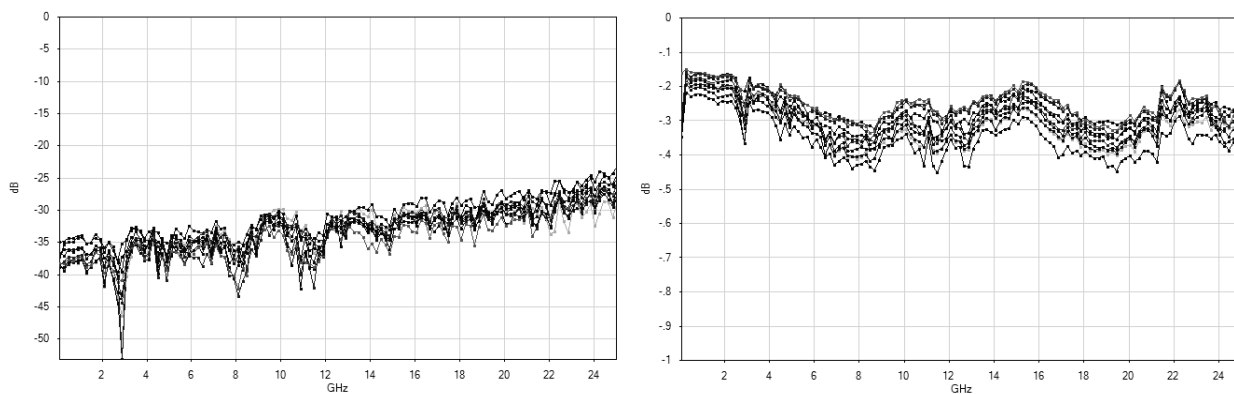


Рис. 2.4. Измеренные коэффициенты S11 и S21 МЭМССВЧ переключателей с металлизацией на основе меди в открытом состоянии

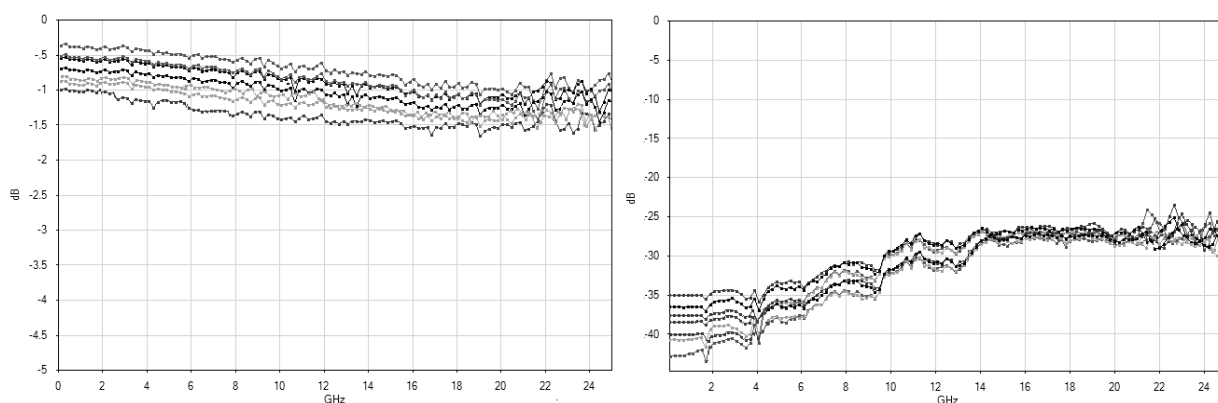


Рис.2.5. Измеренные коэффициенты S11 и S21 МЭМС СВЧ переключателей с металлизацией на основе меди в закрытом состоянии

Напряжение переключения (величина управляющего сигнала) составило 40 В. Коэффициент отражения в частотном диапазоне до 25 ГГц в открытом состоянии составил -30 дБ, а в закрытом состоянии -25 дБ. Коэффициент пропускания на частоте до 25 ГГц в открытом состоянии составил -0 дБ, а в закрытом состоянии -1,2 дБ.

Сравнительный анализ измеренных параметров макетов переключателей с металлизацией на основе меди с характеристиками аналогичных МЭМС СВЧ переключателей с металлизацией на основе золота показал, что переключатели, разработанные в рамках настоящей работы, имеют СВЧ параметры на уровне известных аналогов [6].

#### Заключение

В работе создана СВЧ модель, разработана конструкция и технология изготовления МЭМС СВЧ переключателя с металлизацией на основе меди. Измерения параметров макета переключателя свидетельствуют о соответствии СВЧ параметров изготовленного прибора его модельным характеристикам, а также СВЧ параметрам известных аналогов, изготовленных на основе золотой металлизации.

Авторы работы выражают благодарность коллективу научно-образовательного центра «Нанотехнологии» ФГБОУ ВПО ТУСУР и АО «НПФ «Микран» за помощь при выполнении работы.

*Работа выполнена при финансовой поддержке гранта У.М.Н.И.К. фонда содействия развитию малых форм предприятия в научно-технической сфере.*

## Список литературы

1. "Microwave switches". Micro-waves-101 Microwave Encyclopedia.
2. Rowe, Martin. "Get to know RF switch specifications". Test & Measurement World, 2007.
3. Liwen Sang, Junqing Hu. Hetero-integration of semiconductor nanostructures, CS MANTECH Conference, April 14-17, 2008, Chicago, Illinois, USA.
4. Варадан В. ВЧ МЭМС и их применение /В. Варадан, К. Виной, К. Джозе: пер. с англ. – М.: Техносфера, 2004,- 528 с.
5. И.В. Кулинич, Т.В. Сигута Моделирование активного элемента МЭМС СВЧ переключателя» Глобализация науки: проблемы и перспективы, С. 26-29.
6. Каталог продукции [электронный ресурс] // RADANT MEMS. URL: <http://www.radantmems.com/radantmems/products.html> (Дата обращения: 18.02.2016).

УДК 621.396.677.73

**П.Д. Куроптев, В.В. Левяков, А.В. Фатеев**

**ФГБОУ ВПО «Томский государственный университет систем управления  
и радиоэлектроники», ООО НПК «ТЕСАРТ», г. Томск**

### **ВОССТАНОВЛЕНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ШИРОКОПОЛОСНОЙ РУПОРНОЙ АНТЕННЫ ИЗ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ**

Рассмотрены методы определения поля сканирования и восстановления диаграммы направленности (ДН) для дальней зоны из амплитудно-фазового распределения (АФР) широкополосной рупорной антенны в ближней зоне. Приведено сравнение ДН спроектированной модели антенны и восстановленной из АФР.

Ключевые слова: широкополосная рупорная антенна, диаграмма направленности, амплитудно-фазовое распределение, ближняя зона

**P.D. Kuroptev, V.V. Levyakov, A.V. Fateev**

### **RECOVERY OF RADIATION PATTERN OF THE BROADBAND HORN ANTENNA FROM NEAR FIELD AMPLITUDE AND PHASE DISTRIBUTIONS**

Considered methods for determination of scanning surface and recovery of far field radiation pattern from near field amplitude and phase distribution of the broadband horn antenna. Comparison simulation model's radiation pattern and recovered radiation pattern is given.

Keywords: broadband horn antenna, radiation pattern, amplitude and phase distribution, near field

Одной из главных характеристик антенны является ДН, которая характеризует излучающие свойства антенны как функцию от сферических координат  $\theta$  и  $\varphi$  [1]. В большинстве случаев ДН определяется в дальней зоне на определенном расстоянии и частоте.

В статье [2] была описана широкополосная рупорная антенна (рис. 1), её расчёт, моделирование и полученные характеристики.

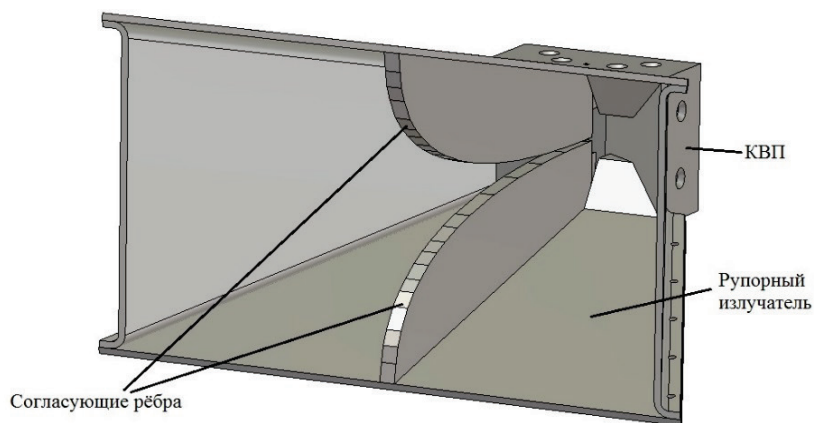


Рис. 1. Модель рупора

Для определения ДН данного рупора в дальней зоне необходимо расположить антенны на расстоянии от 1,269 м до 47,6 м (рабочий диапазон частот от 0,8 ГГц до 30 ГГц), что затруднительно и требует условий безэховости. Поэтому более простым решением данной проблемы будет измерение в ближней зоне с последующим пересчётом в дальнюю. Для сравнения характеристик, полученных в результате моделирования, с параметрами реального рупора будет использоваться автоматизированный комплекс измерения параметров антенн на базе плоского сканера ближнего поля НПК «ТЕСАРТ» (рис. 2.). Комплекс состоит из плоского сканера, комплекта измерительных зондов, устройства позиционирования исследуемой антенны (ИА), ПО, в котором реализован алгоритм восстановления ДН из АФР ближней зоны, и др.

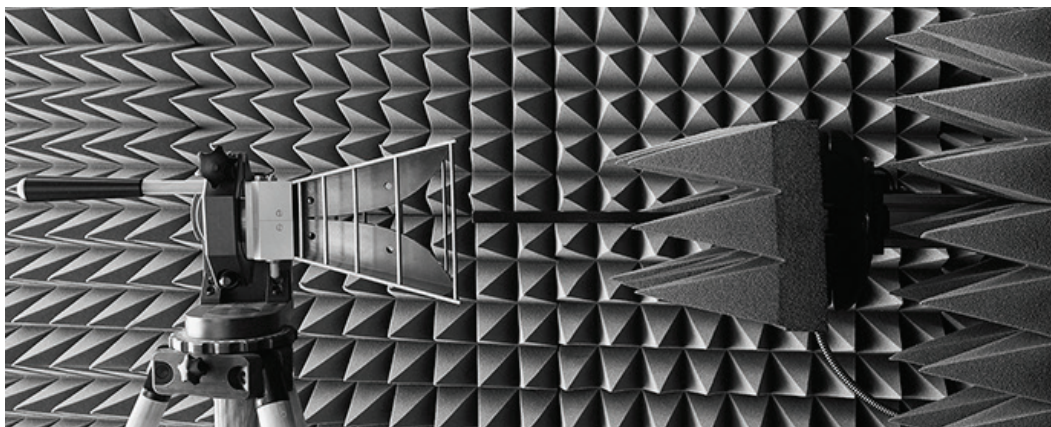


Рис. 2. Автоматизированный комплекс измерения параметров антенн на базе плоского сканера ближнего поля НПК «ТЕСАРТ»

Перед проведением измерений необходимо теоретически проверить методику восстановления параметров из ближней зоны в дальнюю.

Поле дальней зоны в зависимости от типа антенн и её размещения удобно рассматривать в одной из систем сферических координат  $\alpha, \beta$  или  $\theta, \varphi$ . Выбор системы координат для поля в ближней зоне определяется формой измерительной поверхности и конструктивного механизма, с помощью которого измеряется ближнее поле. Наиболее естественными и легко реализуемыми на практике являются измерения на плоской, цилиндрической и сферической поверхностях [3].



Рассмотрим алгоритм пересчета ДН в дальней зоне на основе измерения АФР на плоскости. Вводится декартова система координат  $XYZ$ , в которой плоскость измерений определяется уравнением  $z=0$  (рис. 3), и полагается, что ИА расположена под этой плоскостью. Измерения АФР на плоскости позволяют определить поле антенны в верхней полусфере  $z>0$ .

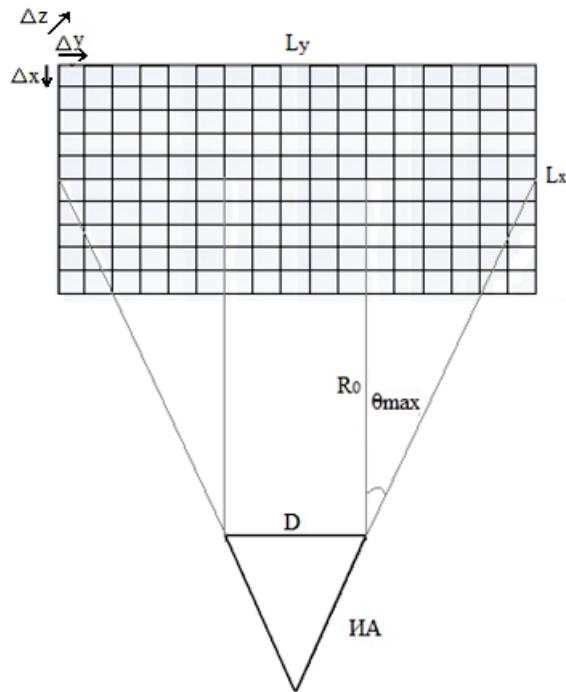


Рис. 3. Плоскость перемещения измерительного зонда и расстояние от раскрыва ИА

При этом должны выполняться следующие условия расположения зонда относительно поверхности раскрыва ИА [4]:

$$L > D + 2R_0 \cdot \operatorname{tg} \theta_{\max}, \quad (1)$$

где  $\theta_{\max} = 60^\circ$ ,  $R_0 = 3\lambda$ ,  $D$  – размер раскрыва ИА в направлении  $x$  или  $y$ ;  $R_0$  – расстояние от раскрыва ИА до зонда в направлении оси  $z$ ;  $\lambda$  – длина волны.

Измерения в ближней зоне (сканирование на плоскости) осуществляются путём перемещения зонда вдоль раскрыва антенны с определенными шагами  $\Delta x$  в направлении  $x$  и  $\Delta y$  в направлении  $y$ , которые определяются исходя из условия [5]:

$$\Delta x = \Delta y \leq \frac{\lambda}{2}. \quad (2)$$

При перемещении вдоль осей зонд формирует массив точек ближнего поля антенны, содержащих информацию о координатах точки по двум осям [мм] и значения коэффициента передачи, т.е. амплитуду [раз] и фазу [град]. Задача алгоритма заключается в пересчете коэффициента передачи в поле дальней зоны в сферической системе координат. Для плоской

поверхности измерений достаточно знать распределение тангенциальной составляющей электрического вектора поля.

Амплитуда и фаза поля в раскрыве антенны рассчитываются по формулам:

$$Amplitude = |E_{\perp}| = \sqrt{Re^2 + Im^2}, \quad (3)$$

$$Phase = \arg(E_{\perp}) = \arctg\left(\frac{Im}{Re}\right). \quad (4)$$

Затем требуется пересчитать полученное поле ближней зоны из декартовой системы координат в сферическую систему координат. Для этого задается волновой вектор  $k$ , характеризующий направление распространения плоской волны  $e^{-i(k_x x + k_y y)}$ , и его проекции  $k_x, k_y$ :

$$k_x(\theta, \varphi) = k \sin(\theta) \cdot \cos(\varphi), \quad (5)$$

$$k_y(\theta, \varphi) = k \sin(\theta) \cdot \sin(\varphi). \quad (6)$$

Поле в дальней зоне непосредственно связано с полем ближней зоны через преобразование Фурье, так называемые спектры плоских волн, которые можно вычислить, используя следующее соотношение:

$$S_{x,y}(\theta, \varphi) = \int_{-L_y/2}^{L_y/2} \int_{-L_x/2}^{L_x/2} E_{x,y}(x, y) e^{-i(k_x x + k_y y)} dx dy, \quad (7)$$

где  $E_{x,y}(x, y)$  – АФР ИА.

Учитывая то, что величина спектра дискретная, знак интегрирования заменяется суммированием.

На основе (7) определяются составляющие поля в дальней зоне:

$$E_{\theta}(\theta, \varphi) = A \cdot \cos(\theta) \cdot [S_x(\theta, \varphi) \cdot \cos(\varphi) + S_y(\theta, \varphi) \cdot \sin(\varphi)], \quad (8)$$

$$E_{\varphi}(\theta, \varphi) = A \cdot \cos(\theta) \cdot [-S_x(\theta, \varphi) \cdot \sin(\varphi) + S_y(\theta, \varphi) \cdot \cos(\varphi)] \quad (9)$$

где  $A = \frac{i}{\lambda \cdot R_0} e^{-i \cdot k \cdot R_0}$  – постоянная;

Суммарное поле антенны в дальней зоне:

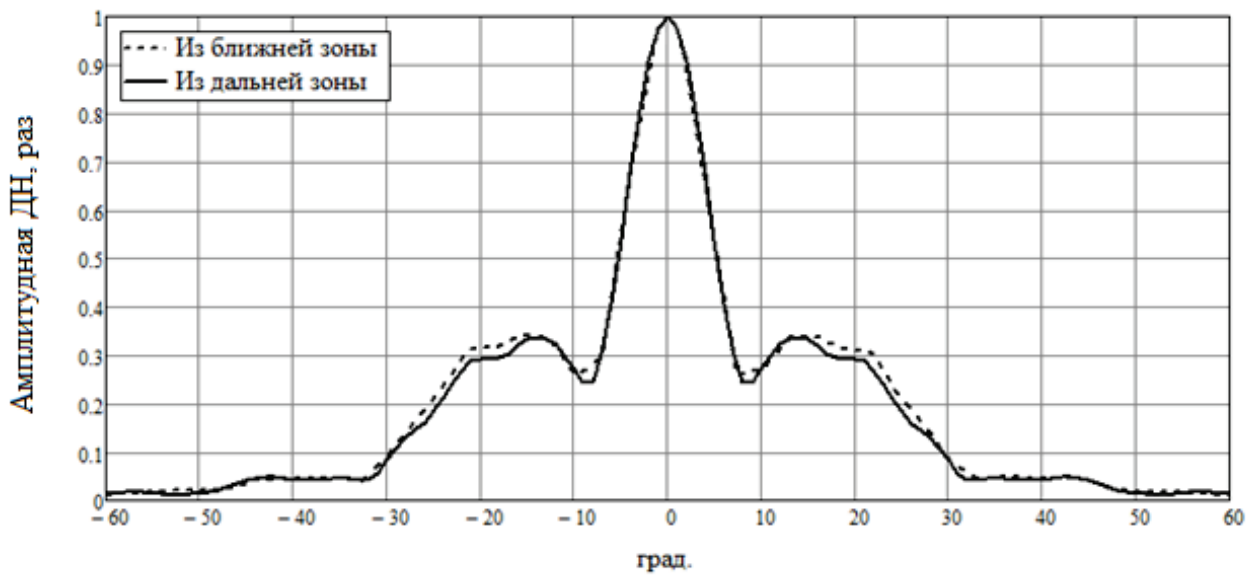
$$\bar{E}(\theta, \varphi) = \sqrt{E_{\theta}(\theta, \varphi)^2 + E_{\varphi}(\theta, \varphi)^2}. \quad (10)$$

Истинные характеристики ИА в этом случае должны определяться с учётом параметров зонда, то есть алгоритм обработки результатов измерения должен предусматривать компенсацию зонда.

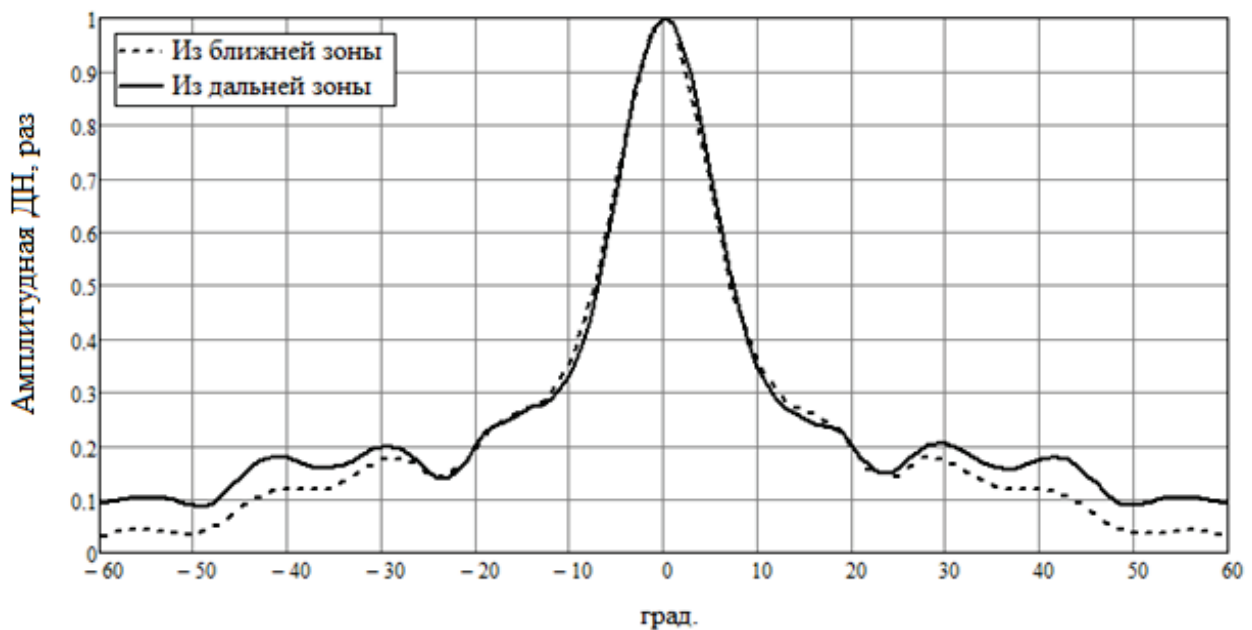
Для проведения вычислительного эксперимента был использован САПР *EMPro*. В результате моделирования на центральной частоте рабочего диапазона 15,4 ГГц ( $\lambda=19,5$  мм) было измерено АФР в ближней зоне на расстоянии  $R_0$  и ДН в дальней зоне для разработанного рупора.



На основе полученных данных АФР был проведён расчёт ДН в дальней зоне. Сравнение амплитудных ДН из дальней зоны и полученной из пересчёта (рис. 4) приведены для двух плоскостей.



а)



б)

Рис. 4. Сравнение ДН (а – в  $E$ -плоскости, б – в  $H$ -плоскости)

Расхождения графиков ДН на рис. 4 связаны со сходимостью методов расчёта ДН в дальней зоне и расчёта АФР в ближней зоне рупора, заложенных в САПР *EMPro*.

На основе материалов, приведённых в данной статье, разработано ПО для автоматизированных комплексов измерения параметров антенн в ближней зоне, выпускаемых ООО НПК «ТЕСАРТ».

## Список литературы

1. Constantine A. Balanis. Antenna theory: Analysis and design. Third edition. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2005. 29-30 pp.
2. Куроптев П.Д., Фатеев А.В. Широкополосная рупорная антенна диапазона 0,8–30 ГГц // Электронные средства и системы управления: Материалы докладов XI международной научно-практической конференции в 2 частях, Ч. 1, Томск: В-Спектр, 2015,- 141-146 с.
3. Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д., Курочкин А.Н., Усин В.А., Шифрин Я.С. Методы измерений параметров излучающих систем в ближней зоне. Ленинград: Наука, 1985, - 22-29 с.
4. Современные методы и средства измерения радиотехнических характеристик антенн. Материалы семинара «Измерения в антенной технике». Компания «ТРИМ», Москва, 2015,- 25-26 с.
5. Захарьев Л.Н., Леманский А.А., Турчин В.И. и др., под ред. Цейтлина Н.М. Методы измерения характеристик антенн СВЧ. М.: Радио и связь, 1985,- 150 с.

УДК 621.315/5.61:537.868.4

**А.Н. Лагарьков, В.Н. Семенов, С.Г. Кибец, В.И. Иванова, В.А. Чистяев**

**ИТПЭ РАН, г. Москва**

**Л.Н. Иванова, И.А. Боровик, Д.Д. Кохнюк, Г.В. Коробейников**

**АО «ЦКБА», г. Омск**

### **РАЗРАБОТКА И ПРИМЕНЕНИЕ МНОГОСЛОЙНОГО СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО РАДИОПОГЛОЩАЮЩЕГО ПОКРЫТИЯ**

Показана эффективность использования многослойного радиопоглощающего покрытия (РПП) РАН-79 для уменьшения искажений диаграмм направленности (ДН) антенн в сверхширокополосных антенных системах.

Ключевые слова: сверхширокополосные радиопоглощающие покрытия, широкополосные антенные устройства, магнитомягкие материалы.

**Lagarkov A.N., Semenenko V.N., Kibets S.G., Ivanova V.I., Tshistyayev**

**Institute of theoretical and applied electrodynamics of Russian scientific academy,  
Moscow city**

**Ivanova L.N., Borovik I.A., Kokhnyuk D.D., Korobeynikov G.V.**

**SC "CDBA", Omsk city**

### **DEVELOPMENT AND APPLICATION OF MULTILAYER ULTRABANDWIDTH RADAR ABSORBENT COATING**

Hereby efficiency of utilizing multilayer radar absorbent coating RAN-79 for beam distortion reduce in ultrabandwidth antenna systems is described.

Key words: ultrabandwidth radar absorbent coating, broad-band antenna devices, magnetically soft materials.

В современных радиотехнических устройствах, в том числе и авиационного применения, широко используются конструкционные композиционные радиопоглощающие материалы широкого спектра функционального назначения: радиопоглощающие покрытия, защитные экраны, радиопоглощающие структуры, входящие в конструкцию различных радиотехнических устройств. Одним из основных элементов аппаратуры, разрабатываемой АО «ЦКБА», являются широкополосные антенные устройства, которые представляют собой антенные решетки, состоящие из отдельных антенн, размещенных на общем основании, в которых применяются радиопоглощающие покрытия (РПП).

Возрастающие требования к эффективности антенных систем, а именно необходимость расширения диапазона рабочих частот, повышение точности пеленгования, чувствительности приборных комплексов требуют разработки новых сверхширокополосных РПП с улучшенными радиотехническими характеристиками.

При разработке сверхширокополосных пассивных антенных систем, работающих в непрерывном диапазоне частот с коэффициентом перекрытия рабочего диапазона частот порядка десяти и более, возникает проблема стабилизации параметров антенн, размещенных на металлической платформе. За счет интерференции и дифракции электромагнитных волн на металлической платформе происходит существенное нарушение монотонности диаграмм направленности (ДН) антенн, появляется изрезанность ДН, нарушение их поляризационных характеристик, что приводит к невыполнению технических требований к антенной системе. Использование на металлической платформе сверхширокополосного (СШП) РПП с низким коэффициентом отражения в широкой полосе частот (порядка минус 10 дБ в полосе частот от 1,2 до 18 ГГц) позволяет значительно снизить вышеуказанные негативные явления и стабилизировать ДН антенн.

В реальных условиях требуется обеспечить минимальное отражение и максимальное поглощение энергии электромагнитной волны (ЭМВ), имеющей различную длину волны, когда узкополосные интерференционные материалы и покрытия, даже при определенной оптимизации  $\epsilon, \mu$  (диэлектрической и магнитной проницаемости), будут малоэффективны.

Целью настоящей работы являлась разработка составов и технологий изготовления СШП РПП на основе магнитомягких материалов с наполнителями из порошков карбонильного и металлургического восстановленного железа, работающих в диапазоне от 1,2 до 18 ГГц и имеющих коэффициент отражения на металлической подложке не более минус 10÷15 дБ.

При разработке РПП необходимо было решить при ограничении по толщине конструкции многослойного РПП не более 11 мм задачу повышения точностных характеристик антенных систем за счет:

- улучшения радиотехнических характеристик антенных систем за счет уменьшения искажений диаграммы направленности и повышения коэффициента усиления отдельных антенн;
- снижения взаимовлияния антенн, применяемых в составе сверхширокополосных антенных систем за счет поглощения падающей ЭМВ металлополимероматричными наноконструкциями.

Для решения вышеуказанной задачи необходимо было провести следующие работы на базе ИТПЭ РАН и АО «ЦКБА»:

1. На базе ИТПЭ РАН:

- электродинамическое моделирование СШП РПП для СВЧ устройств;
- разработку композиционных составов многослойного РПП толщиной не более 11 мм и технологии нанесения нового РПП.

2. На базе АО «ЦКБА»:

- разработку конструкторской и технологической документации по размещению и сборке антенной системы на платформе с новым РПП;
- проверку эффективности использования нового РПП в конструкции СШП антенной системы.

При разработке нового РПП успешно применен накопленный в ИТПЭ РАН опыт исследований в области СВЧ электродинамики композиционных материалов, построения электродинамических моделей, экспериментальных исследований электродинамических параметров композитов и опыт АО «ЦКБА» по созданию сверхширокополосных антенных систем.

Разработанное сверхширокополосное радиопоглощающее покрытие выполнено в виде многослойного металлополимероматричного композиционного материала, слои которого имеют различную толщину: первый слой – от 2,0 до 3,0 мм, второй – от 1,0 до 1,5 мм, третий – от 0,5 до 1,0 мм, четвертый – от 1,0 до 2,0 мм, пятый – от 3,0 до 3,5 мм. При этом в каждом слое в качестве наполнителя используется комплекс ферромагнитных металлических частиц с различными формами и размерами:

- в первом слое (частицы чешуйчатой формы) от 5 до 25 мкм,
- во втором слое (частицы чешуйчатой формы) от 3 до 10 мкм,
- в третьем слое (частицы сфероидальной формы) от 1 до 5 мкм,
- в четвертом слое (частицы сфероидальной формы) от 1 до 5 мкм;
- в пятом слое (частицы сфероидальной формы) от 1 до 5 мкм.

Первый слой наносится на металлическое основание.

Толщина слоя, соотношение компонентов  $\epsilon' / \epsilon''$   $\mu' / \mu''$ . Коэффициент отражения РПП на частоте 2 ГГц, дБ представлен в таблице.

Таблица

Параметры слоёв многослойного РПП

Номер слоя РПП от подложки	Толщина слоя, мм	Формы и размеры частиц	Соотношение весовых частей наполнителя к 100 весовым частям полимера	$\epsilon' / \epsilon''$	$\mu' / \mu''$	Коэффициент отражения РПП на частоте 2 ГГц, дБ
1 (нижний)	2,0 - 3,0	чешуйчатая форма от 5 до 25 мкм	100-200	107/9	3,1/1,5	-2,1
2	1,0 - 1,5	чешуйчатая форма от 3 до 10 мкм	300-500	35/0,3	4,7/2,0	-4,6
3	0,5 - 1,0	сфероидальная форма от 1 до 5 мкм	450-650	12,8/0,04	3,4/0,7	-6,2
4	1,0 - 2,0	сфероидальная форма от 1 до 5 мкм	200-300	7,0/0,01	2,0/0,4	-8,9
5 (верхний)	3,0 - 3,5	сфероидальная форма от 1 до 5 мкм	10-100	3,5/0,007	1,1/0,1	-12,1

Значительное ступенчатое снижение диэлектрической проницаемости от первого к пятому слою покрытия в 30 раз при плавном снижении магнитной проницаемости от второго к пятому слою обеспечивает плавное снижение коэффициента отражения при оптимальном подборе толщин слоев покрытия. Сложная частотная дисперсия магнитной проницаемости слоев покрытия в совокупности с плавной дебаевской частотной зависимостью диэлектрической проницаемости слоев покрытия обеспечивает условия для ступенчатого уменьшения импеданса слоев покрытия от верхнего слоя к металлической подложке, что позволяет получить низкие значения коэффициента отражения такого градиентного РПП в сверхширокой полосе частот. При толщине РПП не более 11 мм обеспечивается работа сверхширокополосной антенной системы в сантиметровом диапазоне длин волн с перекрытием по частоте порядка 10 при коэффициенте отражения на металлической подложке не более минус 10 дБ.

Коэффициент отражения (R) слоя многослойного покрытия на металлической подложке рассчитывается по формуле

$$R = \frac{Z_{in}^{(n)} - Z_{n+1}}{Z_{in}^{(n)} + Z_{n+1}},$$

$$Z_{in}^{(n)} = \frac{Z_{in}^{(n-1)} - iZ_n \operatorname{tg} \varphi_n}{Z_n - iZ_{in}^{(n-1)} \operatorname{tg} \varphi_n} Z_n,$$

где  $\varphi_n = \frac{2\pi d_n}{\lambda} \sqrt{\varepsilon_n / \mu_n}$  — набег фазы при прохождении электромагнитной волны через слой толщиной  $d_n$ ;  $Z_n = \mu \sqrt{\varepsilon_n}$  — входной импеданс слоя;  $n=1, 2, 3, 4, 5$  — номер слоя покрытия.

Типичная частотная зависимость коэффициента отражения радиопоглощающего покрытия при нормальном падении электромагнитной волны приведена на рис. 1.

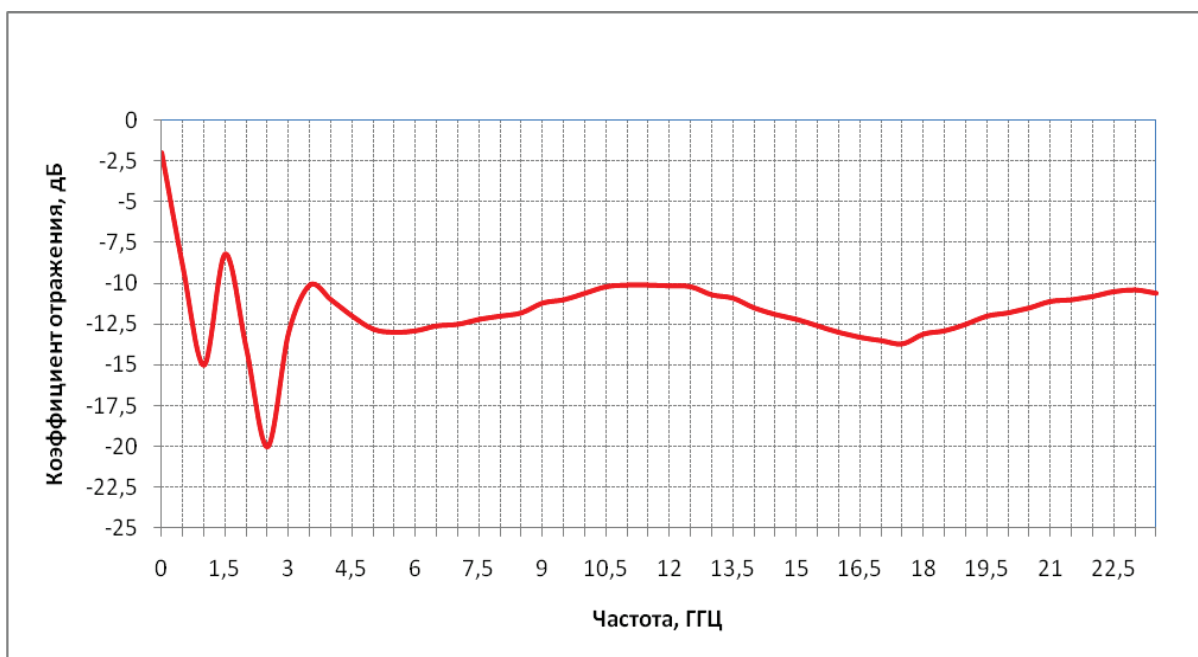


Рис. 1. Типичная частотная зависимость коэффициента отражения РПП РАН-79 при нормальном падении электромагнитной волны

Для подтверждения эффективности использования нового радиопоглощающего покрытия РАН-79 в антенных системах современных изделий в АО «ЦКБА» была проведена проверка влияния РПП на диаграммы направленности сверхширокополосной спиральной антенны, расположенной в центре металлической платформы размером 420×420 мм<sup>2</sup>. ДН антенны измерялись на металлической платформе без покрытия и с покрытием РАН-79 в диапазоне частот 1,2 ÷ 18 ГГц. При измерениях с РПП антенна заглублялась в РПП на его толщину.

По измеренным ДН определялась максимальная изрезанность ДН спиральной антенны в секторе углов ± 60° от продольной оси антенны.

Изрезанность  $N$ , дБ ДН антенны определялась как

$$N_{\text{дБ}} = 10 \lg(P/P_{\text{ср}}), \text{ где}$$

$P$  – уровень измеренной ДН для угла, на котором определяется изрезанность,

$P_{\text{ср}}$  – уровень усредненной (аппроксимирующей) ДН для угла, на котором определяется изрезанность.

Данные о величине изрезанности ДН (дБ) отдельно при вертикальной и горизонтальной поляризации падающей ЭМВ приведены на рис. 2 и 3.

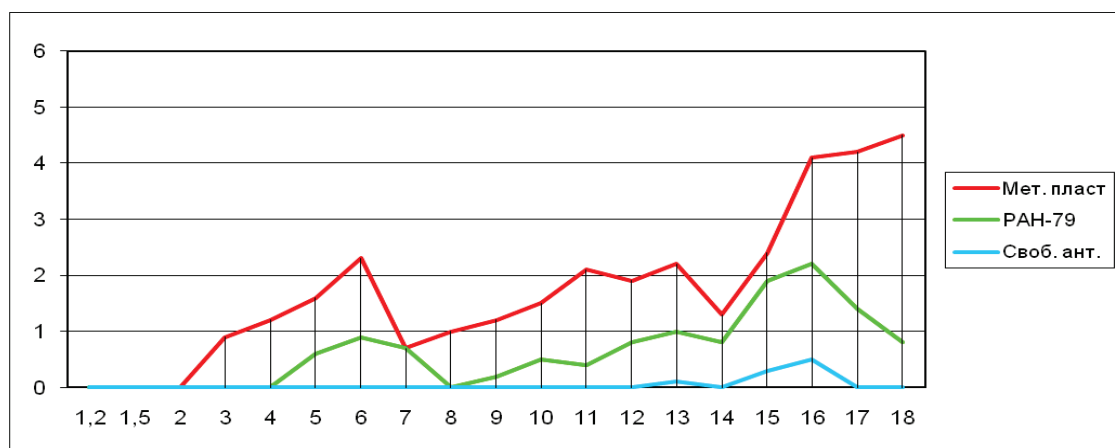


Рис. 2. Изрезанности ДН отдельной антенны при вертикальной поляризации падающей ЭМВ

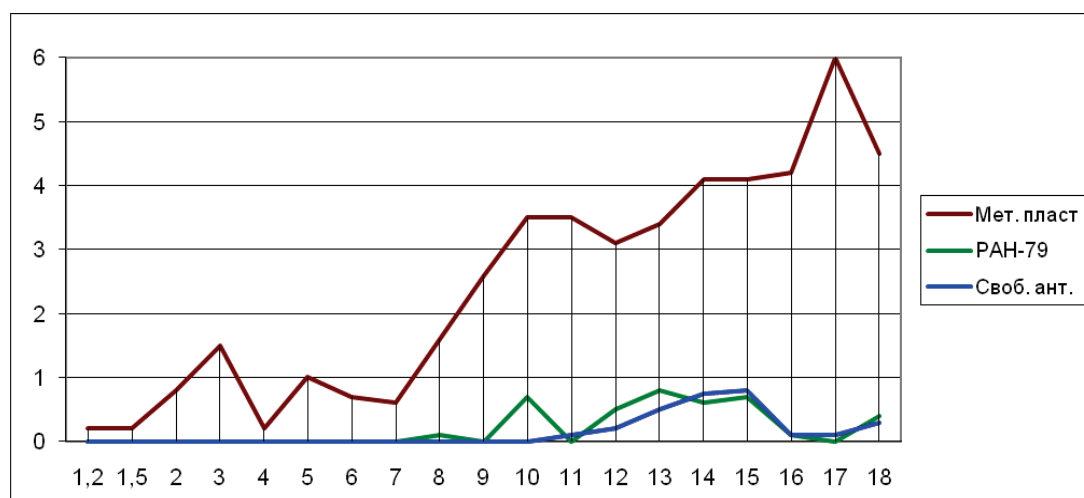


Рис. 3. Изрезанности ДН отдельной антенны при горизонтальной поляризации падающей ЭМВ

Анализ измеренных ДН и данных о величине изрезанности ДН показывает, что в большей части рабочего диапазона частот металлическая платформа с размерами  $420 \times 420$  мм<sup>2</sup> вызывает сильную изрезанность ДН. Ниже 2 ГГц изрезанность ДН почти незаметна (менее 0,8 дБ), с ростом частоты в диапазоне от 8 до 18 ГГц изрезанность в основном растет от 1 дБ до  $4 \div 6$  дБ; причем рост изрезанности более ярко выражен при ГП.

Использование РПП РАН-79 значительно уменьшает изрезанность ДН. При ГП величина изрезанности во всем диапазоне частот от 1,2 до 18 ГГц составляет не более 0,8 дБ; при ВП величина изрезанности в основном не более 1 дБ, кроме участка диапазона частот выше 14 ГГц, где величина изрезанности близка к 2 дБ. Следует отметить, что в диапазоне частот  $12 \div 18$  ГГц используемая сверхширокополосная спиральная антенна в свободном пространстве имеет ДН с искажениями (изрезанностью)  $0,1 \div 0,8$  дБ.

Наиболее характерные ДН сверхширокополосной антенны, иллюстрирующие влияние РПП, приведены на рис. 4 и 5.

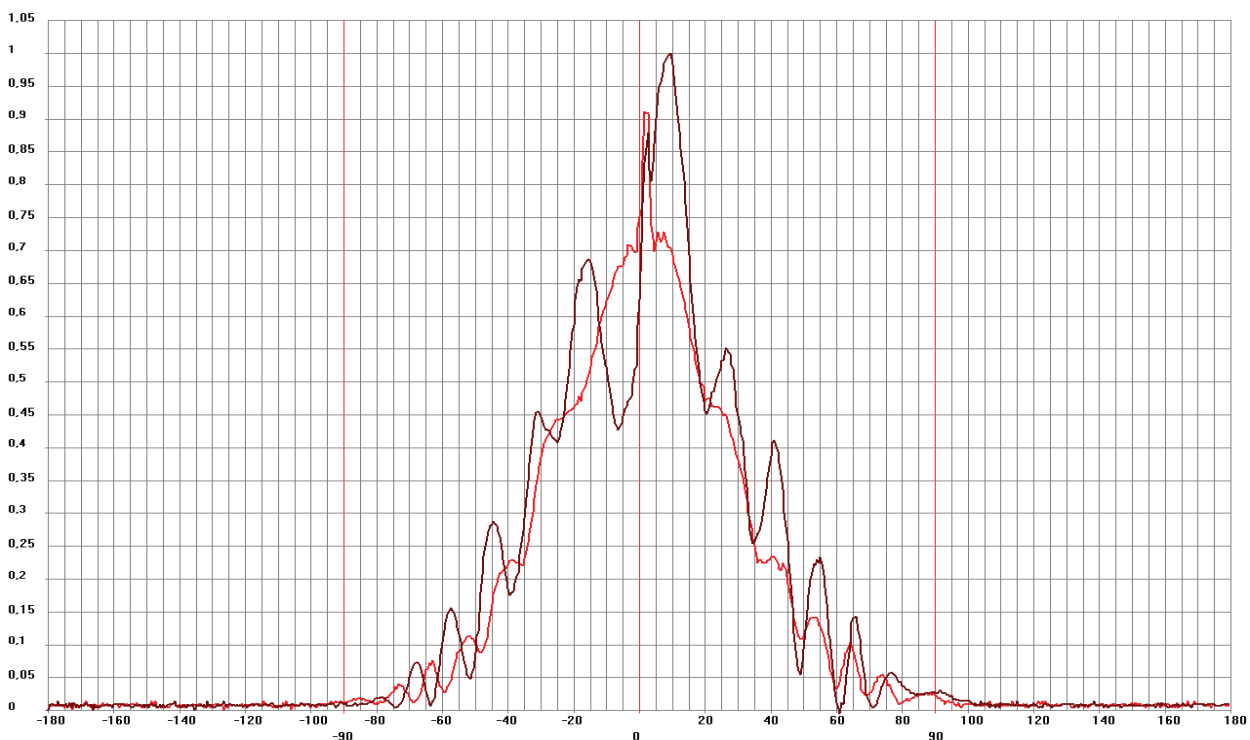


Рис. 4. ДН сверхширокополосной антенны на частоте 18 ГГц на металлической платформе без РПП (изрезанность ВП-4,5 дБ; ГП-4,5 дБ)

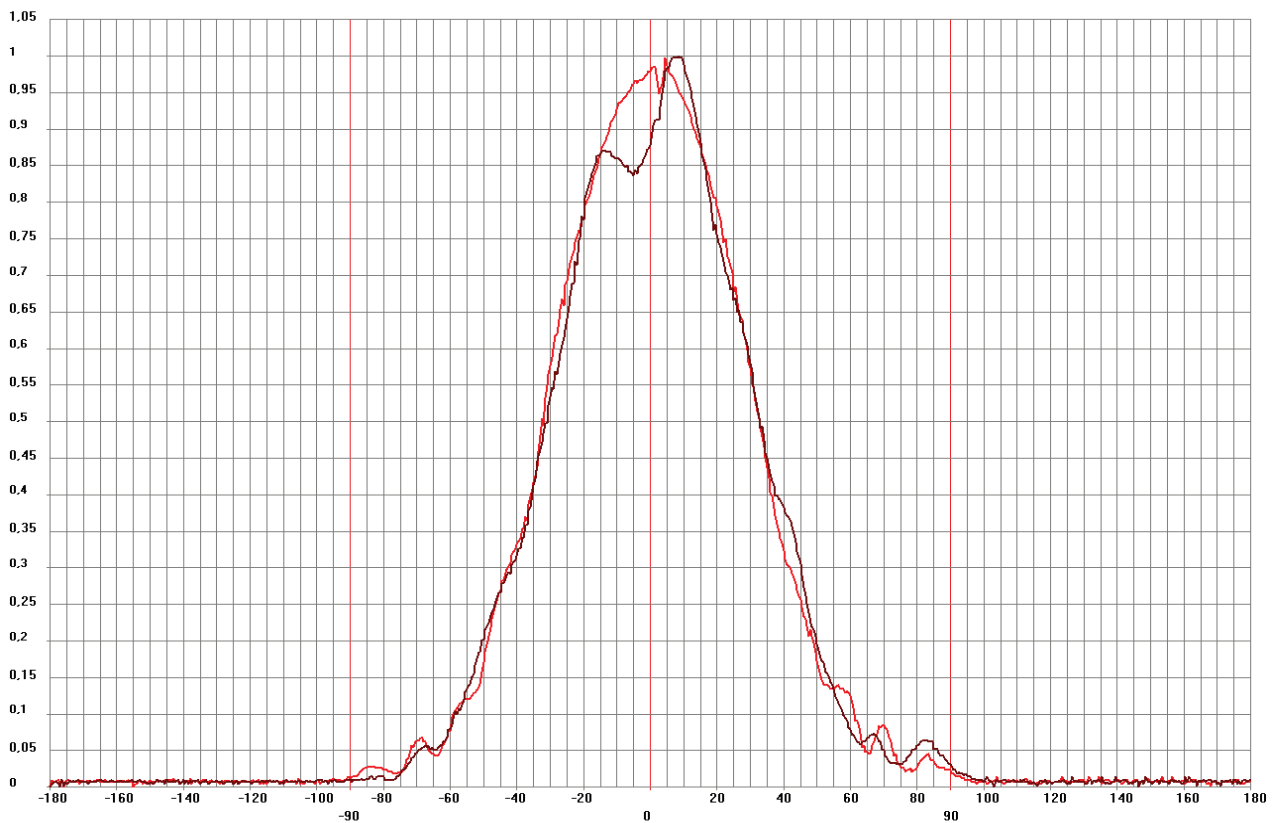


Рис. 5. ДН сверхширокополосной антенны на частоте 18 ГГц на металлической платформе с РПП РАН-79 (изрезанность ВП-0,8 дБ; ГП-0,4 дБ)

Таким образом, применение сверхширокополосного многослойного РПП РАН-79 значительно уменьшает изрезанность ДН сверхширокополосных спиральных антенн, размещенных на металлической платформе, и обеспечивает работоспособность системы сверхширокополосных спиральных антенн в рамках технических требований.

РПП РАН-79 применяется в антенных системах нескольких перспективных изделий, разрабатываемых АО «ЦКБА».

### Список литературы

1. Радиопоглощающее покрытие РАН-79 (ТУ 225739-130-23012159-2015).
2. Патент RU № 2571906, Российская Федерация, МПК H01Q 17/00. Сверхширокополосное радиопоглощающее покрытие / Лагарьков А.Н., Семенов В.Н., Кибец С.Г., Иванова В.И., Сиберт С.Д., Иванова Л.Н., Коробейников Г.В., Кохнюк Д.Д., Открытое акционерное общество «Центральное конструкторское бюро автоматики» г. Омск, Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Институт теоретической и прикладной электродинамики Российской академии наук (ИТПЭ РАН) .- № заявки 2014129366/05; Заявл. 16.07.2014; Оpubл. 27.12.2015.- Бюл. 36.



**В. П. Лихачев, М.Ф. Пашук**

**«Центр специальных исследований и разработок - филиал АО «НТЦ РЭБ»  
(г. Воронеж)**

**МНОГОДИАПАЗОННАЯ МАЛОГАБАРИТНАЯ РЛС С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ  
АНТЕННЫ. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ, ПЕРСПЕКТИВЫ**

В статье представлены результаты разработки многодиапазонной малогабаритной РЛС с синтезированной апертурой антенны (РСА) для беспилотных летательных аппаратов. Определены принципы построения и функционирования, решаемые в направлении контроля радиолокационной заметности объектов задачи, а также перспективы развития малогабаритных систем радиовидения. Показаны радиолокационные изображения, полученные в ходе экспериментальной проверки многодиапазонной малогабаритной РСА.

Ключевые слова: синтезированная апертура, радиовидение, беспилотный летательный аппарат.

The paper provides the results of development of compact multiband synthetic aperture radar (SAR) designed for unmanned aerial vehicles. Principles of construction and operation, objectives that have to be achieved in radar visibility control are defined as well as prospects for the development of compact radio-wave imaging systems. Radar images that were acquired in the process of compact multiband SAR experimental verification are demonstrated.

Keywords: synthetic aperture, radar imaging, unmanned aerial vehicle.

За рубежом активно развиваются и внедряются средства видовой радиолокационной разведки космического базирования (РЛС с синтезированной апертурой (РСА) SARLupe, CosmoSkyMed, TerraSAR-X, Sentinel, PALSAR, RADARSATидр.) [1] и малогабаритные PCARASAR, MiniSAR, ImSAR и др. [2 - 5] для тактических БЛА. РСА воздушного и космического базирования (ВиКБ) имеют огромные информационные возможности – формируют радиолокационные изображения (РЛИ) с разрешением до 0,1 ... 0,3 м. Реализация иностранными государствами глобальной аэрокосмической системы видовой радиолокационной разведки ВиКБ позволяет выполнять всесторонний квазинепрерывный мониторинг объектов вооружения и военной техники (ВиВТ) как в ходе испытаний, так и в ходе вооруженных конфликтов [6]. Эффективное решение задач оценки радиолокационной заметности (РЛЗ) объектов ВиВТ в полном объеме и с требуемым качеством уже сейчас предусматривает охват контролем от нескольких сотен до нескольких тысяч важнейших объектов.

В связи с актуальностью этой задачи в рамках ОКР «Пазанка», заданной Минпромторгом, АО «НТЦ РЭБ» (г. Москва) совместно с ЗАО НИИ СТТ (г. Смоленск), разработан мобильный аппаратно-программный комплекс контроля РЛЗ ВиВТ.

Основным требованием к АПК контроля РЛЗ является обеспечение адекватности проводимой инструментальной оценки возможностей средств видовой радиолокационной разведки ВиКБ по обнаружению и распознаванию ВиВТ (по оценке эффективности их конфигурации и радиопоглощающих покрытий (материалов)) на РЛИ, аналогичных РЛИ, сформированным в реальных условиях наблюдения РСА ВиКБ[1-4].

Основу комплекса составляет малогабаритная РСА трех диапазонов частот (L, C и X), размещаемая на беспилотном летательном аппарате (БЛА). Рассмотрим принципы ее построения и функционирования на основе структурных и функциональных схем.

Возможна реализация двух типов зондирующих сигналов РСА - импульсного и непрерывного. Наиболее часто используемым в РСА является импульсный передатчик сигнала. В этом случае формируется короткий, но мощный СВЧ-импульс длительностью несколько десятков микросекунд, а затем регистрируются отражения от ландшафта и целей.

РСА с непрерывным ЛЧМ излучением постоянно передает сигнал и одновременно принимает отражения от земной поверхности и целей [7].

Основное различие между этими двумя типами РСА в том, что импульсный радар обычно с помощью опорного гетеродина переносит принимаемый сигнал до некоторой промежуточной частоты, в то время как РСА с непрерывным ЛЧМ сигналом смешивает принимаемый сигнал со своей задержанной копией. Это определяет преимущество схемы с непрерывным ЛЧМ сигналом: требуются более низкие частоты дискретизации, но есть и недостаток: требуется обеспечить более широкий динамический диапазон дискретизации эхосигналов.

РСА с непрерывным ЛЧМ сигналом также имеет то преимущество, что потребляет меньше энергии, чем импульсный радар. Это обусловлено тем, что непрерывным ЛЧМ сигналы имеют гораздо большую длительность, которая определяет большую энергию зондирующего импульса, а значит, в этом случае РСА работает при меньшем энергопотреблении, чем обычные импульсные РСА.

Поскольку РСА должна работать при малом энергопотреблении и иметь малые массогабаритные характеристики, которые будут осуществимы на БЛА, был выбран вариант РСА с непрерывным зондирующим ЛЧМ сигналом. В данном случае также упрощаются аппаратные средства дискретизации и снижается общая стоимость и размер системы.

Имеется большое количество способов формирования частотно-модулированных сигналов – от аналоговых на основе линий задержки до цифровых, как с применением кольца ФАПЧ, так и на основе прямого цифрового синтеза. Учитывая высокую стабильность выходного сигнала, возможность микроконтроллерного управления, хорошую промышленную повторяемость, а также ограничения на стоимость, массогабаритные показатели и потребляемую мощность необходимо отдать предпочтение цифровым системам на основе ФАПЧ. При этом положительным фактором является то, что отечественные предприятия выпускают специализированные СБИС, способные конкурировать с зарубежными аналогами.

Функциональная схема модуля РСА дециметрового диапазона показана на рис. 1.

Модуль **РСА Лдиапазона** предназначен для формирования зондирующего сигнала, предварительного его усиления, приема отраженного сигнала, выделения сигнала разностной частоты и усиления его до напряжения, необходимого для работы АЦП.

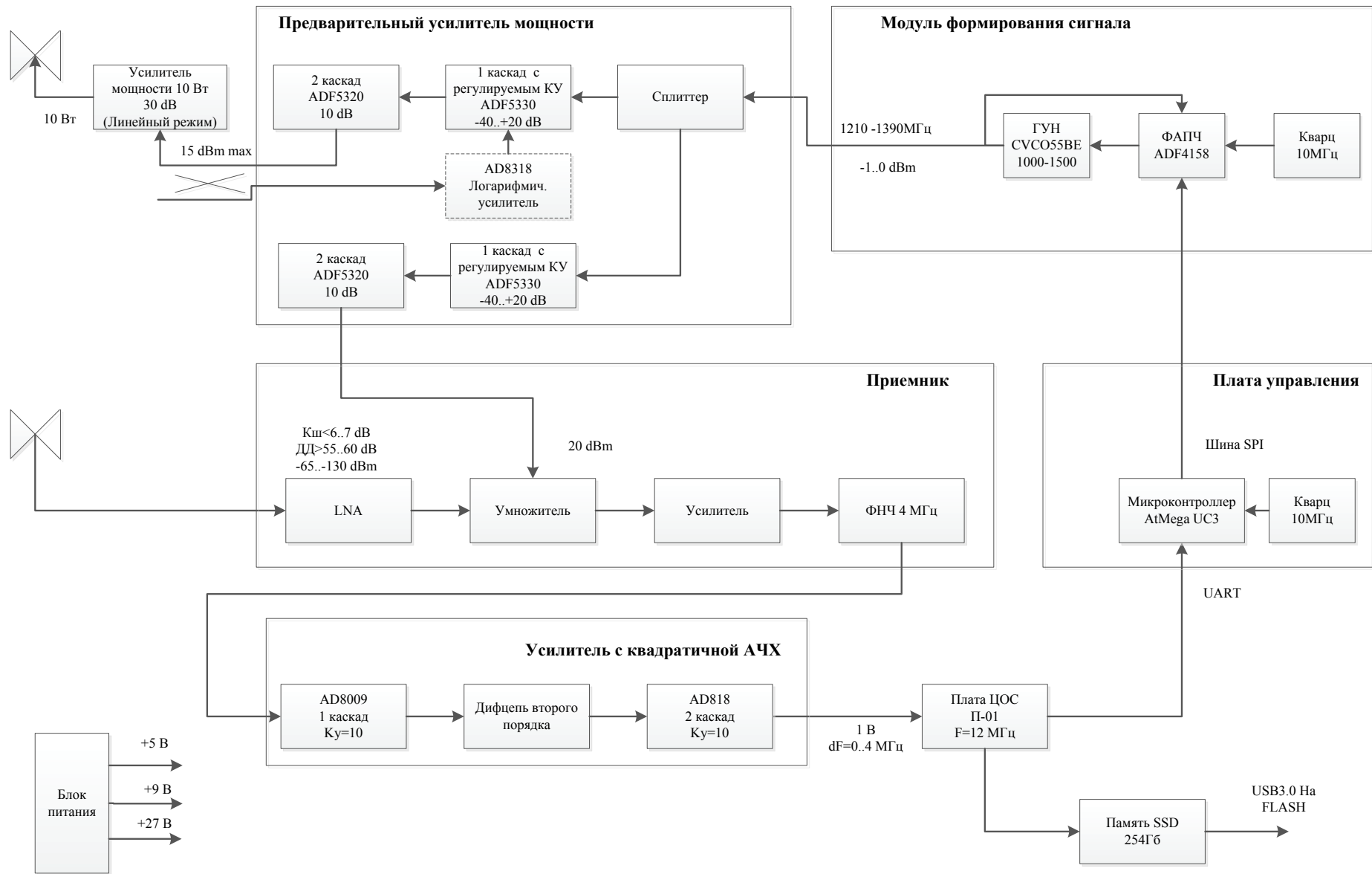


Рис. 1. Функциональная схема приемопередающей аппаратуры РСА с непрерывным ЛЧМ сигналом Lдиапазона

Структурно модуль состоит из источника питания напряжением 5В, управляющего микроконтроллера, предварительного усилителя, приемника и видеоусилителя с АРУ (рис.1). В составе бортовой цифровой платформы П-01 (производство ЗАО "НИИ СТТ") модуль питается через разъем РС1-Е. При настройке – через разъем внешнего питания. Сигнал с выхода формирователя на высокой частоте подается на вход предварительного усилителя, где разделяется на две части. Первая часть после усиления поступает на вход смесителя приемника. Требуемая мощность сигнала на входе смесителя 0..5 дБм устанавливается переменным резистором. Второй сигнал поступает на внешний усилитель мощности, либо сразу на антенну. Уровень выходного сигнала регулируется переменным резистором. Максимальный уровень выходного сигнала 20 дБм (стандартно установлен уровень выходной мощности 10 дБм, но при необходимости возможно увеличение до 20 дБм).

Приемная антенна подключается к разъему «АНТ» на лицевой панели. Сигнал с выхода видеоусилителя снимается с разъема на лицевой панели «ВЫХ». Уровень выходного сигнала устанавливается переменным резистором на плате. На разъем «СИНХР» выведены синхроимпульсы начала пилы ЛЧМ сигнала.

#### Основные характеристики модуля РСА L диапазона

Напряжение питания, В	9-24
Потребляемый ток, А	1
Максимальная выходная мощность, дБм	20
Вид модуляции	ЛЧМ
Центральная частота, ГГц	1,3
Ширина спектра, МГц	180
Длительность пилы, мкс	1687.5
Уровень выходного сигнала, В	1

Сопряжение с модулем АЦП платформы П-01 производится следующим образом. Видеосигнал с разъема «ВЫХ» подается на первый канал АЦП, синхроимпульсы с разъема «СИНХР» – на второй канал АЦП.

Формирователь зондирующего сигнала предназначен для формирования ЛЧМ сигнала в полосе частот 1215 ... 1400 МГц с выходной мощностью -1..0 дБм. Основу модуля составляет микросхема ФАПЧ ADF4158.

#### Основные характеристики формирователя сигналов L диапазона

Рабочая полоса частот	1215-1400 МГц
Период повторения сигнала	1,6 мс
Выходная мощность сигнала	0 дБм

Функциональная схема формирователя L диапазона приведена на рис. 2.

Приемное устройство имеет малошумящий входной каскад, выполненный по балансной схеме, является супергетеродинным, с автоматически регулируемым коэффициентом усиления по низкой частоте. Структурная схема приемника приведена на рис. 3.

#### Основные характеристики приемного устройства L диапазона:

Рабочая полоса частот	1215-1400 МГц
Коэффициент шума	менее 3дБ

Полоса пропускания ПЧ	6 МГц
Динамический диапазон АРУ	45дБ
Выходное напряжение	1 В

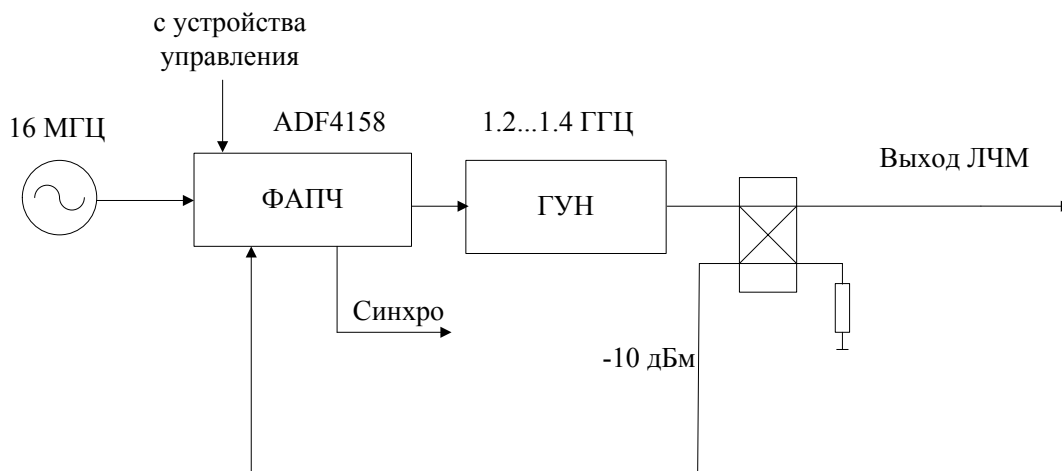


Рис. 2. Функциональная схема формирователя сигналов Lдиапазона

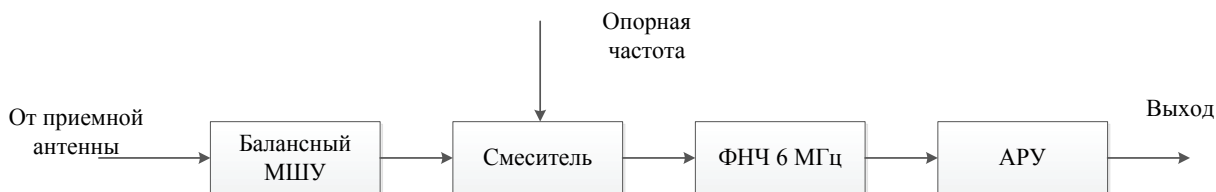


Рис. 3. Структурная схема приемника Lдиапазона

Модуль **РСА С-диапазона** предназначен для формирования зондирующего сигнала, предварительного его усиления, приема отраженного сигнала, выделения сигнала разностной частоты и усиления его до напряжения необходимого для работы АЦП.

Структурно модуль С диапазона (рис. 4) аналогичен модулю L диапазона.

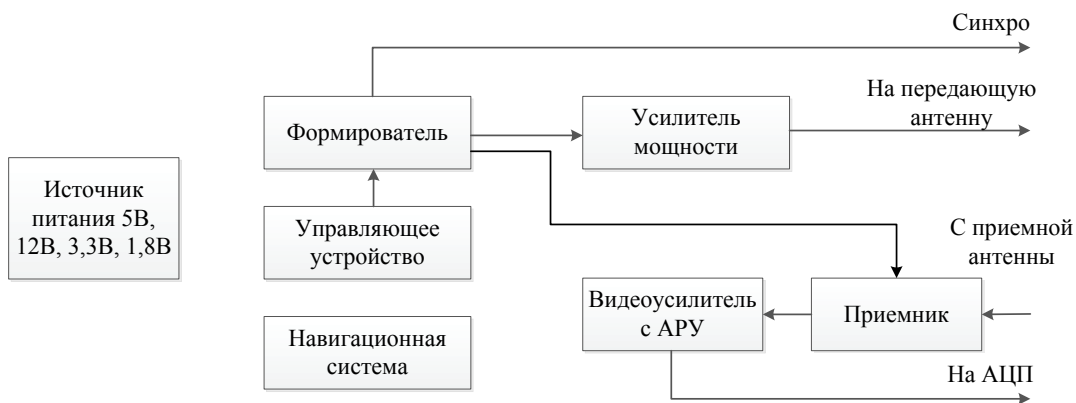


Рис. 4. Структурная схема модуля РСА С диапазона

Основные характеристики модуля РСА С диапазона:

Напряжение питания, В	9-36
Потребляемый ток, А	2
Максимальная выходная мощность, дБм	30
Вид модуляции	ЛЧМ
Полоса сигнала частота, ГГц	5,25-5,725
Ширина спектра, МГц	475
Длительность пилы, мс	1,5
Уровень выходного сигнала, В	1

Формирователь зондирующего сигнала **С диапазона** предназначен для формирования ЛЧМ сигнала в полосе частот 5250 ... 5725 МГц с выходной мощностью 10 дБм. Основу модуля составляет микросхема ФАПЧ ADF4158.

Основные характеристики формирователя С диапазона:

Рабочая полоса частот	5250-5725 МГц
Период повторения сигнала	1,6 мс
Выходная мощность сигнала	10 дБм

Функциональная схема формирователя С диапазона приведена на рис. 5.

Структура приемного устройства С диапазона аналогична структуре приемного устройства L диапазона. Полоса пропускания его фильтра нижних частот 11 МГц.

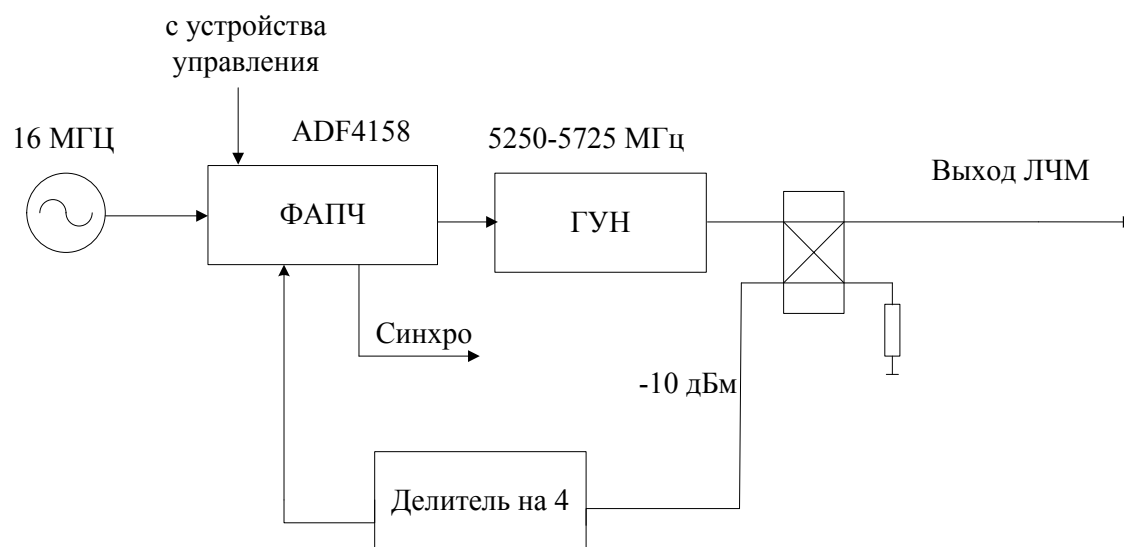


Рис. 5. Функциональная схема формирователя сигналов С диапазона

Модуль **РСА Х диапазона** предназначен для формирования непрерывного ЛЧМ сигнала в диапазоне 9500-9975 МГц, излучения сформированных радиолокационных сигналов и приема отраженных сигналов.

Учитывая наиболее эффективные с точки зрения минимальных энергопотребления, массы и габаритов варианты передающего и приемного устройств, принята в качестве конечного варианта функциональная схема РСА Х диапазона, показанная на рис. 6. Формирователь ЛЧМ сигнала Х диапазона также построен на основе ФАПЧ.

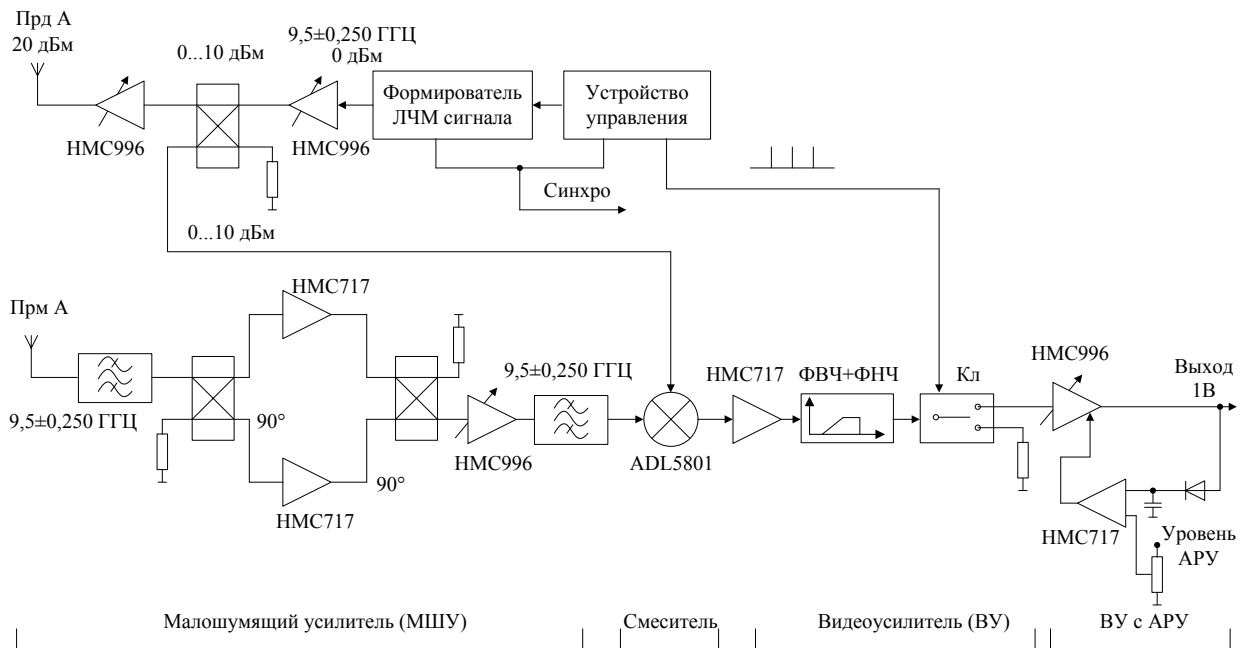


Рис. 6. Функциональная схема РСА X диапазона

### Общее описание алгоритмов формирования РЛИ

Условия съемки местности с борта малогабаритного БЛА и требования к пространственному разрешению РЛИ таковы, что применение простых алгоритмов синтеза (простой или быстрой свертки, гармонического анализа) не является эффективным вследствие сильной миграции отражателей по каналам дальности. Более того, спектры доплеровских частот траекторных сигналов отражателей, находящихся хоть и на одной наклонной дальности, но на противоположных краях кадра РЛИ, не пересекаются.

Даже более эффективные алгоритмы формирования изображений, такие как RDA (Range-DopplerAlgorithm), не позволяют достичь потенциального разрешения для областей РЛИ, азимутальное смещение которых относительно центра зоны обзора составляет 50 м и более.

Еще одним отличием описываемой РСА с непрерывным частотно-модулированным сигналом от импульсной является необходимость учета перемещения ее носителя за время излучения и приема сигнала на каждом отдельном зондировании.

Все это привело к необходимости разработки более точного алгоритма синтеза РЛИ, учитывающего перечисленные особенности геометрии съемки и зондирующего сигнала. Начальным этапом работы алгоритма является сжатие зарегистрированной радиоголограммы по дальности путем выполнения процедуры одномерного БПФ над каждым из ее столбцов. Далее осуществляется грубая оценка скорости перемещения носителя РСА на интервале синтезирования по методу минимума энтропии [1, 8]. После этого выполняется собственно синтез выходного РЛИ, каждый отсчет которого является результатом суммирования отсчетов сжатой радиоголограммы, умноженных на соответствующие отсчеты опорной функции. Главной особенностью алгоритма является расчет отдельной опорной функции для каждого элемента разрешения с учетом относительного перемещения носителя РСА на интервале синтезирования.

Описанный алгоритм относится к классу алгоритмов синтеза РЛИ, получившему в литературе название BackProjection.

Несмотря на высокое качество РЛИ, время его расчета на типовой ПЭВМ (с тактовой частотой центрального процессора 2 ... 3 ГГц и объемом ОЗУ 2 ... 4 Гб) составляет единицы-десятки минут. В связи с этим программное обеспечение РСА построено таким образом, что предварительный синтез РЛИ, обеспечивающий общий контроль его качества и выбор интересующих областей, осуществляется на базе алгоритма RDA. Изображение выбранной пользователем интересующей области автоматически уточняется с использованием алгоритма BackProjection.

Сочетание наиболее сильных качеств обоих алгоритмов (скорость у RDA и качество у BackProjection) позволяет осуществлять оперативный контроль РЛЗ объектов на достаточно больших (до 5 км<sup>2</sup>) участках местности [8].

### **Экспериментальная проверка РСА**

Для определения эффективности контроля РЛЗ различных объектов проводился летный эксперимент на базе ЗАО «НИИ СТТ» (г. Смоленск), в котором РСА устанавливалась на БЛА малого класса «Мерлин-21Б» (рис. 7). Для эксплуатации БЛА «Мерлин-21Б» не требуется специально подготовленной взлетно-посадочной полосы, что является явным преимуществом при применении его в полевых условиях.



Рис. 7. БЛА «Мерлин-21Б» с РСА С диапазона длин волнна борту

БЛА осуществлял горизонтальный полет на высоте 500 м и производил съемку земной поверхности с радиоконтрастными объектами (угловыми отражателями), в том числе установленными на дальности 1...2 км в лесополосе и замаскированными в оптическом диапазоне. Анализ РЛИ, представленных на рис. 8, показывает, что длинноволновый диапазон длин волн (23 см) позволяет наблюдать скрытые и замаскированные объекты с разрешением до 1м, в тоже время в коротковолновом диапазоне (5,5 см) наблюдение этих объектов становится затруднительным в виду более сильного поглощения радиоволн растительностью. Тем не менее полученные в коротковолновых диапазонах РЛИ имеют более высокое разрешение (до 50 см) и информативность, которые близки к оптическому и лучше поддаются дешифровке.

Представленные на рис. 8 и 9 РЛИ, формируемые разработанным АПК, позволяют утверждать о возможности решения следующих задач:

всеракурсный контроль радиолокационной заметности ВиВТ в любых погодных условиях с требуемой детальностью (0,3 ... 10 м);



формирование в нескольких диапазонах РЛИ В и ВТ без ограничений на их габариты и место расположения как на земной, так и на водной поверхности с разрешением, адекватным разрешающей способности РСА В и КБ, в том числе, и при телескопическом обзоре пространства;

оценку возможностей технических разведок в интересах определения характеристик и параметров РЛЗ В и ВТ для выработки предложений по снижению заметности контролируемых объектов в реальных условиях функционирования и применения; созданию баз данных сигнатур В и ВТ в различных диапазонах длин волн; обоснованию и расчету комплексного показателя видовой заметности В и ВТ.

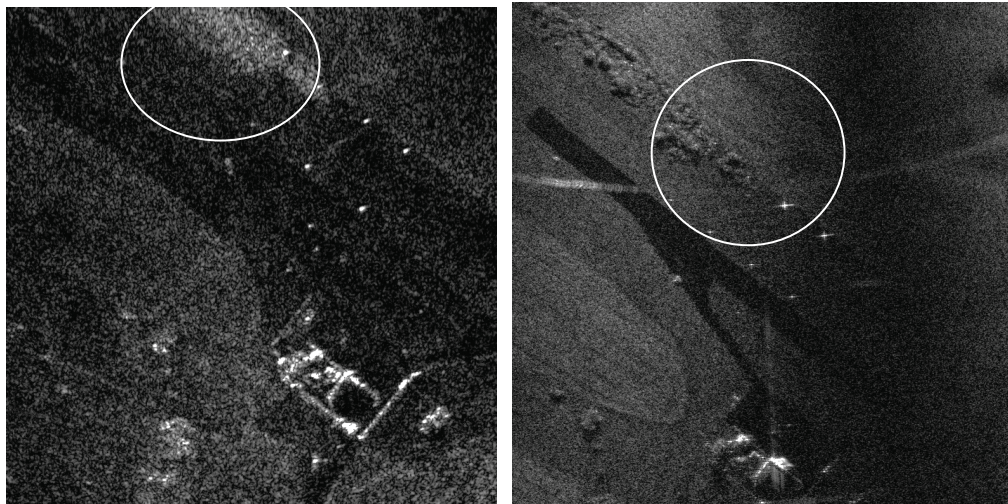


Рис. 8. РЛИ аэродрома в L (слева) и в С (справа) диапазонах длин волн

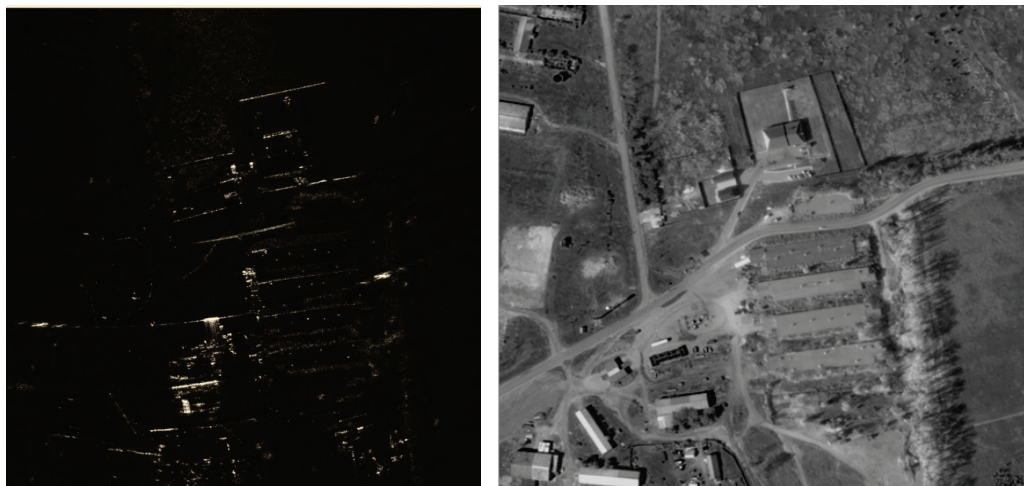


Рис. 9. Радиолокационное изображение в X диапазоне (слева) и черно-белая фотография (справа) местности

В народном хозяйстве возможно оперативное и мало затратное решение задач – контроль техногенных объектов, нефтегазопроводов, плотин и дамб, коммунальных коммуникаций; контроль экологических последствий пожаров, землетрясений, штормов, извержений вулканов, наводнений, засухи, засоленности почв, вырубки лесов, загрязнения водной поверхности; составление топографических карт; оценка биобаланса сельхозугодий; поиск полезных ископаемых.

Обобщение отечественного и зарубежного опыта создания и применения РСА [1-5, 7 - 9] позволяет определить основные направления совершенствования малогабаритных многодиапазонных РСА:

- улучшение пространственного и радиометрического разрешения, расширение динамического диапазона, уменьшение геометрических искажений радиолокационных изображений;
- получение дополнительной информации на основе поляриметрической и интерферометрической обработки сигналов [10];
- снижение массогабаритных показателей аппаратуры и ее унификация;
- комплексная обработка РЛИ различных частотных диапазонов;
- обеспечение получения РЛИ в реальном масштабе времени на борту БЛА.

Реализация указанных направлений основана, в том числе, на новейших достижениях в электронной элементной базе, вычислительной техники, технологий авиационной промышленности.

Перспективы технического совершенствования многодиапазонной малогабаритной РСА заключаются:

- в создании малогабаритных широкополосных антенных систем с цифровым формированием диаграммы направленности и изменяемой поляризацией;
- в разработке высокочастотных широкополосных задающих генераторов, обеспечивающих низкий уровень фазовых искажений закона модуляции, с возможностью оперативного изменения временных и частотных параметров сигнала;
- в применении малогабаритных усилителей мощности со средней мощностью в десятки ватт и низкими искажениями сигнала;
- в создании приемных трактов с высоким динамическим диапазоном и идентичностью параметров квадратичных и поляриметрических каналах;
- в разработке новых системы алгоритмов микронавигации, обеспечивающих снижение влияния траекторных нестабильностей носителя на качество получаемых РЛИ.

Проведенные исследования приводят к выводу о том, что оснащение БЛА малого класса РСА позволит расширить круг решаемых задач. Большие информационные возможности РСА с учетом дальнейшего совершенствования элементной базы и алгоритмов обработки сигналов обусловят в ближайшей перспективе еще больший интерес к использованию таких систем как для гражданских, так и военных потребителей информации.

### **Список используемых источников**

1. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П. Космическая радиолокационная съемка земной поверхности в условиях помех. - Воронеж: «Научная книга», 2014. – 460 с.
2. Sandia MiniSAR flies for first time on unmanned aerial system. URL: <https://share.sandia.gov/news/resources/releases/2007/minisar.html>.
3. RASAR is a lightweight, self-contained radar designed for installation under the wing of UAS for counter-IED and FOPEN missions. URL: <http://www.srcinc.com/pdf/68-RASAR.pdf>.
4. NanoSAR-C. Data & Specifications sheet. URL: [http://www.imsar.com/uploads/files/59\\_IMSAR\\_NanoDS\\_Jul2014.pdf](http://www.imsar.com/uploads/files/59_IMSAR_NanoDS_Jul2014.pdf).
5. U.S. Department of defense / <http://www.defense.gov/pubs/DOD-USRM-2013.pdf>
6. Владимиров В.И., Лихачев В.П., Шляхин В.М. Антагонистический конфликт радиоэлектронных систем (методы и математические модели) М.: Радиотехника, 2004. - 384 с.

7. Duersch, Michael Israel, "BYU micro-SAR: A very small, low-power LFM-CW Synthetic Aperture Radar" (2004). Brigham Young University. All Theses and Dissertations. P. 728.

8. Богомолов А.В., Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритная двухдиапазонная РСА для беспилотного авиационного комплекса. Труды XXIX Всероссийского симпозиума «Радиолокационное исследование природных сред» / Под общ. ред. М.М. Пенькова; СПб.: ВКА имени А.Ф.Можайского. 2015. Вып. 11. С. 237-242.

9. Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Использование беспилотных летательных аппаратов для ведения тактической видовой радиолокационной разведки // Военная мысль. №3. 2016. С. 24 - 28.

10. Лихачев В.П., Купряшкин И.Ф., Семенов В.В. Поляриметрические и интерферометрические режимы работы РСА в условиях помех. – Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА», 2014. – 109 с.

УДК 621.382.029.6.002

**Ю.К. Непочатов, И.Б. Красный, А.С. Абрамян, А.Е. Бандин, А.А. Денисова**

**ООО «Керамик-Инжиниринг», г. Новосибирск**

**РАЗРАБОТКА ВЫСОКОТЕПЛОПРОВОДЯЩИХ КЕРАМИЧЕСКИХ ДИСКОВ ДЛЯ СВЧ ТРАНЗИСТОРОВ И СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ МОДУЛЕЙ**

Эффективность и тактико-технические характеристики современных систем связи, радиолокационных систем, приемопередающих устройств СВЧ диапазона, непосредственно зависят от используемых в них мощных СВЧ-транзисторов. В свою очередь параметры и надежность этих приборов зависят от диэлектрических свойств и теплопроводности материалов теплоотводящих конструктивных элементов, на которых расположены полупроводниковые структуры в корпусах мощных СВЧ-транзисторов.

Ключевые слова: алюмонитридная керамика, гранулят (пресс-порошок), осевое прессование, металлизационное покрытие

**Neпочatov Yu.K., Krasniy I.B., Abraamyan A.S., Bandin A.E., Denisova A.A.**

**LLC "Ceramic-Engineering", Novosibirsk city**

**DEVELOPMENT HIGH-HEAT-CONDUCTING CERAMIC DISCS FOR MICROWAVE TRANSISTORS AND POWER SEMICONDUCTOR MODULES**

Efficiency and performance characteristics of modern communication systems, radar systems, microwave transceiver devices are directly dependent on them used in high-power microwave transistors. Parameters and reliability of these devices depend in turn on the dielectric properties and thermal conductivity of the heat-removing material of structural elements on which semiconductor structures arranged in housings power microwave transistors.

Keywords: alyumonitridnaya ceramics,axial pressing, the granulated material, press powder, metallization coating

**Введение**

Растущий спрос на надежные силовые полупроводниковые модули высокой мощности и приемлемой стоимости обусловлен непрерывно развивающимся рынком силовых преобра-

зовательных устройств: приводов, систем управления энергопотреблением, источников бесперебойного питания, импульсных источников питания и электрических транспортных средств. Одним из основных элементов конструкции силового модуля является керамический теплоотвод, на котором расположены силовые полупроводниковые кристаллы. Керамический теплоотвод выполняет две основные функции: 1) осуществляет электрическую изоляцию между токоведущими шинами топологического рисунка и радиатором; 2) передаёт тепло, выделяемое активными силовыми полупроводниковыми кристаллами (диодами, транзисторами и тиристорами), на теплоотводы и радиаторы.

Важнейший элемент практически любого транзистора – его корпус. Он должен удовлетворять требованиям, предъявляемым к конструкции прибора, его назначению, стойкости к воздействию внешних факторов, в том числе и специальных, и иным требованиям надёжности. Кроме того, корпус должен быть устойчив к технологическим режимам сборки транзистора. Как правило, корпус мощного СВЧ-транзистора содержит металлический теплоотводящий фланец, на котором размещены изолятор из многослойной алюмооксидной керамики с присоединенными к нему плоскими внешними выводами и теплоотвод из диэлектрического материала с высокой теплопроводностью [1]. Все детали соединяются высокотемпературной пайкой серебром или эвтектическим припоем серебро-медь. Кремниевые кристаллы с транзисторными структурами монтируют на металлизированную поверхность теплоотвода. Корпус герметично закрыт керамической крышкой с помощью клея или припоя. Фланец может выполняться из меди, псевдосплава молибдена с медью, вольфрама с медью и т.п.

Традиционный материал теплоотвода – керамика из оксида бериллия ( $\text{BeO}$ ), характеризующаяся малыми диэлектрическими потерями в СВЧ-диапазоне и высокой теплопроводностью. Единственный производитель изделий из бериллиевой керамики на постсоветском пространстве – это ТОО «КазМетизПром», который находится в г. Усть-Каменогорске (республика Казахстан). Производственные мощности ТОО «КазМетизПром» не в состоянии обеспечить требования потребителей ни по объёмам, ни по уровню качества продукции, к тому же цены на изделия из  $\text{BeO}$  достаточно высоки. В России отсутствуют предприятия, способные выпускать изделия из бериллиевой керамики. Ввод в действие новых производственных мощностей в России, ориентированных на выпуск бериллиевой керамики и деталей из неё, не планируется. Кроме того, производство керамики из  $\text{BeO}$  чрезвычайно токсично, что вызывает необходимость разработки особых мер по обеспечению безопасных условий работы персонала. Существенным недостатком оксида бериллия является значительное снижение величины теплопроводности с ростом температуры.

Разработчики и предприятия-изготовители мощных СВЧ-транзисторов и силовых модулей на протяжении десятков лет ищут экологически чистые материалы с требуемыми диэлектрическими свойствами и теплопроводностью, альтернативные керамике из  $\text{BeO}$ . С этой целью велись работы по получению керамики с содержанием алмазов, исследовались возможности применения сфалеритоподобного нитрида бора [2]. По ряду объективных причин (алмазная керамика пористая и недостаточно теплопроводная, а из нитрида бора, отличающегося очень высокой твердостью, не удалось получить изделия заданной формы и размеров) такие материалы не нашли применения при производстве корпусов для транзисторов и в конструкциях силовых модулей. Сейчас наиболее перспективными для использования в качестве материалов для теплоотводов в корпусах СВЧ-транзисторов представляются высоко-

теплопроводные поликристаллический алмаз (полиалмаз) и керамика на основе нитрида алюминия (AlN).

Достоинствами керамики из нитрида алюминия являются:

- высокая электрическая прочность: 20 – 25 кВ/мм;
- высокая теплопроводность: 180-240 Вт/м×К;
- высокое электрическое сопротивление:  $2 \times 10^{12}$  Ом•см;
- высокая плотность: 3,2-3,3 г/см<sup>3</sup>;
- низкие диэлектрические потери 1МГц, при 25 °С –  $5 \cdot 10^{-4}$ ;
- низкий температурный коэффициент линейного расширения (ТКЛР):  $4,8 \times 10^{-6}$  °К<sup>-1</sup>,

что хорошо согласуется с кремнием; это особенно важно для приборов, выполненных на кристаллах больших размеров, к тому же, в отличие от керамики из BeO, теплопроводность керамики на основе AlN незначительно уменьшается при нагреве транзистора[3].

### **Постановка задачи**

Для решения задачи по повышению эффективности отвода тепла от мощных СВЧ транзисторов и от силовых полупроводниковых приборов, а также от импортозамещения, актуальной задачей становится разработка конструктивных элементов (радиаторов, прокладок, оснований, корпусов и т.п.) полупроводниковых и СВЧ приборов из алюмонитридной керамики. В данной работе представлены результаты исследований по разработке дисков из алюмонитридной керамики для корпусов мощных полупроводниковых приборов.

### **Экспериментальная часть**

Существует два основных способа изготовления керамических изделий из нитрида алюминия: первый – прессование заготовок с последующим спеканием, второй – литье шликера на пленку с последующим спеканием. Однако метод формования прессованием менее трудозатратный и энергоёмкий [4].

В процессе холодного прессования порошка нитрида алюминия без добавления компонентов, способствующих повышению механико-прочностных свойств, не удастся достичь значения теоретической плотности даже в случае приложения высокого давления. Недостаточная сырая плотность заготовки нитрида алюминия приводит к дефектной структуре, значительной усадке изделия и нестабильности линейных размеров спеченного образца [5].

Нами с целью решения перечисленных проблем при использовании метода прессования сначала изготавливался пресс-порошок (гранулят) на основе порошка нитрида алюминия с размером частиц 1,2-1,8 мкм по предложенной авторами следующей технологической схеме изготовления, состоящей из трех технологических операций:

1. Смешивание порошка нитрида алюминия с добавкой оксида иттрия.
2. Введение поверхностно-активных веществ (ПАВ) и органического растворителя в смесь порошков с образованием суспензии.
3. Распыление суспензии.

При формировании изделий методом прессования необходимо разработать технологию изготовления гранулята с хорошей сыпучестью и прессуемостью. При получении пресс-порошка из нитрида алюминия в качестве ПАВ, вводимых в смесь порошков, использовались поливинилпирролидон и полиэтиленгликоль, а в качестве органического растворителя использовался этиловый спирт. Состав суспензии указан в табл. 1.



Состав суспензии и гранулята для приготовления пресс-порошка  
на основе нитрида алюминия

№ п/п	Наименование компонента	Состав, (г)	Состав, (%)	Состав гранулята, (%)
1	ПЭГ 4000	161,3	71	7
2	ПВБ	64,5	29	
3	Спирт	2000,0	-	-
4	Y <sub>2</sub> O <sub>3</sub>	90,0	3	93

Рассмотрим два метода получения гранулята:

1. Ручной метод гранулирования.
2. Метод распыления в сушиле.

Ручной метод гранулирования пресс-порошков включает в себя следующие стадии:

- Растворение связующего вещества в спирте.
- Смешивание спекающей добавки с основным веществом в барабанной мельнице с использованием мелющих тел.
- Сушка в сушильном шкафу полученной смеси.
- Просеивание высохшей смеси порошка через сита, имеющие разный размер ячеек.

Метод распыления в сушиле достаточно прост и технологичен, заключается в том, что в установку-гранулятор, например, как используемую в работе XLB-3, загружают необходимое количество органического связующего и порошков, из которых необходимо получить гранулят, после система установки смешивает компоненты таким образом, что на выходе получают гранулы пресс-порошка (рис. 2). Гранулометрический состав пресс-порошка нитрида алюминия, изготовленного на грануляторе XLB-3 для эксперимента, приведен в табл. 2.

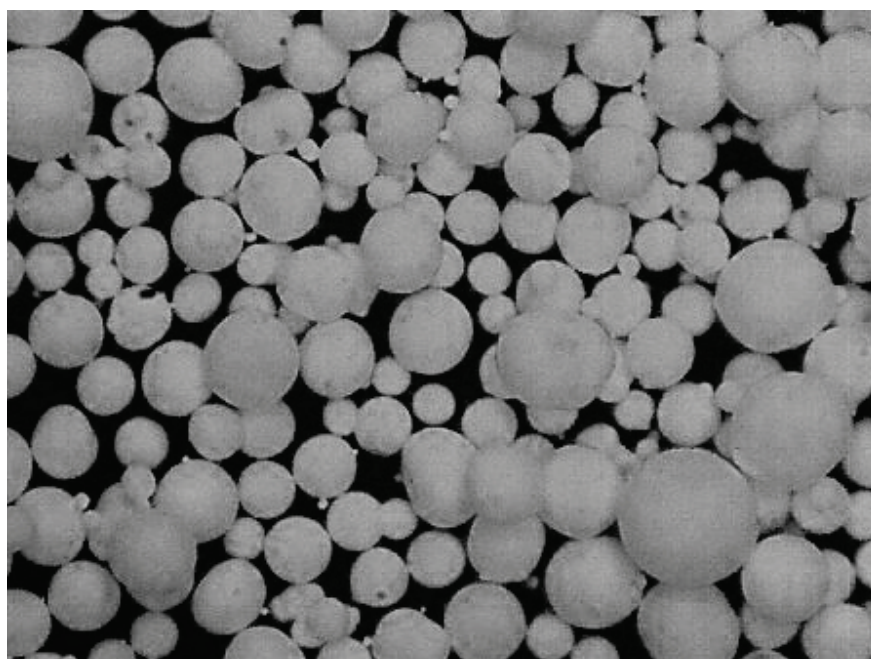


Рис. 1. Гранулят из нитрида алюминия, полученный на грануляторе XLB-3

Гранулометрический состав пресс-порошка нитрида алюминия

Содержание фракции, (%)					Насыпная плотность, (г/см <sup>3</sup> )	Сыпучесть, (г/с)	Влажность, (%)
-0,040	+0,040	+0,064	+0,08	+0,100			
54,5	23,9	6,3	3,0	11,31	89,8	20	0,58

Затем из гранулята, изготовленного на основе порошка нитрида алюминия (AlN), в специальных пресс-формах методом одноосного прессования изготавливались керамические заготовки дисков необходимого диаметра толщиной 1-3 мм. Прессование проводилось при давлениях 10, 15, 20 т. (рис. 2). Далее осуществлялось удаление органического растворителя и связки из прессованных сырых заготовок при температуре 550°С в печи NaberthermVHT-276.



Рис. 2. Прессованные диски из AlN гранулята

Спекание дисков осуществлялось при температуре 1785°С в печи электрической NaberthermVHT 500/22GR в среде азота по температурному режиму, представленному на рис. 3.

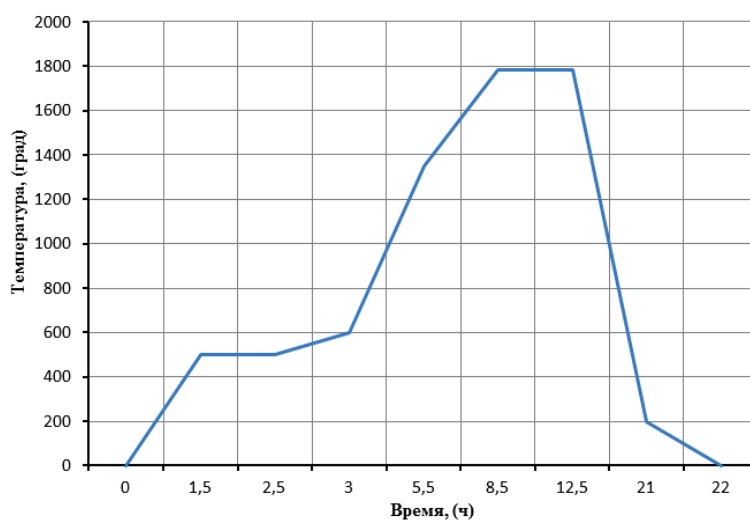


Рис. 3. Температурный режим спекания прессованных AlN дисков

После спекания полученных керамических образцов дисков измеряли плотность и теплопроводность; результаты приведены в табл. 3.

Таблица 3

Плотность и теплопроводность спеченных образцов дисков на основе нитрида алюминия

№ образца	Плотность, (г/см <sup>3</sup> )	Теплопроводность материала, (Вт/м*°С)
1 (10 т)	3,28	138,5
2 (15 т)	3,30	141,8
3 (20 т)	3,31	145,0

После получения спеченных образцов алюмонитридных дисков их поверхности шлифовали до Ra=0,3 и на шлифованных поверхностях формировали металлизационные покрытия (МП).

Все ныне существующие технологии формирования металлизационных покрытий на AlN керамике позволяют создавать МП, которые можно разделить на низкотемпературные (Траб≤800 °С) и высокотемпературные (Траб≥800 °С).

Из-за специфики применения высокоомощных полупроводниковых приборов металлизационные покрытия в них подвергаются значительным термическим нагрузкам с большой амплитудой (-60 – +170°С), поэтому для надежной работы полупроводниковых приборов необходимо обеспечить адгезию МП-керамика – 4...6 Н/мм<sup>2</sup>. Наиболее востребованными МП на AlN керамике являются высокотемпературные покрытия, которые не ухудшают своих адгезионных свойств при нагреве до 900°С, поскольку наиболее распространенным припоем для припайки полупроводниковых кристаллов к подложке является ПСр72 (температура пайки 820°С). Полное отсутствие стеклофазы не позволяет использовать для металлизации алюмонитридной керамики обычные хорошо отработанные процессы металлизации оксидных керамик пастами на основе тугоплавких металлов (Mo, W). Как показывает практика, электрическое сопротивление, а также прочность адгезии металлизации к керамике зависят от многих факторов, включая средний размер частиц порошков металла, температуру и состав среды спекания. Металлизационные пасты на основе Mo и W часто смешивают с Ti и вжигают при температуре 1850- 1880°С в атмосфере азота, после чего покрывают никелем (3-5 мкм) и золотом (1-1.5 мкм) [6]. Однако данная технология является достаточно энергозатратной. Традиционные пасты на основе Mo-Mn имеют низкую температуру вжигания 1360- 1400°С в среде формиргаза, что более технологично, поэтому на основе этого состава была разработана металлизационная паста с добавками глазури (SiO<sub>2</sub>, CaO, MgO, MnO, кислота борная), Ti, Zr и AlN керамики, что позволило обеспечить устойчивые значения адгезии порядка 4- 5 Н/мм<sup>2</sup> при толщине основного покрытия 40 мкм и финишного в виде гальванического Ni (рис. 5). Металлизированные образцы представлены на рис. 4.



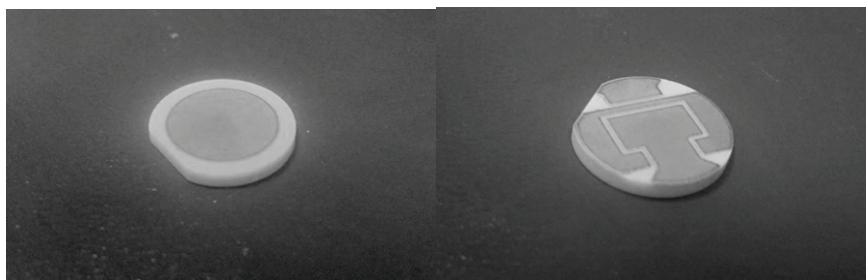


Рис. 4. Металлизационное покрытие на диске из алюмонитридного гранулята

### **Выводы**

В результате проведенной работы была разработана технология изготовления объемных изделий (в виде дисков) из алюмонитридной керамики методом одноосного прессования, металлизированных высокотемпературным металлизационным покрытием на основе молибдена с адгезией МП-керамика не менее  $4 \text{ Н/мм}^2$ . Данные изделия или их модификации возможно использовать в качестве теплоотводов для мощных СВЧ устройств и силовых полупроводниковых приборов.

### **Список литературы**

1. Войтович Р.Ф. Тугоплавкие соединения. Термодинамические характеристики (справочник). Киев: Наукова думка, 1971, - 220 с.
2. Сидоров В. Корпуса СВЧ-транзисторов на основе полиалмаза и алюмонитридной керамики // Электроника: Наука, технология, бизнес, 2007, №4, С. 16-18.
3. Самсонов Г.В. Нитриды. Киев: Наукова думка, 1969, С. 259-276.
4. Поляков А.А. Технология керамических радио-электроматериалов. М.: Радио и связь, 1989, С. 59.
5. Гуревич А.Г. Физика твердого тела: Учеб. пособие для вузов / ФТИ им. А.Ф. Иоффе РАН. – СПб.: Невский Диалект; БХВ-Петербург, 2004,- 320 с.
6. Батыгин В.Н., Метелкин И.И., Решетников А.М. Вакуумно-плотная керамика и её спай с металлами. М.: Энергия, 1973, С. 289-310.

УДК 621.382.029.6 ВАК 01.04.03 05.27.01

**А.В. Поляков, С.В. Тимошенко, А.В. Филиппов, В.П. Моторин,  
Е.М. Шипило, С.А. Растворов**

**АО «НПП «Исток» им. А.И. Шокина», г. Фрязино**

### **РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗРАБОТКИ КОМПЛЕКСИРОВАННОГО ИЗДЕЛИЯ, ФОРМИРУЮЩЕГО ЗОНДИРУЮЩИЕ НАНОСЕКУНДНЫЕ СИГНАЛЫ И СИГНАЛЫ С ВНУТРИИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В ШИРОКОЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ ДЛЯ СВЕРХКОРОТКОИМПУЛЬСНОГО РАДИОЛОКАТОРА**

В статье приводятся результаты разработки изделия, формирующего как наносекундные, так и широкополосные ЛЧМ импульсные зондирующие сигналы для сверхкороткоимпульсного радиолокатора. Описаны конструкция, основные параметры, модульные узлы из-

деля и их составляющие, а также приведены экспериментальные результаты исследования характеристик выходных сигналов.

Ключевые слова: обзорные РЛС, сверхкороткий импульс, ЛЧМ сигнал

**A.V. Polyakov, S.V. Timoshenko, A.V. Filippov, V.P. Motorin, Ye. I. Shipilo, S. A. Rastvorov**

**JOINT-STOCK COMPANY «RESEARCH & PRODUCTION CORPORATION «ISTOK»  
named after A.I. Shokin», Fryazino**

**THE RESULTS OF DEVELOPMENT COMPLEXED PRODUCTS, FORMING PROBES  
NANOSECOND SIGNALS AND SIGNALS PULSES WITHIN MODULATED IN A WIDE  
FREQUENCY BAND FOR ULTRASHORT PULSE RADAR**

The article presents results of development products, forming nanosecond and broadband CSS pulse signals for ultrashort pulse radar. The design, main parameters, modular components products and their components are described, as well as the given experimental results of research performance output signals.

Keywords: surveillance radar, ultrashort pulse, chirp spread spectrum (CSS)

**Введение**

Среди новых технологий радиоэлектроники особое место принадлежит технологии сверхкороткоимпульсной радиолокации (СКИРЛ). Под технологией СКИРЛ понимается применение радиолокаторов сантиметрового и миллиметрового диапазона длин волн, излучающих зондирующие радиосигналы длительностью 4÷10 нс. Радиолокаторы такого типа обладают рядом преимуществ, обусловленных следующими особенностями технологии СКИРЛ:

- Малый импульсный объем (высокая разрешающая способность по дальности) и отсутствие боковых лепестков у функции корреляции по дальности прямоугольного радиоимпульса обеспечивают разрешение близкорасположенных ( $1 \div 1,5$  м) объектов при значительной разнице в ЭПР (до 1000 раз).

- Высокая разрешающая способность по дальности позволяет получить отражение от отдельных блестящих точек протяженных объектов. Следовательно, принятый эхо-сигнал несет информацию не только об объекте в целом, но и об его отдельных элементах. Это свойство позволяет получить «дальностные портреты».

- В РЛС, использующих технологию СКИРЛ, наиболее рельефно наблюдается эффект контрастности при отражении сигналов от объектов. Это явление базируется на малом импульсном объеме, отсутствии боковых лепестков у функции корреляции по дальности прямоугольного радиоимпульса, что обеспечивает уменьшение фона, вызванного отражениями от подстилающей поверхности. Действительно, интенсивность отражений от земной и водной поверхности, гидрометеоров или облаков для фиксированной дальности определяется протяженностью зондирующего сигнала и, например, для сигнала длительностью 3 нс интенсивность отражений будет в 200 раз меньше по сравнению с сигналом длительностью в 1 мкс. Это свойство позволяет обнаруживать и измерять координаты низколетящих целей на фоне отражений от подстилающей поверхности или не применяя никакой селекции, или применяя селекцию движущихся целей по положению.

Указанные выше свойства позволяют решить большой круг актуальных проблем современной радиолокации, которые или не решены, или решаются с характеристиками, не

удовлетворяющими потребителя как по качеству информации, временным затратам, так и по номенклатуре и составу информации.

Внедрение технологии СКИРЛ в практическую радиолокацию в значительной степени сдерживается отсутствием передающих устройств в коротковолновой части сантиметрового диапазона длин волн с импульсной мощностью десятки и сотни киловатт при длительностях импульса  $5 \div 10$  нс.

В статье приведены результаты разработки комплексированного изделия, генерирующего сверхкороткие импульсные сигналы и сигналы с внутриимпульсной модуляцией в диапазоне  $9 \div 9,8$  ГГц для сверхкороткоимпульсного радиолокатора.

В 2010 году изготовлен и апробирован образец комплексированного изделия (далее КИ) формирования наносекундного и широкополосного ЛЧМ импульсных зондирующих сигналов.

Назначение типового КИ заключается в следующих функциях:

- генерация опорного маломощного сигнала на частоте 1200 МГц с кварцевой стабильностью и низкими фазовыми шумами до минус 105 дБ/Гц на частоте анализа 10 кГц, для квадратурного модулятора в аппаратуре РЛС, который формирует линейно-частотно-модулированный сигнал в диапазоне  $1200 \pm 50$  МГц;

- формирование опорного сигнала на частоте 1200 МГц для модулятора в аппаратуре заказчика, где формируется ЛЧМ сигнал с девиацией  $\pm 50$  МГц;

- работа в широкой полосе частот примерно 800 МГц на любой из восьми литерных частот.

- формирование на любой из восьми переключаемых с шагом 100 МГц литерных частотах ЛЧМ и сверхкороткоимпульсных зондирующих сигналов в составе передатчика радиолокатора с выходным твердотельным усилителем;

- формирование на любой из восьми переключаемых по частоте с шагом 100 МГц в диапазоне  $(7,2 \div 7,9)$  ГГц непрерывных маломощных сигналов для первого гетеродина приемного устройства радиолокатора;

- формирование непрерывного маломощного сигнала на частоте 1800 МГц для второго гетеродина приемного устройства радиолокатора.

Переключение и контроль параметров осуществляется с помощью системы функционального контроля – устройства управления. Все задающие маломощные высокостабильные сигналы формируются с помощью четырех систем фазовой автоподстройки частоты, стабилизированных под частоту и фазу опорного маломощного кварцевого генератора.

### **Описание структурной схемы и узлов**

КИ состоит из следующих узлов (модулей) и представлен на рис. 1:

- четырех модулей системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ1...4);
- кварцевого генератора;
- преобразователя частоты;
- модуля СВЧ усилителя;
- устройства управления;
- вторичных источников питания (ВИП).

Схема включает четыре синтезатора СВЧ, опорным сигналом для всех синтезаторов является сигнал одного общего кварцевого генератора.

Первый синтезатор СВЧ с помощью системы ФАПЧ1 формирует опорный сигнал на частоте 1200 МГц, поступающий на вход квадратурного модулятора аппаратуры радиолока-

тора. Последний с помощью внешних сигналов  $\Delta f_{\text{мод}}$  вырабатывает сигнал линейной частотной модуляции в диапазоне  $(1200 \pm 50)$  МГц.

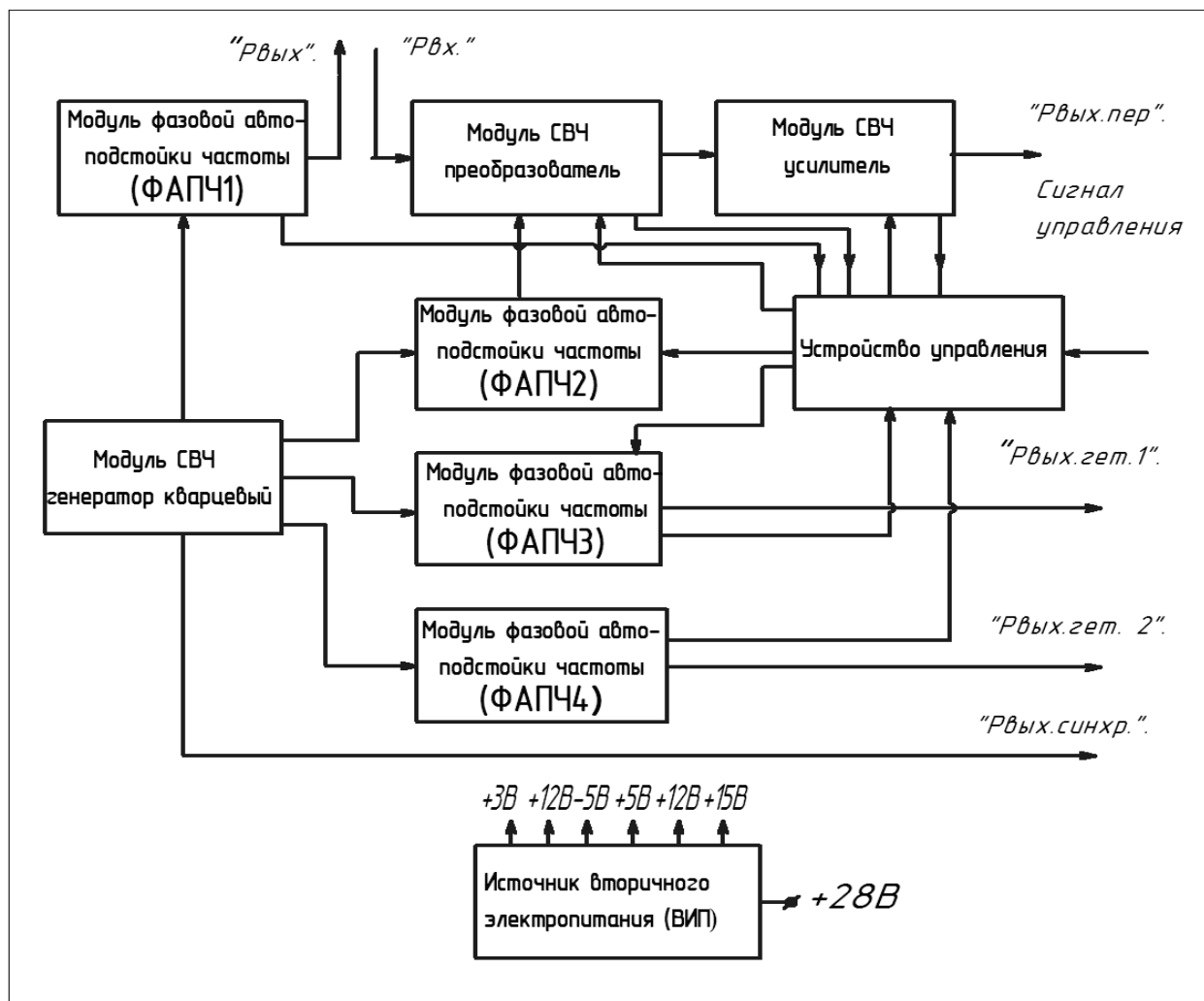


Рис. 1. Структурная схема формирователя сигналов

Второй синтезатор СВЧ с помощью системы ФАПЧ2 формирует переключаемый по частоте в диапазоне  $(7800 \div 8500)$  МГц с шагом перестройки 100 МГц сигнал подставки, поступающий на первый вход преобразователя частоты вверх. На второй вход преобразователя подается сигнал ЛЧМ на частоте  $(1200 \pm 50)$  МГц. На выходе преобразователя выделяется линейно-частотно-модулированный сигнал передатчика в диапазоне частот  $(9000 \div 9700) \pm 50$  МГц с шагом фиксированной перестройки 100 МГц. Далее этот сигнал фильтруется полосовым фильтром с полосой пропускания около 800 МГц и усиливается СВЧ усилителем. Ключи, управляемые драйвером, дают возможность формировать импульсный сигнал с глубоким подавлением в паузе. С выхода ключей импульсный сигнал поступает на оконечный усилитель мощности.

Третий синтезатор СВЧ с помощью системы ФАПЧ 3 формирует переключаемый по частоте в диапазоне  $(7200 \div 7900)$  МГц с шагом 100 МГц сигнал первого гетеродина.

Четвертый синтезатор СВЧ с помощью системы ФАПЧ 4 вырабатывает сигнал второго гетеродина на фиксированной частоте 1800 МГц.

В качестве системы ФАПЧ во всех четырех синтезаторах СВЧ используются высокоинтегрированные микросхемы синтезаторов типа HMC698LP5 фирмы Hittite Microwave Corporation со следующими техническими характеристиками:

1. Диапазон частот входного опорного сигнала . . . 10 ÷ 1300 МГц
2. Мощность входного опорного сигнала . . . . . -5 ÷ +5 дБм
3. Диапазон частот входного сигнала генератора, перестраиваемого напряжением (ГУН) . . . . . 80 ÷ 7000 МГц
4. Мощность входного сигнала ГУН . . . . . -10 ÷ +5 дБм
5. Фазовые шумы микросхемы на частоте анализа 10 кГц. . . . . минус 153 дБ/Гц
6. Общий потребляемый ток . . . . . 310 мА
7. Напряжение питания . . . . . +5 В
8. Коэффициент деления частоты ГУН . . . . . 12 ÷ 259 раз
9. Напряжение на выходе фазового детектора . . . 2000 мВ, пик-пик
10. Микросхема выполнена в миниатюрном корпусе SMT с размерами 5x5 мм и 32 выводами
11. Микросхема имеет функцию индикации захвата частоты ГУНа.

На рис. 2. приведена принципиальная схема унифицированной для всех синтезаторов системы ФАПЧ. На рис. 3. изображена конструкция унифицированной системы ФАПЧ.

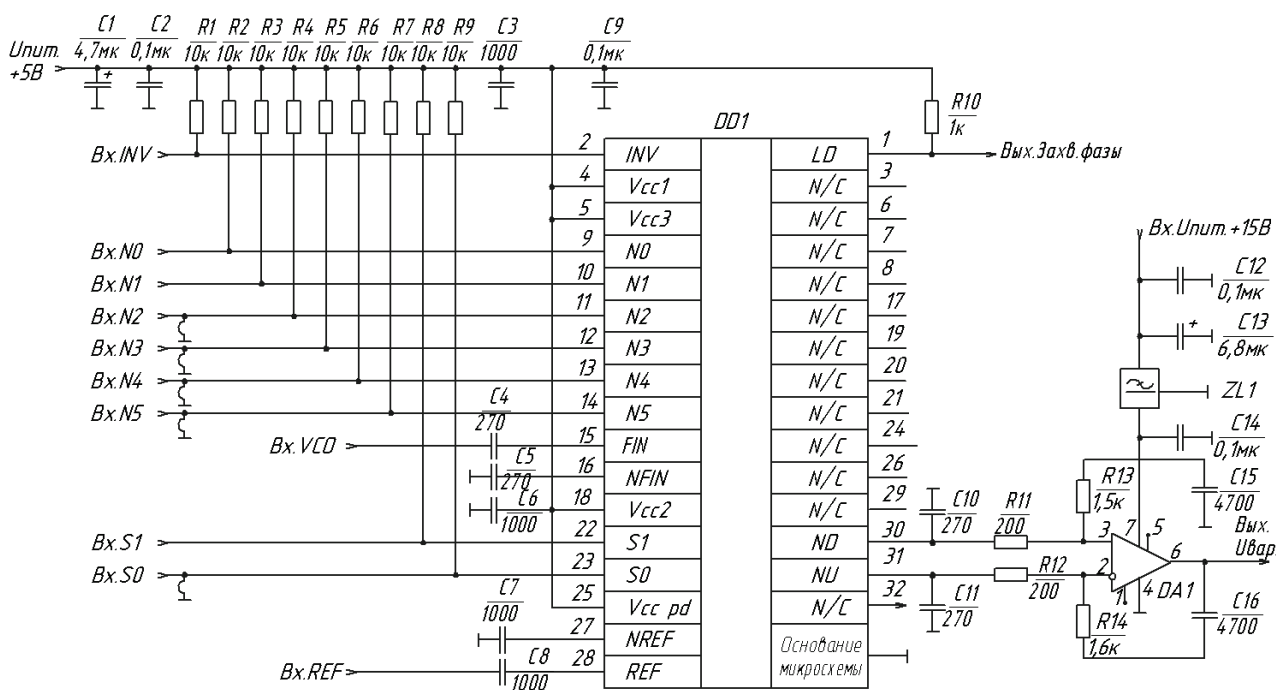


Рис. 2. Принципиальная схема ФАПЧ

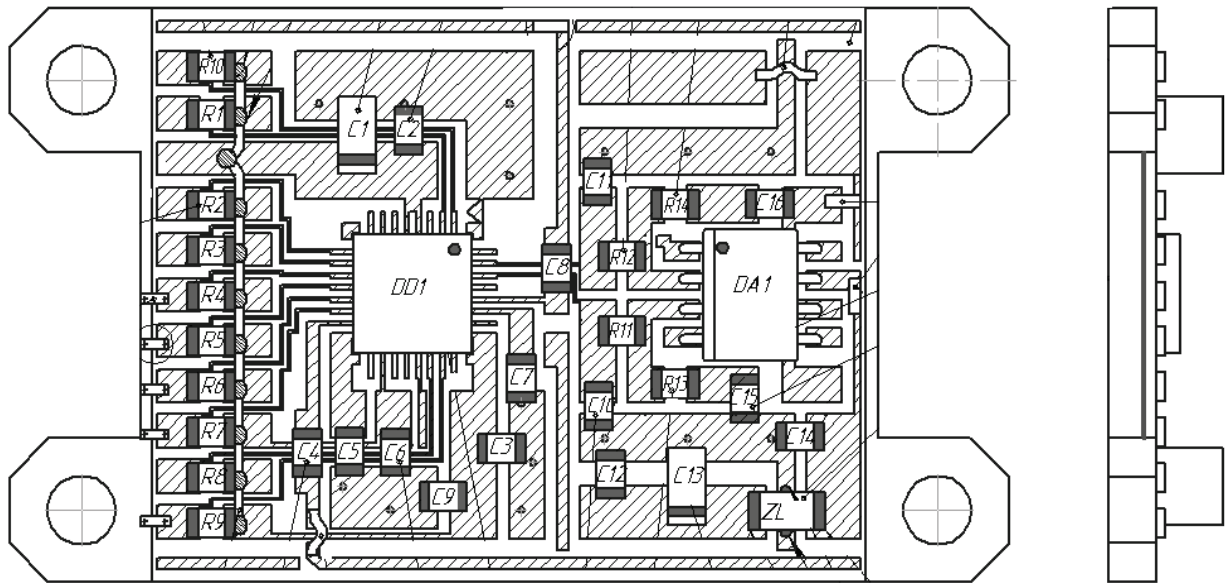


Рис. 3. Конструкция ФАПЧ

### Модуль кварцевого генератора (КГ)

Предназначен для формирования высокостабильных сигналов частотой 100 МГц и 50 МГц, используемых в качестве опорных для систем ФАПЧ и в качестве сигнала синхронизации аппаратуры заказчика. КГ представлен на рис. 4.

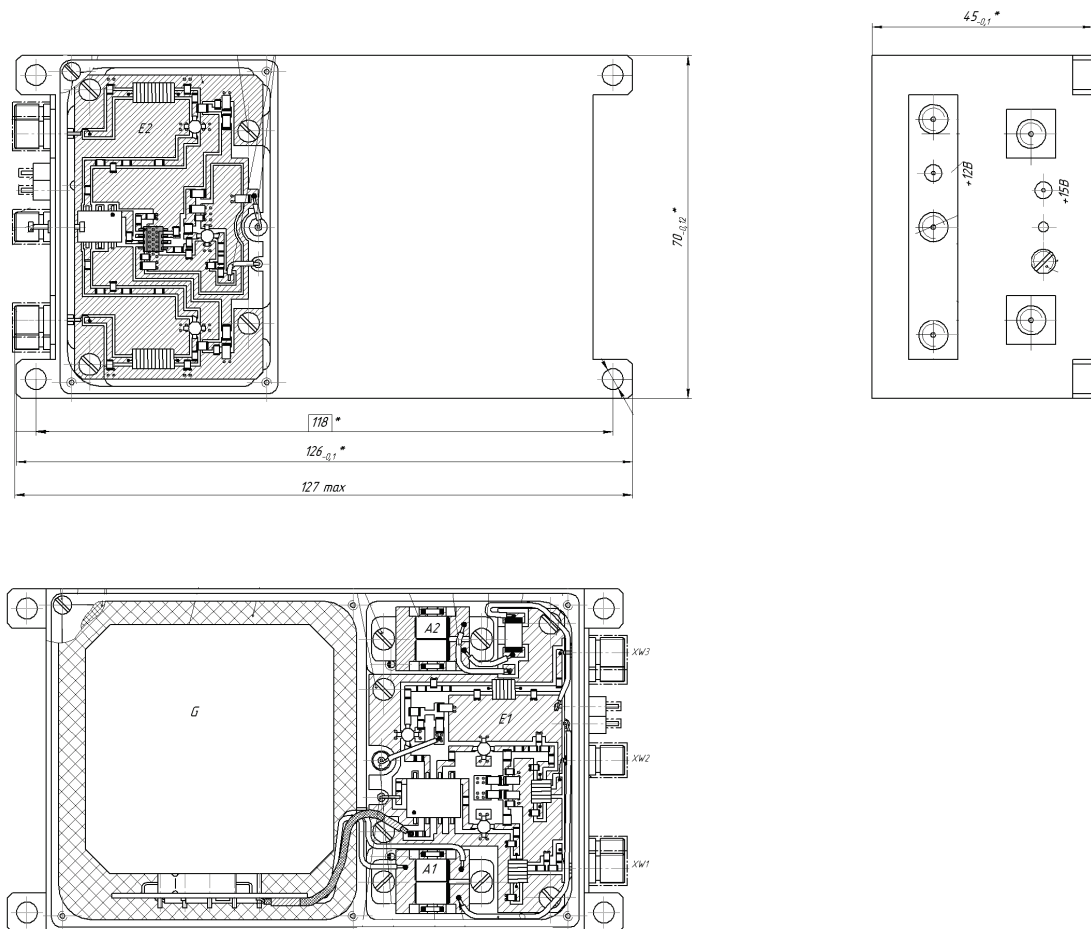


Рис. 4. Модуль КГ

В изделии используется высокочастотный прецизионный малошумящий кварцевый генератор ГК148-ТС-100 МГц, разработанный в ОАО “Морион, г. Санкт-Петербург.

Кварцевый генератор имеет следующие электрические параметры:

- номинальная частота 100 МГц;
  - выходное напряжение на нагрузке 50 Ом,  $(0,4 \div 1,2)$  В;
  - долговременная нестабильность частоты за год, не более  $\pm 5 \cdot 10^{-8}$  отн. ед;
  - время установления частоты с точностью  $\pm 3 \cdot 10^{-6}$ , 3 мин;
  - относительная спектральная плотность мощности фазовых шумов, дБ/Гц при отстройке от несущей 100Гц минус 125  
1кГц минус 150  
10кГц минус 160
  - относительное изменение частоты при воздействии дестабилизирующих факторов, не более  $\pm 2 \cdot 10^{-6}$  отн.ед.;
  - диапазон рабочих температур, от минус (60 до +85)°С;
  - напряжение питания,  $+12 \pm 10\%$  В;
  - потребляемый ток в установившемся режиме, не более 0,4 А;
  - потребляемый ток при включении, не более 0,6 А;
- Размеры 127x70x45 мм.

### Преобразователь частоты

Принципиальная схема преобразователя частоты приведена на рис. 5.

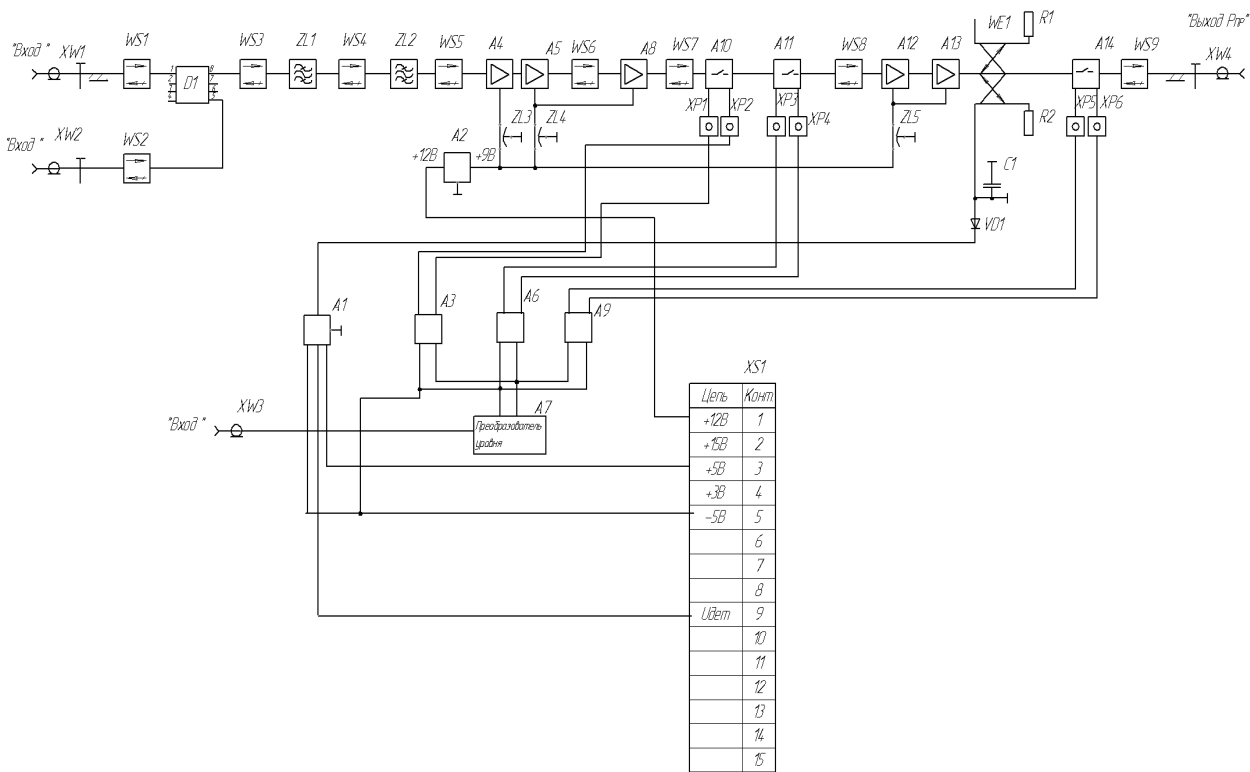


Рис. 5. Принципиальная схема преобразователя частоты

Сигналы, сформированные в системах ФАПЧ1 и ФАПЧ2, поступают на входы IF и LO соответственно преобразователя частоты вверх. В качестве преобразователя использован двойной балансный смеситель типа НМС130 фирмы Hittite. Его электрические характеристики:

1. Диапазон частот RF и LO . . . . . 6,0 ÷ 11,0 ГГц
2. Диапазон частот IF . . . . . DC ÷ 2,0 ГГц
3. Потери преобразования . . . . . 7 ÷ 9 дБ
4. Изоляция сигнала LO от сигнала RF . . . . . 32 ÷ 40 дБ
5. Изоляция сигнала LO от сигнала IF . . . . . 35 ÷ 40 дБ
6. Мощность входного сигнала  
при компрессии 1 дБ . . . . . 6 ÷ 9 дБм
7. Корпус с размерами 1,45 x 1,3 x 0,1 мм

Сигнал с выхода преобразователя в диапазоне частот  $f_{пер} = (9000 \div 9700)$  МГц поступает на вход полосового микрополоскового фильтра на связанных полуволновых резонаторах. Далее он усиливается в усилителе СВЧ и подается на вход широкополосных быстродействующих ключей, выполненных на полевых транзисторах.

Ключи выпускаются на предприятии ОА «НПП «Исток имени А. И. Шокина» и имеют следующие характеристики:

1. Диапазон рабочих частот . . . . . 1 ÷ 18 ГГц
2. Потери в указанной полосе частот  
в положении «включено» . . . . . 1 ÷ 5 дБ
3. Запирание в указанной полосе частот  
в положении «выключено» . . . . . 50 ÷ 30 дБ
4. Потери на частоте 10 ГГц  
в положении «включено» . . . . . 1,24 дБ
5. Запирание на частоте 10 ГГц  
в положении «выключено» . . . . . 37,52 дБ
6. Время переключения . . . . . 1 ÷ 1,5 нс
7. Корпус ключа с размерами 12x7,5x1,65 мм

Таким образом, ожидаемый уровень запирания сигнала передающего канала в паузе должен составить более 70 дБ.

Конструкция преобразователя частоты представлена на рис. 6.

Для получения сверхкоротких импульсов в модуле применены разработанные на предприятии ОА «НПП «Исток имени А.И. Шокина» быстродействующие ключи на полевых транзисторах, схемы инвертирования и схемы драйвера в НЧ части в общем комплекте. В результате применения такого комплекта получено время переключения сигнала передающего канала с длительностью (0,5 ÷ 1) нс.

Режим широкополосного ЛЧМ обеспечивается за счет:

- применения импортного широкополосного преобразователя, выполненного по кольцевой двухбалансной схеме фирмы Hittite;
- оптимизирования АЧХ модуля преобразователя для получения равномерной полосы пропускания всего тракта.



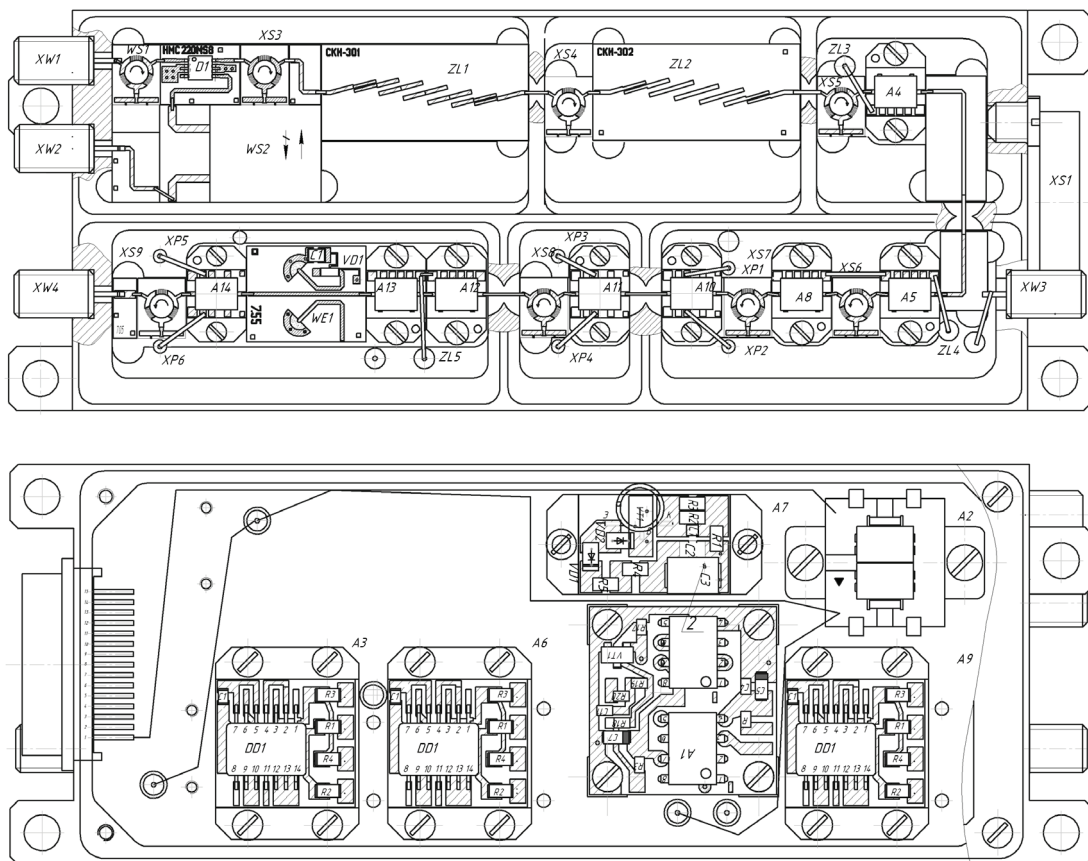


Рис. 6. Конструкция преобразователя частоты

### Твердотельный усилитель (ТТУ)

Формируемый сигнал с преобразователя подается на модуль конечного ТТУ, представленный на рис. 7, состоящий из трех каскадов транзисторных СВЧ усилителей, выпускаемых на предприятии ОА «НПП «Исток имени А. И. Шокина». ТТУ так же содержит блок стабилизаторов напряжения смещения и управляемый стабилизатор напряжения питания каскадов усилителя. На входе и выходе ТТУ установлены ферритовые вентили. Такая схема обладает большим коэффициентом усиления. Конструкция ТТУ представлена на рис. 8.

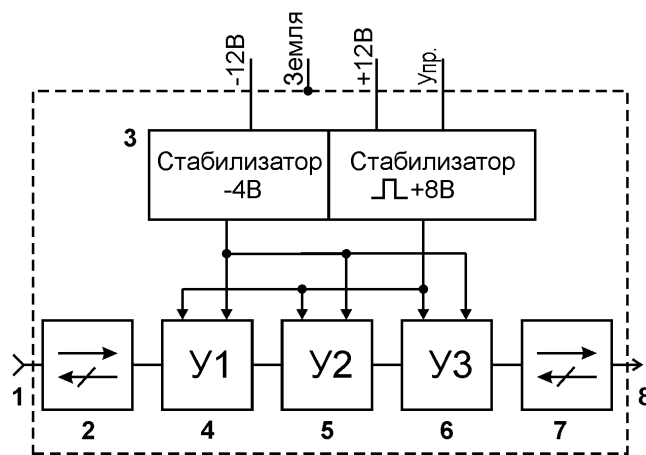


Рис.7. Структурная схема ТТУ:

1- вход СВЧ; 2- входной вентиль; 3- ВИП; 4,5,6- усилительные каскады;  
7- выходной вентиль; 8- выход СВЧ

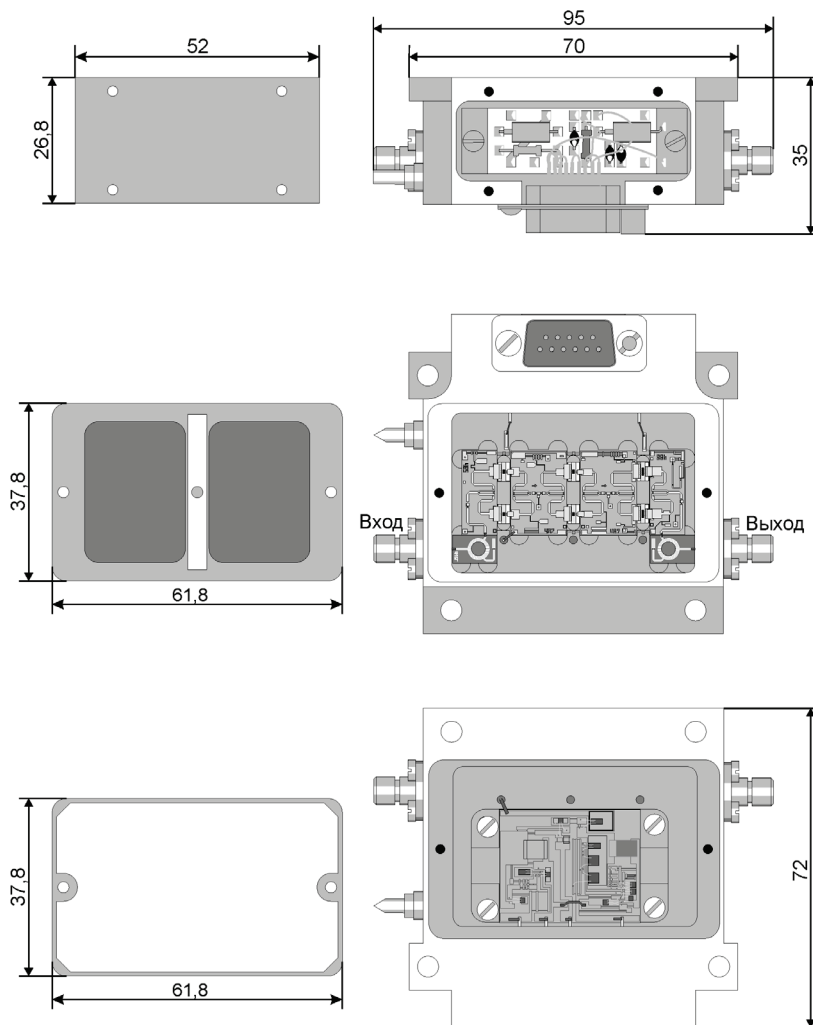


Рис. 8. Конструкция ТГУ

### Системы функционального контроля

Система функционального контроля (СФК) в модуле формирования зондирующего сигнала (МФЗС) выполняет следующие функции:

- поддерживает режим холодного старта устройства (при температуре старта МФЗС менее  $-40^{\circ}$ );
- поддерживает автономное охлаждение МФЗС;
- осуществляет цифровое управление ФАПЧ передающего канала;
- осуществляет цифровое управление ФАПЧ первого гетеродина;
- осуществляет сбор цифровых сигналов контроля захвата ФАПЧ1 – ФАПЧ4 и уровней мощности на выходе первого, второго гетеродинов, контроль мощности на выходе модулятора, а также контроль мощности на выходе передающего канала с двумя порогами (норма и не менее 25% от нормы);
- преобразует входной сигнал строга из уровня LVDS в ТТЛ с нагрузочной способностью не менее 50 Ом;
- поддерживает постоянную связь с внешним модулем управления и контроля через СФК с поддержкой соответствующего протокола обмена данными.

## Вторичные источники питания (ВИП)

Питание КИ в аппаратуре осуществляется от одного общего источника постоянного напряжения величиной плюс 27 В. Питание подается по двухпроводной линии, гальванически развязанной от корпуса. Для питания узлов, входящих в состав модуля, требуются следующие напряжения:

$$U_1 = +3,3\text{В}, U_2 = +5\text{В}, U_3 = +12\text{В}, U_4 = +12\text{В}, U_5 = -5\text{В}, U_6 = +15\text{В}.$$

Эти напряжения формируются внутри модуля из постоянного напряжения 27 В модулями компаний «ММП - Ирбис», «НПП «ВМП».

Низкопрофильные изолированные DC/DC модули электропитания серии «Ирбис» и «ВМП» предназначены для жестких условий эксплуатации в технике промышленного и специального назначения. Для снижения уровня высокочастотных помех применяются дополнительные входные и выходные помехоподавляющие фильтры. Основные характеристики модулей:

1. Диапазон рабочих температур  $-40^{\circ}\text{C} \div +85^{\circ}\text{C}$  «ММП – Ирбис»;  $-60 \div +70^{\circ}\text{C}$  «НПП «ВМП».
2. Модели с одним и двумя выходами.
3. Защита от перегрузки и перенапряжения.
4. Тепловая защита.
5. Дистанционное вкл./выкл.
6. КПД до 80%.
7. Гальваническая развязка вход - выход.
8. Приемка «5».
9. Диапазон входного напряжения 18... 36 В.

## Конструкция разработанного КИ

Модуль конструктивно выполнен в виде одноблочной конструкции, которая вставляется в отсек общей панели радиолокатора. Масса модуля не превышает 5 кг. Габаритные размеры модуля составляют 262x176x112 мм. Габаритный чертеж КИ приведен на рис. 9.

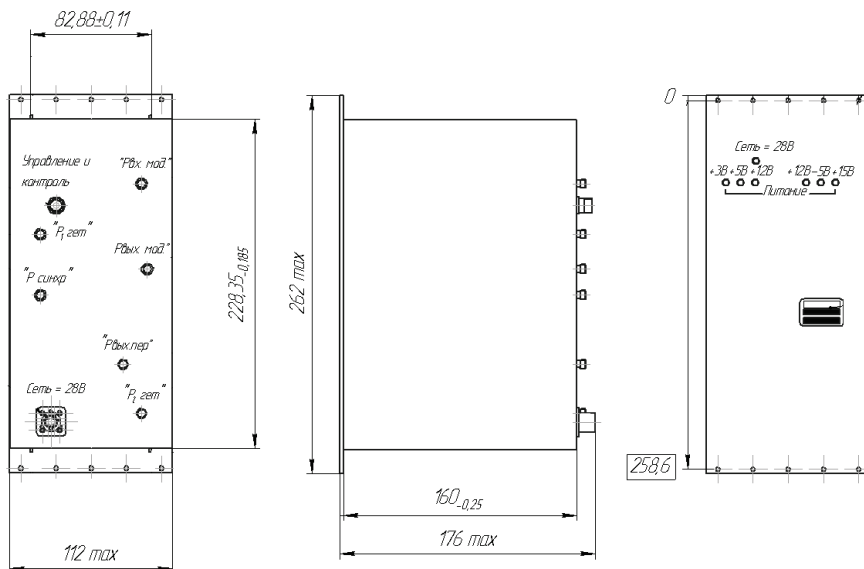


Рис. 9. Габаритный чертеж КИ

На передней панели модуля размещены индикаторные светодиодные лампочки, сигнализирующие исправности источников питания +3 В, +5В, +12В, +12В, -5В, +15В, а также нанесена маркировка изделия.

Разъемы для подключения ВЧ сигналов, НЧ сигналов, питания и управляющих сигналов размещены на обратной стороне модуля и подключаются кабелями и шлангами к аппаратуре радиолокатора. Внешний вид модуля спереди и сзади приведен на рис. 10.

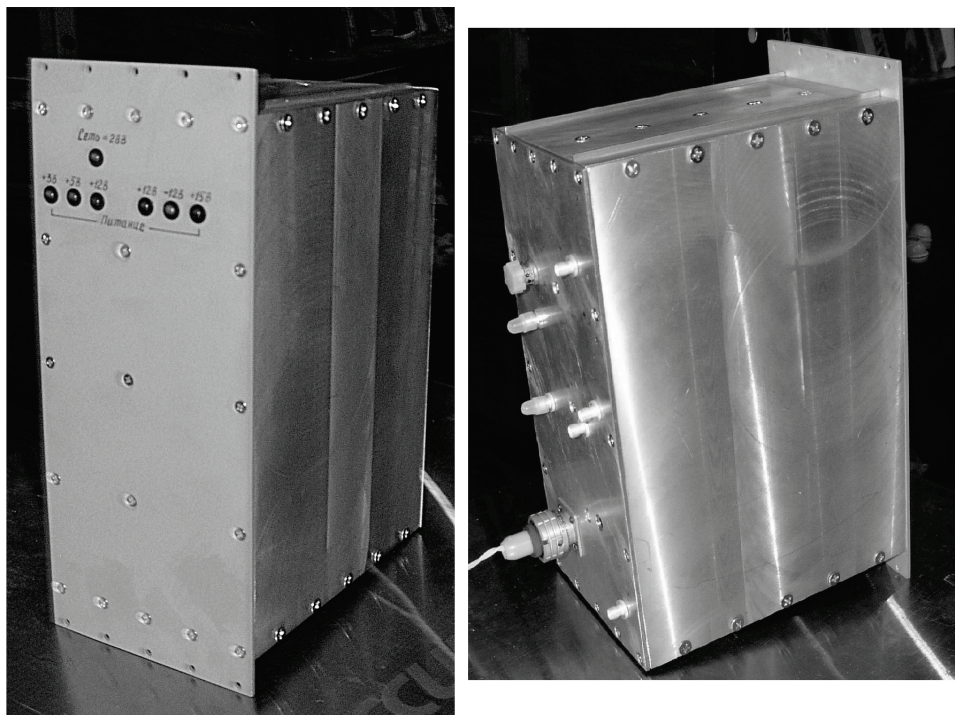


Рис.10. Модуль, вид спереди и сзади

Внутри модуля на общей несущей плите с двух сторон закреплены восемь корпусов узлов, из которых состоит структурная схема модуля:

- корпус кварцевого генератора;
- корпус ФАПЧ1÷4;
- корпус преобразователя;
- корпус ВИП;
- корпус платы управления;
- корпус ТТУ.

Вид на модуль со снятыми крышками снизу и сверху приведен на рис. 11

В результате проведенной работы создания типового унифицированного КИ формирования сверхкороткоимпульсного сигнала в обеспечение создания многофункциональных сверхкороткоимпульсных радиолокаторов» проделано следующее:

1. Создана базовая технология создания типовых унифицированных модулей формирования сверхкороткоимпульсного сигнала.
2. Проведены испытания КИ.

Испытания показали, что КИ обладают следующими конструкторско-технологическими запасами:

- по уровню фазовых шумов формируемых сигналов запас составляет от 8 до 15 дБ (при норме минус 90 дБ/Гц измеренные величины составляют минус (98÷105) дБ/Гц;

- по минимальному времени переключения импульса запас составляет (20÷30)% (при норме не более 3 нс измеренные значения составляют (0,5÷1) нс);
- по минимальной длительности сверхкороткого импульса запас составил (10÷20)% (при норме 10 нс измеренные значения составили (8÷9) нс).

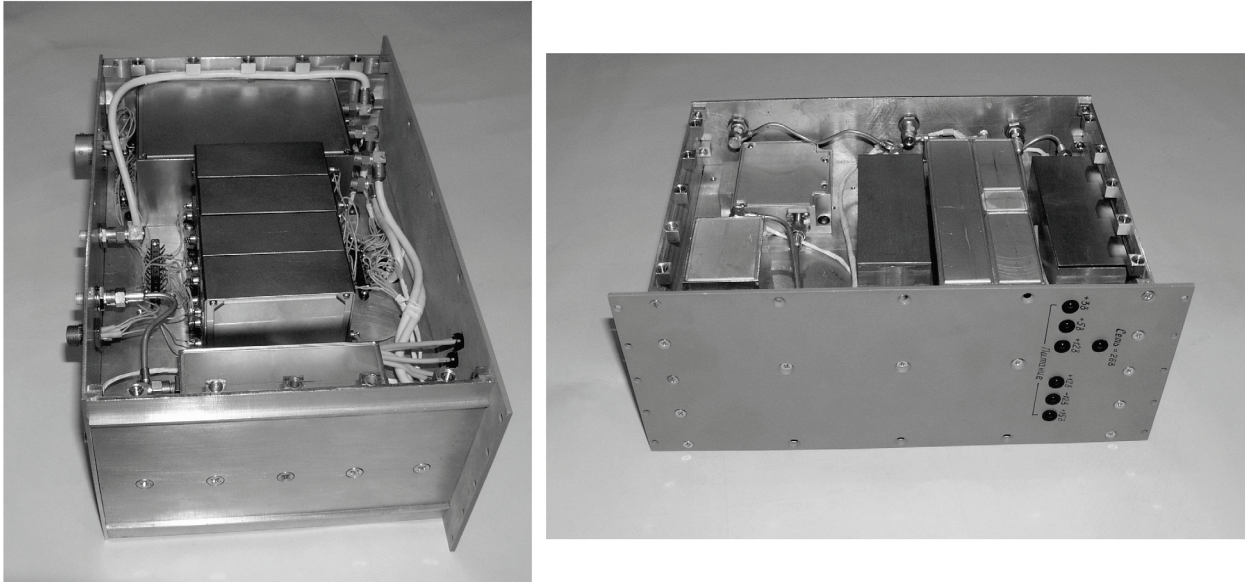


Рис.11. Модуль, вид снизу и сверху

На рис. 12 (а, б) приведены измерительные осциллограммы напряжений управляющих импульсов и огибающих выходных сигналов в 2-х режимах, а также спектры при различной полосе обзора, при коротком импульсе до 10 нс и длинном до 40 мкс на рис. 13 (а, б), 14 (а, б), 15.

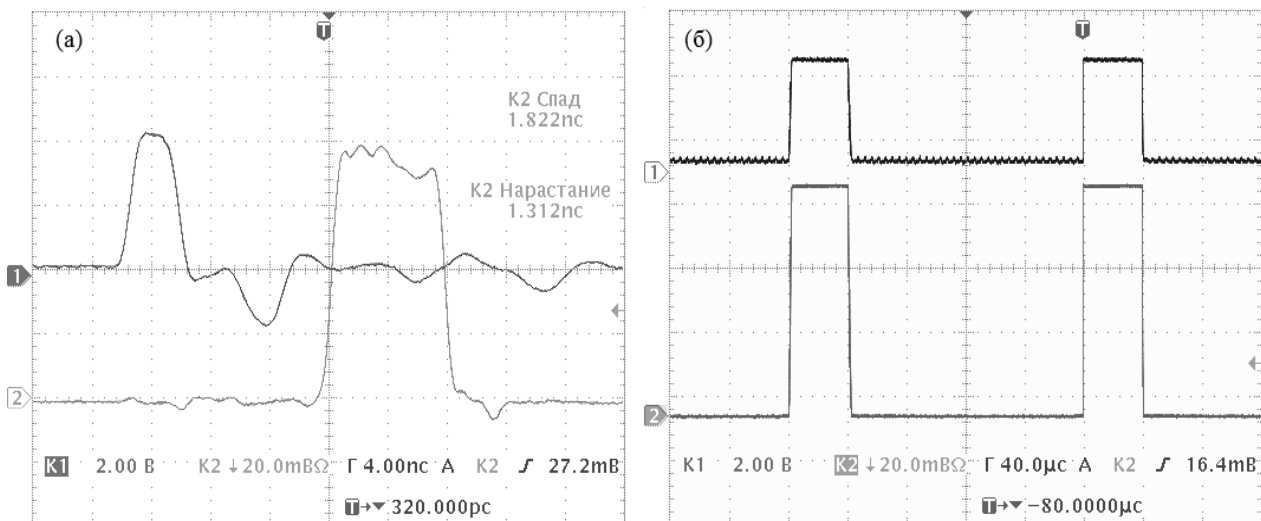


Рис. 12. Осциллограммы огибающих СВЧ сигналов длительностью 9 нс (а) и 40 мкс (б):  
1 – импульс управления ключами, 2 – огибающая импульса СВЧ сигнала



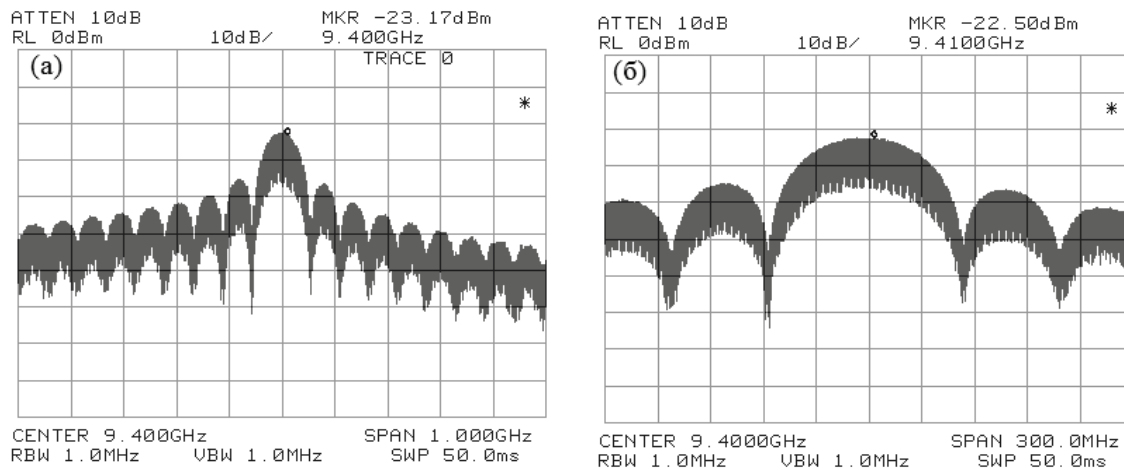


Рис. 13. Спектры выходного сигнала при полосе обзора 1 ГГц (а) и 300 МГц (б), длительности импульса 9 нс, скважности 1000

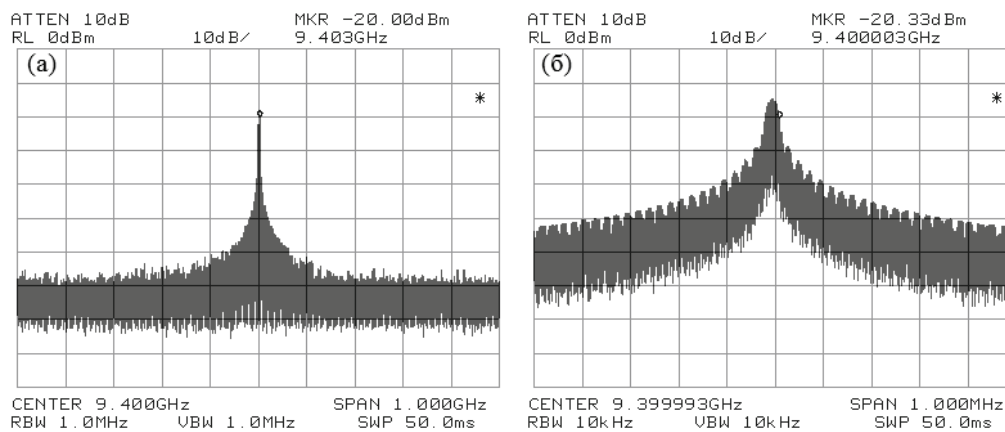


Рис. 14. Спектры выходного сигнала при полосе обзора 1 ГГц (а) и 1 МГц (б), длительности импульса 40 мкс, скважности 5

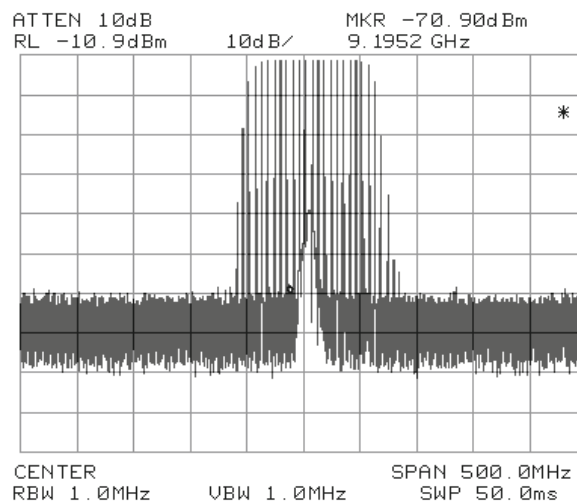


Рис. 15. Спектр выходного ЛЧМ сигнала с девиацией  $\pm 50$  МГц при полосе обзора 500 МГц, длительности импульса 40 мкс, скважности 5

Также важно отметить шумовые характеристики гетеродинных сигналов, которые представлены на рис. 16, 17. Они имеют низкие фазовые шумы минус (100 и 118) дБ/Гц на частоте анализа 10 кГц, что позволяет судить о хорошем качестве формируемых сигналов в приемнике.

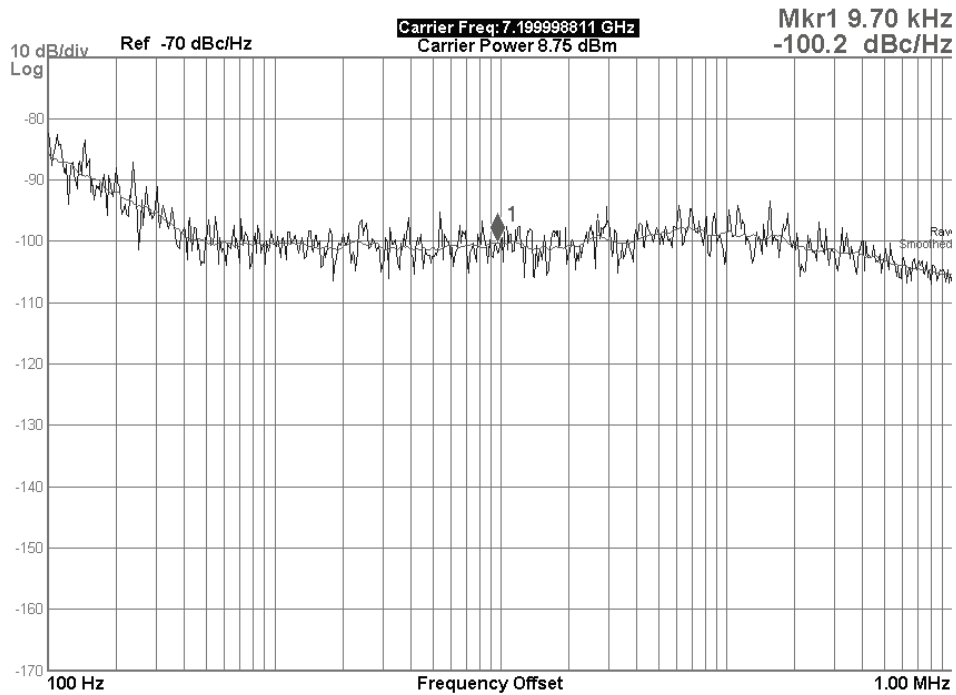


Рис. 16. Шумовая характеристика второго гетеродинов с фазовыми шумами минус 118 дБ/Гц на частоте анализа 10 кГц

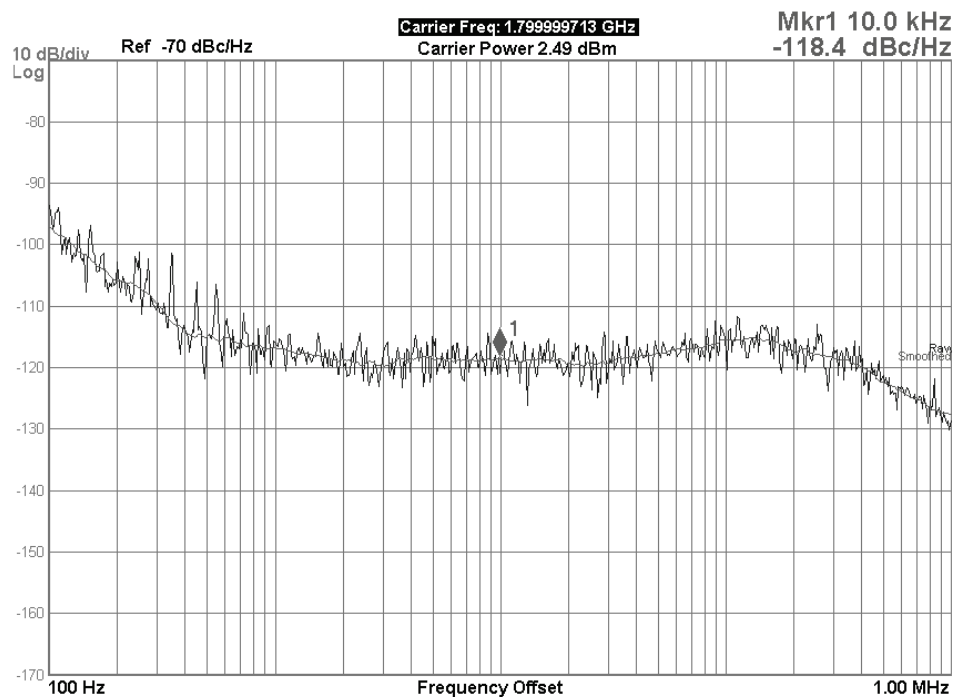


Рис. 17. Шумовая характеристика первого гетеродинов с фазовыми шумами минус 100 дБ/Гц на частоте анализа 10 кГц

Проведена стыковка КИ в составе специализированного стенда. Стыковка устройства и проведенные испытания также подтвердили полное соответствие электрических параметров изделия в составе радиолокатора.

Представленный материал подтверждает основные свойства и эффективность технологии СКРЛ.

Такие РЛС охватывают достаточно широкую область применения – диспетчерские РЛС аэропортов, морских и речных портов; высокоточные корабельные РЛС; всепогодные РЛС мониторинга надводного, воздушного и наземного пространства, а так же в различных областях военной и гражданской радиолокации.

### Список литературы

1. Поляков А.В., Моторин В.П. Эскизный проект на составную часть опытно-конструкторской разработки. «Разработка технологии создания типового унифицированного модуля формирования сверхкороткоимпульсного сигнала в обеспечение создания многофункциональных радиолокаторов», ФГУП «НПП «Исток», 2009, С. 1-39.
2. Полякова В.М., Соболева Ю.В. «Разработка 3-х видов преобразователей частоты в гибридномонокристаллическом исполнении в сантиметровом диапазоне длин волн», научно-технический отчет № 3-9227 по ОКР «Оттенок-ПР», ФГУП «НПП «Исток», 2004, С. 5-30.
3. Каргин А.Н., Шипило Е.М. Компьютерное линейное моделирование транзисторного усилителя мощности //Радиотехника, 2003, № 2, С. 20-50.
4. Поляков А.В., Соболев А.В., Савельев А.М., Зырин С.С. и др. «Разработка технологии создания полупроводникового генератора сигналов 3 мм диапазона для использования в стендовой и испытательной аппаратуре», научно-технический отчет по СЧ НИР «Статуэтка-ГС», ФГУП «НПП «Исток», 2010, С. 22-34.

УДК 621.396.67

**С.Н. Разиньков, О.Э. Разинькова**

**Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж**

### **ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И АНАЛИЗ РАССЕЯНИЯ РАДИОИМПУЛЬСОВ ИДЕАЛЬНО ПРОВОДЯЩИМИ ЗЕРКАЛЬНО-АСИММЕТРИЧНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ**

С использованием интегродифференциальных уравнений с пространственно-временными операторами для эквивалентных осевых распределений токов и зарядов построены электродинамические модели зеркально-асимметричных идеально проводящих элементов в виде разомкнутого кольца и кольца с перпендикулярными его плоскости отрезками на краях разрыва, возбуждаемых негармоническим электрическим полем стороннего источника. По результатам численного решения этих уравнений проведен анализ рассеяния радиоимпульсов указанными элементами. Исследовано влияние аналитических свойств огибающих и частотно-временных параметров облучающих сигналов на энергетические диаграммы рассеяния объектов.

Ключевые слова: зеркально-асимметричный элемент, электродинамическая модель, радиоимпульс



S.N. Razin'kov, O.E. Razin'kova

Military Educational and Scientific Center of Air Force  
«N.E. Zhukovsky and Y.A. Gagarin Air Force Academy», Voronezh

## ELECTRO-DYNAMIC MODELS AND ANALYSIS OF DISPERSION OF RADIO IMPULSES IDEALLY CARRYING OUT MIRROR AND ASYMMETRIC ELEMENTS

With use of the integral-differential equations with existential operators for equivalent axial distributions of currents and charges electro-dynamic models of the mirror and asymmetric ideally carrying out elements in the form of the opened ring and a ring with perpendicular its planes pieces at the edges of a gap excited by non-harmonic electric field of a third-party source are constructed. By results of the numerical solution of these equations the analysis of dispersion of radio impulses is carried out by the specified elements. Influence of analytical properties of the bending-around and time-and-frequency parameters of the irradiating signals on power charts of dispersion of objects is investigated.

Keywords: mirror and asymmetric element, electro-dynamic model, radio impulse

**Введение.** Идеально проводящие зеркально-асимметричные элементы являются базовыми компонентами искусственных метаматериалов с анизотропными отражательными свойствами [1-3]. Среда, в которую внедрены периодические структуры из указанных элементов, характеризуется отрицательным коэффициентом преломления вследствие одновременно отрицательных значений диэлектрической и магнитной проницаемости [1].

В [2, 3] с использованием сингулярных интегральных уравнений относительно квазистатического распределения плотности поверхностного тока [4] решены самосогласованные задачи [4] дифракции плоской монохроматической электромагнитной волны на зеркально-асимметричных элементах в виде разомкнутых колец и колец с разрывами, из краев которых выступают параллельные отрезки.

В предлагаемой работе для обоснования путей создания диапазонных метаматериалов [2] и оценки эффективности их применения для защиты объектов от средств радиолокационной разведки с широкополосными и сверхширокополосными сигналами [5, 6] на основе численного решения ИДУ с пространственно-временными операторами относительно эквивалентного осевого распределения токов и зарядов [7-9] путем последовательного продвижения по времени [9] проведен расчет энергетической диаграммы рассеяния (ДР) кольца с продольным осевым разрывом и разомкнутого тонкого кольца с перпендикулярными его плоскости отрезками на краях разрыва, возбуждаемых радиоимпульсами с прямоугольной и гауссовской огибающими.

Цель работы – анализ влияния аналитических свойств огибающих и частотно-временных параметров облучающих радиоимпульсов на энергетические ДР объектов.

**Рассеяние радиоимпульсов на разомкнутом тонком кольце.** Для математической постановки задачи возбуждения объекта введем цилиндрическую систему координат  $(\rho, \varphi, z)$ , а для расчета их вторичных полей и энергетических ДР – сферическую систему координат  $(r, \varphi, \theta)$ , центры которых совмещены.

Будем полагать, что кольцо расположено в плоскости  $z = 0$  цилиндрической системы координат, ось  $Oz$  проходит через его центр, края разрыва поверхности равноудалены от направления  $\varphi = 0$ . Радиус кольца, измеряемый как расстояние от точки  $O$  до центральной продольной оси проводника, обозначим  $R_0$ , радиус трубки  $a_0$ , угловую ширину разрыва

$2\Delta$ , учитывая, что  $a_0$  значительно меньше  $R_0$  и пространственной длительности облучающего радиоимпульса,  $\Delta < \pi$ . Пространственный фронт радиоимпульса является плоским; вектор электрического поля лежит в плоскости, проходящей через вектор, характеризующий направление на источник сигнала  $\varphi_0$ , и ось, ортогональную  $Oz$ .

При длительности радиоимпульса  $\tau \gg a_0/c$ , где  $c$  – скорость света, поверхностному току кольца в каждый момент времени  $t$  сопоставим эквивалентный ток  $\dot{I}_0(\varphi, t)$  нитевидного источника на элементарном участке, удовлетворяющий граничным условиям  $\dot{I}_0(\pm\Delta, t) = 0$ ; поверхностный заряд представим распределением  $q_0(\varphi, t)$  на окружности радиуса  $R_0$  в секторе углов  $\varphi \in [-\Delta; \Delta]$ . Амплитуды реальных и эквивалентных токов и зарядов, как показано в [8], отличаются на малую величину порядка  $O(a_0^2)$ ; смещением их зависимостей от времени  $\Delta\tau_0 = a_0/c$  можно пренебречь, поскольку  $\Delta\tau_0 \ll \tau$ .

Энергетическая ДР объекта определяется выражением [10]

$$D(\varphi; \varphi_0) = \frac{\chi(\varphi; \varphi_0)}{\max_{\varphi} \chi(\varphi; \varphi_0)}, \quad (1)$$

где

$$\chi(\varphi; \varphi_0) = \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{\chi}_t(\varphi, t; \varphi_0) dt \quad (2)$$

– угловая зависимость плотности потока энергии отраженного поля,

$$\tilde{\chi}_t(\varphi, t; \varphi_0) = \frac{4\pi}{W_0} \lim_{r \rightarrow \infty} r^2 |\dot{E}(r, \varphi, t; \varphi_0)|^2 \quad (3)$$

– угло-временное распределение плотности потока рассеиваемой в пространстве энергии,

$|\dot{E}(r, \varphi, t; \varphi_0)|^2$  – квадрат модуля текущего значения амплитуды рассеянного поля, вычисляемый как сумма квадратов текущих значений азимутальной  $\dot{E}_\varphi(r, \varphi, t; \varphi_0)$  и меридиональной  $\dot{E}_\theta(r, \varphi, t; \varphi_0)$  составляющих вторичного излучения в дальней зоне элемента [11],  $W_0$  – волновое сопротивление свободного пространства. Выражения для расчета поляризационных компонентов рассеянного поля объекта приведены в [11].

Касательная составляющая облучающего прямоугольного радиоимпульса на поверхности рассеивателя имеет вид

$$E_{tg}^i(\varphi, t; \varphi_0) = \begin{cases} E_0 \cos\left(\omega_0 \left(t - \frac{R_0 \cos(\varphi - \varphi_0)}{c}\right) + \psi_0\right) & \text{при } -\frac{\tau}{2} \leq t \leq \frac{\tau}{2}, \\ 0 & \text{при } t < -\frac{\tau}{2}, t > \frac{\tau}{2}, \end{cases} \quad (4)$$

где  $E_0$ ,  $\omega_0$  и  $\psi_0$  – амплитуда, циклическая частота несущей и начальная фаза импульса; текущее значение тангенциальной проекции напряженности поля радиоимпульса с гауссовской огибающей определяется выражением

$$E_{tg}^i(\varphi, t; \varphi_0) = E_0 \exp\left(\frac{1}{2\tau^2}\left(t - \frac{R_0 \cos(\varphi - \varphi_0)}{c}\right)^2\right) \cos\left(\omega_0\left(t - \frac{R_0 \cos(\varphi - \varphi_0)}{c}\right) + \psi_0\right). \quad (5)$$

Используя определение векторного и скалярного потенциалов, напряженности электрического поля, условие непрерывности его тангенциальной проекции на поверхности кольца с учетом калибровки Лоренца [11], запишем систему пространственно-временных ИДУ для  $\dot{I}_0(\varphi, t)$  и  $q(\varphi, t)$ :

$$\begin{cases} \frac{\mu_0}{4\pi} \cdot \frac{\partial}{\partial t} \int_{-\Delta}^{\Delta} \frac{\dot{I}_0\left(\varphi', t - \frac{\Delta R}{c}\right)}{\Delta R} d\varphi' + \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \cdot \frac{\partial}{\partial \varphi} \int_{-\Delta}^{\Delta} \frac{q_0\left(\varphi', t - \frac{\Delta R}{c}\right)}{\Delta R} d\varphi' = E_{tg}^i(\varphi, t; \varphi_0), \\ \frac{1}{R_0} \cdot \frac{\partial}{\partial \varphi} \int_{-\Delta}^{\Delta} \frac{\dot{I}_0\left(\varphi', t - \frac{\Delta R}{c}\right)}{\Delta R} d\varphi' + \frac{\partial}{\partial t} \int_{-\Delta}^{\Delta} \frac{q_0\left(\varphi', t - \frac{\Delta R}{c}\right)}{\Delta R} d\varphi' = 0, \end{cases} \quad (6)$$

где  $\Delta R = R_0 \sqrt{4 \sin^2\left(\frac{\varphi - \varphi'}{2}\right) + \left(\frac{a_0}{R_0}\right)^2}$  – расстояние между точкой интегрирования на осевой линии распределения эквивалентных токов и зарядов и точкой наблюдения на поверхности кольца;  $\epsilon_0$  и  $\mu_0$  – диэлектрическая и магнитная проницаемость вакуума.

Для численного решения системы ИДУ (6) применим кусочно-постоянную аппроксимацию зависимостей  $\dot{I}_0(\varphi, t)$  и  $q(\varphi, t)$  произведением последовательностей из  $N_0$  функций в секторах углов  $\Delta\varphi$  и  $M$  функций на интервалах времени  $\Delta t$ ; частные производные указанных функций по  $\varphi$  и  $t$  вычисляются с применением разностных схем [8, 9].

В результате представления эквивалентного тока кольца дискретными значениями  $\alpha_{nm}$ ,  $n = 1 \dots N_0$ ,  $m = 1 \dots M$ , а заряда – множеством отсчетов  $\beta_{nm}$ ,  $n = 1 \dots N_0$ ,  $m = 1 \dots M$ , система ИДУ (6) преобразуется в систему линейных алгебраических уравнений с матричным оператором размером  $2N_0 \times 2N_0$  для каждого из  $M$  моментов времени

$$\begin{cases} \alpha_{nm} \tilde{\Lambda}(0) + \tilde{X}_{nm}^{(00)} + \tilde{Y}_{nm}^{(00)} = \gamma_{nm}^{(0)}, \\ \frac{\alpha_{nm} \tilde{\Theta}(0) + \tilde{X}_{nm}^{(00)}}{R_0 \Delta\varphi} + \frac{\tilde{Y}_{nm}^{(00)}}{\Delta t} = 0, \end{cases} \quad n = 1 \dots N_0, \quad m = 1 \dots M, \quad (7)$$

где

$$\tilde{X}_{nm}^{(00)} = \sum_{\substack{j=1, \\ m-|n-j|>0}}^{N_0} \alpha_{j, m-|n-j|} \tilde{\Lambda}(|n-j|) - \sum_{\substack{j=1, \\ m-1-|n-j|>0}}^{N_0} \alpha_{j, m-1-|n-j|} \tilde{\Lambda}(|n-j|), \quad (8)$$

$$n = 1 \dots N_0, \quad m = 1 \dots M,$$

$$\tilde{Y}_{nm}^{(00)} = \sum_{\substack{j=1, \\ m-1-|n+1-j|>0}}^{N_0-1} \beta_{j,m-1-|n+1-j|} \tilde{\Omega}(|n+1-j|) - \sum_{\substack{j=1, \\ m-1-|n-j|>0}}^{N_0-1} \beta_{j,m-1-|n-j|} \tilde{\Omega}(|n-j|), \quad (9)$$

$$n = 1 \dots N_0, \quad m = 1 \dots M,$$

– выражения для расчета тангенциальной составляющей вторичного электрического поля кольца в  $N_0$  точках поверхности для  $M$  отсчетов по времени значений тока на элементарном участке и заряда;

$$\bar{X}_{nm}^{(00)} = \sum_{\substack{j=1, \\ m-1-|n+1-j|>0}}^{N_0-1} \alpha_{j,m-1-|n+1-j|} \tilde{\Theta}(|n+1-j|) - \sum_{\substack{j=1, \\ m-1-|n-j|>0}}^{N_0-1} \alpha_{j,m-1-|n-j|} \tilde{\Theta}(|n-j|), \quad (10)$$

$$n = 1 \dots N_0, \quad m = 1 \dots M,$$

$$\bar{Y}_{nm}^{(00)} = \sum_{\substack{j=1, \\ m-1-|n-j|>0}}^{N_0} \beta_{j,m-1-|n-j|} \tilde{\Theta}(|n-j|) - \sum_{\substack{j=1, \\ m-1-|n-j|>0}}^{N_0} \beta_{j,m-1-|n-j|} \tilde{\Theta}(|n-j|), \quad (11)$$

$$n = 1 \dots N_0, \quad m = 1 \dots M,$$

– квадратурные суммы подынтегральных выражений [12] во втором уравнении системы (6) при замене эквивалентного тока на элементарном участке и заряда кольцом множеств значений  $\alpha_{nm}$  и  $\beta_{nm}$ ,  $n = 1 \dots N_0$ ,  $m = 1 \dots M$ ;  $\gamma_{nm}^{(0)} = E_{tg}^i(n \Delta\varphi, m \Delta t; \varphi_0)$  – элементы вектор-столбца удельных эквивалентных потенциалов, определяемые значениями комплексной амплитуды возбуждающего поля на поверхности кольца в направлении  $n \Delta\varphi$ ,  $n = 1 \dots N_0$ , в момент времени  $m \Delta t$ ,  $m = 1 \dots M$ ;

$$\tilde{\Lambda}(|n-j|) = \frac{\mu_0 \tilde{\Theta}(|n-j|)}{4\pi \Delta t}, \quad n, j = 1 \dots N_0, \quad (12)$$

– элементы матрицы погонных импедансов кольца,

$$\tilde{\Omega}(|n-j|) = \frac{\tilde{\Theta}(|n-j|)}{4\pi \varepsilon_0 R_0 \Delta\varphi}, \quad n, j = 1 \dots N_0, \quad (13)$$

– элементы матрицы обращенных емкостей кольца,

$$\tilde{\Theta}(|n-j|) = \frac{2}{\sqrt{a_0^2 + 4R_0^2}} \times \left[ F \left( \arcsin \left( \frac{\sqrt{a_0^2 + 4R_0^2} \sin \tilde{\varphi}_{|n-j|}^+}{\sqrt{a_0^2 + 4R_0^2 \sin^2 \tilde{\varphi}_{|n-j|}^+}}, \frac{2R_0}{\sqrt{a_0^2 + 4R_0^2}} \right) \right) - \quad (14)$$

$$-F \left( \arcsin \left( \frac{\sqrt{a_0^2 + 4R_0^2} \sin \tilde{\varphi}_{|n-j|}^-}{\sqrt{a_0^2 + 4R_0^2 \sin^2 \tilde{\varphi}_{|n-j|}^-}}, \frac{2R_0}{\sqrt{a_0^2 + 4R_0^2}} \right) \right)$$

– вспомогательная функция для расчета удельных импедансов и обращенных емкостей элементарных участков кольца [7],  $\tilde{\varphi}_{|k-n|}^\pm = (|k-n| \pm 0,5) \Delta\varphi$ ,  $F(k, p)$  – эллиптический интеграл первого рода [12].

Решение системы уравнений (7) выполнено методом Гаусса с выбором главного элемента по столбцу [12] при последовательном продвижении по времени. Интервал  $\Delta t$  определялся по теореме В.А. Котельникова [13] для верхней границы эквивалентной полосы циклических частот возбуждающего сигнала [6, 10] при  $\Delta\varphi = c \Delta t / R_0$ . Согласно [8] при выбранных значениях  $\Delta t$  и  $\Delta\varphi$  обеспечиваются стабилизация разностных схем вычисления производных, устойчивость частичного обращения матричного оператора [12] и монотонная сходимость последовательностей, аппроксимирующих  $\dot{I}_0(\varphi, t)$  и  $q_0(\varphi, t)$ . С учетом обращения эквивалентного тока в нуль при  $\varphi = \pm\Delta$  коэффициенты  $\alpha_{nm}$ ,  $n = 1 \dots N_0$ ,  $m = 1 \dots M$ , рассчитывались в центральных точках интервалов  $\Delta\varphi$ , а значения  $\beta_{nm}$ ,  $n = 1 \dots N_0$ ,  $m = 1 \dots M$ , – в точках, смещенных на  $\Delta\varphi/2$  по азимутальной координате и на  $\Delta t/2$  оси времени.

По найденному распределению эквивалентного тока и удельной плотности заряда в соответствии с [10] рассчитано вторичное поле; путем последовательной подстановки полученных результатов в (3), (2), (1) вычислена энергетическая ДР разомкнутого кольца.

На рис. 1 приведены энергетические ДР кольца с шириной разрыва  $2\Delta = \pi/15$  и относительными размерами  $a_0/R_0 = 0,09$ , облучаемого с направления  $\varphi_0 = 0$  радиоимпульсом длительности  $\tau = 6,25 R_0/c$  с циклической частотой  $\omega_0 = 2\pi/\tau$ , начальной фазой  $\psi_0 = 0$ , прямоугольной (а) и гауссовской (б) огибающими.

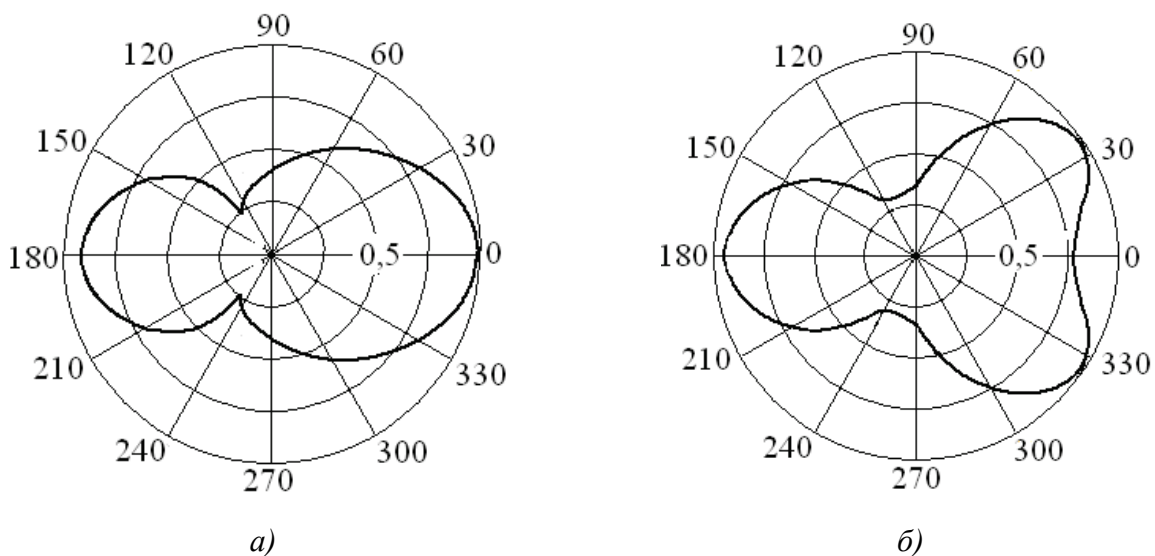


Рис. 1. Энергетическая ДР разомкнутого кольца, облучаемого радиоимпульсом с прямоугольной (а) и гауссовской (б) огибающей

Из полученных результатов следует, что по аналогии с рассеянием монохроматических процессов [3, 14] импульсные сигналы, переизлученные разомкнутым кольцом, имеют анизотропное угловое распределение. Энергетическая ДР кольца, возбуждаемого прямоугольным радиоимпульсом, содержит максимум в направлении разрыва. При воздействии сигнала с гауссовской огибающей эквивалентная длительность [10] которого составляет  $1,2 \dots 1,35 \tau$ , в ДР появляется локальный экстремум в направлении  $\varphi = 0$ , обусловленный уменьшением электрических размеров объекта по сравнению со случаем возбуждения прямоугольным радиоимпульсом.

Установлено, что при уменьшении длительности сигнала в  $1,2 \dots 1,4$  раз или увеличении ширины разрыва кольца в  $2,5 \dots 3,2$  раз плотность потока энергии поля, рассеянного в направлении на источник радиоизлучения, возрастает на  $1,3 \dots 1,7$  дБ. При увеличении длительности прямоугольного радиоимпульса свыше  $\tau = 7,12 R_0/c$  в ДР кольца в направлении  $\varphi = \pi$  формируется провал, величина которого за счет изменения ширины разрыва от  $2\Delta = \pi/15$  до  $2\Delta = \pi/5$  возрастает на  $1,7$  дБ. С увеличением циклической частоты несущей в  $1,5 \dots 2,5$  раз ширина энергетической ДР кольца уменьшается не менее чем в  $1,2 \dots 1,35$  раз. При возрастании  $\tau$  в  $5 \dots 7,5$  раз уровень заднего лепестка энергетической ДР, приведенной на рис. 1, убывает на  $2,2 \dots 2,5$  дБ.

На рис. 2 представлены энергетические ДР кольца, облучаемого прямоугольным радиоимпульсом с направлений  $\varphi_0 = \pi$  (а) и  $\varphi_0 = \pi/2$  (б) соответственно. Электрические размеры кольца и частотно-временные параметры облучающих сигналов выбраны такими же, как при расчете зависимости на рис. 1.

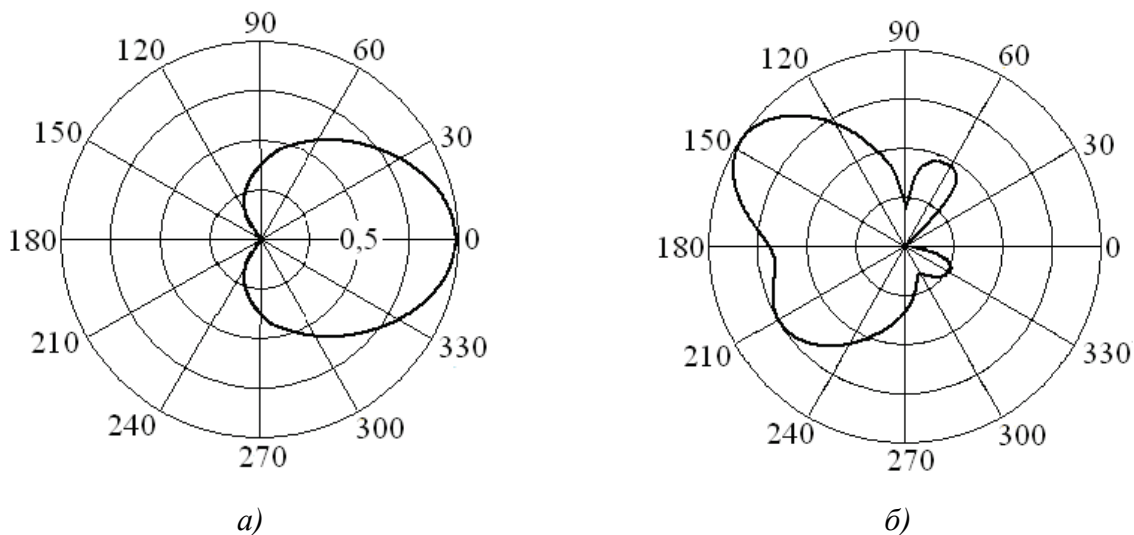


Рис. 2. Энергетическая ДР кольца, облучаемого радиоимпульсом с прямоугольной огибающей с направления  $\varphi_0 = \pi$  (а) и  $\varphi_0 = \pi/2$  (б)

Из рис. 2 следует, что ДР разомкнутого кольца в направлении на источник радиоизлучения  $\varphi_0 = \pi$  содержит нуль.

Также установлено, что уменьшение длительности радиоимпульса в  $1,3 \dots 1,5$  раз приводит к снижению плотности потока энергии вторичного излучения при  $\varphi = 0$  на  $2,3 \dots 3,6$  дБ. За счет увеличения длительности сигнала в  $2,5 \dots 3,5$  раз при  $\varphi_0 = \pi/2$  средний уровень бо-

ковых лепестков ДР объекта возрастает на 1,2...1,4 дБ по сравнению с зависимостью, представленной на рис. 2, с появлением локальных экстремумов глубиной 4,4...4,5 дБ.

**Рассеяние радиоимпульсов на разомкнутом кольце с перпендикулярными его плоскости отрезками на краях разрыва.** Будем полагать, что кольцо расположено в плоскости  $z = 0$  цилиндрической системы координат, ось  $Oz$  проходит через его центр, края разрыва поверхности равноудалены от направления  $\varphi = 0$ . Отрезки длиной  $l_0$ , присоединенные к кольцу в точках с азимутальными координатами  $\varphi = (-1)^k \Delta$ ,  $k = 1, 2$ , параллельны оси  $Oz$  и занимают нижнюю (при  $k = 1$ ) и верхнюю (при  $k = 2$ ) относительно плоскости  $z = 0$  части полупространства; их свободные концы принадлежат плоскостям  $z = (-1)^k l_0$ ,  $k = 1, 2$ . Поверхностные токи отрезков представим эквивалентными осевыми токами  $\tilde{I}_k(z, t)$ ,  $k = 1, 2$ , удовлетворяющими граничным условиям  $\tilde{I}_k((-1)^k l_0, t) = 0$ , а заряды – их удельными плотностями  $\tilde{q}_k(z, t)$ ,  $k = 1, 2$ . Другие обозначения и допущения приняты такими же, как при получении системы ИДУ (6).

По аналогии с (6), используя определение векторного и скалярного потенциалов, напряженности электрического поля тонких тонкопроволочных объектов [9] с учетом калибровки Лоренца [11] для электродинамических потенциалов, запишем систему ИДУ [15] для  $\dot{I}_0(\varphi, t)$ ,  $\dot{q}_0(\varphi, t)$  и  $\tilde{I}_k(z, t)$ ,  $\tilde{q}_k(z, t)$ ,  $k = 1, 2$ :

$$\begin{cases} G_{00}(\varphi, t) + \sum_{k=1}^2 Q_{0k}(\varphi, t) = \bar{E}_0(\varphi, t); & P_{00}(\varphi, t) + \sum_{n=0}^2 V_{0n}(\varphi, t) = 0; & \varphi \in [-\Delta; \Delta]; \\ G_{10}(z, t) + \sum_{k=1}^2 Q_{1k}(z, t) = \bar{E}_1(z, t); & P_{10}(z, t) + \sum_{n=0}^2 V_{1n}(z, t) = 0; & z \in [-l_0; 0]; \\ G_{20}(z, t) + \sum_{k=1}^2 Q_{2k}(z, t) = \bar{E}_2(z, t); & P_{20}(z, t) + \sum_{n=0}^2 V_{2n}(z, t) = 0; & z \in [0; l_0], \end{cases} \quad (15)$$

где

$$G_{00}(\varphi, t) = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\partial}{\partial t} \int_{-\Delta}^{\Delta} \frac{\dot{I}_0\left(\varphi', t - \frac{\Delta R_{00}}{c}\right)}{\Delta R_{00}} d\varphi' + \frac{1}{4\pi\epsilon_0 R_0} \frac{\partial}{\partial \varphi} \int_{-\Delta}^{\Delta} \frac{\dot{q}_0\left(\varphi', t - \frac{\Delta R_{00}}{c}\right)}{\Delta R_{00}} d\varphi', \quad (16)$$

– тангенциальная составляющая электрического поля кольца, создаваемого его токами и зарядами,

$$G_{s0}(z, t) = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\partial}{\partial t} \int_{-\Delta}^{\Delta} \frac{\dot{I}_0\left(\varphi', t - \frac{\Delta R_{s0}}{c}\right)}{\Delta R_{s0}} d\varphi' + \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \frac{\partial}{\partial z} \int_{-\Delta}^{\Delta} \frac{\dot{q}_0\left(\varphi', t - \frac{\Delta R_{s0}}{c}\right)}{\Delta R_{s0}} d\varphi', \quad s = 1, 2, \quad (17)$$

– тангенциальные составляющие электрического поля отрезков, создаваемого токами и зарядами кольца,

$$Q_{0k}(\varphi, t) = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\partial}{\partial t} \int_{-\frac{l_0+(-1)^k l_0}{2}}^{\frac{l_0+(-1)^k l_0}{2}} \frac{\tilde{I}_k\left(z', t - \frac{\Delta R_{0k}}{c}\right)}{\Delta R_{0k}} dz' + \frac{1}{4\pi\epsilon_0 R_0} \frac{\partial}{\partial \varphi} \int_{-\frac{l_0+(-1)^k l_0}{2}}^{\frac{l_0+(-1)^k l_0}{2}} \frac{\tilde{q}_k\left(z', t - \frac{\Delta R_{0k}}{c}\right)}{\Delta R_{0k}} dz',$$

$k = 1, 2, (18)$

– тангенциальная составляющая электрического поля кольца, создаваемого токами и зарядами отрезков,

$$Q_{sk}(z, t) = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{\partial}{\partial t} \int_{-\frac{l_0+(-1)^k l_0}{2}}^{\frac{l_0+(-1)^k l_0}{2}} \frac{\tilde{I}_k\left(z', t - \frac{\Delta R_{sk}}{c}\right)}{\Delta R_{sk}} dz' + \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \frac{\partial}{\partial z} \int_{-\frac{l_0+(-1)^k l_0}{2}}^{\frac{l_0+(-1)^k l_0}{2}} \frac{\tilde{q}_k\left(z', t - \frac{\Delta R_{sk}}{c}\right)}{\Delta R_{sk}} dz',$$

$s = 1, 2, k = 1, 2, (19)$

– тангенциальная составляющая электрического поля отрезков, создаваемого их токами и зарядами,

$$P_{00}(\varphi, t) = \frac{\partial}{R_0 \partial \varphi} \int_{-\Delta}^{\Delta} \frac{\dot{I}_0\left(\varphi', t - \frac{\Delta R_{00}}{c}\right)}{\Delta R_{00}} d\varphi' + \frac{\partial}{\partial t} \int_{-\Delta}^{\Delta} \frac{\dot{q}_0\left(\varphi', t - \frac{\Delta R_{00}}{c}\right)}{\Delta R_{00}} d\varphi',$$

$(20)$

$$P_{s0}(z, t) = \frac{\partial}{\partial z} \int_{-\Delta}^{\Delta} \frac{\dot{I}_0\left(\varphi', t - \frac{\Delta R_{s0}}{c}\right)}{\Delta R_{s0}} d\varphi' + \frac{\partial}{\partial t} \int_{-\Delta}^{\Delta} \frac{\dot{q}_0\left(\varphi', t - \frac{\Delta R_{s0}}{c}\right)}{\Delta R_{s0}} d\varphi',$$

$s = 1, 2, (21)$

– слагаемые выражения для калибровки Лоренца электродинамических потенциалов разомкнутого кольца и  $s$ -ого присоединенного отрезка ( $s = 1, 2$ ), создаваемых их токами и зарядами,

$$V_{0k}(\varphi, t) = \frac{\partial}{R_0 \partial \varphi} \int_{-\frac{l_0+(-1)^k l_0}{2}}^{\frac{l_0+(-1)^k l_0}{2}} \frac{\tilde{I}_k\left(z', t - \frac{\Delta R_{0k}}{c}\right)}{\Delta R_{0k}} dz' + \frac{\partial}{\partial t} \int_{-\frac{l_0+(-1)^k l_0}{2}}^{\frac{l_0+(-1)^k l_0}{2}} \frac{\tilde{q}_k\left(z', t - \frac{\Delta R_{0k}}{c}\right)}{\Delta R_{0k}} dz',$$

$(22)$

$k = 1, 2,$

$$V_{sk}(z, t) = \frac{\partial}{\partial z} \int_{-\frac{l_0+(-1)^k l_0}{2}}^{\frac{l_0+(-1)^k l_0}{2}} \frac{\tilde{I}_k\left(z', t - \frac{\Delta R_{sk}}{c}\right)}{\Delta R_{sk}} dz' + \frac{\partial}{\partial t} \int_{-\frac{l_0+(-1)^k l_0}{2}}^{\frac{l_0+(-1)^k l_0}{2}} \frac{\tilde{q}_k\left(z', t - \frac{\Delta R_{sk}}{c}\right)}{\Delta R_{sk}} dz',$$

$(23)$

$s = 1, 2, k = 1, 2,$

– слагаемые выражения для калибровки Лоренца электродинамических потенциалов зеркально-асимметричного элемента, учитывающие электромагнитное взаимодействие [6] кольца и присоединенных к краям его разрыва отрезков,



$$\bar{E}_0(\varphi, t) = E_{tg}^{(i)}(0, \varphi, t; \varphi_0), \quad \bar{E}_k(z, t) = E_{tg}^{(i)}\left(z, (-1)^k \Delta, t; \varphi_0\right), \quad k = 1, 2, \quad (24)$$

– касательные возбуждающего поля на поверхности кольца и отрезков,

$$\Delta R_{00} = \sqrt{4R_0^2 \sin^2\left(\frac{\varphi - \varphi'}{2}\right) + a_0^2}, \quad \Delta R_{s0} = \sqrt{4R_0^2 \sin^2\left(\frac{\varphi' + (-1)^{s+1} \Delta}{2}\right) + z^2}, \quad s = 1, 2,$$

$$\Delta R_{0k} = \sqrt{4R_0^2 \sin^2\left(\frac{\varphi + (-1)^{k+1} \Delta}{2}\right) + (z')^2}, \quad k = 1, 2, \quad \Delta R_{ss} = \sqrt{(z - z')^2 + a_0^2}, \quad s = 1, 2,$$

$$\Delta R_{sk} = \sqrt{4R_0^2 \sin^2 \Delta + (z - z')^2}, \quad s = 1, 2, \quad k = 1, 2, \quad s \neq k, \quad (25)$$

– расстояния между точками интегрирования на осевой линии и точками наблюдения на поверхности элемента в (16) – (24).

Для численного решения системы ИДУ (15) применим метод Гаусса при последовательном продвижении по времени с аппроксимацией зависимостей  $\dot{I}_0(\varphi, t)$  и  $\dot{q}_0(\varphi, t)$  производением кусочно-постоянных функций

$$f_n(\varphi) = \begin{cases} 1 & \text{при } \varphi \in n \Delta\varphi, \\ 0 & \text{при } \varphi \notin n \Delta\varphi, \end{cases} \quad n = 1 \dots N_0, \quad (26)$$

$$\gamma_m(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } t \in m \Delta t, \\ 0 & \text{при } t \notin m \Delta t, \end{cases} \quad m = 1 \dots M, \quad (27)$$

с весовыми коэффициентами  $\alpha_{nm}$  и  $\beta_{nm}$ ,  $n = 1 \dots N_0$ ,  $m = 1 \dots M$  соответственно; распределение  $\tilde{I}_k(z, t)$  и  $\tilde{q}_k(z, t)$ ,  $k = 1, 2$ , разложим по базису функций

$$f_n^{(k)}(z) = \begin{cases} 1 & \text{при } z \in n \Delta z, \\ 0 & \text{при } z \notin n \Delta z, \end{cases} \quad k = 1, 2, \quad n = 1 \dots N, \quad (28)$$

где  $\Delta z$  – интервал дискретизации присоединенных отрезков, и (27) с весовыми коэффициентами  $\tilde{\alpha}_{nm}^{(k)}$  и  $\tilde{\beta}_{nm}^{(k)}$ ,  $n = 1 \dots N$ ,  $m = 1 \dots M$ . Частные производные искомых токов и зарядов в (6) по  $\varphi$  и  $t$  вычисляются с использованием разностных схем [8, 9].

В результате система ИДУ (15) преобразуется в систему  $2(N_0 + 2N)$  линейных алгебраических уравнений для  $m$ -ого шага по времени,  $m = 1 \dots M$ ,



$$\tilde{Y}_{nm}^{(0k)} = \frac{\mu_0}{4\pi \Delta t} \sum_{g=1}^M \sum_{j=1}^{N_0} \tilde{\beta}_{gj}^{(k)} \left[ U_{gnjm}^{(k)+} - U_{gnjm}^{(k)-} \right], \quad k=1, 2, \quad n=1 \dots N_0, \quad m=1 \dots M, \quad (35)$$

– представление (20) при замене эквивалентного тока и удельной плотности заряда  $k$ -ого отрезка,  $k=1, 2$ , множеством значений  $\tilde{\alpha}_{nm}^{(k)}$  и  $\tilde{\beta}_{nm}^{(k)}$ ,  $n=1 \dots N$ ,  $m=1 \dots M$ ,

$$\ddot{X}_{nm}^{(k0)} = \frac{\mu_0}{4\pi \Delta t} \sum_{g=1}^M \sum_{j=1}^{N_0} \alpha_{gj} \left[ L_{gnjm}^{(k)+} - L_{gnjm}^{(k)-} \right], \quad k=1, 2, \quad n=1 \dots N_0, \quad m=1 \dots M, \quad (36)$$

$$\ddot{Y}_{nm}^{(k0)} = \frac{1}{4\pi \varepsilon_0 R_0 \Delta \varphi} \sum_{g=1}^M \sum_{j=1}^{N_0} \beta_{gj} \left[ H_{gnjm}^{(k)+} - H_{gnjm}^{(k)-} \right], \quad k=1, 2, \quad n=1 \dots N_0, \quad m=1 \dots M, \quad (37)$$

– выражения для расчета тангенциальной составляющей вторичного электрического поля  $k$ -ого отрезка (15), создаваемого токами и зарядами кольца, в  $N$  точках поверхности для  $M$  отсчетов по времени по  $\alpha_{nm}$  и  $\beta_{nm}$ ,  $k=1, 2$ ,  $n=1 \dots N$ ,  $m=1 \dots M$ ,

$$\ddot{X}_{nm}^{(qk)} = \sum_{\substack{j=1, \\ m-|n-j|>0}}^N \tilde{\alpha}_{j,m-|n-j|}^{(k)} \ddot{\Lambda}^{(qk)}(|n-j|) - \sum_{\substack{j=1, \\ m-1-|n-j|>0}}^N \tilde{\alpha}_{j,m-1-|n-j|}^{(k)} \ddot{\Lambda}^{(qk)}(|n-j|), \quad (38)$$

$q, k=1, 2, \quad n=1 \dots N, \quad m=1 \dots M$ ,

$$\ddot{Y}_{nm}^{(qk)} = \sum_{\substack{j=1, \\ m-1-|n+1-j|>0}}^{N-1} \tilde{\beta}_{j,m-1-|n+1-j|}^{(k)} \ddot{\Omega}^{(qk)}(|n+1-j|) - \sum_{\substack{j=1, \\ m-1-|n-j|>0}}^{N-1} \tilde{\beta}_{j,m-1-|n-j|}^{(k)} \ddot{\Omega}^{(qk)}(|n-j|), \quad (39)$$

$q, k=1, 2, \quad n=1 \dots N, \quad m=1 \dots M$ ,

– выражения для расчета тангенциальной составляющей вторичного электрического поля  $k$ -ого отрезка (17) при замене их эквивалентных токов и удельной плотности зарядов множеством значений  $\tilde{\alpha}_{nm}^{(k)}$  и  $\tilde{\beta}_{nm}^{(k)}$ ,  $k=1, 2$ ,  $n=1 \dots N$ ,  $m=1 \dots M$ ,

$$\hat{X}_{nm}^{(k0)} = \frac{1}{4\pi \varepsilon_0 R_0 \Delta \varphi} \sum_{g=1}^M \sum_{j=1}^{N_0} \alpha_{gj} \left[ L_{gnjm}^{(k)+} - L_{gnjm}^{(k)-} \right], \quad k=1, 2, \quad n=1 \dots N, \quad m=1 \dots M, \quad (40)$$

$$\hat{Y}_{nm}^{(k0)} = \frac{\mu_0}{4\pi \Delta t} \sum_{g=1}^M \sum_{j=1}^{N_0} \beta_{gj} \left[ H_{gnjm}^{(k)+} - H_{gnjm}^{(k)-} \right], \quad k=1, 2, \quad n=1 \dots N, \quad m=1 \dots M, \quad (41)$$

– вид (19) при представлении эквивалентного тока на элементарном участке и заряда кольца дискретными значениями  $\alpha_{nm}$  и  $\beta_{nm}$ ,  $n=1 \dots N_0$ ,  $m=1 \dots M$ ,

$$X_{nm}^{(qk)} = \sum_{\substack{j=1, \\ m-1-|n+1-j|>0}}^N \tilde{\alpha}_{j,m-1-|n+1-j|}^{(k)} \ddot{\Theta}^{(qk)}(|n+1-j|) - \sum_{\substack{j=1, \\ m-1-|n-j|>0}}^N \tilde{\alpha}_{j,m-1-|n-j|}^{(k)} \ddot{\Theta}^{(qk)}(|n-j|), \quad (42)$$

$q, k=1, 2, \quad n=1 \dots N_0, \quad m=1 \dots M$ ,

$$\ddot{Y}_{nm}^{(qk)} = \sum_{\substack{j=1 \\ m-|n-j|>0}}^N \tilde{\beta}_{j,m-|n-j|}^{(k)} \ddot{\Theta}^{(qk)}(|n-j|) - \sum_{\substack{j=1 \\ m-1-|n-j|>0}}^N \tilde{\beta}_{j,m-1-|n-j|}^{(k)} \ddot{\Theta}^{(qk)}(|n-j|) \quad (43)$$

$$q, k = 1, 2, n = 1 \dots N_0, m = 1 \dots M,$$

– выражения для вычисления интегралов в (14) при замене эквивалентного тока и удельной плотности заряда  $k$ -ого отрезка дискретными значениями  $\tilde{\alpha}_{nm}^{(k)}$  и  $\tilde{\beta}_{nm}^{(k)}$ ,  $k = 1, 2$ ,  $n = 1 \dots N$ ,  $m = 1 \dots M$ ,

$$\gamma_{nm}^{(0)} = \bar{E}_0(n \Delta \varphi, m \Delta t), n = 1 \dots N_0, m = 1 \dots M, \quad (44)$$

$$\gamma_{nm}^{(k)} = \bar{E}_k(n \Delta z, m \Delta t), k = 1, 2, n = 1 \dots N, m = 1 \dots M, \quad (45)$$

– элементы вектор-столбца удельных эквивалентных потенциалов, определяемые значениями комплексной амплитуды возбуждающего поля (15) в  $N_0$  точках на поверхности кольца и в  $N$  точках на поверхности  $k$ -ого присоединенного отрезка,  $k = 1, 2$ , на  $m$ -ом интервале времени,  $m = 1 \dots M$ ,

$$\ddot{\Lambda}^{(qk)}(|n-j|) = \frac{\mu_0 \ddot{\Theta}^{(qk)}(|n-j|)}{4\pi \Delta t}, n, j = 1 \dots N, \quad (46)$$

– элементы матрицы собственных (при  $q = k$ ) и взаимных (при  $q \neq k$ ) удельных импедансов присоединенных отрезков,  $q, k = 1, 2$ ,

$$\ddot{\Omega}^{(qk)}(|n-j|) = \frac{\ddot{\Theta}^{(qk)}(|n-j|)}{4\pi \varepsilon_0 \Delta z}, n, j = 1 \dots N, \quad (47)$$

– элементы матрицы обращенных собственных (при  $q = k$ ) и взаимных (при  $q \neq k$ ) емкостей отрезков,  $q, k = 1, 2$ ,

$$\Gamma_{gnjm}^{(k)\pm} = \int_{-\frac{l_0}{2} + (-1)^k \frac{l_0}{2} + (g-0,5)\Delta z}^{\frac{l_0}{2} + (-1)^k \frac{l_0}{2} + (g-0,5)\Delta z} \frac{\gamma_m \left[ (j-m \pm 0,5) \Delta t - \Delta R_{0k} \Big|_{\varphi=n\Delta\varphi/c} \right]}{\Delta R_{0k} \Big|_{\varphi=n\Delta\varphi}} dz', \quad (48)$$

$$U_{gnjm}^{(k)\pm} = \int_{-\frac{l_0}{2} + (-1)^k \frac{l_0}{2} + (g-1)\Delta z}^{\frac{l_0}{2} + (-1)^k \frac{l_0}{2} + g\Delta z} \frac{\gamma_m \left[ (j-m - 0,5) \Delta t - \Delta R_{0k} \Big|_{\varphi=(n \pm 0,5)\Delta\varphi/c} \right]}{\Delta R_{0k} \Big|_{\varphi=(n \pm 0,5)\Delta\varphi}} dz', \quad (49)$$

$$g = 1 \dots N, n = 1 \dots N_0, j, m = 1 \dots M, k = 1, 2;$$

$$L_{gnjm}^{(k)\pm} = \int_{(g-0,5)\Delta\varphi}^{(g+0,5)\Delta\varphi} \frac{\gamma_m \left[ (j-m \pm 0,5)\Delta t - \Delta R_{k0} \Big|_{z=n\Delta z} / c \right]}{\Delta R_{0k} \Big|_{z=n\Delta z}} d\varphi', \quad (50)$$

$$H_{gnjm}^{(k)\pm} = \int_{(g-1)\Delta\varphi}^{g\Delta\varphi} \frac{\gamma_m \left[ (j-m - 0,5)\Delta t - \Delta R_{k0} \Big|_{z=(n\pm 0,5)\Delta z} / c \right]}{\Delta R_{0k} \Big|_{z=(n\pm 0,5)\Delta z}} d\varphi', \quad (51)$$

$g = 1 \dots N_0$ ,  $n = 1 \dots N$ ,  $j, m = 1 \dots M$ ,  $k = 1, 2$ ;

– вспомогательные функции для расчета взаимных удельных импедансов и обращенных емкостей кольца и  $k$ -ого присоединенного отрезка,  $k = 1, 2$ ,

$$\ddot{\Theta}^{(qk)}(|n-j|) = \ln \left[ \frac{(|n-j|+0,5) + \sqrt{(|n-j|+0,5)^2 + (\xi_{qk}/\Delta z)^2}}{(|n-j|-0,5) + \sqrt{(|n-j|-0,5)^2 + (\xi_{qk}/\Delta z)^2}} \right], \quad (52)$$

– вспомогательная функция для расчета собственных (при  $q = k$ ) и взаимных (при  $q \neq k$ ) удельных импедансов и обращенных емкостей, присоединенных отрезков,

$$\xi_{qk} = \begin{cases} a_0 & \text{при } q = k, \\ R_0 \sin \Delta & \text{при } q \neq k, \end{cases} \quad q, k = 1, 2, \quad (53)$$

– символьная переменная.

Ввиду того, что эквивалентные токи  $\tilde{I}_k(z, t)$ ,  $k = 1, 2$  обращаются в нуль при  $z = (-1)^k l_0$ ,  $k = 1, 2$ , коэффициенты  $\tilde{\alpha}_{nm}^{(k)}$ ,  $n = 1 \dots N$ ,  $m = 1 \dots M$ , рассчитывались в центральных точках интервалов  $\Delta z$ , выбираемых из условия  $\Delta z = c \Delta t$ , а значения  $\tilde{\beta}_{nm}^{(k)}$ ,  $n = 1 \dots N$ ,  $m = 1 \dots M$ , – в точках, смещенных вдоль продольных осей присоединенных отрезков на  $\Delta z/2$  и по оси времени на  $\Delta t/2$ . Весовые коэффициенты  $\alpha_{nm}$  и  $\beta_{nm}$ ,  $n = 1 \dots N_0$ ,  $m = 1 \dots M$  вычислялись при различии значений азимутальной координаты на  $\Delta\varphi/2$  и смещении моментов времени на  $\Delta t/2$ .

По найденному распределению эквивалентных токов и зарядов в соответствии с [11] вычислены асимптотические (при  $r \rightarrow \infty$ ) значения поляризационных компонентов вторичного поля элемента  $\dot{E}_{\varphi[\theta]}(r, \phi, t; \varphi_0)$  и путем последовательной подстановки полученных результатов в (3), (2) и (1) рассчитана его энергетическая ДР.

На рис. 3 приведены энергетические ДР зеркально-асимметричного элемента с относительными размерами  $l_0/R_0 = 0,85$ ,  $a_0/R_0 = 0,01$  и  $2\Delta = \pi/15$ , облучаемого прямоугольным радиоимпульсом (а) и радиоимпульсом с гауссовской огибающей (б) длительности  $\tau = 6,25 R_0/c$  с циклической частотой  $\omega_0 = 2\pi/\tau$  и начальной фазой  $\psi_0 = 0$  с направления  $\varphi_0 = 0$ .

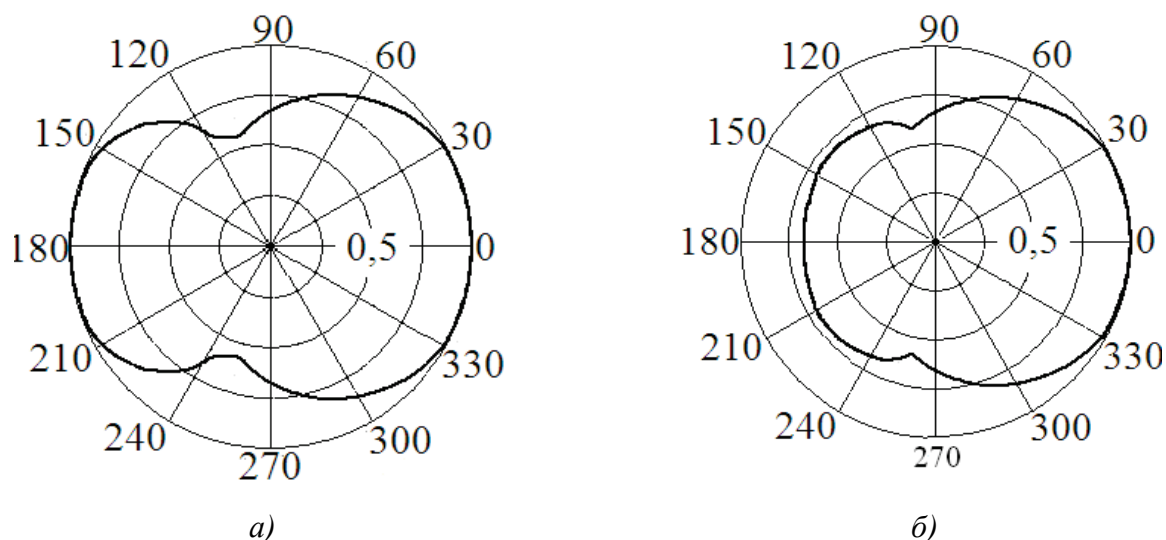


Рис. 3. Энергетическая ДР зеркально-асимметричного элемента, облучаемого радиоимпульсом с прямоугольной (а) и гауссовской (б) огибающей

Из полученных результатов следует, что угловое положение максимума энергетической ДР элемента, возбуждаемого прямоугольным радиоимпульсом с внешней стороны разрыва кольца, противоположно направлению на источник излучения. Плотность потока энергии сигнала, рассеянного в направлении  $\varphi = \pi$ , не превышает 25% относительно значения для  $\varphi = 0$ . Уровень энергетической ДР элемента, облучаемого радиоимпульсом с гауссовской огибающей, в направлении  $\varphi = \pi$  ниже на 1,3 дБ вследствие уменьшения электрических размеров объекта по сравнению со случаем возбуждения прямоугольным радиоимпульсом.

Вследствие увеличения ширины разрыва кольца  $2\Delta = \pi/15$  в 3 раза глубина провала энергетической ДР элемента, облучаемого прямоугольным радиоимпульсом длительностью  $\tau = 7,12 R_0/c$ , возрастает на 1,2 дБ. Смена направления прихода сигнала  $\varphi_0 = 0$  на противоположное приводит к изменению угловой зависимости вторичного излучения в плоскости азимута, характерному для ДР только планарных зеркально-асимметричных элементов, возбуждаемых монохроматической волной [3, 14]. При возрастании  $\tau$  в 5...7,5 раз уровень энергетической ДР элемента, приведенной на рис. 1, в направлении  $\varphi = \pi$  убывает на 2,2...2,5 дБ.

За счет уменьшения относительной длины отрезков до  $l_0/R_0 = 0,35$  при неизменных значениях других размеров элемента и параметров облучающих радиоимпульсов уровень вторичного поля в направлении  $\varphi = \pi$  снижается на 3,8...4,3 дБ. В энергетической ДР разомкнутого кольца ( $l_0/R_0 = 0$ ) при  $\varphi = \pi$  формируется провал [7], глубина которого по мере увеличения циклической частоты несущей облучающего сигнала в 1,5...2,5 раз возрастает примерно на 1,2...1,5 дБ. По мере уменьшения длительности радиоимпульса  $\tau = 6,25 R_0/c$  в 1,3...1,5 раз глубина провала энергетической ДР кольца убывает при снижении плотности потока энергии вторичного излучения в направлении  $\varphi = 0$  на 2,1...2,2 дБ.

**Заключение.** На основе численного решения ИДУ с пространственно-временными операторами для эквивалентных осевых распределений токов и зарядов проведен анализ вторичного излучения радиоимпульсов с прямоугольной и гауссовской огибающей зеркаль-

но-асимметричными элементами в виде разомкнутого кольца и кольца с перпендикулярными его плоскости отрезками на краях разрыва. Исследовано влияние аналитических свойств огибающих и частотно-временных параметров облучающих сигналов на энергетическую ДР объекта.

### Список литературы

1. Веселаго В.Г. Электродинамика веществ с одновременно отрицательными значениями  $\epsilon$  и  $\mu$  // Успехи физических наук, 1967, Т. 92, Вып. 3, С. 517-526.
2. Неганов В.А., Осипов О.В. Отражающие, волноведущие и излучающие структуры с киральными элементами. М.: Радио и связь, 2006, -280 с.
3. Градинарь И.М. Электродинамические свойства метаматериалов, созданных упорядоченными тонкопроволочными токопроводящими частицами. Диссертация на соискание ученой степени кандидата физ.-мат. наук. Самара: ПГУТИ, 2012,- 119 с.
4. Неганов В.А. Физическая регуляризация некорректных задач электродинамики: линии передачи, антенны, дифракция электромагнитных волн. М.: САЙНС-ПРЕСС, 2008,- 432 с.
5. Васильченко О.В. Пространственно-временная обработка сверхширокополосных сигналов в радиолокационных станциях с электронным сканированием диаграмм направленности антенн. Смоленск: Военная академия войсковой ПВО Вооруженных Сил РФ имени Маршала Советского Союза А.М. Василевского, 2011, -114 с.
6. Активные фазированные антенные решетки / под ред. Воскресенского Д.И., Канащенкова А.И. М.: Радиотехника, 2004, - 488 с.
7. Разиньков С.Н., Разинькова О.Э. Рассеяние радиоимпульсов на разомкнутом идеально проводящем кольце // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2013, Т. 16, №4, С. 45-49.
8. Стрижков В.А. Моделирование переходных электромагнитных процессов в вибраторных антенных решетках //Антенны, 2006, № 11(114), С. 50-55.
9. Schuman H. Time-Domain Scattering from a Nonlinearly Loaded Wire. // IEEE Trans., Antennas and Propagation, 1974, Vol. 22, No 5, PP.611-613.
10. Кенно Е.М., Моффатт Д.Л. Аппроксимации переходных и импульсных переходных характеристик // ТИИЭР, 1965, Т. 53, № 8, С. 1025-1034.
11. Самсонов А.В. Макроскопическая электродинамика. Вопросы теории пространственно-временных преобразований. М.: Радиотехника, 2006,- 64 с.
12. Агно А. Математика для электро- и радиоинженеров [пер. с франц.] / под ред. Шифрина К.С. Киев: Наукова думка, 1972, - 743 с.
13. Догадин Н.Б. Основы радиотехники. СПб.: Лань, 2007,- 272 с.
14. Неганов В.А., Градинарь И.М. Электродинамические свойства тонкопроволочных бианизотропных частиц для метаматериала // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2011, Т. 14, № 3, С. 31-37.
15. Разиньков С.Н., Разинькова О.Э. Рассеяние радиоимпульсов на разомкнутом тонком кольце с перпендикулярными его плоскости отрезками на краях разрыва // Физика волновых процессов и радиотехнические системы, 2015, Т. 18, № 2, С. 52-60.

**Э.И. Седунов**

**Акционерное общество «Центральное конструкторское бюро автоматики»,  
г. Омск**

**МГНОВЕННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ  
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РАДИОФОТОННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ**

Мгновенное измерение частоты (МИЧ) радиосигналов является актуальной задачей для систем радиотехнической разведки (РТР) и радиоэлектронной борьбы (РЭБ). Однако при многооктавном перекрытии диапазона частот устройства МИЧ становятся громоздкими и требуют создания сложно реализуемых элементов СВЧ тракта. Цель данной работы – попытаться уйти от этих трудностей за счет использования элементов радиофотоники для сведения задачи к обработке узкополосных сигналов.

Ключевые слова: сверхширокополосные мгновенные измерители частоты, СВЧ, радиофотонный тракт

**E.I. Sedunov**

**SC “CDBA”, Omsk**

**INSTANTANEOUS FREQUENCY METER WITH MICROWAVE PHOTONICS UNITS**

The instantaneous frequency measurement of microwave signals is an actual task for electronic reconnaissance and war systems. But for multiple octave frequency coverage meters become bulky and demand complicated realization of microwave units. This work aim is to make an attempt to avoid this troubles by using of some microwave photonic units to lead all the task to narrow band signal processing.

Keywords: super broadband Instantaneous frequency meters, microwave, Microwave photonic units.

СВЧ фазовые мгновенные измерители частоты (МИЧ) широко используются в технике РЭБ. Укрупненная схема одного из возможных вариантов построения МИЧ показана на рис. 1.

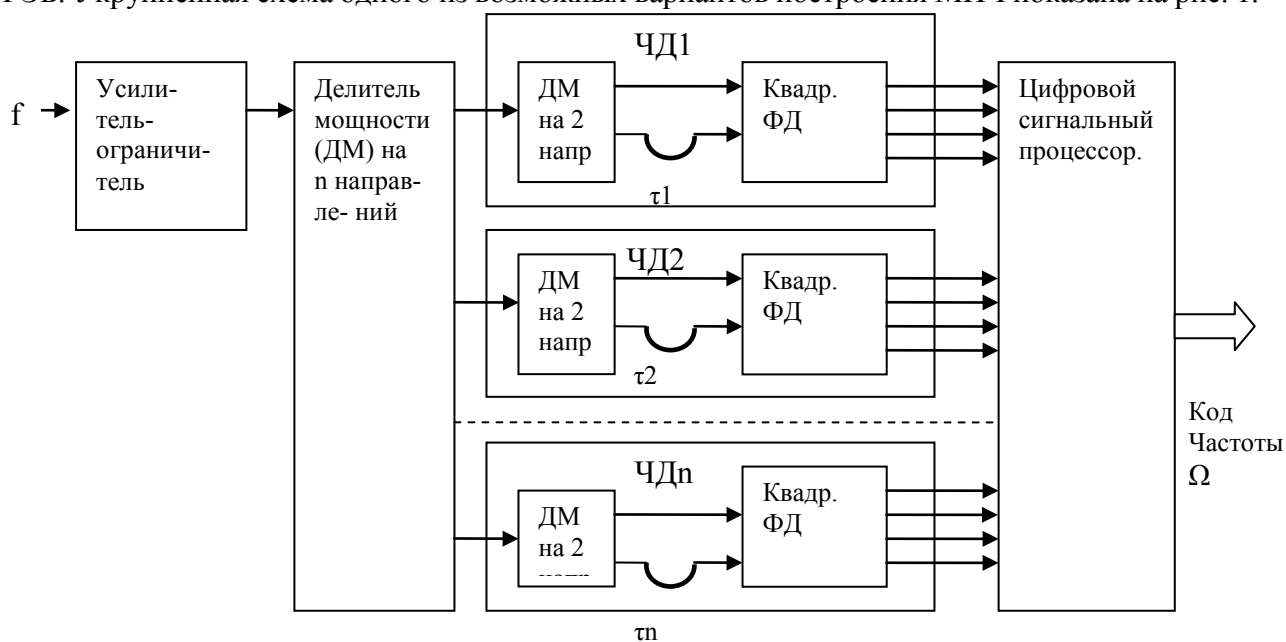


Рис. 1. Укрупненная схема СВЧ МИЧ



СВЧ сигнал с частотой  $\Omega$  через усилитель-ограничитель поступает после делителя мощности (ДМ) на  $n$  частотных дискриминаторов (ЧД), в которых каждый из сигналов разделяется на 2 направления и передается на квадратурный фазовый детектор. При этом один из сигналов передается прямо, а второй – через линию задержки  $\tau$ .

На выходах ФД при  $\Omega / 2\pi = 0 \dots 20$  ГГц и  $\tau = 50$  пс получаем сигналы, пропорциональные приведенным на рис. 2.

$$S1(\Omega\tau) = 1 + \sin(\Omega\tau) \quad S2(\Omega\tau) = 1 - \sin(\Omega\tau)$$

$$C1(\Omega\tau) = 1 + \cos(\Omega\tau) \quad C2(\Omega\tau) = 1 - \cos(\Omega\tau)$$

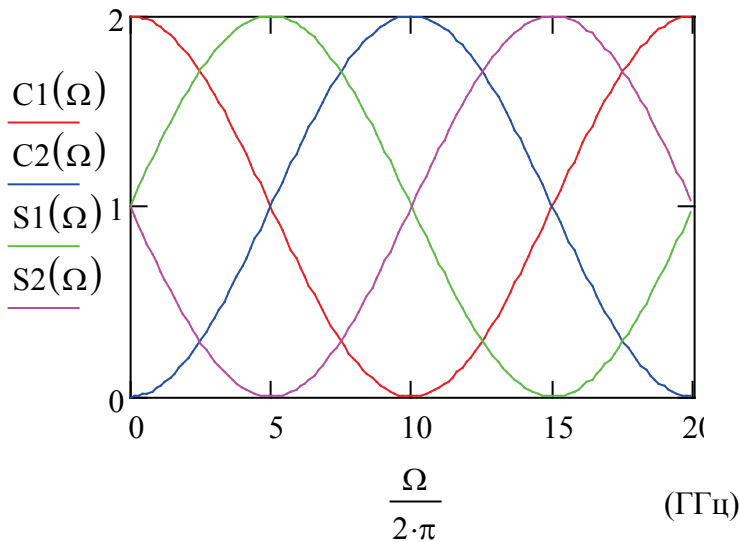


Рис. 2. Сигналы на выходах ФД

При дискретной обработке с помощью компараторов (октантная логика) получим 4 разряда кода Грея (рис. 3)

$$x0(f) := \text{if}(s2(f) > s1(f), 1, 0) \quad x1(f) := \text{if}(c2(f) > c1(f), 1, 0)$$

$$x2(f) := \text{if}(c2(f) > s2(f), 1, 0) \quad x3(f) := \text{if}(c2(f) > s1(f), 1, 0)$$

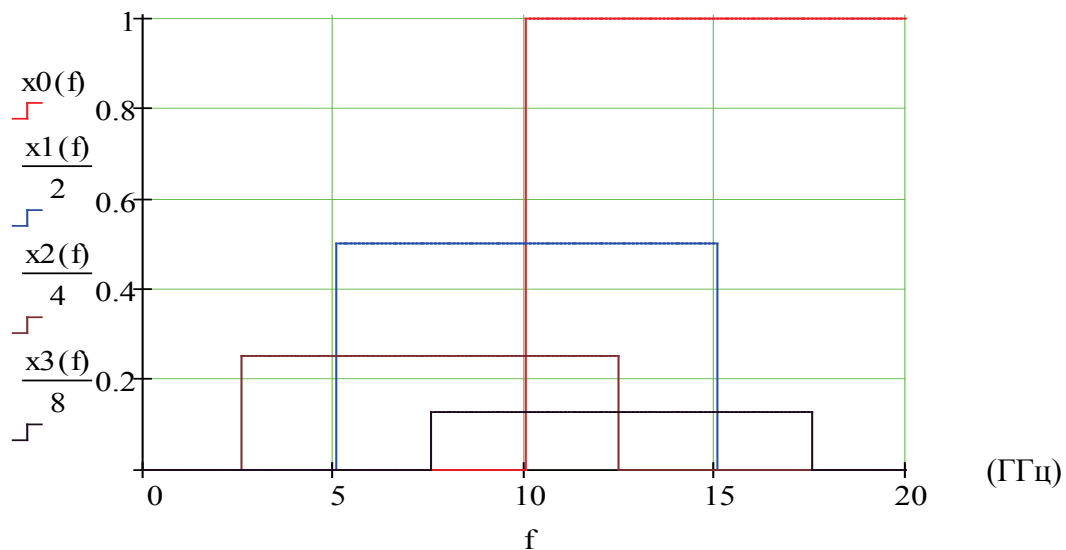


Рис. 3. 4 разряда кода Грея (для наглядности разрядам приданы разные веса)

Суммированием по модулю 2 этот код преобразуется в 3-разрядный циклический двоичный код, соответствующий значению частоты. Для получения однозначного отсчета задержка в старшем разряде не должна превышать  $1/f_m$ . Для  $f_m=20\text{ГГц}$   $\tau \leq 50\text{пс}$ , т.е. электрическая длина линии задержки должна быть не более длины волны верхней частоты. При дискретной обработке с помощью компараторов (октантная логика) получаем восемь значений частоты, т.е. цена младшего разряда составит 2,5 ГГц.

Оценка частоты в десятичном коде приведена на рис. 4.

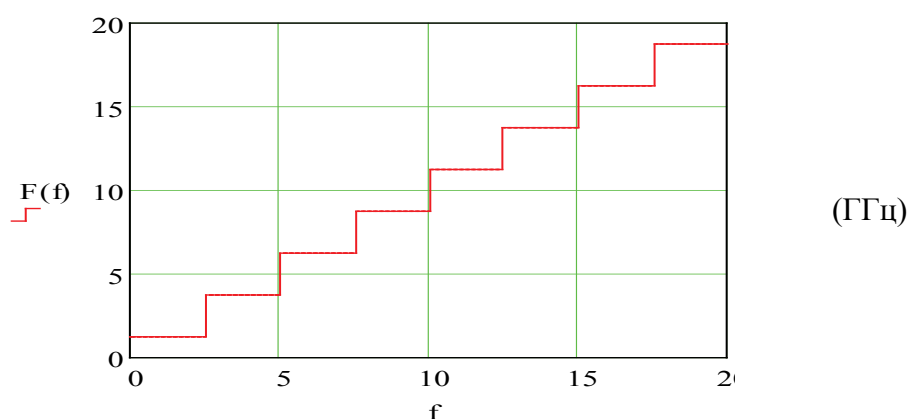


Рис. 4. Оценка частоты в десятичном коде

Для уменьшения дискрета измерения необходимо использовать несколько каналов (баз) с различными значениями длин линий задержки, соотношения которых могут быть кратными 8, и (или) использовать АЦП для преобразования соответствующих участков аналоговых сигналов с высокой крутизной с выходов ФД.

Анализ реализуемости квадратурного ФД показывает невозможность приемлемой реализации его элементов при перекрытии по частоте более трех. Это потребует разбиения МИЧ еще, по крайней мере, на три частотных канала. И, наконец, реализация линий задержки длиной от 15 мм до долей метра потребует использование разных типов линий передач, а, следовательно, создаст проблемы с затуханием на верхних частотах и ошибками на климате. Для диапазона частот от 1 до 20 ГГц устройство получится очень громоздким, что для авиационных приложений неприемлемо.

Перенос сигналов СВЧ в область оптических частот обещает упрощение ряда проблем, так как задача должна свестись к обработке узкополосных сигналов [1, 2].

Рассмотрим, можно ли создать МИЧ с использованием элементов радиофотоники. Это позволило бы реализовать любые линии задержки в малых габаритах и практически без потерь. Отношение длин волн лазера (обычно 1,5 мкм) и верхней частоты СВЧ сигнала 15 мм составляет  $10^4$ . Следовательно, модулированный СВЧ оптический сигнал является сугубо узкополосным и это сулит много преимуществ при обработке. Можно ли найти способ модуляции оптической несущей СВЧ сигналом в диапазоне частот до 20 ГГц, который бы позволил извлечь информацию о значении его частоты?

Обозначим оптическую несущую частоту -  $\omega$ , частоту СВЧ сигнала -  $\Omega$ . Оптический сигнал -  $s(t) = \sin(\omega t)$ , СВЧ сигнал -  $S(t) = \sin(\Omega t)$ .

При балансной модуляции оптической несущей квадратурными составляющими СВЧ сигнала получим

$$sS(t) = \sin(\omega t) * \sin(\Omega t) \quad (1)$$

$$sC(t) = \sin(\omega t) * \cos(\Omega t) \quad (2)$$

Задержанный на  $\tau$  сигнал (1) имеет вид

$$sS(t - \tau) = \sin(\omega(t - \tau)) * \sin(\Omega(t - \tau)) \quad (3)$$

Результат перемножения прямого и задержанного сигнала (1) и (3) и (2) и (3) в области видеочастот с точностью до коэффициента будет

$$cC(\Omega\tau) = sS(t) * sS(t - \tau) = \cos(\omega\tau) * \cos(\Omega\tau) \quad (4)$$

$$cS(\Omega\tau) = sC(t) * sS(t - \tau) = \cos(\omega\tau) * \sin(\Omega\tau) \quad (5)$$

Члены  $\cos(\Omega\tau)$  и  $\sin(\Omega\tau)$  несут информацию об измеряемой частоте  $\Omega$ , но, учитывая, что задержка  $\tau$  составляет несколько тысяч периодов оптической частоты, значение  $\cos(\omega\tau)$  непредсказуемо. Чтобы исключить этот член, сдвинем исходные сигналы  $sS(t)$  и  $sC(t)$  на четверть периода оптической частоты  $\omega$ , например, с помощью участка оптического волновода длиной  $(2n - 1) 1,5/4$  мкм, где  $n$  – натуральное число (при длине волны 1,5 мкм). На частоте 20 ГГц фазовый сдвиг при  $n = 1$  составит 8 тысячных градуса, т.е. пренебрежимо мал. Возможен вариант сдвига  $\pi/2$  и с помощью участка пьезоэлектрического оптического волновода под воздействием регулируемого электрического поля смещения.

Получаем сигналы

$$cS(t) = \cos(\omega t) * \sin(\Omega t) \quad (6)$$

$$cC(t) = \cos(\omega t) * \cos(\Omega t) \quad (7)$$

Перемножение сигналов (4), (5), (6) и (7) с задержанным на  $\tau$  сигналом (3)  $sS(t - \tau)$  дает

$$sC(\Omega\tau) = \sin(\omega\tau) * \cos(\Omega\tau) \quad (8) \quad cC(\Omega\tau) = \cos(\omega\tau) * \cos(\Omega\tau) \quad (9)$$

$$sS(\Omega\tau) = \sin(\omega\tau) * \sin(\Omega\tau) \quad (10) \quad cS(\Omega\tau) = \cos(\omega\tau) * \sin(\Omega\tau) \quad (11)$$

Сигналы  $cC(\tau)$ ,  $cS(\tau)$ ,  $sC(\tau)$  и  $sS(\tau)$  принадлежат области видеочастот, могут быть преобразованы в цифру и подвергнуты соответствующей обработке.

Введем сигналы суммы и разности

$$\Sigma c(\Omega\tau) = cC(\Omega\tau) + cS(\Omega\tau) \quad (12) \quad \Sigma s(\Omega\tau) = sC(\Omega\tau) + sS(\Omega\tau) \quad (13)$$

$$\Delta c(\Omega\tau) = cC(\Omega\tau) - cS(\Omega\tau) \quad (14) \quad \Delta s(\Omega\tau) = sC(\Omega\tau) - sS(\Omega\tau) \quad (15)$$

Сумма квадратов сигналов (8,9), (5,9), (10,11), (12,13) и (14,15) с точностью до коэффициента дает результат, не зависящий от  $\omega$ , что и необходимо! (рис. 5)

$$C1(\Omega\tau) = 1 + \cos(2\Omega\tau) \quad (16)$$

$$C2(\Omega\tau) = 1 - \cos(2\Omega\tau) \quad (17)$$

$$S1(\Omega\tau) = 1 + \sin(2\Omega\tau) \quad (18)$$

$$S2(\Omega\tau) = 1 - \sin(2\Omega\tau) \quad (19)$$

Результат подобен СВЧ МИЧ, кроме коэффициента 2 перед  $\Omega\tau$ , т. е. линия задержки должна быть в два раза короче (рис. 5).

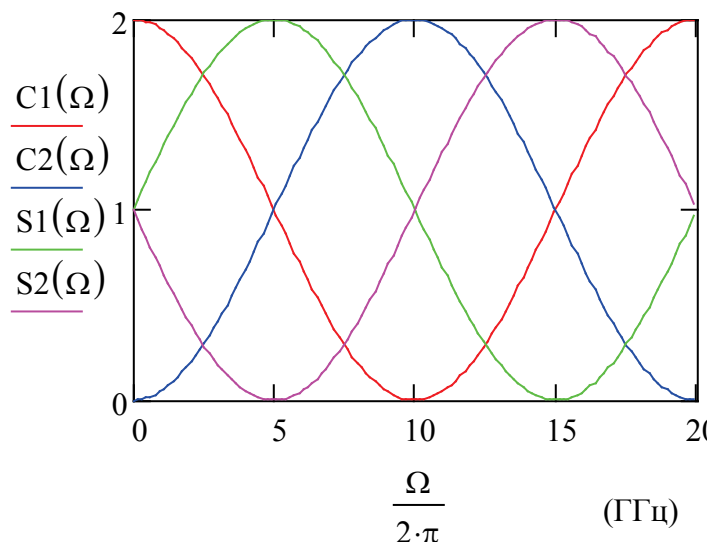


Рис. 5. Сигналы РФ МИЧ

Дальнейшая обработка сигналов для получения оценки частоты подобна обработке, используемой в СВЧ МИЧ.

Функциональная схема приведена на рис. 6. СВЧ сигнал после усиления поступает на фазорасщепитель, где разделяется на две квадратурные составляющие. Далее сигналы поступают на радиопотонный частотный детектор (РФ ЧД), состоящий из лазерного генератора оптической несущей  $\omega$ , оптических делителей мощности (ДМ), балансных модуляторов, квадратурных фазорасщепителей модулированных оптических сигналов, линии задержки  $\tau$  и перемножителей прямых и задержанного сигналов.

Устройства, показанные на функциональной схеме РФ МИЧ, реализуют алгоритмы, описанные выражениями (1)...(11).

Цифровой сигнальный процессор должен реализовать алгоритмы выражений (12)...(19) и алгоритмы преобразования кодов, формирования оценки частоты сигнала и связи с внешними устройствами. Для уменьшения дискрета могут быть использованы дополнительные каналы с большими длинами линий задержки и (или) АЦП, к входу которых подключаются сигналы (16)...(19) на участках с высокой крутизной под управлением кода октантной логики.

Преимуществом данного варианта является универсальность РФ ЧД, исполнение которого не зависит от диапазона частот. Все элементы РФ ЧД, кроме линий задержки, могут быть реализованы в планарном исполнении, что сократит габариты по сравнению с СВЧ МИЧ.



Сложность реализации сверхширокополосных СВЧ усилителя и фазорасщепителя сохраняется, но это лишь два элемента из множества входящих в СВЧ МИЧ. Таким образом, затраты на создание РФ ЧД должны окупиться.

### Список литературы

1. Michael E Manka. Microwave Photonics for Electronic Warfare Applications // Microwave photonics, 2008. jointly held with the 2008 asia-pasific microwave photon ics conference. mwp/apmp 2008. international topical meeting on.

2. Белоусов А.А., Вольхин Ю.Н., Гамиловская А.В., Дубровская А.А. Тихонов Е.В. О применении методов и средств радиофотоники для обработки сигналов дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн // Прикладная фотоника, № 1, Пермь, 2014, С. 65-86.

УДК 621.382

**Э.В. Семенов**

**Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники,  
г. Томск**

**Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов, г. Томск**

### **НЕКВАЗИСТАТИЧЕСКАЯ НЕЛИНЕЙНАЯ МОДЕЛЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ, ОСНОВАННАЯ НА ПОВЕДЕНЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ДИФФУЗИОННОЙ ЕМКОСТИ**

Предложена неквазистатическая нелинейная модель р-п-перехода, дающая меньшую погрешность моделирования при воздействии на полупроводниковые приборы сверхширокополосным импульсом. Это достигнуто за счет замены квазистатического представления диффузионной емкости на неквазистатическую поведенческую модель. Описан подход к экстракции параметров новой модели по экспериментальным измерениям на сверхширокополосном сигнале. В проведенных экспериментах погрешность моделирования на выбранном видеоимпульсе уменьшена в 3 раза за счет применения предложенной модели.

Ключевые слова: неквазистатическая модель заряда, полупроводниковые приборы, сверхширокополосные импульсы

**E.V. Semyonov**

**Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, Tomsk**

**Research Institute of Semiconductor Devices, Tomsk**

### **NONQUASI-STATIC NONLINEAR SEMICONDUCTOR DEVICES MODEL BASED ON A BEHAVIORAL MODEL OF THE DIFFUSION CAPACITANCE**

A nonquasi-static nonlinear model of p-n junction, giving a smaller modeling error at ultra wideband pulse impact, is proposed. This is achieved by replacing of the quasi-static representation of the diffusion capacitance with the nonquasi-static behavioral model. The approach for parameters extraction of the new model based on experimental measurements at ultra wideband signals impact

is described. In the experiments using the baseband pulse the modeling error is reduced by 3 times by applying the proposed model.

Keywords: nonquasi-static charge model, semiconductor devices, ultra wideband pulses

## 1 постановка задачи

Качество и скорость разработки радиоэлектронных средств в большой степени определяются качеством моделей полупроводниковых приборов (ПП), используемых в системах автоматизированного проектирования (САПР). В настоящее время в САПР используются два вида моделей ПП – модели в виде совокупности нелинейных источников тока и нелинейных емкостей, параметры которых определяются при квазистатическом воздействии, либо табличные модели  $S$ - или  $X$ -параметров, определяемые для конкретного набора рабочих точек и также на квазистатических/квазигармонических сигналах.

Качество моделирования такими моделями сверхширокополосных цепей часто оказывается весьма низким [1]. Например, на рис. 1 приведены результаты моделирования тока через диод MUR640 (кривая 1) при воздействии на него видеоимпульсом напряжения длительностью 200 нс (кривая 2). Кривой 3 на этом рисунке приведен экспериментально измеренный ток через диод. Использована SPICE-модель диода [2], параметры в которой определены по квазистатическим измерениям для конкретного экземпляра диода. Погрешность моделирования в данном случае достигает 38%.

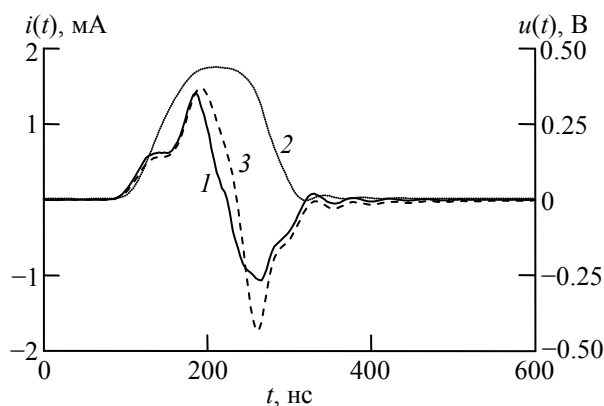


Рис. 1. Напряжение на диоде MUR640 (кривая 2) и токи через него по результатам эксперимента (кривая 3) и моделирования квазистатической SPICE-моделью (кривая 1)

Основная причина низкого качества квазистатической SPICE-модели  $p$ - $n$ -перехода: использование безынерционной модели заряда неосновных носителей  $q_d$  в виде

$$q_d(u) = \tau i_V(u), \quad (1)$$

где  $\tau$  – время переноса заряда через  $p$ - $n$ -переход;  $i_V(u)$  – вольт-амперная характеристика (ВАХ).

Формула (1) верна только при неограниченно долгом воздействии на  $p$ - $n$ -переход. При импульсном воздействии она не дает правильного значения заряда неосновных носителей [3], поскольку непосредственным следствием конечного  $\tau$  является то, что неосновные носители заряда накапливаются и рекомбинируют не мгновенно после возникновения прямого тока  $i_V(u)$ , а с некоторой задержкой.

Неквазистатические модели полупроводниковых элементов существуют [3–4], однако они требуют решения уравнений в частных производных, учитывающих топологию прибора и не имеющих аналитического решения [3].

Цель настоящей работы – рассмотреть неквазистатическую модель  $p$ - $n$ -перехода, параметры которой можно было бы определять непосредственно из результатов импульсного тестирования перехода без учета его топологии (поведенческую модель).

## 2 теория

Классические модели для ВАХ  $i_{IV}(u)$  и барьерной емкости  $C_b(u)$   $p$ - $n$ -перехода достаточно хорошо работают и в импульсном режиме. Оставим их в неизменном виде:

$$i_{IV}(u) = i_s \left[ \exp\left(\frac{q}{NkT} u\right) - 1 \right]; \quad (2)$$

$$C_b(u) = C_0 \left[ 1 - \frac{u}{u_0} \right]^{-M}, \quad (3)$$

где  $i_s$  – ток насыщения;  $N$  – коэффициент неидеальности;  $q$  – заряд электрона;  $T$  – абсолютная температура;  $k$  – постоянная Больцмана;  $C_0$  – емкость перехода при нулевом смещении;  $u_0$  – контактная разность потенциалов;  $M$  – показатель, определяемый градиентом распределения примеси в  $p$ - $n$ -переходе.

Наиболее общей нелинейно-инерционной моделью (в данном случае заряда неосновных носителей  $q_d$ ) является нелинейный оператор

$$q_d(t) = Q_d[u(t)].$$

Одним из вариантов практического представления нелинейно-инерционных операторов является их декомпозиция на нелинейную безынерционную составляющую и линейную инерционную. Проанализируем источники нелинейности и инерционности в данном операторе.

Из физических соображений ясно, что основным источником нелинейности в  $Q_d$  является нелинейная зависимость тока через переход от напряжения на переходе  $i_{IV}(u)$ . Заменяя функциональную зависимость  $Q_d[u(t)]$  на  $Q_d[i_{IV}(t)]$ , можем предположить, что в данном операторе остаются лишь линейные эффекты. Поэтому его можно представить в виде

$$q_d(t) = \tau(t) * i_{IV}(t), \quad (4)$$

где  $*$  – символ свертки;  $\tau(t)$  – некоторая характеристика, имеющая размерность времени и связывающая ток проводимости через переход с зарядом неосновных носителей.

Задача экстракции параметров новой модели  $p$ - $n$ -перехода, представляющей заряд неосновных носителей в виде (4), сводится к экспериментальному определению характеристики  $\tau(t)$ . Определение  $i_{IV}(t)$  в (4) по измеренному напряжению на  $p$ - $n$ -переходе  $u(t)$  осуществляется по модели ВАХ (2). Параметры этой модели  $i_s$  и  $N$  определяются по экспериментально измеренной ВАХ после ее логарифмирования и определения параметров аппроксимирующей линейной зависимости. Таким образом, для определения  $\tau(t)$  необходимо в (4) экспериментально отыскать заряд неосновных носителей  $q_d(t)$ .

Экспериментально мы можем определить суммарный заряд, прошедший через  $p$ - $n$ -переход, по измеренному току через переход:  $q(t) = \int i(t) dt$ . Этот заряд складывается из трех составляющих: заряда, прошедшего за счет тока проводимости,  $q_{IV}(t) = \int i_{IV}(t) dt$ , заряда барьер-



ерной емкости  $q_6(t) = \int C_6(u)du(t)$  и заряда неосновных носителей  $q_d(t)$ . Определение  $q_{IV}(t)$  при известном  $i_{IV}(t)$  не представляет проблемы.

Определение заряда барьерной емкости  $q_6(t)$  предполагает знание зависимости  $C_6(u)$ . Экспериментальное измерение барьерной емкости при одновременном наличии диффузионной емкости проблематично [5]. Для целей настоящей работы будем полагать, что барьерная емкость в прямом смещении  $p$ - $n$ -перехода может быть определена по результатам экстраполяции  $C_6(u)$ , измеренной при обратном смещении перехода (когда неосновные носители заряда в области пространственного заряда отсутствуют). Такое предположение справедливо с использованием (3) для  $p$ - $n$ -переходов с равномерным распределением примеси, либо если градиент распределения примеси является постоянной величиной.

С учетом сказанного и определенных  $q_{IV}(t)$  и  $q_6(t)$  заряд неосновных носителей находится как  $q_d(t) = q(t) - q_{IV}(t) - q_6(t)$ . Подставив приведенные выражения для  $q(t)$ ,  $q_{IV}(t)$  и  $q_6(t)$ , получим

$$q_d(t) = \int i(t) dt - \int i_{IV}(t) dt - \int C_6(u) du(t). \quad (5)$$

Таким образом, имеем возможность экспериментально определить  $\tau(t)$  как  $\tau(t) = F^{-1}\{F[q_d(t)]/F[i_{IV}(t)]\}$ , где  $F$  и  $F^{-1}$  – прямое и обратное преобразование Фурье соответственно. Чаще такие соотношения представляют в частотной области, т.е.

$$T(\omega) = \frac{F[q_d(t)]}{F[i_{IV}(t)]}, \quad (6)$$

где  $T(\omega)$  – преобразование Фурье от  $\tau(t)$ . Для практического использования  $T(\omega)$  может быть либо табулирована в области, где  $F[i_{IV}(t)] > 0$ , либо аппроксимирована адекватной аналитической функцией (см. раздел «Результаты экспериментов»).

### 3 результаты экспериментов

В качестве примера будем использовать диод на основе  $p$ - $n$ -перехода MUR640. С использованием измерителя иммитанса E7-24 была измерена его ВАХ, из которой обычным образом определены ток насыщения  $i_s = 0.132$  нА и коэффициент неидеальности  $N = 1.17$ .

Емкость при нулевом смещении  $C_0 = 62$  пФ в (3) измерена непосредственно. Для определения параметров  $M$  и  $u_0$  в (3) найдем отношение  $C_6(u)$  к ее производной. Это отношение является линейной функцией напряжения на переходе

$$\frac{C_6(u)}{C'_6(u)} = \frac{u_0 - u}{M}.$$

Далее методом наименьших квадратов определены параметры линейной функции, аппроксимирующей  $C_6(u)/C'_6(u)$ , из которых найдены  $M = 0.40$  и  $u_0 = 0.44$ .

На диод осуществлялось воздействие видеоимпульсом напряжения, представленным кривой 2 на рис. 1. По (2) определен импульс тока проводимости  $i_{IV}(t)$  через переход (рис. 2 кривая 1). По измеренному току через переход  $i(t)$  (рис. 1, кривая 3) и известным  $i_{IV}(t)$  и  $C_6(u)$  вычислен заряд неосновных носителей  $q_d(t)$  по формуле (5). Этот заряд представлен на рис. 2 кривой 2.

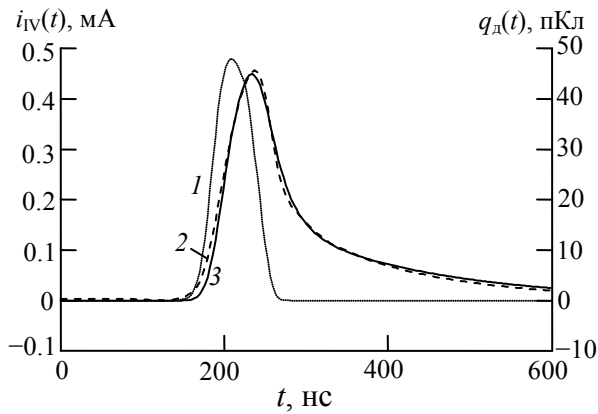


Рис. 2. Ток проводимости  $i_{IV}(t)$  через диод MUR640 (кривая 1) и заряд неосновных носителей  $q_d(t)$ , вычисленный по экспериментальным данным (кривая 2) и с использованием аппроксимированной функции  $T(\omega)$  (кривая 3)

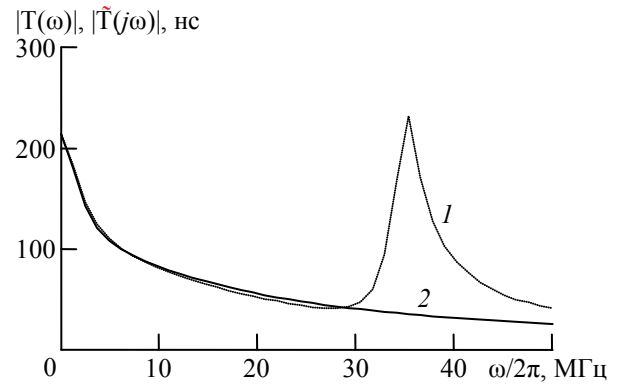


Рис. 3. Модуль функции  $T(\omega)$  для диода MUR640 (кривая 1) и модуль аппроксимирующей функции  $\tilde{T}(\omega)$  (кривая 2)

Из сравнения кривых 1 и 2 на рис. 2 видно, что импульс заряда неосновных носителей существенно отличается по форме от импульса тока проводимости, т.е. (1) для данного случая не выполняется.

Далее получим функцию  $T(\omega)$  по (6). Модуль этой функции приведен на рис. 3. Максимум модуля этой функции на частоте 35 МГц связан не со свойствами  $p-n$ -перехода, а с наличием нуля на этой частоте в спектре импульса  $i_{IV}(t)$ . Такую функцию лучше представлять не таблично, а аппроксимировать аналитическими выражениями.

Форма функции  $|T(\omega)|$  позволяет предположить, что  $T(\omega)$  может быть представлена в виде суммы передаточных функций двух фильтров нижних частот первого порядка с различными частотами среза. После некоторых преобразований получим функцию  $\tilde{T}(j\omega)$  с двумя полюсами и одним нулем:

$$\tilde{T}(j\omega) = T(0) \frac{1 + j\omega\tau_0}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_2)},$$

где  $\tau_{0-2}$  – постоянные времени, определяющие расположение нуля и двух полюсов соответственно.

Минимизацией невязки комплексных функций  $T(\omega)$  и  $\tilde{T}(j\omega)$  в диапазоне частот 0...27 МГц были определены значения  $\tau_0$ ,  $\tau_1$  и  $\tau_2$ . Они получились равными соответственно 43.1, 11.5 и 94.9 нс. Функция  $|\tilde{T}(j\omega)|$  при этих значениях  $\tau_{0-2}$  приведена на рис. 3 кривой 2.

Теперь полученная модель диода, включающая классические модели ВАХ (2), барьерной емкости (3) и новую модель заряда неосновных носителей, может быть использована. На рис. 4 кривой 2 представлен результат расчета тока через диод MUR640 при воздействии на него видеоимпульсом напряжения, представленным кривой 2 на рис. 1. Кривой 1 на рис. 4 представлен измеренный ток через диод.

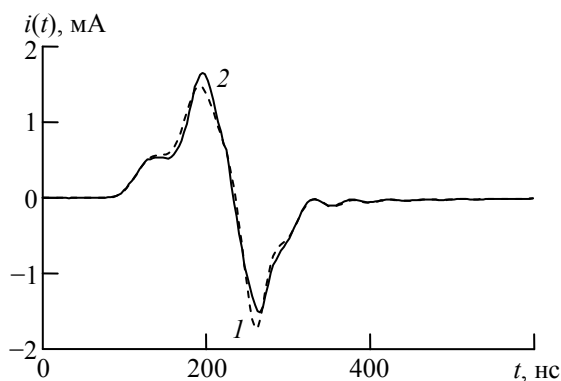


Рис. 4. Измеренный ток через диод MUR640 (кривая 1) и его неквазистатическая нелинейная модель (кривая 2)

#### 4 обсуждение результатов

В выбранном примере предложенная неквазистатическая нелинейная модель  $p$ - $n$ -перехода дает максимальную невязку с экспериментом 12% (рис. 4). Это вдвое меньше, чем невязка для классической квазистатической нелинейной модели.

Ресурсы для дальнейшего повышения качества моделирования состоят в оптимизации формы тестового сигнала (для исключения нуля в спектре  $i_{IV}(t)$ ), а также в более аккуратном разделении суммарного заряда, прошедшего через  $p$ - $n$ -переход, на составляющие. Прежде всего, следует ожидать положительного результата от применения метода измерения барьерной емкости на фоне существующей диффузионной [5].

По результатам проделанной работы нами создана программная неквазистатическая нелинейная модель  $p$ - $n$ -перехода для среды AWR Design Environment. Она может быть использована для уменьшения в несколько раз погрешности моделирования различных широкополосных цепей с применением полупроводниковых элементов.

#### Список литературы

1. Семенов Э.В., Бибииков Т.Х., Малютин Н.Д., Павлов А.П. Моделирование нелинейности преобразования видеоимпульсных сигналов полупроводниковым диодом // Докл. Томск. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники, 2010, № 2, Ч. 1, С. 171-174.
2. Antognetti P., Massobrio G. Semiconductor Device Modeling with SPICE. New York: McGraw-Hill, 1988.
3. Liu W. MOSFET Models for Spice Simulation. New York: Wiley-Interscience, 2001, p. 42-44.
4. Wang H., Chen T.-L., Gildenblat G. Quasi-static and Nonquasi-static Compact MOSFET Models Based on Symmetric Linearization of the Bulk and Inversion Charges // IEEE Transactions on Electron Devices, 2003, Vol. 50, No. 11, p. 2262-2272.
5. Semyonov E.V., Malakhovskij O.Yu., Skotnikov N.V. Determination the distribution of impurities in the near-surface layer of the junction by ultra-short pulse method // Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo), Sevastopol, Veber, 2015, Vol. 2, p. 615-616.

**С.Д. Сиберт, А.В. Тимкин, А.А. Крайзман, А.К. Бисембаев, К.А. Мироненко**

**АО «ЦКБА», г. Омск**

### **ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕРТИКАЛЬНОГО УГЛА ВИЗИРОВАНИЯ СРЕДСТВАМИ СПО НА БОРТУ САМОЛЁТА**

Рассматривается метод расчёта вертикального угла визирования в системе, обеспечивающей измерение только горизонтального пеленга. Расчёт основан на разнице значений горизонтального угла визирования и значений пеленга, полученных при нахождении летательного аппарата в крене. На сегодняшний день, из-за сложности размещения оборудования, способного измерять вертикальный угол визирования, данный алгоритм может быть приемлемым решением.

Ключевые слова: вертикальный угол визирования, пеленг, летательный аппарат, связанная система координат, РИЦ.

**S.D. Sibert, A.V. Timkin, A.A. Kraizman, A.K. Bisimbayev, K.A. Mironenko**

**SC "CDBA", Omsk**

### **EVALUATION OF SIGHTING VERTICAL ANGLE BY AIR DEFENSE FACILITIES ON AIRCRAFT BOARD**

The evaluation method of sighting vertical angle is considered in system which provides measurement of horizontal bearing only. This evaluation is based on difference of sighting horizontal angle and bearing values that gained in tilt of the flight vehicle. Nowadays, this algorithm can also be acceptable because of some difficulties with location of the device capable to measure sighting vertical angle.

Keywords: sighting vertical angle, bearing, flight vehicle, fixed coordinate system, radiating target

#### ***Введение***

Из-за сложности размещения оборудования на многих летательных аппаратах отсутствует возможность измерения вертикального угла визирования. Однако угол вертикального визирования может найти своё применение в решении немаловажных задач, например, для оценки достоверности дальности, получения горизонтального угла визирования и определения типа носителя излучающего средства.

В статье рассматривается метод вычисления угла-места, в котором используются известные значения горизонтальных пеленгов и навигационных параметров. Такой подход даёт возможность моментально определять вертикальный угол визирования при входе самолёта в крен. Таким образом, потребуется значение горизонтального угла визирования при нахождении самолёта при малых значениях крена, а также значение горизонтального пеленга, когда самолёт уже находится в большом крене. В таком случае точность вычислений будет зависеть лишь от точности измерений горизонтального угла.

Аппаратное обеспечение, используемое на данный момент, вполне может реализовать данный алгоритм без потери производительности системы в целом.

### **Постановка задачи**

На борту летательного аппарата мы можем оперировать лишь горизонтальным пеленгом ( $\alpha$ ) в связанной системе координат, а также навигационными параметрами, такими как курс ( $\psi$ ), крен ( $\gamma$ ), тангаж ( $\nu$ ). Имея эти параметры при некоторых эволюциях самолёта, а именно при изменении крена, есть возможность вычислить вертикальный угол визирования до цели.

### **Теория**

В данной статье для представления движения и положения летательного аппарата применяются связанная и земная системы координат.

#### **Земная система координат $A_{x_0y_0z_0}$**

Оси этой системы координат неподвижно связаны с Землёй. Сокращённо их называют земными осями.

Начало  $A$  земных осей выбирается где-либо на поверхности Земли, например, в месте расположения летательного аппарата (рис. 1). Ось  $A_{y_0}$  направляется вертикально вверх, ось  $A_{x_0}$  – направлена на север, а ось  $A_{z_0}$  направляется на восток.

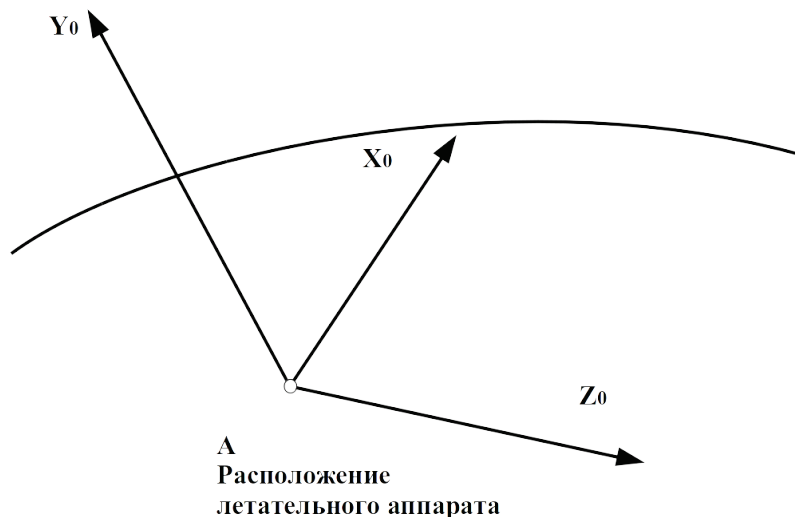


Рис. 1. Земная система осей координат

#### **Связанная система координат $O_{x_1y_1z_1}$**

Для определения координат летательного аппарата относительно земных осей применяется связанная с аппаратом система осей координат, т.е. система осей, неподвижная относительно летательного аппарата. Оси этой системы сокращённо называют связанными осями.

Начало связанной системы координат совмещают с центром тяжести летательного аппарата, который будем считать неподвижным относительно корпуса аппарата. Оси  $O_{x_1}$  и  $O_{y_1}$  располагают в плоскости симметрии летательного аппарата, причём ось  $O_{x_1}$  направляется вперёд, а ось  $O_{y_1}$  – вверх (при нормальном расположении летательного аппарата относительно Земли). Тогда ось  $O_{z_1}$ , перпендикулярная к плоскости симметрии  $O_{x_1y_1}$ , будет направлена в сторону правого крыла.

Ось  $O_{x_1}$  может быть направлена либо параллельно хорде крыла летательного аппарата, либо вдоль оси корпуса. В данном случае будем направлять её вдоль оси корпуса аппарата.

### Определение положения летательного аппарата относительно земных осей

Летательный аппарат как жёсткое тело имеет шесть степеней свободы и соответственно положение летательного аппарата относительно земной системы осей определяется шестью координатами: тремя координатами  $x_0, y_0, z_0$  начала  $O$  связанной системы координат и тремя углами между связанной и земной системами координат.

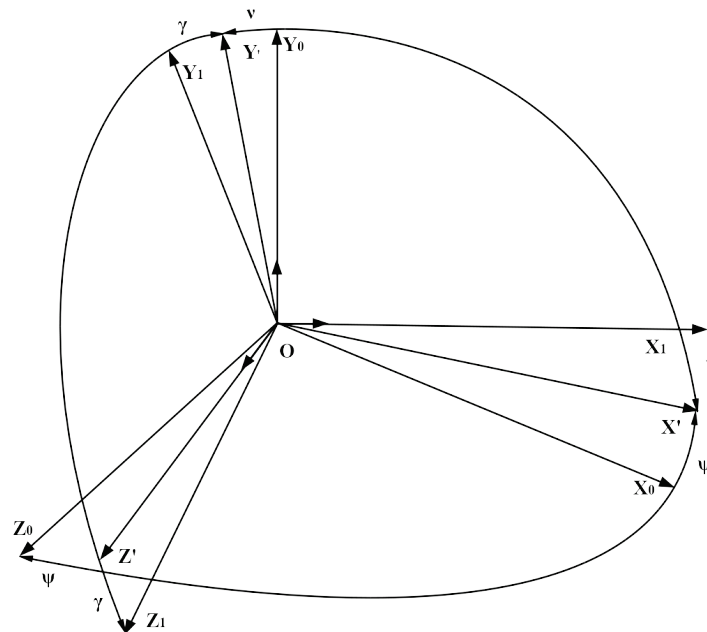


Рис. 2. Переход от земной к связанной системе координат

Эти углы определяют следующим образом:

Углом рысканья  $\psi$  называют угол между земной осью  $A0_1$  и проекцией продольной оси  $Ox_1$  на горизонтальную плоскость.

Углом тангажа  $\nu$  называют угол между продольной осью  $Ox_1$  и горизонтальной плоскостью.

Углом крена  $\gamma$  называют угол между осью  $Oy_1$  и вертикальной плоскостью, проходящей через продольную ось  $Ox_1$ . [1]

Углы  $\psi, \nu$  и  $\gamma$  показаны на рис. 2. Направляющие косинусы углов между связанными и земными осями координат приведены в таб. 1.

Таблица 1

Таблица перевода в земную систему координат из связанной системы координат

	$OX_2$	$OY_2$	$OZ_2$
$OX_1$	$\cos(\nu) \cdot \cos(\psi)$	$\sin(\nu)$	$-\cos(\nu) \cdot \sin(\psi)$
$OY_1$	(1) $\sin(\psi) \cdot \sin(\gamma) -$ $-\sin(\nu) \cdot \cos(\psi) \cdot \cos(\gamma)$	$\cos(\nu) \cdot \cos(\gamma)$	(2) $\cos(\psi) \cdot \sin(\gamma) +$ $+\sin(\nu) \cdot \sin(\psi) \cdot \cos(\gamma)$
$OZ_1$	(3) $\sin(\psi) \cdot \cos(\gamma) +$ $+\sin(\nu) \cdot \cos(\psi) \cdot \sin(\gamma)$	$-\cos(\nu) \cdot \sin(\gamma)$	(4) $\cos(\psi) \cdot \cos(\gamma) -$ $-\sin(\nu) \cdot \sin(\psi) \cdot \sin(\gamma)$

### Расчёт угла-места

Для расчёта угла-места необходимо оперировать навигационными параметрами и значениями пеленга в 2-х случаях. Первый случай будет представлять из себя нахождение самолёта при относительно небольших значениях крена, второй же - напротив, уже при большем значении крена. Стоит отметить, что между этими двумя случаями проходит минимальное количество времени, таким образом, будем считать, что курс за данный отрезок времени не изменится.

Рассмотрим следующую ситуацию: самолёт (В) летит на определённой высоте и обнаруживает радиоизлучающую цель (РИЦ) (А), схематически эта ситуация изображена на рис. 3.

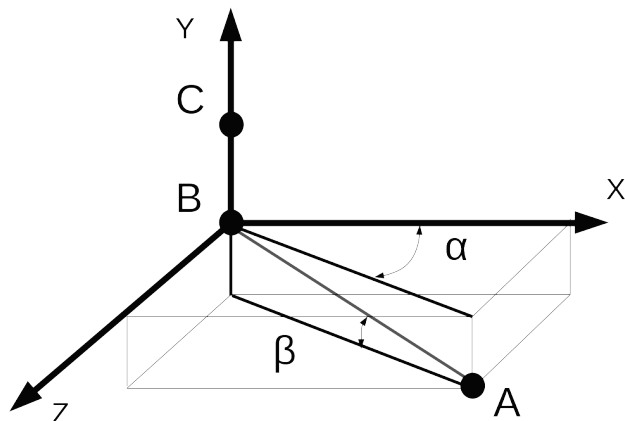


Рис. 3. Расположение самолёта и РИЦ в земной системе координат:

В – координаты самолёта; А – радиоизлучающая цель;  $\alpha$  – горизонтальный пеленг;  
 $\beta$  – вертикальный угол визирования

Представим эту же ситуацию, но уже в плоскости самолёта, но в связи с тем, что у летательного аппарата (ЛА) нет возможности измерить вертикальный угол визирования ( $\beta$ ), такая ситуация будет выглядеть так, как на рис. 4, где точка С - это нормаль к точке В по оси ОУ. Стоит отметить, что значения пеленга находятся в связанной системе координат (ССК). Далее в расчётах мы будем оперировать углами пеленга, переведёнными в земную систему координат (ЗСК).[2]

Следует построить плоскости S и S' (в момент небольшого угла крена и тангажа и в момент манёвра соответственно), необходимые для нахождения вертикального угла визирования  $\beta$ .

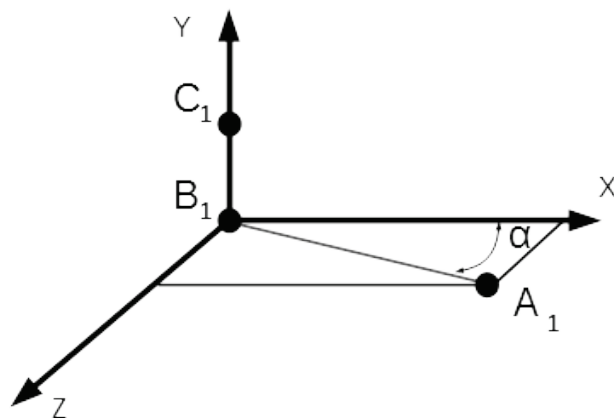


Рис. 4. Расположение самолёта и РИЦ в связанной системе координат

Точки обозначены следующим образом:

$$A_1 = (x_1, y_1, z_1) - \text{точка излучения};$$

$$B_1 = (0, 0, 0) - \text{точка отсчёта системы координат};$$

$$C_1 = (0, 1, 0) - \text{точка нормали плоскости самолёта};$$

$$x_1 = R \cdot \cos(\alpha_1) \cdot \cos(\beta);$$

$$y_1 = -R \cdot \sin(\beta);$$

$$z_1 = R \cdot \sin(\alpha_1) \cdot \cos(\beta);$$

$R$  – дальность до цели.

Однако, как было определено ранее, в расчётах мы не будем использовать угол  $\beta$ , таким образом,  $x_1, y_1, z_1$  будут равны:

$$x_1 = R \cdot \cos(\alpha_1);$$

$$y_1 = 0;$$

$$z_1 = R \cdot \sin(\alpha_1);$$

Дальность до цели ( $R$ ) в дальнейших расчётах будет сокращена. Далее приведём полученные точки к ЗСК, считая, что курс не меняется. Для этого воспользуемся матрицей ( $T$ ) перевода из ССК в ЗСК (табл. 1)[5].

Новые координаты точек получим умножением матрицы ( $T$ ) на точки  $A_1, B_1, C_1$ :

$$A'_1 = T \cdot A_1;$$

$$B'_1 = 0;$$

$$C'_1 = T \cdot C_1;$$

$$A'_1 = \begin{pmatrix} \cos(\nu_1) \cdot \cos(\psi_1) \cdot x_1 + \sin(\nu_1) \cdot y_1 - \cos(\nu_1) \cdot \sin(\psi_1) \cdot z_1; \\ (1) \cdot x_1 + \cos(\nu_1) \cdot \cos(\gamma_1) \cdot y_1 + (2) \cdot z_1; \\ (3) \cdot x_1 - \cos(\nu_1) \cdot \sin(\gamma_1) \cdot y_1 + (4) \cdot z_1; \end{pmatrix}$$

$$B'_1 = 0;$$

$$C'_1 = \begin{pmatrix} \sin(\nu_1); \\ \cos(\nu_1) \cdot \cos(\gamma_1); \\ -\cos(\nu_1) \cdot \sin(\gamma_1); \end{pmatrix}$$

Таким образом координаты точки  $A_1$  будут иметь следующий вид:

$$A'_{1x} = \cos(\nu_1) \cdot \cos(\psi_1) \cdot x_1 + \sin(\nu_1) \cdot y_1 - \cos(\nu_1) \cdot \sin(\psi_1) \cdot z_1;$$

$$A'_{1y} = (1) \cdot x_1 + \cos(\nu_1) \cdot \cos(\gamma_1) \cdot y_1 + (2) \cdot z_1;$$

$$A'_{1z} = (3) \cdot x_1 - \cos(\nu_1) \cdot \sin(\gamma_1) \cdot y_1 + (4) \cdot z_1;$$



Проведём прямые  $A_1'B_1'$  и  $A_1'C_1'$  для тройки координат. Построим плоскость  $S$ , проходящую через эти прямые. Результат отображён на рис.5. В данном случае, когда самолёт движется с малым креном, точки  $A_1$  и  $A_1'$  совпадают.

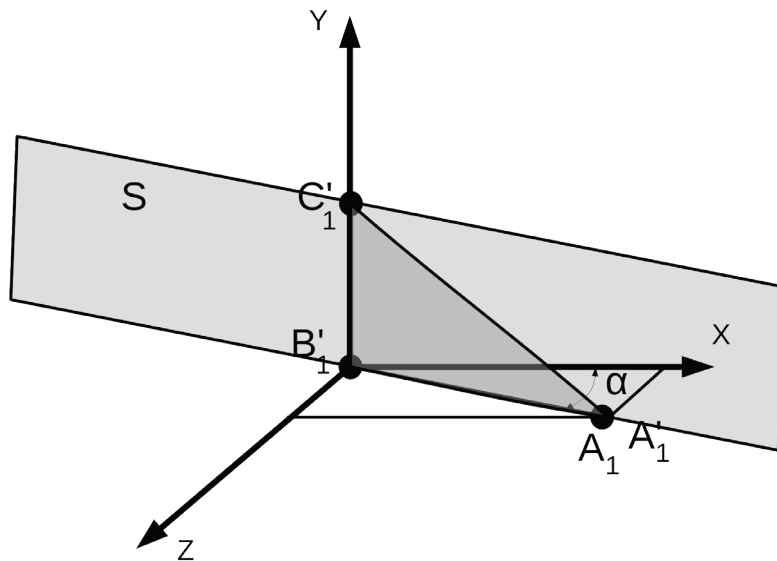


Рис. 5. Плоскость  $S$ , построенная по прямым  $A_1'B_1'$  и  $A_1'C_1'$  (случай, когда самолёт движется с малым креном)

Аналогично рассчитаем значения координат РИЦ в случае нахождения самолёта в крене. Точки в таком случае будут обозначены следующим образом:

$A_2 = (x_2, y_2, z_2)$  - точка излучения в момент нахождения самолёта в крене;

$B_2 = (0,0,0)$  - точка отсчёта системы координат;

$C_2 = (0,1,0)$  - точка нормали плоскости самолёта;

$$x_2 = R \cdot \cos(\alpha_2);$$

$$y_2 = 0;$$

$$z_2 = R \cdot \sin(\alpha_2);$$

Значение  $\alpha_1$  - это пеленг, полученный при нахождении самолёта в малых значениях крена. Значение  $\alpha_2$  - это пеленг, полученный при нахождении самолёта в больших значениях крена.

Приведём полученные точки к ЗСК.

$$A_2' = T \cdot A_2;$$

$$B_2' = 0;$$

$$C_2' = T \cdot C_2;$$

$$A'_2 = \begin{pmatrix} \cos(\nu_2) \cdot \cos(\psi_2) \cdot x_2 + \sin(\nu_2) \cdot y_2 - \cos(\nu_2) \cdot \sin(\psi_2) \cdot z_2; \\ (1) \cdot x_2 + \cos(\nu_2) \cdot \cos(\gamma_2) \cdot y_2 + (2) \cdot z_2; \\ (3) \cdot x_2 - \cos(\nu_2) \cdot \sin(\gamma_2) \cdot y_2 + (4) \cdot z_2; \end{pmatrix}$$

$$B'_2 = 0;$$

$$C'_2 = \begin{pmatrix} \sin(\nu_2); \\ \cos(\nu_2) \cdot \cos(\gamma_2); \\ -\cos(\nu_2) \cdot \sin(\gamma_2); \end{pmatrix}$$

Таким образом координаты  $A'_2$  точки будут иметь вид:

$$A'_{2x} = \cos(\nu_2) \cdot \cos(\psi_2) \cdot x_2 + \sin(\nu_2) \cdot y_2 - \cos(\nu_2) \cdot \sin(\psi_2) \cdot z_2;$$

$$A'_{2y} = (1) \cdot x_2 + \cos(\nu_2) \cdot \cos(\gamma_2) \cdot y_2 + (2) \cdot z_2;$$

$$A'_{2z} = (3) \cdot x_2 - \cos(\nu_2) \cdot \sin(\gamma_2) \cdot y_2 + (4) \cdot z_2;$$

Проведём прямые  $A'_2 B'_2$  и  $A'_2 C'_2$  для тройки координат. Построим плоскость  $S'$ , проходящую через эти прямые. Результат отображён на рис. 6. В данном случае, когда самолёт движется с большим значением крена, точки  $A_2$  и  $A'_2$  не совпадают из-за разницы значений  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ .

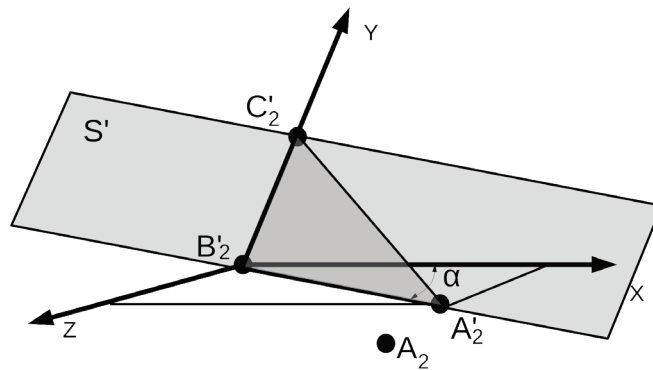


Рис. 6. Плоскость  $S'$ , построенная по прямым  $A'_2 B'_2$  и  $A'_2 C'_2$  (случай, когда самолёт движется с большим креном)

Далее необходимо найти прямую пересечения плоскостей  $S$  и  $S'$ .

Представленные плоскости  $S$  и  $S'$  вычисляются выражением, которое представлено ниже:

$$\begin{pmatrix} x_i - A'_{ix} & y_i - A'_{iy} & z_i - A'_{iz} \\ -A'_{ix} & -A'_{iy} & -A'_{iz} \\ \sin(\nu_i) - A'_{ix} & \cos(\nu_i) \cdot \cos(\gamma_i) - A'_{iy} & -\cos(\nu_i) \cdot \sin(\gamma_i) - A'_{iz} \end{pmatrix} = 0;$$

Также стоит отметить: в связи с тем, что координаты точек  $A'_1$  и  $A'_2$  переведены в земную систему координат, то мы будем оперировать координатами точки  $A(x,y,z)$  в земной системе координат.

Решаем матрицу

$$\begin{aligned} & (x - A'_{ix}) \cdot [A'_{iy} \cdot (\cos(\nu_i) \cdot \sin(\gamma_i) + A'_{iz}) - A'_{iz} \cdot (A'_{iy} - \cos(\nu_i) \cdot \cos(\gamma_i))] + \\ & + (y - A'_{iy}) \cdot [A'_{iz} \cdot (A'_{ix} - \sin(\nu_i)) - A'_{ix} \cdot (\cos(\nu_i) \cdot \cos(\gamma_i) + A'_{iz})] + \\ & + (z - A'_{iz}) \cdot [A'_{ix} \cdot (A'_{iy} - \cos(\nu_i) \cdot \cos(\gamma_i)) - A'_{iy} \cdot (A'_{ix} - \sin(\nu_i))] = 0; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & x \cdot (A'_{iy} \cdot \cos(\nu_i) \cdot \sin(\gamma_i) + A'_{iz} \cdot \cos(\nu_i) \cdot \cos(\gamma_i)) + \\ & + y \cdot (-\sin(\nu_i) \cdot A'_{iz} - A'_{ix} \cdot \cos(\nu_i) \cdot \cos(\gamma_i)) + \\ & + z \cdot (-A'_{ix} \cdot \cos(\nu_i) \cdot \cos(\gamma_i) + A'_{iy} \cdot \sin(\nu_i)) = 0; \end{aligned}$$

Введём обозначения  $a_i$ ,  $b_i$  и  $c_i$ :

$$\begin{aligned} a_i &= (A'_{iy} \cdot \cos(\nu_i) \cdot \sin(\gamma_i) + A'_{iz} \cdot \cos(\nu_i) \cdot \cos(\gamma_i)); \\ b_i &= (-\sin(\nu_i) \cdot A'_{iz} - A'_{ix} \cdot \cos(\nu_i) \cdot \cos(\gamma_i)); \\ c_i &= (-A'_{ix} \cdot \cos(\nu_i) \cdot \cos(\gamma_i) + A'_{iy} \cdot \sin(\nu_i)); \end{aligned}$$

Таким образом для плоскости S введём коэффициенты  $a$ ,  $b$  и  $c$ :

$$\begin{aligned} a &= (A'_{1y} \cdot \cos(\nu_1) \cdot \sin(\gamma_1) + A'_{1z} \cdot \cos(\nu_1) \cdot \cos(\gamma_1)); \\ b &= (-\sin(\nu_1) \cdot A'_{1z} - A'_{1x} \cdot \cos(\nu_1) \cdot \cos(\gamma_1)); \\ c &= (-A'_{1x} \cdot \cos(\nu_1) \cdot \cos(\gamma_1) + A'_{1y} \cdot \sin(\nu_1)); \end{aligned}$$

Для плоскости S' введём коэффициенты  $a'$ ,  $b'$  и  $c'$ :

$$\begin{aligned} a' &= (A'_{2y} \cdot \cos(\nu_2) \cdot \sin(\gamma_2) + A'_{2z} \cdot \cos(\nu_2) \cdot \cos(\gamma_2)); \\ b' &= (-\sin(\nu_2) \cdot A'_{2z} - A'_{2x} \cdot \cos(\nu_2) \cdot \cos(\gamma_2)); \\ c' &= (-A'_{2x} \cdot \cos(\nu_2) \cdot \cos(\gamma_2) + A'_{2y} \cdot \sin(\nu_2)); \end{aligned}$$

Зная уравнения плоскостей S и S', можем получить прямую, которая будет являться пересечением этих плоскостей.

$$\begin{cases} a \cdot x + b \cdot y + c \cdot z = 0; \\ a' \cdot x + b' \cdot y + c' \cdot z = 0; \end{cases} \text{ - уравнение плоскостей, пересечение которых}$$

необходимо найти

Произведём разложение по единичным векторам

$$\begin{vmatrix} i & j & k \\ a & b & c \\ a' & b' & c' \end{vmatrix} = i \cdot (b \cdot c' - b' \cdot c) + j \cdot (a' \cdot c - a \cdot c') + k \cdot (a \cdot b' - a' \cdot b);$$

Таким образом находим уравнение прямой пересечения плоскостей S и S'

$$\frac{x}{(b \cdot c' - b' \cdot c)} = \frac{y}{(a' \cdot c - a \cdot c')} = \frac{z}{(a \cdot b' - a' \cdot b)} - \text{уравнение прямой};$$

Построим прямую A'B', которая является пересечением плоскостей S и S'. Прямая A'B' показана на рис. 7.

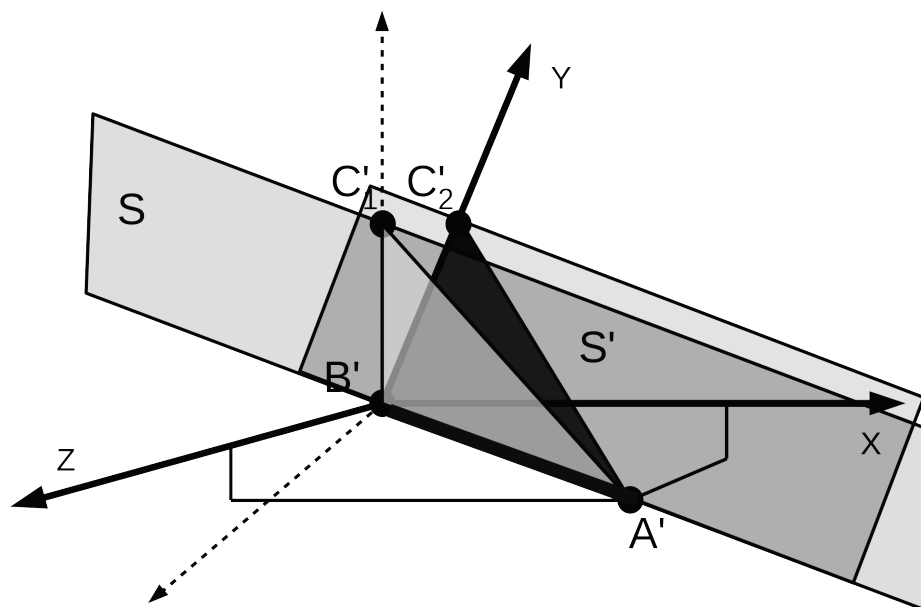


Рис. 7. Графическое изображение пересечения плоскостей S и S'

Для определения вертикального угла визирования возьмём плоскость  $y=0$ , тогда вертикальный угол визирования определяется как наклон прямой пересечения (A'B') к плоскости  $y=0$ :

$$\sin(\beta) = \frac{|1 \cdot (a' \cdot c - a \cdot c')|}{\sqrt{2} \cdot \sqrt{(b \cdot c' - b' \cdot c)^2 + (a' \cdot c - a \cdot c')^2 + (a \cdot b' - a' \cdot b)^2}};$$

### Результаты экспериментов

С целью проверки метода, представленного в данной статье, было проведено моделирование с использованием навигационных параметров летательного аппарата и смоделированных значений пеленга.

Ниже представлена таблица результатов экспериментов, в которой отображены числовые значения исходных параметров и результатов моделирования.

$\alpha_1$  - значение пеленга, полученное при малом крене самолёта;

$\alpha_2$  - значение пеленга, полученное при большем крене самолёта;

$\gamma_1$  и  $\gamma_2$  - значения крена самолёта;

$\psi_1$  и  $\psi_2$  - значения курса самолёта;

$u_1$  и  $u_2$  - значения тангажа самолёта;

R - дальность до РИЦ;

$\beta_{ист}$  - истинный угол визирования, используемый для сравнения расчётных значений с истинными;

$\beta_{расч}$  - рассчитанный угол визирования.

Таблица 2

Результаты моделирования

№	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\gamma_1$	$\gamma_2$	$\psi_1$	$\psi_2$	$\nu_1$	$\nu_2$	$R_{изм P}$	$R_{расч}$	$H$	$\beta_{ист}$	$\beta_{расч}$
1	348	351	-5	-21	241	243	1	1,1	98	60	4115	3,95	3,6
2	342	346	0,2	-52	75	74	1,3	4,2	73	54	4011	4,16	3,6
3	28	24	3	-30	64	65	0,4	1,6	43	33	4035	6,98	8,35
4	357	352	3	25	320	320,5	0,35	1,8	35	23	4003	10,23	12,3
5	350	349	0,4	27	235	238	3,8	4,5	47	94	3979	2,91	2,11
6	349	348	2,8	34	145	145	1,7	2,3	46	72	4006	3,18	3,95
7	335	339	0,7	-35	79	80	0,7	2,2	21	55	4002	4,18	3,84

**Обсуждение результатов**

Описанный метод позволяет получить оценку вертикального угла визирования, которая может использоваться в решении следующих задач:

1. Бортовой аппаратуре будут известны 2 угла: горизонтальный и вертикальный углы визирования, что позволит с большей точностью определять местоположение цели в боевой обстановке [4].

2. Определение оценки достоверности вычисления дальности. Зная вертикальный угол визирования, высоту самолёта, можно вычислить оценочную дальность до цели. Зная примерную дальность, вычисленную таким образом, будет возможность отбрасывать неверные значения вычисленной дальности и по мощности, и методом бокового отклонения. Так, оценка дальности, вычисленная с помощью угла-места, может служить своего рода критерием, отсеивающим ошибочные расчётные значения.

3. Увеличение точности определения типа носителя РИЦ. По определённым причинам в некоторых моментах не всегда есть возможность чётко определить и отличить наземную цель от воздушной. Однако с использованием вертикального угла визирования такая возможность может появиться. Так, для воздушных целей угол-места будет стремиться к 0, в то время как для наземных целей его значение будет заметно больше.[3]

4. Получение горизонтального угла визирования. Пеленг, полученный в крене в связанной системе координат, значительно отличается от горизонтального угла визирования. Одним из вариантов вычисления этой поправки является использование вертикального угла визирования.

**Выводы**

Таким образом, при точных измерениях горизонтального угла и навигационных параметров возможно дать оценку вертикального угла визирования без возможности его измерения на борту летательного аппарата.

Результаты представлены в табл. 2.

## Список литературы

1. Лебедев А.А., Чернобровкин Л.С.. Динамика полёта. М.: Оборониз, 1962. - 540с.
2. Осадший В. И.. Воздушная навигация. М.: Транспорт, 1972, - 288с.
3. Мельников Ю.П.. Воздушная радиотехническая разведка (методы оценки эффективности), М.: Радиотехника, 2005, - 304 с.
4. Бакулев П.А.. Радиолокационные системы. М.: Радиотехника, 2004, - 320 с.
5. Белоцерковский Г.Б.. Основы радиолокации и радиолокационных устройств. М.:Сов. радио, 1975, - 336 с.

УДК 621.396, 681.78

**В.Н. Скосырев<sup>1</sup>, В.П. Савченко<sup>2</sup>, Г.П. Слукин<sup>1</sup>, С.И. Нефедов<sup>1</sup>,  
А.В. Шумов<sup>1</sup>, М.Е. Голубцов<sup>1</sup>**

<sup>1</sup>МГТУ им. Н.Э. Баумана, г. Москва

<sup>2</sup>ОАО «РТИ», г. Москва

### **ВЫСОКОИНФОРМАТИВНЫЙ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ АЭРОДРОМНЫЙ РАДИООПТИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС**

Приведено обоснование применения технологии сверхширокополосной радиолокации при создании нового класса информационных датчиков для аэропортов – многофункционального радиооптического комплекса. Приведены характеристики этого комплекса, обеспечивающего решение всех задач контроля и управления движением воздушных судов (ВС) в зоне аэропорта и на его лётном поле.

Ключевые слова: сверхширокополосные сигналы, радиооптический комплекс, аэронавигация, радиолокатор

**V.N. Skosyrev<sup>1</sup>, V.P. Savchenko<sup>2</sup>, G.P. Slukin<sup>1</sup>, S.I. Nefedov<sup>1</sup>,  
A.V. Shumov<sup>1</sup>, M.E. Golubtsov<sup>1</sup>**

<sup>1</sup>Bauman Moscow State Technical University, Moscow

<sup>2</sup>Joint Stock Company «RTI», Moscow

### **HIGH-INFORMATIONAL MULTIFUNCTIONAL RADIO-OPTICAL COMPLEX FOR AIRPORTS**

Ultra-wideband location technology is justified for creating a new class of airport information sensors - multifunctional radio-optical complex. This complex provides solution for all monitoring and air traffic control tasks at the airport and its airfield zone. Complex specifications are given.

Keywords: air navigation, dispatch service, opto-electronic systems, RLS, ultra-wideband signals

В настоящее время четко обозначилась тенденция развития авиационных средств различного назначения. Причем наряду с развитием магистральной авиации наблюдается бурный рост малой авиации, в том числе различных типов ДПЛА. Подобное положение обострило требования по повышению информативности и высокому темпу всепогодных средств мониторинга воздушного пространства в районе аэропортов и их лётном поле [1-3]. Как из-

вестно [4-7], наиболее универсальными и всепогодными датчиками при организации воздушного движения в гражданской авиации и в диспетчерско-управляющих службах авиации военного назначения являются РЛС различного назначения. Радиолокационные датчики являются наиболее универсальными и всепогодными. Однако используемые в настоящее время на аэродромах РЛС различных типов имеют ограниченные возможности.

Последние годы во всем мире широко ведутся обсуждения о необходимости совершенствования информационных датчиков для авиационных диспетчерских служб аэродромов. Особенно эта проблема актуальна для региональных аэродромов и аэродромов малой авиации, а также для военных аэродромов «подскока». Для таких аэродромов весьма актуально уменьшение применяемых на аэродроме РЛС в первую очередь по экономическим соображениям. Но при этом повышаются требования по темпу обзора и обнаружению малоразмерных низколетящих объектов. Одним из направлений, рассматриваемым во всем мире, является организация контроля за обстановкой на аэродроме и в его зоне ответственности с удаленного диспетчерского пункта [1-3], информация на который по линиям связи передается с установленных на аэродроме различных информационных датчиков.

Понятно, что при таком подходе к построению диспетчерских систем контроля и управления авиацией к информационным датчикам предъявляются не только жесткие требования по надежности, экономичности аппаратуры датчиков, но и высокие требования по их информативности. В различных странах, исходя из климатических и других факторов, предлагается различный типаж и состав информационных датчиков [1]. В ряде европейских стран делают ставку на широкое применение оптоэлектронных датчиков, а в ряде стран - на радиолокационно-оптические датчики. Для нашей страны с учетом сложных метеоусловий для обширной территории подходящими являются радиолокационно-оптические датчики. При этом основная тяжесть на обеспечение высококачественной информации ложится на радиолокационный датчик.

Прогресс, достигнутый в нашей стране в радиоэлектронных и радиолокационных технологиях, позволил приступить к разработке многофункционального высокоинформативного радиолокатора для диспетчерских служб аэродромов и в первую очередь - это оптимальный типаж радиолокационного датчика для региональных аэродромов и аэродромов малой авиации. При проектировании данного радиолокатора разработчики опирались на следующие передовые технологии:

- технологию сверхширокополосной радиолокации;
- технологию твердотельной СВЧ электроники;
- технологию высокопроизводительной цифровой техники.

Поскольку одним из ключевых требований к РЛС данного типа является высокая надежность, то разрабатываемый радиолокатор спроектирован как полностью твердотельный с широким применением цифровой техники. Его блок-схема приведена на рис. 1.

Однако применение твердотельного передатчика предъявляет свои требования к зондирующим импульсным сигналам, обусловленными ограничениями на пиковую мощность. Это особенно актуально, поскольку для обеспечения высокого темпа обзора пространства приходится применять импульсные ЗС сигналы с однозначной дальностью [8].

Второй, и можно сказать определяющий фактор в построении радиолокатора - применение широкополосной технологии. Эта технология в данном случае применяется в первую очередь в виде технологии сверхширокополосных (СШС) зондирующих сигналов (ЗС). Причем применяются две ветви технологии СШС ЗС:

- технология сверхкороткоимпульсной [6] радиолокации;
- технология СШС с внутриимпульсной модуляцией.

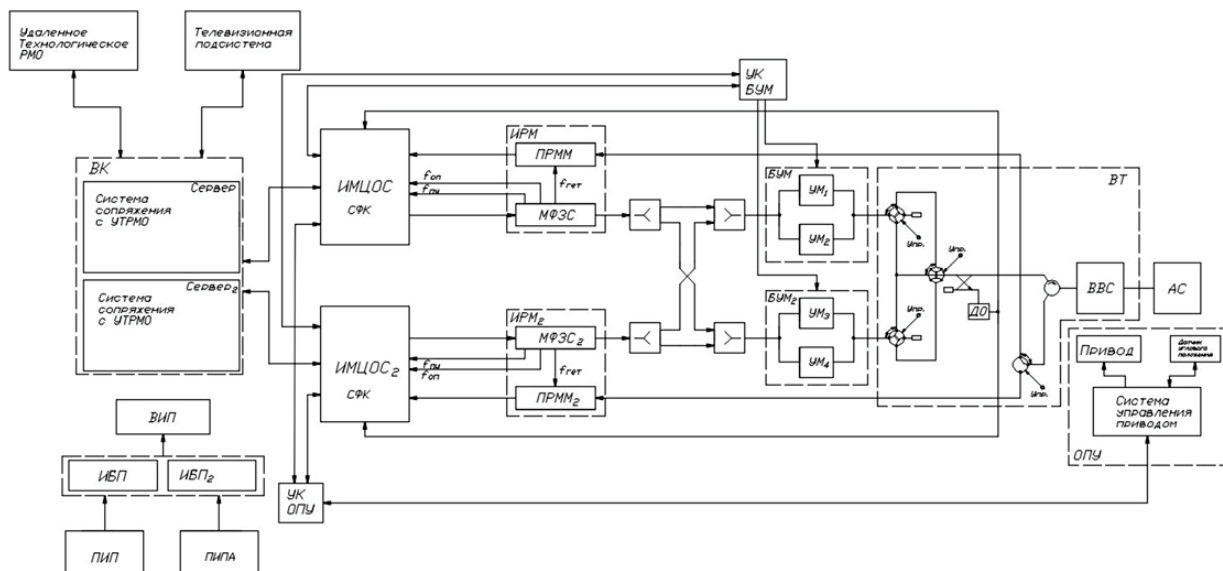


Рис. 1. Блок-схема Д-РЛК

Комплексное применение этих технологий обеспечивает реализацию высоких информационных и эксплуатационно-технических характеристик в проектируемом РЛК (таблица 1).

Таблица 1

Основные технические характеристики Д-РЛК

Технические характеристики	Значение
темп обзора пространства, сек	1*
зона обзора по азимуту, град	360
зона обзора по углу места, град	от минус 5 до 15*
инструментальная дальность, км	30
дальность обнаружения воздушной цели с ЭПР = 1 м <sup>2</sup> при вероятности обнаружения D = 0,5 и ложной тревоги F = 10 <sup>-6</sup> , не менее, км	5
минимальная дальность обнаружения целей, м, не более	30
количество обслуживаемых целей, не менее	50-100*
диапазон радиальной скоростей обнаруживаемых воздушных целей, м/с	от 1 до 300
разрешающая способность:	
по дальности, м	1,5-2
по азимуту, не более, град	0,7*
точность определения координат для точечных объектов:	
по дальности, не более, м	1
по азимуту, не более, угл. мин	20
диапазон частот, см	3
несущие частоты, ГГц	9,2; 9,4
полоса ВЧ трактов, не менее, МГц	250



Технические характеристики	Значение
импульсная мощность, не менее, кВт	0,7*
минимальная длительность импульсного зондирующего сигнала, нс	10-20
максимальная длительность сложного зондирующего сигнала, не менее, мкс	30
неравномерность амплитудно-частотной характеристики, не более, дБ	3
конструктивное исполнение	стационарное
тип сканирования	механическое круговое
<b>Приемный тракт</b>	
коэффициент шума приёмных модулей, не более, дБ	3,6
предельная чувствительность, дБм	-88
мгновенный динамический диапазон, дБ	40,2
динамический диапазон с учетом системы регулировки усиления, дБ	56,2
коэффициент передачи приемного тракта, дБ	47,8
<b>Антенная система</b>	
ширина главного луча ДН в азимутальной плоскости, град.	1
ширина главного луча ДН в угломестной плоскости, град.	6,5
уровень бокового лепестка азимутальной плоскости, дБ	-27,5
коэффициент усиления, дБ, не менее	30

Применение двух типов ЗС с мгновенной частотной полосой 200 МГц позволяет выполнять реализацию импульсных ЗС длительностью 10 нс, что обеспечивает высокую разрешающую способность по дальности. Этот параметр весьма важен для режима обзора летного поля аэродрома.

В результате анализа задач, возлагаемых на радиолокационные датчики в современной концепции организации воздушного движения в зоне аэродрома, и тенденции к снижению эксплуатационно-экономических расходов, радиолокатор спроектирован как двухкоординатная РЛС кругового обзора. Поэтому при первичной обработке измеряются только дальность и азимут. Применение технологии СШС ЗС обеспечивает измерение дальности в радиолокационном канале с высокой точностью порядка 0,5 м. Точность измерения азимута при выбранной антенной системе составляет 15-20 угловых минут. Необходимость в оценке третьей координаты - угла места - появляется в аварийных ситуациях при контроле посадки самолета, что предлагается возложить на оптический канал (ТВ-камеру), работающий по целеуказанию от радиолокатора. Такое сочетание двухкоординатного радиолокатора и ТВ-камеры позволяет реализовать радиолокационно-оптический комплекс (Д-РЛК) с достаточно высокими для РЛС характеристиками точностей по трём координатам. Спроектированный Д-РЛК наиболее оптимален по критерию эффективность-стоимость как информационный всепогодный датчик для контрольно-диспетчерской системы региональных аэропортов. Д-РЛК обеспечивает:

- контроль и управление движением ВС и транспортных средств на поле аэродрома;
- контроль и управление движением ВС и транспортных средств на поле аэродрома;
- мониторинг воздушной обстановки в зоне ответственности аэродрома;

- контроль и управление заходом на посадку ВС;
- охрану территории аэродрома, включая лётное поле.

Обеспечение такого широкого диапазона задач базируется на возможностях, предоставляемых используемыми типами ЗС, параметрах аппаратуры комплекса и специальных методах обработки. Применение антенны со специальной формой диаграммы направленности  $\cos^2$  в вертикальной плоскости и двух типов технологии сверхширокополосной радиолокации в виде импульсных сигналов типа СКИ и ЛЧМ обеспечивает зону обзора для контроля самолетов в зоне ответственности аэродрома.

Применение технологии СКИРЛ [6] и специальных методов селекции [6, 9] обеспечивает с высокой эффективностью обнаружение целей на фоне отражений от пассивных помех и позволяет реализовать высокодетальный контроль обстановки на летном поле аэродрома. Высокая разрешающая способность по дальности и контрастность радиолокационного изображения (РЛИ) позволяет обнаруживать человека на летном поле и мелкие предметы на взлетно-посадочной полосе аэродрома (рис. 2).

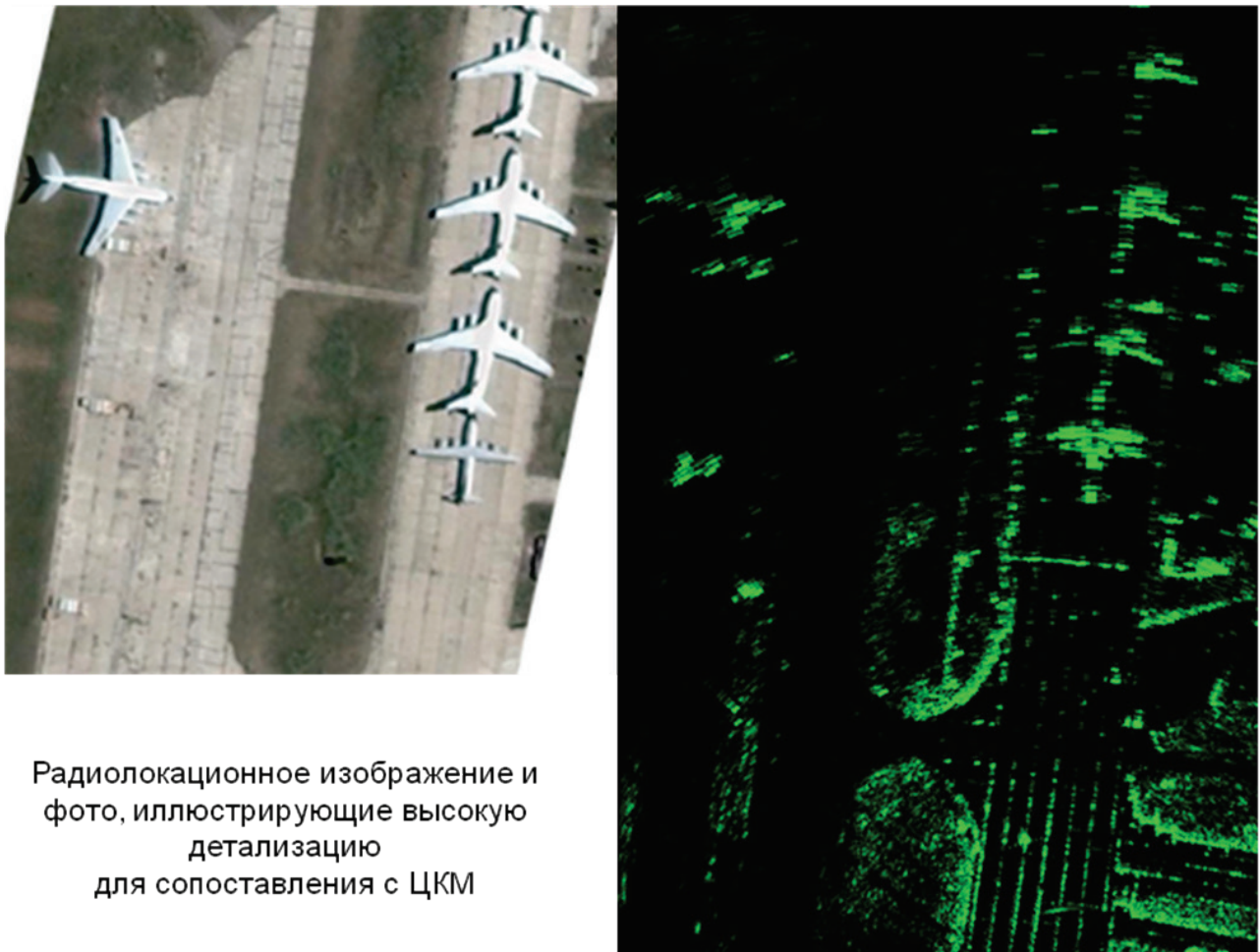


Рис. 2. Наблюдение посторонних предметов на лётном поле аэродрома

Для обеспечения снижения уровня ложных тревог в радиолокационном канале при обнаружении малоразмерных целей используется оптический канал. Высокая разрешающая способность по дальности также позволяет контролировать движение транспорта и самолетов с автоматическим прогнозированием критических ситуаций, для уточнения которых также может использоваться оптическая информация. Эти возможности особенно важны при

реализации охранных функций периметра аэродрома, что также обеспечивает данный радиолокационно-оптический комплекс. Высокие селективные свойства, обусловленные малым импульсным объемом и отсутствием боковых лепестков у автокорреляционной сигнальной функции [6, 7], обеспечивают детальный обзор и контроль за состоянием техники на поле аэродрома и состоянием взлетно-посадочных и рулежных дорожек (на предмет препятствий и посторонних предметов, в том числе неподвижных на ВПП - рис. 2).

Поясним этот тезис на одном примере. Для радиолокатора летного поля оговорены требования по разрешающей способности по азимуту и дальности на уровне 15 м по цели (виде углового отражателя) на расстоянии 2000 м от РЛС [10]. Другими словами можно сказать, что селективные свойства РЛС ОЛП при таком подходе определяются квадратом с площадью 225 м<sup>2</sup>. Заметим, что для обеспечения такой разрешающей способности по азимуту РЛС ОЛП должна иметь антенную систему с горизонтальным размером апертуры антенны, работающей в 3 см-диапазоне (для обеспечения работоспособности в наихудших погодных условиях) 5-6 метров. Реализация такой антенной системы усложняет и удорожает радиолокатор. Уместно заметить, что в настоящее время даже в крупных аэропортах РЛС ОЛП с длиной волны излучения 3 см имеют антенны с меньшими размерами и не обеспечивают требования разрешения 15 м по азимуту на дальности 2 км. Требуемый показатель по разрешающей способности достигается использованием РЛС ОЛП миллиметрового диапазона длин волн, однако эти РЛС неработоспособны в сложных метеоусловиях.

Однако большинство объектов, подлежащих контролю на поле аэропорта, имеют не квадратную форму и вообще возможность селекции (разрешения), в частности, на плоскости, определяется телом неопределённости, которое зависит от разрешения по дальности и азимуту. Поскольку основным фактором для определения вероятности правильного обнаружения в РЛС ОЛП является отношение сигнал/(фон+шум), именно величина площади элемента разрешения (определяющая мощность фоновой компоненты) и должна нормироваться.

При таком подходе к оценке разрешающей способности Д-РЛК обеспечивает разрешающую способность по дальности и азимуту 2x27 метров соответственно (площадь 54 м<sup>2</sup>). Следовательно, селективные свойства радиолокационной подсистемы повышаются в 4 раза. Другими словами, обоснован переход к оценке разрешающей способности с позиций селективных свойств, определяемых площадью, а не сторонами квадрата, что позволяет за счёт повышения разрешающей способности по дальности снизить требования к разрешающей способности по азимуту не снижая, а только выигрывая в селективных возможностях. Это особенно важно, поскольку подобный подход позволяет уменьшить размеры антенной системы, что упрощает и удешевляет Д-РЛК, в том числе упрощая его транспортировку и монтаж.

Приведённые выше соображения о селективных свойствах, определяемых разрешающей способностью радиолокационного канала Д-РЛК, справедливы во всей зоне обзора в сложных метеоусловиях. Однако возможность привлечения оптического канала в режиме слежения за объектом по целеуказанию радиолокационного канала, селективные свойства резко повышаются и определяются возможностями ТВ-камеры. Современные ТВ-камеры при работе по целеуказанию от РЛС на разумно ограниченных дальностях могут обеспечить угловое разрешение 0,5 угловых минут в хороших метеоусловиях и не хуже 3 угловых минут в сложных метеоусловиях [4] в обеих плоскостях. Следовательно, Д-РЛК в режиме совместной работы радиолокационного и оптического каналов превосходит требования к РЛС ОЛП по обеим координатам, на порядок превосходящую требования к РЛС ОЛП.

## Выводы

Применение новых радиолокационных и электронных технологий позволило спроектировать высоконадежный твердотельный высокоинформативный радиолокационно-оптический комплекс, обеспечивающий решение практически всех задач, стоящих перед всепогодным информационным датчиком в диспетчерских системах аэродромов различных типов и назначений. Комплексное применение двух ветвей технологии сверхширокополосной радиолокации в виде импульсных сигналов типа СКИ и ЛЧМ обеспечило высокий темп обзора пространства и высокие рубежи обнаружения, а также высокие селективно-информационные параметры.

## Список литературы

1. Глобальный аэронавигационный план на 2013-2028 гг. Международная организация гражданской авиации. Монреаль, 2013, -147 с.
2. Руководство по авиационному наблюдению. Международная организация гражданской авиации. Монреаль: ИКАО, 2012, - 336 с.
3. Шумов А.В. Анализ целевых направлений развития технических средств наблюдения глобальной аэронавигационной системы // Радиооптика. Электрон. Журн. 2015, № 5, С.16-36.
4. Пути создания радиооптического комплекса контроля воздушного и наземного пространства для диспетчерских служб региональных аэропортов / Скосырев В.Н., Кочкин В.А., Шумов А.В., Ананенков А.Е., Слукин Г.П., Нефедов С.И., Федоров И.Б. // Наука и образование. Электрон. журн. 2015, № 11, С. 301-324.
5. Кочкин В.А., Нефедов С.И., Скосырев В.Н., Шумов А.В. Концепция создания многоспектральной системы наблюдения для региональной авиационной инфраструктуры России // Материалы научно-технической конференции «Радиооптические технологии в приборостроении». п. Небуг, Краснодарский край: М.: МНТОРЭС им. А.С. Попова, 2015, С. 62-80.
6. Скосырев В.Н., Нуждин В.М., Ананенков А.Е., Коновальцев А.В. «Технология сверхкороткоимпульсной радиолокации – ключ к повышению информационных возможностей РЛС», Первая международная конференция «Сверхширокополосные сигналы и сверхкороткие импульсы в радиолокации, связи и акустике», Суздаль, 27-29 сентября, 2005.
7. Ananenkov A.E., Skosyrev V.N., Konovaltsev A.V., Nuzhdin V.M., Rastorguev V.V. Multi-functional aerodrome controlradar by USPR technology // Proc. of the 29th Congress of the International Council of the Aeronautical Sciences (ICAS 2014) ( St . Petersburg , Russia, 7-12 September 2014). In 6 vols. Vol. 1. International Council of Aeronautical Sciences- ICAS, 2014. Art. no. ICAS2014\_0146. P. 3867-3873.
8. Инновационные пути повышения потенциала перспективных цифровых РЛС. Скосырев В.Н., Ананенков А.Е. Инженерный вестник. 2014, № 12, С. 661-666.
9. Пути повышения наблюдаемости малоразмерных объектов в РЛС малой дальности / Скосырев В.Н., Нуждин В.М., Ананенков А.Е., Марин Д.В., Соколов П.В. // X Всероссийская научно-техническая конференция «Радиооптические технологии в приборостроении», М.: МНТОРЭС им. А.С. Попова 2014, С. 306.
10. Авиационные правила. Часть 170. Сертификация оборудования аэродромов и воздушных трасс. Том II. Сертификационные требования к оборудованию аэродромов и воздушных трасс, 2013,- 216 с.

**<sup>1</sup>А.А. Столяренко, <sup>1</sup>М.Г. Рубанович, <sup>1</sup>В.А. Хрусталеv, <sup>1</sup>А.С. Митьков, <sup>2</sup>Д.Ю. Волков**

**<sup>1</sup>Новосибирский государственный технический университет «НГТУ»,  
г. Новосибирск,**

**<sup>2</sup>ООО «Альфа Инструментс», г. Новосибирск**

## **МОЩНЫЕ СВЧ АТТЕНУАТОРЫ ДЛЯ РАДИОПЕРЕДАЮЩЕЙ И ТЕЛЕВИЗИОННОЙ АППАРАТУРЫ**

В работе представлены принципы построения и конструктивная реализация широкополосных СВЧ аттенуаторов, выполненных на основе планарных пленочных резисторов большой мощности.

Ключевые слова: аттенуатор, эквивалент нагрузки, согласованная нагрузка, пленочный резистор, тонкопленочная технология

**<sup>1</sup>A.A. Stolyarenko, <sup>1</sup>M.G. Rubanovich, <sup>1</sup>V.A. Khrustalev, <sup>1</sup>A.S. Mitkov, <sup>2</sup>D.YU. Volkov**

**<sup>1</sup>Novosibirsk State Technical University "NSTU", Novosibirsk**

**<sup>2</sup>Alfa Instruments LLC, Novosibirsk**

## **POWER MICROVAWE ATTENUATORS FOR RADIO-TRANSMITTING AND VIDEO EQUIPMENT**

Abstract. This paper presents the design principles and constructive implementation of broadband RF attenuators, based on high power planar film-resistors.

Keywords: attenuator, load equivalent, matched load, film-resistor, thin-film technology

### **1. Введение**

Представим один из перспективных методов построения широкополосных аттенуаторов и нагрузок. В данных аттенуаторах и нагрузках используются планарные резисторы, выполненные с помощью пленочной технологии на подложке из бериллиевой керамики. В данном докладе представлены способы построения, а также результаты разработки и экспериментального исследования мощных широкополосных СВЧ аттенуаторов на планарных пленочных резисторах, имеющих отдельные выходы для контроля параметров и мощности выходного сигнала телевизионного или радиовещательного передатчика.

### **2. Постановка задачи**

В общем случае СВЧ аттенуатор (нагрузка) большой мощности с равномерной частотной характеристикой может быть реализована на основе дендритного (древовидного) параллельно-последовательного соединения нескольких резистивных элементов значительно меньшей мощности, чем общая входная мощность [1]. Одним из современных методов построения широкополосных аттенуаторов и нагрузок является использование планарных резисторов, выполненных с помощью пленочной технологии на основе бериллиевой керамики. Резисторы разделены между собой индуктивностями, компенсирующими собственную емкость резистивной пленки, или отрезками коаксиального кабеля, которые включены последовательно для обеспечения требуемого волнового сопротивления. Как известно, пленочный

резистор, установленный на радиатор с воздушным обдувом, рассеивает мощность не более 200 Вт. Более высокая мощность может быть получена в структурах с несколькими резистивными элементами. Далее приведены результаты экспериментального исследования мощных многоэлементных широкополосных СВЧ аттенюаторов, имеющих дополнительные выходы для контроля параметров и мощности выходного сигнала телевизионного передатчика [2].

Аттенюатор МАФ-1000 (рис. 1) рассчитан на выходную мощность до 1000 Вт в непрерывном режиме. Его принципиальная электрическая схема приведена на рис. 2.



Рис. 1. Аттенюатор серии МАФ-1000 (внешний вид)

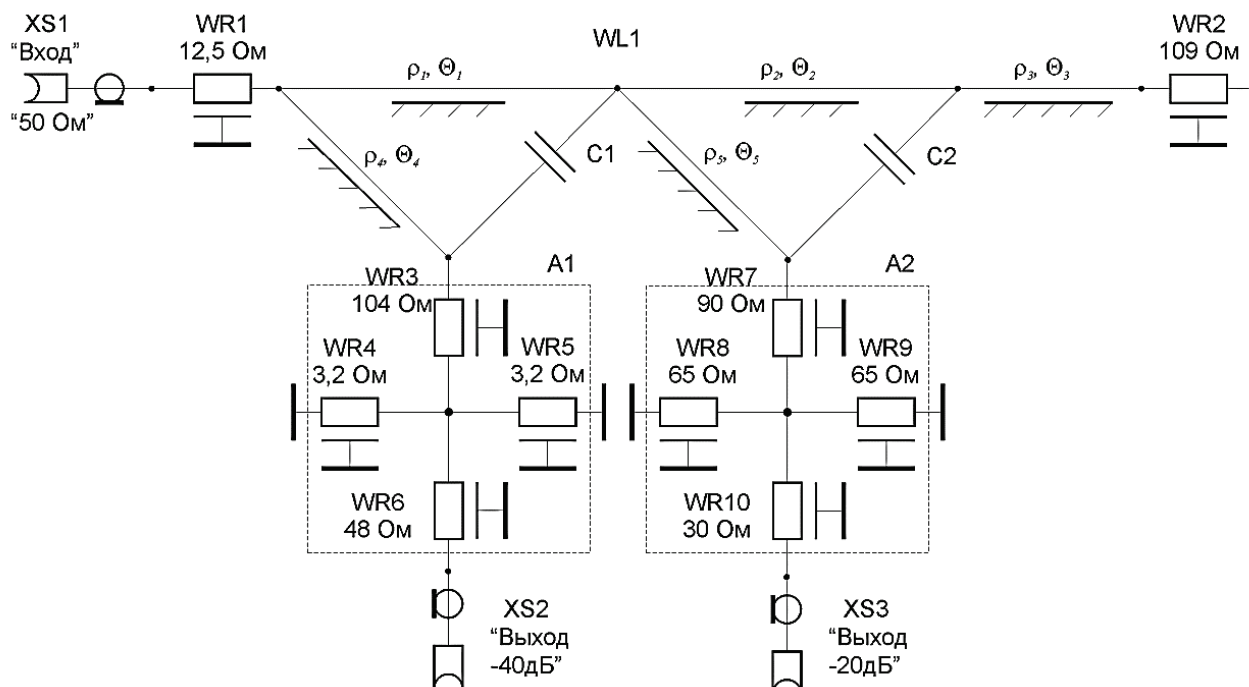


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема аттенюатора МАФ-1000

Из приведенной на рис. 2 принципиальной схемы видно, что его структура – последовательно-параллельная. Аттенюаторы А1 и А2 представляют собой наборы тонкопленочных резисторов на общей подложке, спроектированных по вышеизложенному принципу, с кату-

ханием в 10 дБ и 34 дБ соответственно. Мост деления мощности WM1 также спроектирован по методике, изложенной в [4]. Максимальные мощности рассеивания резисторов WR1 и WR2 и аттенюаторов A1 и A2 – 200 Вт. На рис.3 приведена экспериментальная характеристика частотной зависимости входного коэффициента стоячей волны  $K_{cmU}$  аттенюатора мощностью 1 кВт. На рис. 4 приведена экспериментальная передаточная характеристика аттенюатора мощностью 1кВт по уровню вносимого затухания 20 дБ.

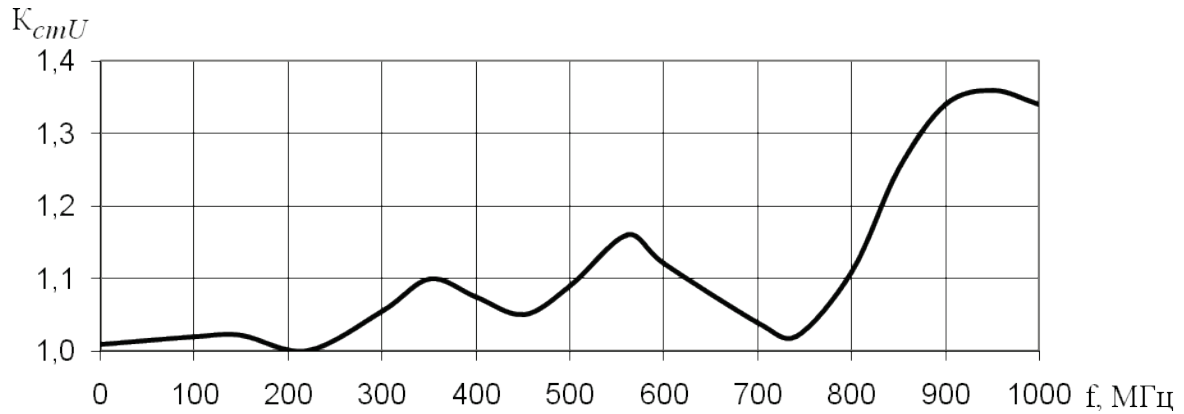


Рис. 3. Частотная зависимость входного коэффициента стоячей волны аттенюатора мощностью 1 кВт

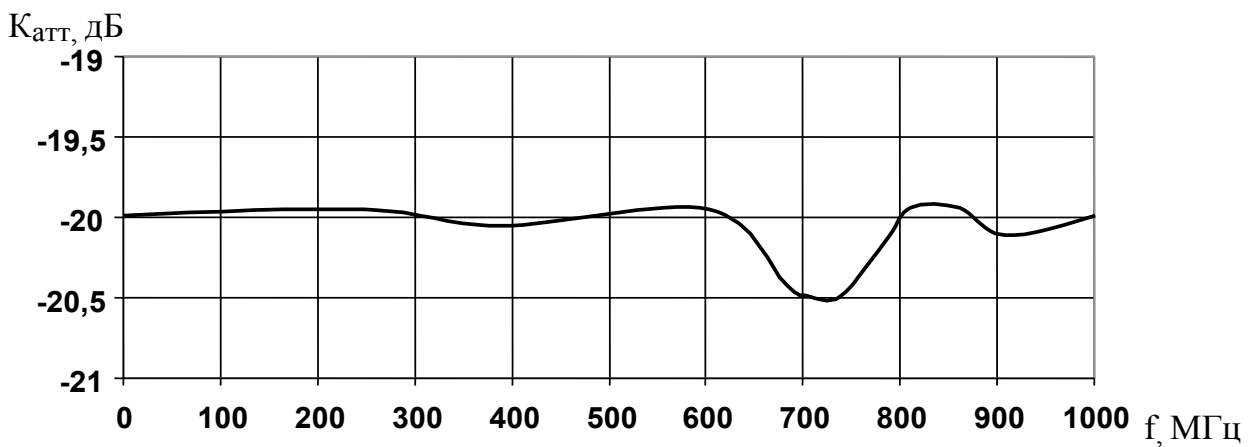


Рис. 4. Передаточная характеристика аттенюатора мощностью 1кВт по уровню -20 дБ

*Два контрольных выхода обеспечивают одновременное измерение входной мощности и измерение параметров сигнала.*

Аттенюатор МАФ-2000 (рис. 5) рассчитан на входную мощность до 2000 Вт в непрерывном режиме [3]. Его принципиальная электрическая схема приведена на рис. 6.

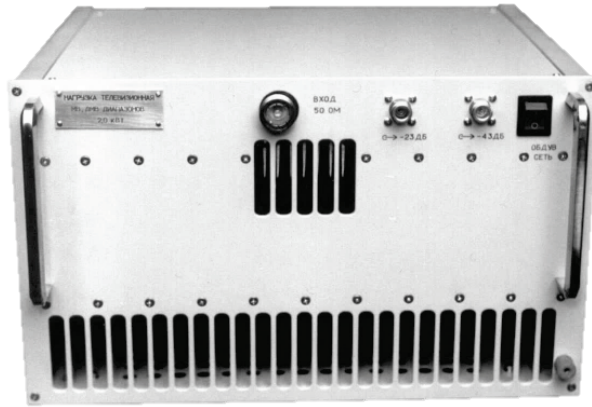


Рис. 5 Атенюатор МАФ-2000

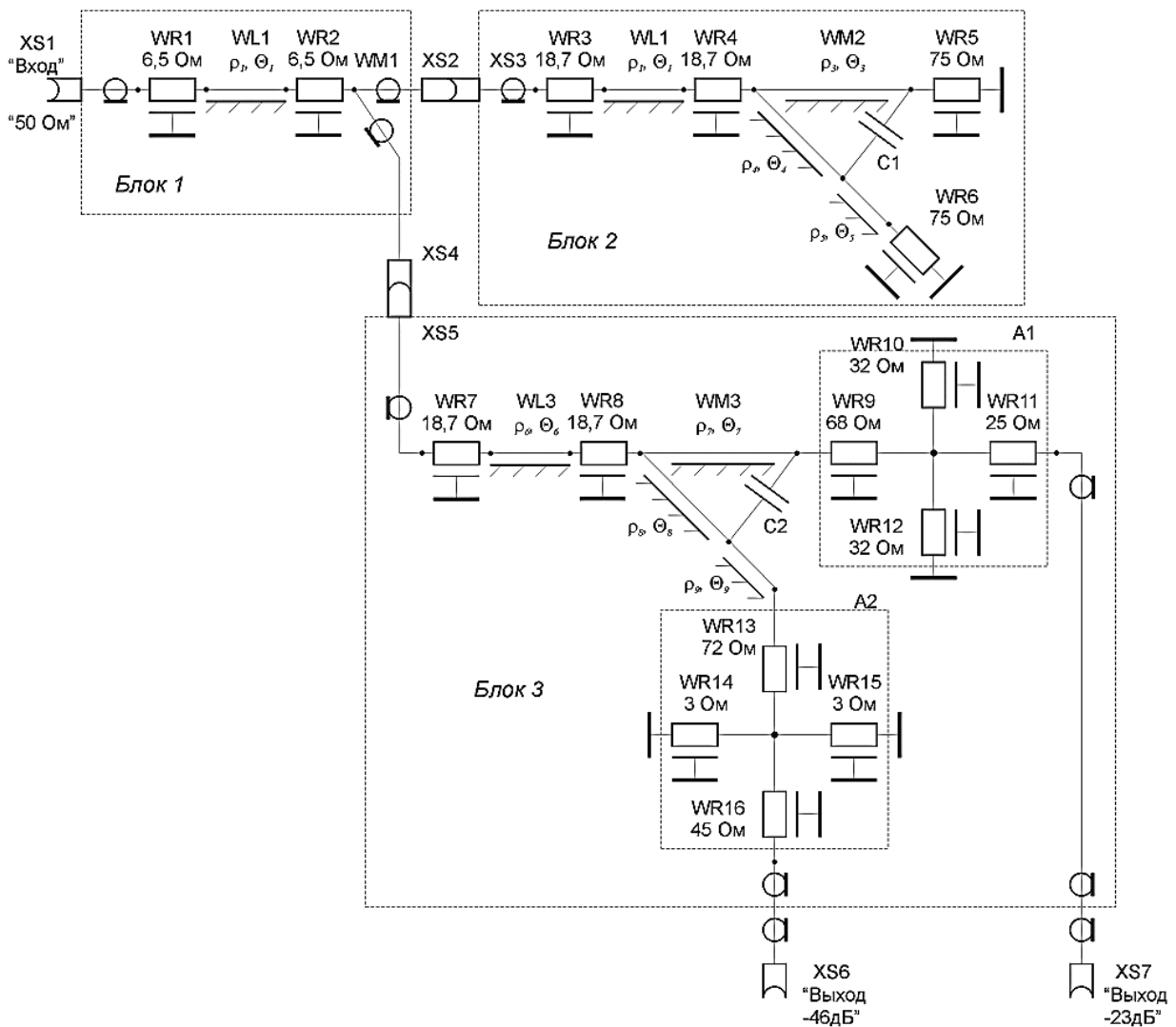


Рис. 6. Принципиальная электрическая схема МАФ-2000

Из принципиальной схемы рис. 6 также видно, что спроектирована она по принципу последовательно-параллельного соединения резистивных элементов, называемого также древовидным или дендритным. При этом блоки №2 и №3 представляют собой модификацию принципиальной схемы МАФ-1000. Поэтому для данной схемы справедливы все коммента-



рии к схеме рис. 2 для МАФ-1000. Максимальные мощности рассеивания резисторов и аттенюаторов А1 и А2 – 200 Вт. Аттенюатор на мощность рассеяния 2 кВт реализован по модульной технологии. Каждый модуль рассеивает 600 – 700 Вт. Модульная конструкция обеспечивает достаточно равномерное распределение тепловой мощности по общему объему блока, а вентиляторы, обдувающие радиаторы модулей, - эффективный отвод тепла в общий воздуховод.

Основное свойство дендритной структуры – ее повторяемость, тождественность на любом уровне. В данном случае это означает, что при проектировании многоэлементных аттенюаторов и нагрузок на мощность рассеивания свыше 1000 Вт схемные структуры более низкого уровня мощности рассеивания входят в схемные структуры более высокого уровня мощности рассеивания. Наглядной иллюстрацией этого свойства дендритной структуры является принципиальная схема аттенюатора, показанная на рис. 6. Таким образом, аттенюатор на мощность рассеивания 2000 Вт состоит из двух идентичных блоков, выполненных по принципиальным схемам для аттенюатора на мощность рассеивания 1000 Вт [3].

В соответствии с предложенным подходом принципиальная схема аттенюатора на мощность рассеивания 5000 Вт должна содержать блоки, выполненные по принципиальным схемам аттенюаторов на мощность рассеивания 2000 Вт, которые приведены на рис. 6. Как следствие этого, практическая настройка аттенюатора будет состоять из настройки на начальном этапе блоков нижнего уровня рассеиваемой мощности, имеющих входы и выходы со стандартными значениями волновых сопротивлений 50 Ом или 75 Ом. Это обеспечивает их подключение в стандартные тракты измерительной аппаратуры. Такое свойство дендритной структуры аттенюатора обеспечивает независимую автономную настройку каждого блока нижнего уровня рассеиваемой мощности в отдельности с последующей комплексной подстройкой всех блоков. Следует отметить, что при настройке следующего уровня структуры аттенюатора также используются разъемы со стандартными значениями волнового сопротивления, и так до самого входа аттенюатора.

На рис. 7-9 приведены экспериментальные частотные характеристики СВЧ аттенюатора на рассеиваемую мощность 2 кВт, реализованного по блочно-модульному методу построения. В состав модулей входят три аттенюатора мощностью 700 Ватт.

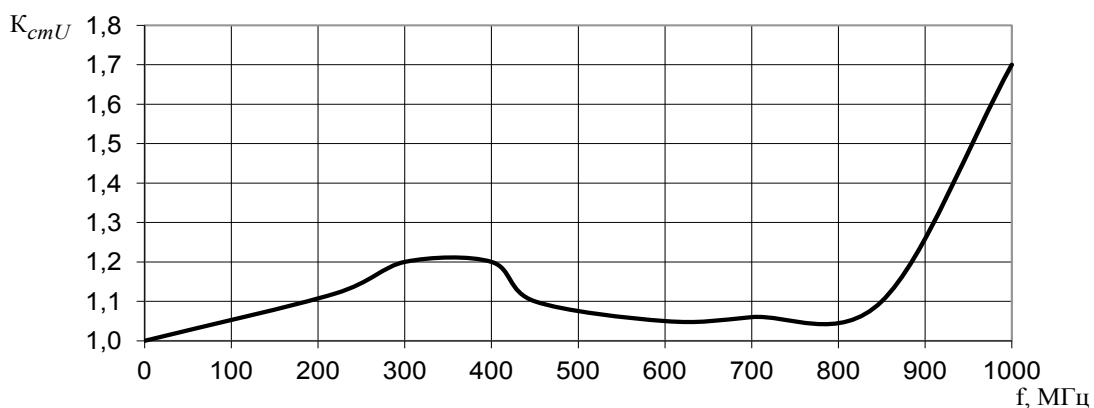


Рис. 7. Частотная зависимость входного  $K_{cmU}$  аттенюатора мощностью 2 кВт

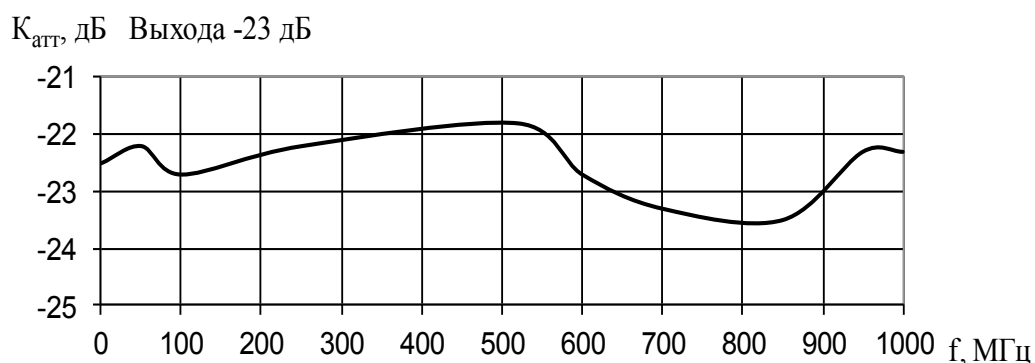


Рис. 8. Передаточная характеристика аттенюатора мощностью 2 кВт по первому выходу на уровень -23 дБ

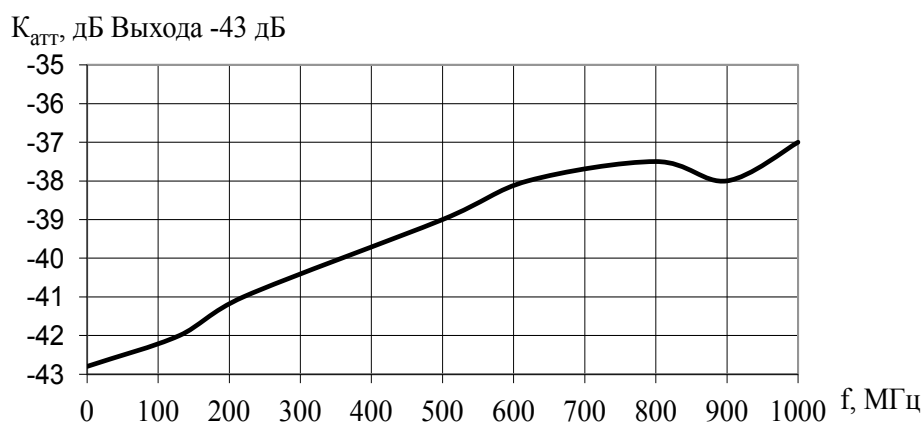


Рис. 9. Передаточная характеристика аттенюатора мощностью 2 кВт по второму выходу на уровень -43 дБ

Анализ приведённых выше графиков экспериментальных частотных характеристик аттенюаторов мощностью до 2000 Ватт показывает, что разработанные устройства позволяют обеспечивать полосу рабочих частот от 0 до 800 МГц при качестве согласования, удовлетворяющем требованиям российских стандартов [3]: ГОСТ 13924-80 «Передатчики радиовещательные стационарные», ГОСТ 20532-83 «Радиопередатчики телевизионные I-V диапазонов», ГОСТ 21139-87 «Генераторы и установки высокочастотные различного назначения».

Максимальная температура на поверхности плёночных резисторов, входящих в состав экспериментально исследованных мощных аттенюаторов и нагрузок, не превышала 120°C.

Отметим, что представленные многоэлементные СВЧ аттенюаторы и нагрузки большой мощности, выполненные на основе планарных плёночных резисторов, отличаются конструктивной простотой, удобством в настройке и имеет высокое качество согласования в полосе рабочих частот, существенно превышающей полосу частот известных отечественных и зарубежных аналогов.

### 3. Вывод

В заключении приведем сводную таблицу с основными техническими параметрами разработанных многоэлементных аттенюаторов на планарных плёночных СВЧ резисторах и

аналогичных по рассеиваемой мощности аттенуаторов коаксиального типа, выпускаемых фирмой Bird Electronic Corporation (США).

Таблица

Сравнительные характеристики аттенуаторов

Модель, мощность рассеивания	Тип охлаждения резисторов	Полоса рабочих частот и КСВН	Масса и габаритные размеры
МАФ-300 300 Вт	Теплоотвод Через керамику	0-1,0 ГГц КСВН<1,15	<b>2,5 кг</b> 250x160x180мм
300-А Bird El. Corp., 300 Вт	Конвективное	0-1,0 ГГц КСВН<1,1 1,0-2,4 ГГц КСВН<1,25	5,5 кг 186x138x277мм
МАФ-1000 (рис. 1) 1000 Вт	Теплоотвод Через керамику	0-0,9 ГГц КСВН<1,15	<b>8,5 кг</b> 440x138x400мм
8327-300 Bird El. Corp., 1000 Вт	Масляное, 11 литров	0-0,5 ГГц КСВН<1,1	26 кг 596x181x437 мм
Model 82 Weinschel, 1000 Вт	Конвективное	0-1,5 ГГц КСВН<1,15	13 кг 451x332x179 мм
МАФ-2000 (рис. 5) 2000 Вт	Теплоотвод че- рез керамику	0-0,9 ГГц КСВН<1,15	<b>15,0 кг</b> 440x265x364 мм
8329-300 Bird El. Corp., 2000 Вт	Масляное, 11 литров	0-0,5 ГГц КСВН<1,1	26 кг 596x181x437 мм

Анализ данных таблицы позволяет сделать вывод о том, что применение планарных пленочных резисторов позволяет получить технические характеристики СВЧ аттенуаторов, сопоставимые с характеристиками аттенуаторов коаксиального типа, стоимость которых на порядок превышает стоимость аттенуаторов пленочного типа. Разработанные пленочные аттенуаторы имеют следующие очевидные преимущества:

- существенно более низкая стоимость (в два и более раз по сравнению с импортными аналогами) при сопоставимых технических характеристиках;
- существенно меньшие массогабаритные показатели;

- существенно более низкая стоимость и сжатые сроки ремонта (сервисный центр в г. Новосибирске);

- отсутствие зависимости от иностранных технологий и материалов.

Основной особенностью использованного подхода при разработке СВЧ аттенуаторов (нагрузок) на базе планарных резисторов большой мощности с равномерной частотной характеристикой является применение дендритного (древовидного) параллельно-последовательного соединения нескольких резистивных фрагментов на значительно меньший уровень мощности, чем общая входная мощность. Соединение большого числа пленочных планарных резисторов позволило распределить рассеиваемую тепловую мощность в аттенуаторе на большую площадь. Это дало возможность отказаться от жидкостного и перейти на воздушное конвективное охлаждение.

Таким образом, аттенуаторы пленочного типа обладают широкой полосой рабочих частот при заданном уровне входной мощности и обеспечивают высокий уровень эксплуатационной надежности и ремонтпригодности [5]. Все это позволяет предложенным мощным широкополосным аттенуаторам успешно конкурировать с классическими коаксиальными аттенуаторами и балластными нагрузками на рынке стендового и лабораторного измерительного оборудования.

Вместе с тем, высокая технологичность и конструктивная гибкость многоэлементных аттенуаторов на планарных резисторах позволяет быстро выполнить разработку нестандартной конфигурации по техническому заданию заказчика.

### Список литературы

1. Widthfrequencyrangehigh – powerattenuatorandterminatorforbroadcastapplications = [Широкополосный аттенуатор – нагрузка большой мощности для систем радиовещания] / M. G. Rubanovitch [etal.] // Intern. Siberian Workshops on Electron Devices and Materials EDM 2004 4<sup>th</sup>Annual, Erlagol, Altai, Russia, 1-5 July 2004. – Novosibirsk: NSTU, 2004. – P. 180-183.

2. Широкополосные аттенуаторы для измерения параметров выходного сигнала радиопередающих устройств / Рубанович М.Г., Хрусталёв В.А., Востряков Ю.В., Разинкин В.П. // Датчики и Системы, 2012, № 6, С. 15-20.

3. Проектирование и исследование широкополосных СВЧ нагрузок и аттенуаторов на мощности рассеяния до 2000 Вт / Рубанович М.Г., Разинкин В.П., Востряков Ю.В., Хрусталев В.А. // Материалы VII международной конференции. Актуальные проблемы электронного приборостроения, Новосибирск, 2004, Т 4, С. 94-99.

4. Устройства сложения и распределения мощностей высокочастотных колебаний / Заенцев В.В., Катушкина М.В., Лондон С.Е., Модель З.И. Под ред. Моделя З.И. – Москва: Сов. радио, 1980. – 296 с.

5. Широкополосные аттенуаторы и нагрузки большой мощности для радиопередающей аппаратуры / Абденов А.Ж., Востряков Ю.В., Рубанович М.Г., Хрусталев В.А. // Казахстанский инновационный университет: материалы международной научно-практической конференции. – Семей, 2013, С. 267-273.

**В.И. Суслев\*, Л.Н. Иванова\*\*, В.А. Журавлев\*, Е.Ю. Коровин\*, К.В. Дорожкин\***

**\*Национальный исследовательский Томский государственный университет,  
г. Томск**

**\*\*ОАО «Центральное конструкторское бюро автоматики», г. Омск**

**СПЕКТРЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ОТКЛИКА И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ  
ПАРАМЕТРОВ МНОГОКОМПОНЕНТНОГО РАДИОПОГЛОЩАЮЩЕГО МАТЕРИАЛА  
В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ ОТ 20 ГЦ ДО 258 ГГц**

В работе представлены результаты измерения спектров магнитной, диэлектрической проницаемости и коэффициентов отражения, прохождения и поглощения полимерного композиционного материала с магнитным наноразмерным наполнителем. Показано, что в СВЧ и КВЧ диапазонах частот материал эффективно поглощает электромагнитные волны

Ключевые слова: радиопоглотитель, композит, терагерцы, электромагнитные параметры

**V.I. Suslyayev\*, L.N. Ivanova\*\*, V.A. Zhuravlev\*, E.Yu. Korovin\*, K.V. Dorozhkin\***

**\*Tomsk state university, Tomsk**

**\*\*Joint stock company «Central design bureau of automatics», Omsk**

**THE SPECTRUM OF ELECTROMAGNETIC RESPONSE AND ELECTROMAGNETIC  
PARAMETERS OF MULTICOMPONENT RADIOABSORBING MATERIAL  
IN THE FREQUENCY RANGE FROM 20 HZ TO 258 GHZ**

The results of measurements of the spectra of magnetic permeability, permittivity and reflection coefficient, transmission coefficient and the absorption coefficient of the polymer composite material with nanoscale magnetic filler presented. It is shown that in the microwave and UHF frequency bands material effectively absorbs electromagnetic waves

Keywords: radar absorbing, composite, terahertz, electromagnetic parameters

**Постановка задачи**

В настоящее время интенсивно расширяется частотный диапазон электромагнитного излучения (ЭМИ), используемый для построения аппаратных средств связи, радиолокации, радиовидения, радиотомографии и др. Для обеспечения эффективной работы радиоэлектронной аппаратуры приходится решать задачи электромагнитной совместимости (ЭМС), подавления боковых лепестков в антенных устройствах, защиты персонала от вредного воздействия ЭМИ, защиты информации от несанкционированного доступа [1-3].

Существуют особые области диапазона ЭМИ, где проявляются те или иные проблемы. Например, в относительно низкочастотном участке проблему вызывает нежелательное взаимодействие цепей питания с информационными цепями, которое порождает помехи и сбои аппаратуры. На более высоких частотах начинают проявляться эффекты излучения через порты связи между блоками, через отверстия в экранах, образуя обратные связи, не предусмотренные разработчиками. Освоение миллиметрового и субмиллиметрового участков ЭМИ, что необходимо для достижения быстродействия при значительном снижении весога-

баритных характеристик радиотехнической аппаратуры различного назначения, обостряет проблемы, связанные с ЭМС и защитой информации.

Частично такие задачи решаются аппаратными средствами: выбором электронных схем, расположением элементов и другими методами. Но ряд задач нельзя решить без использования материалов, эффективно взаимодействующих с ЭМИ, которые могут быть использованы для экранирования, поглощая или отражая электромагнитные волны [4].

В настоящее время рынком предлагается широкий класс материалов, которые могут быть использованы для решения перечисленных выше задач. Однако к настоящему времени не найдены такие вещества, на основе которых можно разработать однородные или композиционные структуры, которые обладали бы универсальными качествами: широкополосностью, желаемой степени эффективности взаимодействия, имели малый вес и толщины устройств из них, просты в изготовлении и имели бы невысокую стоимость.

Выбор материалов в значительной степени зависит от вида защищаемого материала. Если требуется снизить отражение от металлической поверхности, то наиболее целесообразно использовать магнитные материалы [5], в остальных случаях могут применяться проводящие покрытия, диэлектрики или магнитодиэлектрики [6].

В данной работе исследованы спектры комплексных значений магнитной и диэлектрической проницаемостей, а также спектров электромагнитного отклика композиционного, состоящего из полимерного связующего с магнитным наполнителем в полосе частот от 20 Гц до 258 ГГц.

### Теория

Эффект взаимодействия электромагнитного отклика от слоя радиоматериала оценивается по электромагнитному отклику: коэффициентам отражения  $R$ , прохождения  $T$  и поглощения  $A = I - R - T$  (в относительных единицах).

Для плоского образца, расположенного в свободном пространстве при нормальном падении электромагнитной волны, коэффициенты  $R$  и  $T$  вычисляются по формулам:

$$R = \frac{\rho(1 - e^{-2\gamma d})}{1 - \rho^2 e^{-2\gamma d}}, \quad (1)$$

$$T = \frac{(1 - \rho^2)e^{-\gamma d}}{1 - \rho^2 e^{-2\gamma d}} \quad (2)$$

где  $\rho = (Z - 1)/(Z + 1)$  – коэффициент отражения от передней грани образца;  $Z = (\mu/\epsilon)^{0.5}$  – волновое сопротивление;  $\gamma = k_0(\mu\epsilon)^{0.5}$  – постоянная распространения электромагнитной волны в слое магнитодиэлектрика;  $k_0 = \omega/c$  – волновое число свободного пространства,  $c$  – скорость света;  $\omega = 2\pi f$ ,  $f$  – частота электромагнитного излучения;  $d$  – толщина слоя.

Для слоя магнитодиэлектрика, расположенного на идеально проводящей поверхности:

$$R = \frac{\rho - e^{-2\gamma d}}{1 - \rho e^{-2\gamma d}}. \quad (3)$$

Приведенные соотношения позволяют моделировать электромагнитный отклик от плоского образца при известных спектрах магнитной и диэлектрической проницаемостей для различных толщин образца и его положения в пространстве.

Для измерения спектров магнитной ( $\mu = \mu' - i\mu''$ ) и диэлектрической ( $\varepsilon = \varepsilon' - i\varepsilon''$ ) проницаемостей в полосе частот от 20 Гц до 258 ГГц использовалась аппаратура и методики, разработанные в ЦКП «Центр радиофизических измерений, диагностики и исследования параметров природных и искусственных материалов» ТГУ [7].

### Методы исследования

#### Импедансная спектроскопия.

Для измерения величин комплексной диэлектрической проницаемости (ДП)  $\varepsilon = \varepsilon' - i\varepsilon''$ , комплексной магнитной проницаемости  $\mu = \mu' - i\mu''$  и их зависимостей от управляющих полей на низких частотах вплоть до дециметрового диапазона длин волн широко применяются конденсаторный и индуктивный методы, основанные на помещении исследуемого образца диэлектрика между обкладками плоского конденсатора и измерении изменения его емкости или внутрь катушки и измерении изменения ее индуктивности [8]. Измерения этих величин в диапазоне частот 20 Гц – 2 МГц проведены с помощью измерителя измерителем LCR E4980A фирмы Agilent Technologies.

Электрическая емкость  $C$  измерительного конденсатора может быть записана:

$$C = \varepsilon C_0, \quad (4)$$

здесь  $C_0$  – так называемая геометрическая емкость или емкость без образца. В простейшем случае плоского конденсатора без учета краевых эффектов и зазоров между образцом и обкладками:

$$C_0[\text{пФ}] = S[\text{см}^2] / (11.29 \times t[\text{см}]), \quad (5)$$

где  $S$  – площадь обкладок;  $t$  – расстояние между ними. Расчет действительной ( $\varepsilon'$ ) и мнимой  $\varepsilon''$  частей ДП проводится на основе эквивалентной схемы замещения, которая для однородного диэлектрика с потерями представляет собой параллельно соединенные конденсатор  $C$  и сопротивление  $R$ .

Связь измеряемых приборами эквивалентных параметров  $R$ ,  $C$  с величинами  $\varepsilon'$  и  $\varepsilon''$  можно установить из сравнения комплексных импедансов конденсатора с образцом, равного:

$$Z = 1 / (i\omega C) = 1 / [i\omega C_0(\varepsilon' - i\varepsilon'')] = \frac{\varepsilon''}{\omega C_0[(\varepsilon')^2 + (\varepsilon'')^2]} - i \frac{\varepsilon'}{\omega C_0[(\varepsilon')^2 + (\varepsilon'')^2]} \quad (6)$$

и эквивалентной схемы:

$$Z_{\text{экв}} = \frac{R}{1 + (\omega RC)^2} - i \frac{\omega R^2 C}{1 + (\omega RC)^2}. \quad (7)$$

Сопоставляя действительные и мнимые части формул (3) и (4), получим уравнения:

$$\begin{aligned} \frac{R}{1 + (\omega RC)^2} &= \frac{\varepsilon''}{\omega C_0[(\varepsilon')^2 + (\varepsilon'')^2]}, \\ \frac{\omega R^2 C}{1 + (\omega RC)^2} &= \frac{\varepsilon'}{\omega C_0[(\varepsilon')^2 + (\varepsilon'')^2]}. \end{aligned} \quad (8)$$

Поделив первое уравнение системы (8) на второе, получим формулу, связывающую тангенс угла диэлектрических потерь материала с параметрами эквивалентной схемы:

$$\operatorname{tg} \delta_{\varepsilon} = \varepsilon'' / \varepsilon' = 1 / \omega RC. \quad (9)$$

Подставляя полученное из (9) выражение для  $\varepsilon''$  во второе уравнение системы (5), получим очевидную формулу для определения  $\varepsilon'$  из эксперимента:

$$\varepsilon' = C / C_0. \quad (10)$$

Величина  $C_0$  может быть определена либо из независимого эксперимента, либо рассчитана для плоского конденсатора, либо по формуле (5).

Для измерения комплексной магнитной проницаемости (МП)  $\mu = \mu' - i\mu''$  применяется индуктивный метод, основанный на том, что при помещении в катушку с индуктивностью  $L_0$  магнитного материала ее индуктивность увеличивается в  $\mu$  раз, т.е.

$$L = \mu L_0. \quad (11)$$

Учет потерь производится измерением значения величины сопротивления  $R_{изм} = R_{обм} + R_{маг}$ , где  $R_{обм}$  – омическое сопротивление обмотки катушки на постоянном токе,  $R_{маг}$  – дополнительное сопротивление, обусловленное магнитными потерями в сердечнике. Комплексные импедансы, вычисленные по формуле (11), запишутся:

$$\begin{aligned} Z &= i\omega\mu L_0 = \omega\mu'' L_0 + i\omega\mu' L_0, \\ Z_{экв} &= R_{изм} + i\omega L. \end{aligned} \quad (12)$$

Из сопоставления действительных и мнимых частей получены расчетные формулы для определения комплексной магнитной проницаемости из эксперимента:

$$\mu' = L / L_0, \quad \mu'' = (R_{изм} - R_{обм}) / (\omega L_0) = \mu' (R_{изм} - R_{обм}) / (\omega L). \quad (13)$$

Наиболее точные измерения МП проводятся на образцах тороидальной формы с равномерно распределенной по сердечнику обмоткой. Формулы (13) в этом случае могут быть записаны:

$$\begin{aligned} \mu' &= \frac{10^9 * L [\text{Гн}]}{2 * \ln(D / d) * h [\text{см}] * N^2}, \\ \mu'' &= \mu' * \operatorname{tg} \delta_{\mu} = \mu' \frac{(R_{изм} - R_{обм}) [\text{Ом}]}{2 * \pi * f [\text{Гц}] * L [\text{Гн}]} \end{aligned} \quad (14)$$

Здесь  $D$  – внешний;  $d$  – внутренний диаметры тороидального сердечника;  $h$  – его высота;  $N$  – число витков.



### Волноводный коаксиальный метод

В СВЧ диапазоне от 10 МГц до 18 ГГц для измерения электромагнитных параметров использовалась установка, состоящая из коаксиальной ячейки, переходных устройств и векторного анализатора цепей N5250C фирмы Agilent Technologies [9]. Образец исследуемого материала изготовлен в виде коаксиальной шайбы внешним диаметром – 7 мм и внутренним отверстием диаметром – 3,04 мм. Измерения спектров магнитной проницаемости производились при размещении тонкого образца на короткозамыкателе, а спектры диэлектрической проницаемости подбирались методом фитинга рассчитанных и измеренных коэффициентов отражения и прохождения по измеренным спектрам  $\mu(\omega)$  и согласованием с результатами, полученными импедансной спектроскопией и квазиоптикой на граничных частотах. Коаксиальные шайбы изготавливались из образцов, которые использовались в конденсаторном и квазиоптическом методах.

Для расчета комплексных значений диэлектрической и магнитной проницаемостей по измеренным значениям коэффициентов отражения и прохождения использована программа «85071E Materials Measurement Software», в основу которого положен алгоритм Николсона-Росса-Веира [10], являющийся общим подходом для вычисления электромагнитных свойств материала через  $S$ -параметры.

Требуется, по крайней мере, два измеренных параметра, например,  $S_{11}$   $S_{21}$ .

$$S_{11} = \frac{(1-T^2)\rho}{1-\rho^2 T^2}, \quad S_{21} = \frac{(1-\rho^2)T}{1-\rho^2 T^2}, \quad (15)$$

где  $\rho$  – коэффициент отражения от передней грани, а  $T$  – коэффициент прохождения

$$T = \exp(-i \frac{\omega}{c} \sqrt{\mu\epsilon d}) \quad (16)$$

Оба коэффициента можно найти из  $S$ -параметров, введя обозначения:

$$v_1 = S_{11} + S_{21} \quad v_2 = S_{21} - S_{11},$$

если

$$X = \frac{1 - v_1 v_2}{v_1 - v_2},$$

то

$$\rho = X \pm \sqrt{X^2 - 1} \quad (17) \quad \text{и} \quad T = \frac{v_1 - \rho}{1 - v_1 \rho} \quad (18)$$

Знак в (17) должен быть выбран так, чтобы  $|\rho| \leq 1$ .

Из соотношений (1) и (16) следует:

$$\frac{\mu}{\epsilon} = \left( \frac{1+\rho}{1-\rho} \right)^2 = C_1 \quad \mu\epsilon = - \left( \frac{c}{\omega d} \ln \left( \frac{1}{T} \right) \right)^2 = C_2$$

Окончательно.

$$\mu = \sqrt{C_1 C_2}$$

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$$

### *Квазиоптический метод терагерцового диапазона*

Терагерцовый диапазон частот электромагнитного излучения привлекателен для построения средств измерений, диагностики и неразрушающего контроля качества изготавливаемых материалов широкого класса. Аппаратные средства терагерцового диапазона обладают высокой чувствительностью, малой инерционностью; возможностью проведения дистанционных исследований в местах, недоступных другими методами измерений; удобной формой представления сигнала [11,12].

В диапазоне 30-300 ГГц используются квазиоптические методы, позволяющие связать измеряемые в опыте величины с электромагнитными параметрами исследуемого материала. Наиболее распространенным является рупорный метод. Достоинством рупорных преобразователей являются широкополосность, КПД, близкий к 100%, очень слабые боковые лепестки, практическое отсутствие заднего лепестка в диаграмме направленности и большой коэффициент усиления.

Радиоспектроскоп терагерцового диапазона – универсальный многоцелевой инструмент для фундаментальных исследований, применимый для изучения характеристик материалов и устройств. Он позволяет прямым бесконтактным методом быстро и точно получить спектры абсолютных значений модулей и фаз составляющих электродинамического отклика: комплексных коэффициентов отражения –  $R^*(f) = R(f)e^{i\varphi(f)}$ , прохождения –  $Tr^*(f) = Tr(f)e^{i\varphi(f)}$  от образца в режиме реального времени.

В настоящий момент используемый нами спектрометр терагерцового диапазона (СТД-21) отечественного производства не имеет аналогов по точности и скорости работы. Некоторым недостатком является необходимость смены ламп обратной волны при переходе от одного поддиапазона к другому. Рабочий диапазон СТД-21 – 0,3 – 1,5 ТГц. На низкочастотном участке рабочего диапазона выходная мощность используемого генератора составляет около 100 мВт, на самых высоких частотах выходная мощность не превосходит 4 мВт. Измерения параметров электромагнитного отклика измерялись на образцах, на которых измерялись спектры диэлектрической проницаемости конденсаторным методом.

### **Результаты экспериментов**

В качестве предмета исследования использовались плоские образцы композиционного материала, состоящего из полимерного связующего, в котором распределен нанокристаллический порошок, представляющий собой частицы сплава Fe-Cu-Nb-Si-B с нанокристаллической структурой и размером от 1 до 50 мкм с содержанием в частицах сплава нанокристаллов соединений  $\alpha$ -(Fe,Si) в определенных соотношениях и объемной плотностью  $(2,8 \div 2,9) \cdot 10^{-5}$  г/мм<sup>3</sup>.

На рис. 1 приведены частотные зависимости действительной и мнимой составляющих диэлектрической проницаемости исследуемого композита. Характер изменения  $\varepsilon'$  с частотой говорит о наличии в композите проводящих частиц, влияние которых на частотах выше 100 ГГц снижается и основными механизмами взаимодействия с электромагнитным излучением становятся ионная и электронная поляризации.

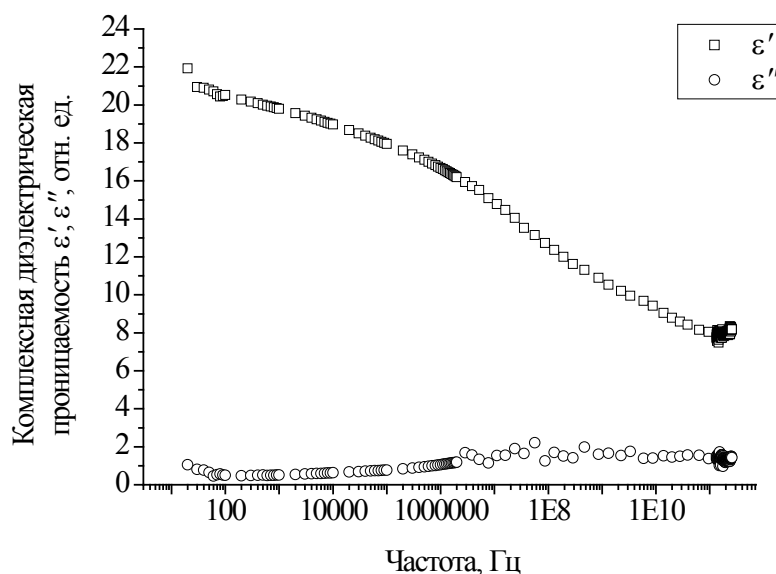


Рис. 1. Спектры комплексной диэлектрической проницаемости в полосе частот 20 Гц – 258 ГГц

Спектры магнитной проницаемости (рис. 2) отражают релаксационный тип колебания магнитной системы под вынуждающим воздействием электромагнитного излучения с максимальным значением мнимой составляющей на частоте 1,4 ГГц. Область возрастания мнимой составляющей диэлектрической проницаемости с одновременным уменьшением действительной определяется естественным ферромагнитным резонансом (ЕФМР). Релаксационный тип относится к низкодобротным, поэтому имеет большую ширину резонансной линии.

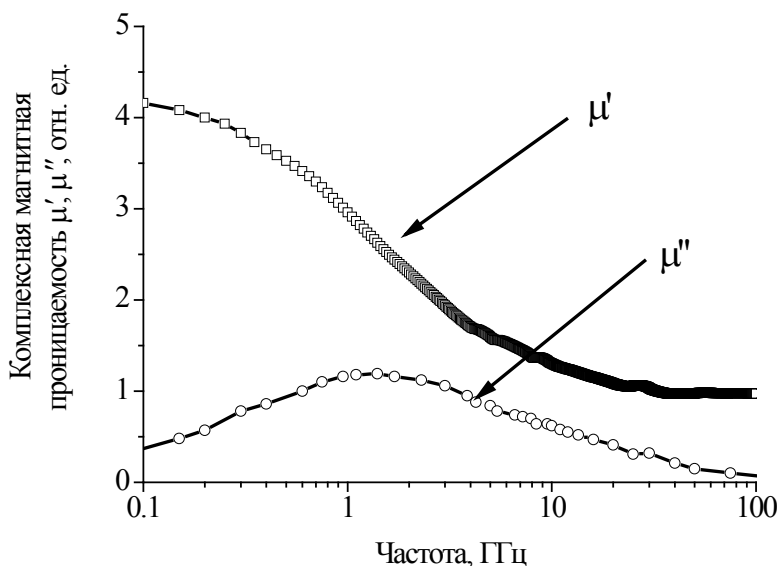


Рис. 2 Спектры комплексной магнитной проницаемости

Величины комплексных значений магнитной и диэлектрической проницаемостей определяют электромагнитный отклик от покрытия из исследуемого материала. Нами рассмотрено два случая. Измеренные спектры от образцов на металле с различной толщиной приведе-

ны на рис.3. Видно, что при толщине 2,5 мм наблюдается снижение коэффициента отражения более, чем в 10 раз в полосе частот 8-20 ГГц. Уменьшение толщины сдвинуло область эффективного взаимодействия в более высокочастотную часть спектра.

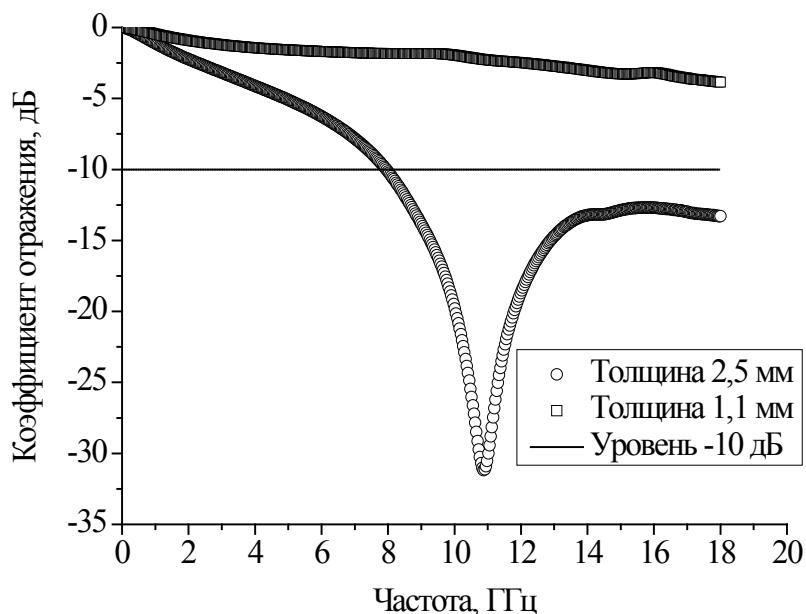


Рис. 3. Спектры коэффициента отражения от плоских образцов на металлической поверхности

Исследуемый материал можно использовать как экран, снижающий уровень электромагнитного излучения и в свободном пространстве, когда за ним вплотную не располагается проводящая поверхность. Однако в таком случае его эффективность значительно ниже (рис.4).

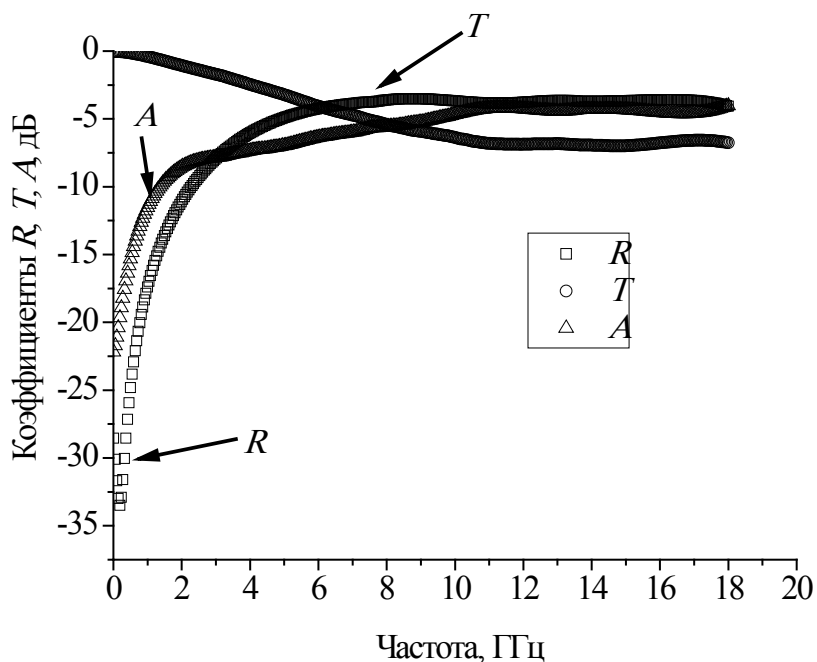


Рис. 4. Спектры коэффициентов отражения, прохождения и поглощения в диапазоне частот 10 МГц -18 ГГц

В настоящее время интенсивно осваивается КВЧ диапазон, где с необходимостью требуются материалы, эффективно взаимодействующие с электромагнитным излучением.

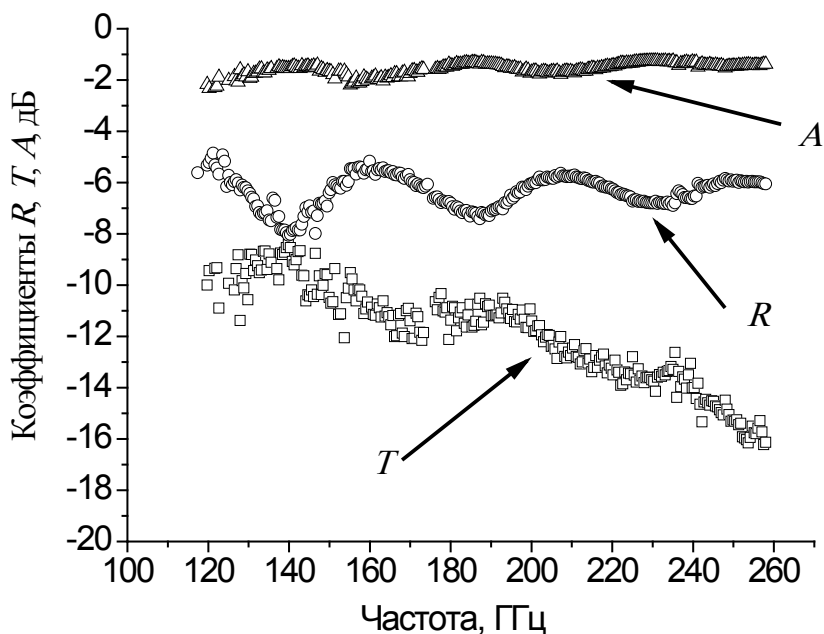


Рис. 5. Высокочастотные спектры коэффициентов отражения, прохождения и поглощения

На рис. 5 приведены спектры составляющих электромагнитного отклика от плоского образца толщиной 1,1 мм в диапазоне частот 115-258 ГГц.

### Обсуждение результатов

Проведенные исследования показали, что введением в полимерную матрицу многокомпонентного магнитного порошка можно получить материал для изготовления широкополосного радиопоглощающего покрытия. Эффект расширения рабочего диапазона частот достигается за счет удачного сочетания электрофизических характеристик и явления естественного ферромагнитного резонанса. Улучшить характеристики электромагнитного отклика возможно выбором сочетания других компонент: ферритов [13], углеродных наноструктур [2], микропровода, проводящего полианилина [16], либо усложнив конструкцию сочетанием слоев с различными электродинамическими параметрами [1].

### Выводы

Композиционный материала, изготовленный из полимерной матрицы с нанокристаллическим порошком, представляющим собой частицы сплава Fe-Cu-Nb-Si-B с нанокристаллической структурой и размером от 1 до 50 мкм с содержанием в частицах сплава нанокристаллов соединений  $\alpha$ -(Fe,Si), может быть использован в качестве защитного экрана, снижающего уровень электромагнитного излучения в широкой полосе частот. Наиболее эффективно композиционный материал взаимодействует с электромагнитным излучением в микроволновой области частот.

## Список литературы

1. Журавлев В.А., Сусяев В.И., Коровин Е.Ю., Землянухин Ю.П. Электромагнитные характеристики двухслойного композиционного материала на основе карбонильного железа. // Материалы IV общероссийской научно-технической конференции, «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем (СВЧ 2012)», Омск, 10-13 октября 2012 г. Омск, С. 67-72.
2. Сусяев В.И., Журавлев В.А., Кузнецов В.Л., Землянухин Ю.П., Мазов И.Н., Коровин Е.Ю., Мосеенков С.И. Электромагнитный отклик от плоского слоя композиционного материала на основе наноразмерных углеродных наноструктур в полосе частот от 10 МГц до 1 ТГц // Материалы IV Ощероссийской научно-технической конференции, «Обмен опытом в области создания сверхширокополосных радиоэлектронных систем (СВЧ 2012)», Омск, 10-13 октября 2012 г. Омск, С. 193-204.
3. Зайцев А.П., Шелупанов А.А., Мещеряков Р.В. Технические средства и методы защиты информации. – М.: Горячая линия – Телеком, 2012, 425 с.
4. Михайлин Ю.А. Специальные полимерные композиционные материалы. Издательство – Научные технологии, 2009, 660 с.
5. Cheng Y.L., Dai J.M., Wu D.J., Sun Y.P.. Electromagnetic and microwave absorption properties of carbonyl iron/La<sub>0.6</sub>Sr<sub>0.4</sub>MnO<sub>3</sub> composites //J. Magn. Magn. Mater., 2010, v. 322, P. 97-101.
6. Журавлев В.А., Сусяев В.И., О.А. Доценко, А.Н. Бабинович Радиопоглощающий композиционный материал на основе карбонильного железа для миллиметрового диапазона длин волн. // Известия высш. учебн. завед. Физика, 2010, №8, С. 96-97.
7. Электронный ресурс: <http://www.ckp.tsu.ru/about/directions/radiophysics>.
8. Брандт А.А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах, Физматгиз, 1963.- 404 с.
9. Сусяев В.И., Дунаевский Г.Е., Емельянов Е.В., Кулешов Г.Е. Комплекс методов и средств радиоволновой диагностики фундаментальных характеристик гетерогенных материалов и сред гигагерцового и терагерцового диапазонов // Известия вузов. Физика, 2011, Т. 54, № 9/2, С. 138-146.
10. Agilent 85071E Materials Measurement Software. Technical Overview. Электронный ресурс (URL: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5988-9472EN.pdf>. Дата доступа 12.03.2016).
11. Сусяев В.И., Журавлев В.А., Коровин Е.Ю., Землянухин Ю.П. Рупорный метод измерения электромагнитного отклика от плоских образцов в диапазоне частот 26–37,5 ГГц с улучшенными метрологическими характеристиками // Доклады ТУСУРа, 2011, №2 (24), часть 1, С. 227-231.
12. Сусяев В.И., Кузнецов В.Л., Журавлев В.А., Мазов И.Н., Коровин Е.Ю., Мосеенков С.И., Дорожкин К.В.. Исследование электромагнитного отклика полимерных композитных материалов, содержащих углеродные наноструктуры в диапазоне частот 10 МГц - 1,1 ТГц // Известия высших учебных заведений. Физика. 2012, т. 55, №8, С. 103-108
13. Кулешов Г.Е., Доценко О.А., Кочеткова О.А., Сусяев В.И. Электромагнитные характеристики композитов на основе углеродных наноструктур и гексаферритов в гигагерцовом диапазоне // Известия высших учебных заведений. Физика. 2013, т. 56, №8-2, С. 315-317.

14. Доценко О.А., Суслиев В.И., Ульянова О.А. Микроволновые характеристики текстурованных композиционных материалов, содержащих порошки ферритов с гексагональной структурой // Доклады ТУСУРа, 2015, №2 (36), часть 2, 61-65.
15. Суржиков А.П., Лысенко Е.Н., Малышев А.В., Власов В.А., Суслиев В.И., Журавлев В.А., Коровин Е.Ю., Доценко О.А. Исследование радиопоглощающих свойств композита на основе литий-цинкового феррита // Известия вузов. Физика, 2014, т. 57, №5, С. 51-55.
16. Суслиев В.И., Федин В.П., Романенко А.И., Дыбцев Д.Н., Землянухин Ю.П., Алиев С.Б., Сапченко С.А., Дорожкин К.В. Микроволновые характеристики мезопористых полимеров Cr-MIL-101, Fe-MIL-101 и композитов на основе полианилина // Известия высших учебных заведений. Физика, 2012, т. 55, №9/2, С. 351-356.

УДК 621.372.54: 534.284

**Т.Н. Танская<sup>1</sup>, В.Н. Зима<sup>1</sup>, А.Г. Козлов<sup>1,2</sup>**

**<sup>1</sup>Омский научно-исследовательский институт приборостроения, г. Омск**

**<sup>2</sup>Омский государственный технический университет, г. Омск**

**СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ  
И ХАРАКТЕРИСТИК ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ СВЧ РЕЗОНАТОРОВ НА ОАВ**

В работе рассмотрены конструкции и технологии изготовления тонкопленочных СВЧ резонаторов на основе объемных акустических волн. Проведен сравнительный анализ изготовленных отечественных и зарубежных СВЧ резонаторов и их характеристик. Изготовлены и исследованы резонаторы с Брэгговским отражателем на основе пьезоэлектрической пленки оксида цинка и пяти пар слоев молибдена и алюминия на частоту около 3 ГГц с добротностью 300-350 единиц.

Ключевые слова: объемные акустические волны, СВЧ резонатор, тонкие пленки, Брэгговский отражатель

**T.N. Tanskaya<sup>1</sup>, V.N. Zima<sup>1</sup>, A.G. Kozlov<sup>1,2</sup>**

**<sup>1</sup>Omskiy Nauchno Issledovatel'skiy Institut Priborostroeniya, Omsk**

**<sup>2</sup>Omsk State Technical University, Omsk**

**ANALYSIS OF THE PRODUCTION TECHNOLOGY  
AND THE CHARACTERISTICS OF THIN-FILM BAW RESONATORS**

The design and the production technology of thin-film microwave resonators based on bulk acoustic waves are considered. The comparative analysis domestic and foreign microwave resonators and their performance are performed. The resonators with the Bragg reflector based on piezoelectric zinc oxide film and five pairs of molybdenum and aluminum layers working at a frequency of about 3 GHz and quality factor equal 300-350 units are investigated.

Keywords: bulk acoustic wave, microwave resonator, thin films, Bragg reflector

В настоящее время интенсивно разрабатываются и исследуются тонкопленочные сверхвысокочастотные (СВЧ) резонаторы на объемных акустических волнах (ОАВ). Рабочие

частоты этих устройств лежат в диапазоне 2,5-20 ГГц. Тонкопленочные СВЧ резонаторы имеют ряд преимуществ перед широко распространенными резонаторами на поверхностных акустических волнах [1], а технология их изготовления совместима с технологией изготовления интегральных схем и устройств функциональной электроники. Это открывает широкие возможности использования данных резонаторов при генерации и селекции радиосигналов в приеме-передающей аппаратуре для СВЧ диапазона частот.

Основным элементом СВЧ резонаторов является тонкопленочный электроакустический преобразователь со структурой металл-пьезоэлектрик-металл, расположенной на диэлектрической или полупроводниковой подложке. Расположение этой структуры в конструкции резонатора влияет на основные его характеристики и привело к появлению различных конструктивных разновидностей тонкопленочных СВЧ резонаторов на ОАВ. Разные типы (конструкции) резонаторов применяются для решения частных задач при создании частотно-избирательных элементов. Однако, сравнительный анализ конструктивных, технологических и электрических характеристик СВЧ резонаторов не проводился, и, соответственно, нет рекомендаций по использованию тех или иных типов резонаторов для создания устройств селекции частоты.

Поэтому, целью данной работы является проведение сравнительного анализа конструкций, технологии изготовления и электрических характеристик тонкопленочных СВЧ резонаторов на ОАВ.

Существует несколько конструкций тонкопленочных СВЧ резонаторов на ОАВ, но наибольшее распространение получили четыре конструкции: многочастотный составной резонатор, резонатор мембранного типа, резонатор с воздушным зазором и резонатор с акустическим (Брэгговским) отражателем.

Конструкция **многочастотного составного резонатора** на ОАВ представлена на рис. 1. Данная конструкция резонатора включает в себя тонкопленочный электроакустический преобразователь, расположенный на относительно толстой подложке. Электроакустический преобразователь состоит из двух тонкопленочных металлических электродов и пьезоэлектрической пленки. Подложка, толщиной несколько сотен микрон, выполнена из материала с высокой акустической прозрачностью (например, сапфир, рубин, танталат и ниобат лития, и др.) и малыми акустическими потерями [1-5]. Такая подложка должна иметь оптически полированные плоскопараллельные (противоположные) стороны с допустимой непараллельностью в несколько угловых секунд. Толщина подложки в сотни раз больше толщины тонкопленочного электроакустического преобразователя, и поэтому, на подложке укладываются сотни полуволн. Вследствие этого в структуре возникает до нескольких сотен гармоник основной частоты, а за счет малых акустических потерь в подложке обеспечиваются достаточно высокие значения добротности резонатора ( $Q = (2-7) \cdot 10^3$ ) на частотах до 10 ГГц [1]. Способность такой структуры возбуждать несколько сотен гармоник основной частоты определяет название многочастотного резонатора. Однако многочастотность данной структуры является недостатком этого резонатора. Ко второму недостатку относится обеспечение плоскопараллельности сторон подложки с точностью в несколько угловых секунд. В зарубежной литературе такие резонаторы называют HBAR (High Overtone Bulk Acoustic Wave Resonator) [2-5]. Также многочастотные составные резонаторы являются практическим примером высокодобротных резонаторов Фабри-Перо [6].





Рис. 1. Многочастотный резонатор:

1 – подложка с малыми акустическими потерями,  
2 – пьезоэлектрическая пленка, 3 – верхний и нижний электроды

На основе работы многочастотного составного резонатора была разработана методика определения поглощения и скорости звука в тонких слоях и пленках различного состава [1, 7, 8].

Многочастотные составные резонаторы нашли свое практическое применение в синтезаторах частоты СВЧ с электронным переключением частоты генерации и малошумящих СВЧ генераторах, работающих в диапазоне частот от 2,5 ГГц до 20 ГГц.

Принцип работы **резонатора мембранного типа** схож с принципом работы кварцевого резонатора, который с двух сторон нагружен на воздух [9]. Такие резонаторы работают на основной моде [10]. Резонаторы мембранного типа в зарубежной литературе называются, как TFR (Thin Film Resonator), SBAR (Semiconductor Bulk Acoustic Resonator) или FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator) [11]. Конструктивно резонатор мембранного типа состоит из тонкопленочного электроакустического преобразователя, расположенного на полупроводниковой подложке (рис. 2а). Наиболее часто используют подложки из кремния и арсенид-галлия [11, 12]. Для формирования структуры резонатора мембранного типа, сначала на одной стороне подложки формируется сама структура, а затем с другой стороны в полупроводниковой подложке насквозь вытравливается отверстие (окно) жидкостным химическим травлением или реактивным ионным травлением. В результате травления подложки до нижнего электрода остается электроакустический преобразователь, нагруженный на воздух с двух сторон [13]. Стоп-слоем для травления подложки выступает слой  $p^+$  кремния. Необходимо отметить, что слой  $p^+$  кремния является относительно хорошим проводником, и поэтому при изготовлении резонаторов и фильтров такого типа нужна дополнительная изоляция электроакустического преобразователя от подложки и слоя  $p^+$  кремния. Для этой цели можно использовать пленки диоксида кремния, которые выполняют роль термостабилизирующего слоя [12].

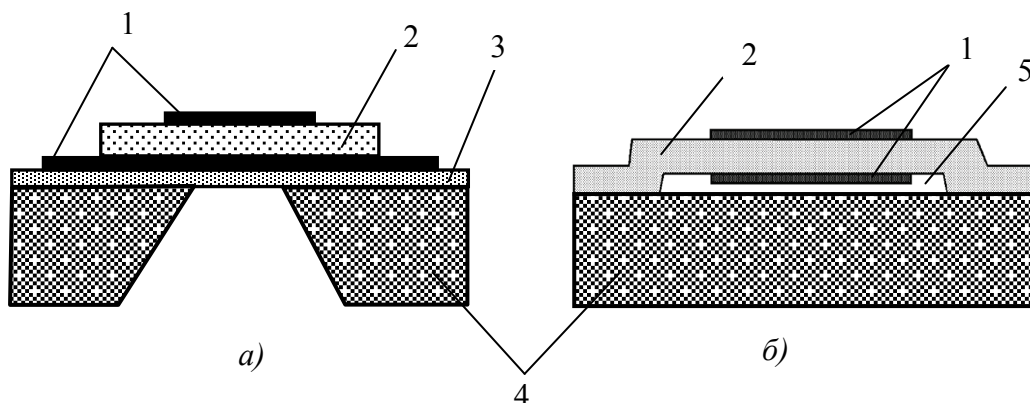


Рис. 2. Схемы резонаторов мембранного типа:

а) с полостью в подложке; б) с воздушным зазором; 1 – тонкопленочные электроды;  
2 – пьезоэлектрическая пленка; 3 – диэлектрическая или полупроводниковая ( $p^+$ ) пленка;  
4 – подложка; 5 – воздушный зазор

Описанная технология изготовления резонаторов мембранного типа обычно используется в полупроводниковой технологии и совместима с технологией изготовления полупроводниковых элементов, которые непосредственно формируются на этой же подложке совместно с резонаторами.

Конструкция **резонатора с воздушным зазором** представлена на рис. 2б [1, 12]. Структура резонатора с воздушным зазором может быть получена следующим образом. Сначала на подложку наносится жертвенный (временный) слой и поверх его формируется электроакустический преобразователь, состоящий из нижнего металлического электрода, пьезоэлектрического слоя и верхнего металлического электрода. Затем в структуре преобразователя вытравливаются небольшие отверстия (насквозь) до жертвенного слоя. Далее через эти отверстия вытравливают жертвенный слой методом селективного травления, продукты травления которого выходят через данные отверстия. В результате образуется воздушный зазор (воздушная полость), и резонатор оказывается нагруженным на воздух с двух сторон. Основное достоинство этой конструкции – возможность работать на основной моде (за счет воздушного зазора). Необходимо отметить, что жертвенный слой должен быть технологически совместим с материалами, которые наносятся при дальнейшем формировании электроакустического преобразователя. Это особенно важно, если пьезоэлектрической пленкой такого резонатора является пленка из нитрида алюминия. Такая пленка формируется с определенной кристаллографической ориентацией и зависит от кристаллографической структуры нижнего электрода [12].

Хорошая чувствительность тонкопленочной мембраны (за счет ее малой толщины) к изменениям окружающей среды, позволила использовать резонаторы мембранного типа и резонаторы с воздушным зазором в датчиках различных физических величин. Однако опыты показали, что такие резонаторы сложно получать с хорошей добротностью [1]. Это объясняется тем, что мембрана является механически непрочной, а ее изготовление показывает плохую воспроизводимость свойств мембраны. Наличие воздушного зазора снижает надежность резонатора. Случайное попадание микрочастиц в воздушный зазор приводит к выходу резонатора из строя.

Недостатки всех рассмотренных конструкций резонаторов устраняются в конструкции резонатора с акустическим отражателем. Такой **резонатор** представляет собой многослойную структуру, сформированную на диэлектрической или полупроводниковой подложке, рис.3. В данной структуре электроакустический преобразователь акустически изолирован от подложки с помощью акустического (Брэгговского) отражателя. Эта структура является аналогом оптического Брэгговского отражателя [14, 15]. Конструктивно Брэгговский отражатель расположен между электроакустическим преобразователем и подложкой. Он представляет собой систему из  $N$  чередующихся четвертьволновых тонкопленочных слоев с различным значением акустических импедансов. Число слоев  $N$  определяется разницей акустических импедансов материалов, входящих в состав Брэгговского отражателя.

Данный резонатор работает на основной гармонике, частота которой определяется толщиной пьезоэлектрического слоя и толщинами верхнего и нижнего электродов. Указанная структура обладает высокой механической и электрической прочностью [1]. В зарубежной литературе их называют Solidly Mounted Resonator (SMR) [16-18]. Структуру резонатора формируют последовательным напылением слоев Брэгговского отражателя и электроакустического преобразователя. В зависимости от требуемой конфигурации резонатора, в процессе формирования его структуры может требоваться от одной до трех - четырех операций фотолитографии.

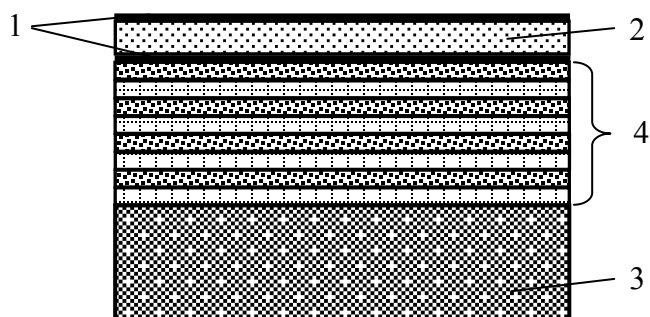


Рис. 3. Конструкция тонкопленочного СВЧ резонатора с Брэгговским отражателем:

- 1 – тонкопленочные электроды; 2 – пьезоэлектрическая пленка; 3 – подложка;  
4 – Брэгговский отражатель ( $N$  слоев)

На основе резонаторов с Брэгговским отражателем разработаны полосовые фильтры на частоты до 10 ГГц [1, 19], генераторы управляемые напряжением [20, 21], различные датчики физических величин и биосенсоры [22-25]. Эти устройства технологически совместимы с полупроводниковыми интегральными схемами и устройствами функциональной электроники.

В таблице 1 представлены достоинства и недостатки основных типов тонкопленочных СВЧ резонаторов на ОАВ.

Таблица 1

Особенности тонкопленочных СВЧ резонаторов на ОАВ

№ п/п	Конструкция	Достоинства	Недостатки
1.	Много-частотный составной резонатор	-высокая добротность ( $Q = (2-7) \times 10^3$ ) на частотах до 10 ГГц; -возбуждение до нескольких сотен гармоник основной частоты.	-оптическая полировка обеих поверхностей подложки; -непараллельность поверхностей подложки (несколько угловых секунд); -ограничен выбор материалов для подложки с высокой добротностью; -многочастотность резонатора.
2.	Резонатор мембранного типа	-работает на основной моде; -возможность повышения температурной стабильности и механической прочности мембраны (за счет пленки $\text{SiO}_2$ ); -возможность изготовления сложных мембран; -возможность изготовления полосовых фильтров.	- механически непрочная мембрана; -плохая воспроизводимость мембраны; -сложный процесс формирования полости в полупроводниковой подложке; -чувствительность к внешним воздействиям.

№ п/п	Конструкция	Достоинства	Недостатки
3	Резонатор с воздушным зазором	<ul style="list-style-type: none"> <li>-работает на основной моде;</li> <li>-возможность температурной стабильности;</li> <li>-высокая чувствительность преобразователя.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>-низкая механическая прочность;</li> <li>-чувствительность к попаданию микрочастиц в полость воздушного зазора (что приводит к снижению надежности);</li> <li>-сложная технология изготовления воздушного зазора.</li> </ul>
4.	Резонатор с акустическим отражателем	<ul style="list-style-type: none"> <li>-Брэгговский отражатель является широкополосным;</li> <li>-не требуется субмикронная литография;</li> <li>-возможность температурной стабильности;</li> <li>-хорошая механическая прочность резонатора;</li> <li>-подложка не влияет на преобразователь;</li> <li>- расширен круг применяемых подложек из различных материалов;</li> <li>- структура резонатора монолитна и нечувствительна к микрочастицам и механическим вибрациям;</li> <li>-возможность создавать полосовые фильтры СВЧ диапазона, (площадь фильтра составляет 1-2 мм<sup>2</sup>);</li> <li>- планарная структура резонатора хорошо адаптирована к технологии изготовления интегральных схем и устройств функциональной электроники.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- большое количество тонкопленочных слоев (механические напряжения);</li> <li>- необходимость прецизионного контроля толщины пленок;</li> <li>- селективное травление слоев.</li> </ul>

Рассмотренные достоинства и недостатки различных вариантов конструкций тонкопленочных СВЧ резонаторов показывают перспективность использования резонатора мембранного типа и резонатора с Брэгговским отражателем для создания частотно-избирательных устройств различного назначения. Эти две конструкции резонаторов наиболее часто используются в современной СВЧ технике. Поэтому важно знать все технологические особенности их изготовления, и какая из технологий наиболее доступна. Основные технологические характеристики при изготовлении резонаторов приведены в таблице 2.

Таблица 2

## Основные технологические характеристики при изготовлении резонаторов

№ п/п	Технологические характеристики	Конструкция резонатора	
		мембранного типа	с Брэгговским отражателем
1	Выбор материала подложки	ограничен, используют подложки из кремния и арсенид-галлия	используют любые подложки: -диэлектрические (стекло, аморфный кварц, ситалл, поликор, сапфир) и полупроводниковые (кремний, арсенид-галлий)
2	Пьезоэлектрическая пленка	ZnO, AlN	ZnO, AlN
3	Пленка оксида кремния	входит в состав мембраны для повышения температурной стабильности	входит в состав Брэгговского отражателя
4	Количество тонкопленочных слоев	5-6	13-15
5	Способ формирования пленок	магнетронное напыление	магнетронное напыление
6	Контроль толщины пленок при напылении	строгий контроль для 5-6 слоев	строгий контроль для 13-15 слоев
7	Формирование полости в подложке	обязательно	исключено
8	Агрессивные химические реагенты	плавиковая кислота	отсутствуют
9	Специальные технологические операции	Плазмохимическое травление	отсутствуют
10	Технологические средства	Вакуумная установка, оборудование фотолитографии, плазмохимическое травление, глубокое химическое травление	Вакуумная установка и оборудование фотолитографии
11	Технологическая совместимость при выполнении операций	Необходима защита пленочных слоев от воздействия плавиковой кислоты	Не требуется специальная защита пленочных слоев от воздействия других операций
12	Особенности при фотолитографии	двухстороннее совмещение	одностороннее совмещение
13	Механическая прочность	низкая	высокая
14	Чувствительность к микрочастицам	высокая	исключена
15	Интеграция с полупроводниковыми интегральными схемами и устройствами функциональной микроэлектроники	да	да

Краткий анализ таблицы 2 показывает, что технология изготовления резонатора мембранного типа является более сложной, чем технология изготовления резонатора с Брэгговским отражателем. Необходимо отметить, что важную роль также играет и надежность резонатора. Известно, что пленочная мембрана является слабым местом в резонаторе и повысить ее прочность достаточно сложно. Механические напряжения, микротрещины, дислокации в пьезоэлектрической пленке, границы зерен и другие точечные дефекты – это небольшой перечень дестабилизирующих факторов, которые отрицательно сказываются на мембране.

В настоящее время зарубежные и отечественные фирмы изготавливают различные типы тонкопленочных СВЧ резонаторов на ОАВ. В таблицах 3, 4 и 5 представлены основные конструктивные, технологические и электрические характеристики многочастотных составных резонаторов, резонаторов мембранного типа, резонаторов с воздушным зазором и резонаторов с Брэгговским отражателем.

Таблица 3

Основные характеристики многочастотных составных резонаторов

№ п/п	Год изготовления	Материалы		Площадь электродов, мкм <sup>2</sup>	Рабочая частота, ГГц	Добротность	Источник
		Пьезопленка; k <sup>2</sup> , %	Электроды				
1	1993	AlN	Al	-	1,6	47500	[2]
2	2009	ZnO	Mo	6500	7,52	6501	[3]
3	2013	AlN	Mo	-	2,4 4,3	25000	[4]
4	2014	ZnO	Al	7850	1,93	2310	[5]

Согласно таблицам 3, 4 и 5, разработаны различные типы тонкопленочных резонаторов на ОАВ. Представленные многочастотные резонаторы включают в себя сапфировую подложку, полированную с двух сторон [2-5]. Она имеет малые акустические потери и высокую скорость акустической волны. Однако, подложки из сапфира являются дорогостоящими, и, следовательно, это увеличивает стоимость многочастотных резонаторов в целом. Максимальное значение добротности последовательного резонанса резонаторов составило 47500 на частоте 1,6 ГГц [2]. Как видно из таблицы 3 многочастотные резонаторы изготавливают на основе пьезоэлектрических пленок оксида цинка (ZnO) и нитрида алюминия (AlN) с алюминиевыми (Al) или молибденовыми (Mo) электродами.

Структуру резонаторов мембранного типа получали на кремниевых подложках [26-29] (таблица 4). В качестве пьезоэлектрического слоя использовались пленки нитрида алюминия и оксида цинка, а в качестве тонкопленочных слоев применяли алюминий, вольфрам (W) и молибден. Максимальная добротность таких резонаторов составила 800 [28] и 750 [27] единиц на частотах 1,8 ГГц и 5,2 ГГц, соответственно.

Резонаторы с воздушным зазором получают на основе пьезоэлектрических пленок нитрида алюминия с платиновыми (Pt) (адгезионный слой - титан (Ti)) и золотым Au (адгезионный слой - молибден) электродами [30, 31]. Максимальная добротность полученных резонаторов составила 2630 единиц на частоте 1,5 ГГц [31].

Таблица 4

Основные характеристики резонаторов мембранного типа  
и резонаторов с воздушным зазором

№ п/п	Тип резонатора (конструкция), год изготовления	Материалы		Площадь электродов, мкм <sup>2</sup>	Рабочая частота, ГГц	Добротность	Источник
		Пьезопленка; k <sup>2</sup> , %	Электроды				
1	Резонатор мембранного типа, 2001	AlN; 6 %	Al, W	-	0,8365	450	[26]
2	Резонатор мембранного типа, 2003	AlN; 6,3-6,5 %	-	-	5,2	700-750	[27]
3	Резонатор мембранного типа, 2005	ZnO; 5,35 % 4,04 %	Al/Ti	-	1,8	520 800	[28]
4	Резонатор мембранного типа, 2006	AlN	Mo, Al	2500 3600 4900	5	~ 550	[29]
5	Резонатор с воздушным зазором, 2003	AlN; 5,36 %	Pt/Ti	2500 10000 22500	2	780	[30]
6	Резонатор с воздушным зазором, 2014	AlN	Mo Mo/Au	10000	1,5	2630	[31]

Таблица 5

Основные характеристики резонаторов с Брэгговским отражателем

№ п/п	Год изготовления	Материалы			Площадь электродов, мкм <sup>2</sup>	Рабочая частота, ГГц	Добротность	Источник
		Пьезопленка; k <sup>2</sup> , %	Электроды	Брэгговский отражатель				
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	2001	AlN - 0,25; ЦТС – 0,5	Pt/Ti	-	-	2,3	130-150	[32]
2	2001	AlN; 5,5 %	Pt/Ta, Al/Ti	SiO <sub>2</sub> /AlN	900	7	585	[33]
3	2002	ZnO; 16,5 %	Cr/Au	ZnO/SiO <sub>2</sub>	2500	3	110	[34]
4	2002	ZnO	Al	Al/Ti; AlN/SiO <sub>2</sub> ; SiO <sub>2</sub> /Ta <sub>2</sub> O <sub>5</sub>	-	1,9	250	[16]

1	2	3	4	5	6	7	8	9
5	2004	ZnO	W, Al	W/Ti	-	2,9	245	[35]
6	2007	AlN; 2,1 %	Mo-Ti, Al	Mo/Ti	24000	2,31	140	[17]
7	2011	AlN; 5,7 %	Ir, Mo	Ta <sub>2</sub> O <sub>5</sub> /SiO <sub>2</sub>	-	8,19	140	[36]
8	2013	AlN; 5,2 %	Mo	Mo/SiO <sub>2</sub>	10000	9,9	150	[37]
9	2015	ZnO	Al	Mo/Al	10000	2,93	350	[18]

Наиболее разнообразные структуры тонкопленочных СВЧ резонаторов на ОАВ получают на основе конструкции резонатора с Брэгговским отражателем (таблица 5). Брэгговский отражатель акустически изолирует электроакустический преобразователь от подложки и состоит из чередующихся слоев с разным значением акустического импеданса. В качестве пьезоэлектрических слоев используют пленки оксида цинка и нитрида алюминия, а иногда и пленки из керамики ЦТС (цирконат-титанат свинца). Тонкопленочные электроды выполнены в виде пленок алюминия, молибдена, платины, вольфрама, золота, иридия. В качестве слоев Брэгговского отражателя используют пленки нитрида алюминия, оксида кремния, оксида цинка, титана, молибдена, алюминия, вольфрама и оксида тантала [16-18, 32-37]. Как видно из таблицы 5, максимальное значение добротности имеют резонаторы с Брэгговским отражателем на основе пьезоэлектрических пленок нитрида алюминия равное 585 [33] единиц для частоты 7 ГГц. Для резонаторов на основе пленок оксида цинка получены следующие результаты: добротность устройств составляет 350 [18] и 245 [16] единиц вблизи резонансных частот 2,93 ГГц и 2,9 ГГц. Резонаторы с Брэгговским отражателем на основе пьезоэлектрических пленок ЦТС получены с добротностью не более 150 единиц на частоте 2,3 ГГц [32].

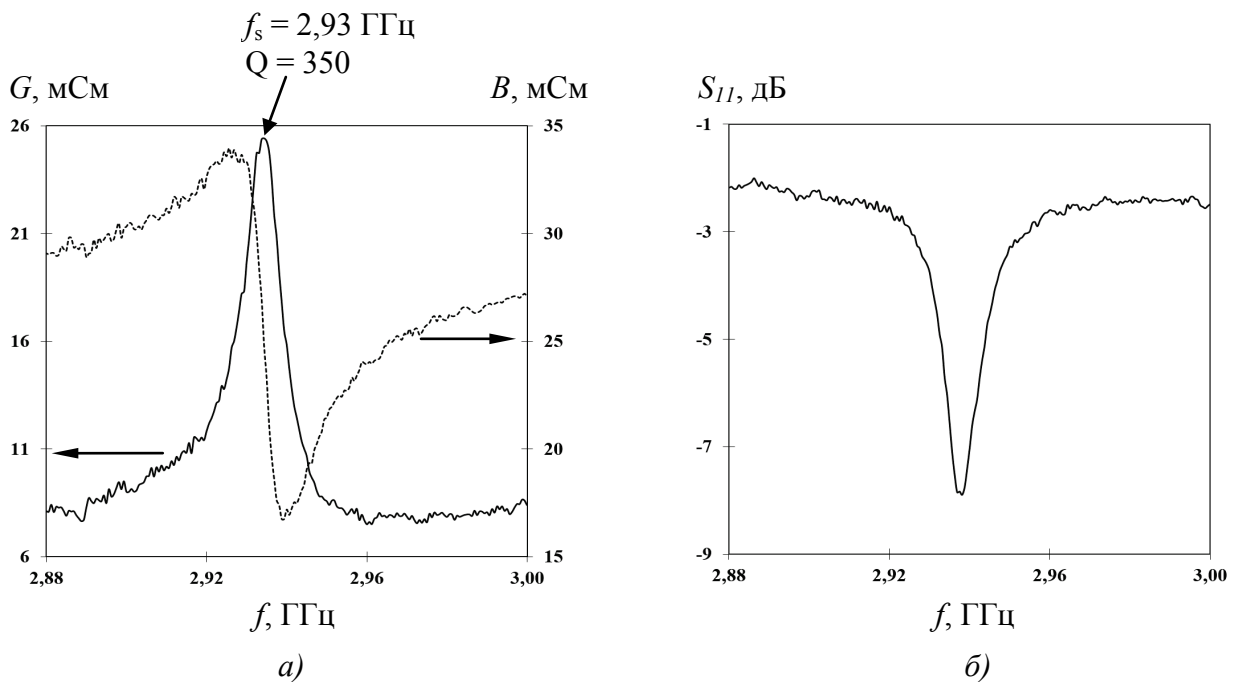


Рис. 4. Электрические характеристики СВЧ резонатора с Брэгговским отражателем на основе пяти пар слоев молибдена и алюминия



На рис. 4 представлены электрические характеристики тонкопленочных СВЧ резонаторов с Брэгговским отражателем на основе пяти пар слоев молибдена и алюминия [18]. В качестве пьезоэлектрического слоя использовалась пленка оксида цинка. Структуру СВЧ резонаторов формировали на подложках из ситалла СТ-50. На рис. 4а представлены измеренные частотные зависимости входной активной проводимости ( $G$ ) и реактивной проводимости ( $B$ ) СВЧ резонатора. Максимальная величина активной проводимости СВЧ резонатора была на частоте  $f_s = 2,93$  ГГц и составляла 25,5 мСм. Измеренная добротность была в пределах 300-350 единиц. На рис.4б приведена частотная зависимость коэффициента отражения, которая составила -7,9 дБ на резонансной частоте.

#### Выводы

1. Проведен сравнительный анализ конструкций и технологии изготовления тонкопленочных СВЧ резонаторов на объемных акустических волнах. Определены достоинства и недостатки данных СВЧ резонаторов.
2. Показана перспективность использования резонатора с Брэгговским отражателем для создания частотно-избирательных устройств различного назначения.
3. Изготовлены опытные образцы СВЧ резонаторов с Брэгговским отражателем на основе 5 пар слоев молибдена и алюминия с добротностью 300-350 единиц, и исследованы их характеристики.

#### Список литературы

1. Мансфельд Г.Д., Гуляев Ю.В. Резонаторы и фильтры сверхвысоких частот на объемных акустических волнах: современное состояние и тенденции развития // Радиотехника, 2003, С.42-54.
2. Lakin K.M., Kline G.R., McCarron K.T. High-Q microwave acoustic resonators and filters // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 1993, P. 2139-2146.
3. Baumgartel L., Kim E.S. Experimental Optimization of Electrodes for High Q, High Frequency HBAR // IEEE Ultrasonics Symposium, 2009, P. 2107-2110.
4. Reinhardt A., Delaye M.T., Abergel J., Kovacova V., Allain M., Andreutti L., Mercier D., Georges J., Tomaso F., Lassagne P.P., Defaÿ E., Chretien N., Baron T., Martin G., Lebrasseur E., Ballandras S., Chommeloux L., Lesage J.M. Ultra-high Q.f product laterally-coupled AlN/Silicon and AlN/Sapphire High Overtone Bulk Acoustic Wave Resonators // Joint UFFC, EFTF and PFM Symposium, 2013, P. 1922-1925.
5. Li J., Liu M.W., Wang C.H. Simulation and Experiment of High-Overtone Bulk Acoustic Resonators // Piezoelectricity, Acoustic Waves, and Device Applications, 2014. P. 198-201.
6. Звелто О. Принципы лазеров: [пер. с англ.] / М.: Мир, 1990, 560 с.
7. Крутов Б.Н., Мансфельд Г.Д., Фрейк А.Д. Определение акустических параметров тонких слоев и пленок по электрическим характеристикам составного резонатора // Акустический журнал, 1994, С.633-639.
8. Mansfeld G.D., Alekseev S.G., Kotelyansky I.M. Acoustic HBAR Spectroscopy of Metal (W, Ti, Mo, Al) Thin Films // IEEE Ultrasonic Symposium Proceeding, 2001, P.415-418.
9. Глюкман Л.И. Пьезоэлектрические кварцевые резонаторы. М.: Радио и связь, 1981, 232 с.
10. Ruby R., Jose S. Review and Comparison of Bulk Acoustic Wave FBAR, SMR Technology // IEEE Ultrasonics Symposium, 2007, P. 1029-1040.

11. Krishnaswamy S.V., Rosenbaum J., Horwitz S., Vale C., Moore R.A. Film Bulk Acoustic Wave Resonator Technology // Ultrasonics Symposium, 1990. P. 529-536.
12. Hashimoto K. RF Bulk Acoustic Wave Filters for Communications. Norwood, MA: Artech House, 2009. 275 pp.
13. Berge J. Switchable and tunable bulk acoustic wave resonators based on  $Ba_xSr_{1-x}TiO_3$  thin films: dissertation...Chalmers University of Technology John Berge. – Göteborg Sweden, 2012, 62 p.
14. Борн М., Вольф Э. Основы оптики /под ред. Г.П. Мотулевич. М.: Наука, 1973, 720 с.
15. Yariv A., Nakamura M. Periodic Structures for Integrated Optics // IEEE journal of quantum electronics. 1977, P. 233-253.
16. Pinkett S., Hunt W., Barber B., Gammel P. Broadband characterization of zinc oxide-based solidly mounted resonators // IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition, 2002, P. 15-19.
17. Chung C.J., Chen Y.C., Cheng C.C., Wei C.L., Kao K.S. Influence of Surface Roughness of Bragg Reflectors on Resonance Characteristics of Solidly-Mounted Resonators // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, 2007, P. 802-808.
18. Taskaya T.N., Zima V.N., Kozlov A.G. The Influence of Surface Roughness of Bragg Reflector Layers on Characteristics of Microwave Solidly Mounted Resonator // IEEE International Siberian Conference on Control and Communications, 2015, P. 1-4.
19. Clement M., Iborra E., Olivares J., Rimmer N., Giraud S., Bila S., Reinhardt A. DCS Tx Filters Using AlN Resonators With Iridium Electrodes // IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, 2010, P. 518-523.
20. Park Y.S., Pinkett S., Kenney J.S., Hunt W.D. A 2.4 GHz VCO with an Integrated Acoustic Solidly Mounted Resonator // IEEE Ultrasonics Symposium, 2001, P. 839-842.
21. Boudot R., Li M.D., Giordano V., Rolland N., Vincent P. A solid-mounted resonator-oscillator-based 4.596 GHz frequency synthesis // Review of Scientific Instruments, 2011, P. 1-8.
22. Weber J., Albers W.M., Tuppurainen J., Link M., Gabl R., Wersing W., Schreiter M. Shear mode FBARs as highly sensitive liquid biosensors // Sensors and Actuators A, 2006, P. 84-88.
23. Gabl R., Green E., Schreiter M., Feucht H.D., Zeininger H., Primig R., Pitzer D., Eckstein G., Wersing W., Reichl W., Runck J. Novel Integrated FBAR Sensors: a Universal Technology Platform for Bio- and Gas-Detection // IEEE Sensors, 2003. P. 1184-1188.
24. Chen Y., Reyes P.I., Duan Z., Saraf G., Wittstruck R., Lu Y., Taratula O., Galoppini E. Multifunctional ZnO-Based Thin-Film Bulk Acoustic Resonators for Biosensors // Journal of Electronic Materials, 2009, P. 1605-1611.
25. Voiculescu I., Nordin A.N. Acoustic wave based MEMS devices for biosensing applications // Biosensors and Bioelectronics, 2012, P. 1-9.
26. Lakin K.M., Belsick J., McDonald J.F., McCarron K.T. Improved Bulk Wave Resonator Coupling Coefficient for Wide Bandwidth Filters // IEEE Ultrasonics Symposium, 2001, P. 827-831.
27. Fattinger G.G., Kaitila J., Aigner R., Nessler W. Thin Film Bulk Acoustic Wave Devices for Applications at 5.2 GHz // IEEE Ultrasonics Symposium, 2003, P. 174-177.
28. Takeuchi M., Yamada H., Kawamura H., Yoshino Y., Makino T., Arai S. Effective Electromechanical Coupling Coefficient and Quality Factor Control by The Layer Arrangement of 1.8-GHz Range Film Bulk Acoustic Wave Resonators Composed of ZnO, SiO<sub>2</sub> and Al<sub>2</sub>O<sub>3</sub> Thin Films // IEEE Ultrasonics Symposium, 2005, P. 1820-1823.

29. Kim Y.D., Sunwoo K.H., Sul S.C., Lee J.H., Kim D.H., Song I.S., Choa S.H., Yook J.G. Highly Miniaturized RF Bandpass Filter Based on Thin-Film Bulk Acoustic-Wave Resonator for 5-GHz-Band Application // IEEE Transactions on microwave theory and techniques, 2006, P.1218-1228.
30. Hara M., Kuypers J., Abe T., Esashi M. MEMS Based Thin Film 2 GHz Resonator for CMOS Integration // IEEE MTT-S Digest, 2003, P. 1797-1800.
31. Zhang M., Cui W., Zhang D., Pang W., Zhang H. Response Signal Enhancement of Film Bulk Acoustic Resonator Mass Sensor with Bounded Hydrophobic Teflon Film // IEEE International Frequency Control Symposium Proceedings, 2014, P. 278-281.
32. Löbl H.P., Klee M., Milsom R., Dekker R., Metzmacher C., Brand W., Lok P. Materials for bulk acoustic wave (BAW) resonators and filters // Journal of the European Ceramic Society, 2001, P. 2633-2640.
33. Lanz R., Dubois M.A., Muralt P. Solidly mounted BAW filters for the 6 to 8 GHz range based on AlN thin films // Ultrasonics Symposium, 2001, P. 843-846.
34. Kobayashi H., Ishida Y., Ishikawa K., Doi A., Nakamura K. Fabrication of Piezoelectric Thin Film Resonators with Acoustic Quarter-Wave Multilayers // Japanese Journal of Applied Physics, 2002, P. 3455-3457.
35. Гуляев Ю.В., Мансфельд Г.Д. Резонаторы и фильтры сверхвысоких частот на объемных акустических волнах – современное состояние и тенденции развития // Успехи современной радиоэлектроники, 2004, С. 13-28.
36. Capilla J., Olivares J., Clement M., Sangrador J., Iborra E., Felmetsger V., Devos A. Ta<sub>2</sub>O<sub>5</sub>/SiO<sub>2</sub> insulating acoustic mirrors for AlN-based X-band BAW resonators // IEEE Ultrasonics Symposium, 2011, P. 1704-1707.
37. Двошерстов М.Ю., Чередник В.И., Босов С.И., Орлов И.Я., Руденко О.В. Численный и экспериментальный анализ параметров акустоэлектронного тонкопленочного СВЧ-резонатора // Акустический журнал, 2013, С. 569-577.

УДК 621.37

**С.А. Тимофеев, С.Л. Крюков, В.С. Скворцов**

**ОАО «НПК «ТРИСТАН», г. Москва**

### **ЦИФРОВОЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ АНАЛИЗАТОР СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ**

В статье представлен широкополосный цифровой анализатор сложных радиолокационных сигналов.

Ключевые слова: РЛС, РТР, анализатор сигналов

**S. Timofeev, S. Kryukov, V. Skvortsov**

**JSC “Science and production enterprise TRISTAN”, Moscow city**

### **DIGITAL BROADBAND ANALYSER OF COMPLEX SIGNALS**

The article presents a digital broadband analyser of complex radar signals

Keywords: radar, ELINT- electromagnetic intelligence, signal analyzer

## 1. Введение

Развитие современных радиолокационных средств (РЛС) характеризуется непрерывным усложнением структуры зондирующих сигналов, что обусловлено широким внедрением в практику методов и средств цифровой обработки сигналов. Усложнение структуры зондирующих сигналов позволяет, например, решить следующие задачи:

- а) существенно снизить среднюю мощность передатчика без ухудшения дальности обнаружения;
- б) повысить взаимную помехоустойчивость однотипных РЛС без введения частотных литер;
- в) повысить скрытность работы РЛС;
- г) реализовать сложные режимы обзора пространства с возможной адаптацией к целевой и помеховой обстановке.

В зондирующих сигналах современных РЛС широко применяется как изменение основных параметров (несущая частота, длительность импульса, межимпульсный интервал) от импульса к импульсу и от пачки к пачке, так и внутриимпульсная модуляция. Наиболее распространенные виды внутриимпульсной модуляции – линейная частотная (ЛЧМ) и фазовая кодами Баркера и им подобными (ФКМ).

Например, РЛС AN/APS-137, устанавливаемая на самолет РЗ-С «Орион», использует псевдослучайную перестройку несущей частоты от импульса к импульсу в диапазоне около 100 МГц, а каждый импульс имеет внутриимпульсную ЛЧМ с девиацией 4 МГц.

## 2. Постановка задачи

Существующее положение и перспективы развития РЛС требуют оснащать системы радиотехнической разведки (РТР) широкополосными высокочувствительными радиоприемными устройствами, а также высокопроизводительными устройствами обнаружения и анализа сигналов.

Полная полоса обзора радиоприемных устройств должна находиться в диапазоне 0.135..18 ГГц (с возможностью расширения до 40 ГГц).

Аппаратура обнаружения и анализа станции РТР должна в реальном времени точно определять все (в том числе и внутриимпульсные) параметры каждого принятого импульса, разделять импульсный поток на объекты и классифицировать обнаруженные объекты в соответствии с имеющейся базой данных. Существенным требованием к анализатору сложных сигналов является также возможность записи «сырых» данных (отсчетов АЦП) для детального анализа вновь обнаруженных и ранее неизвестных сигналов РЛС.

## 3. Основные параметры анализатора

Описываемый цифровой широкополосный анализатор (ШАС) имеет следующие характеристики:

- полоса мгновенного анализа – 500 МГц;
- диапазон измеряемых длительностей импульса – 100 нс..1800 мкс;
- диапазон измеряемых межимпульсных интервалов 3,2..100000 мкс;
- точность определения несущей частоты – 1 МГц (при длительностях импульса от 500 нс и выше);
- дискретность измерения временных интервалов – 3,6 нс;
- автоматическое определение ЛЧМ и ФКМ для каждого импульса, а для ЛЧМ – определение величины внутриимпульсной девиации в пределах от 2 до 100 МГц.

Все измерения жестко синхронизированы с внешней системой единого времени с помощью внешнего входного сигнала «Строб локации» (СЛ), передний фронт которого привязан к единому времени с точностью до единиц наносекунд. Такое построение измерителей позволяет решать задачи координатометрии при размещении устройств ШАС на нескольких разнесенных в пространстве станциях РТР.

Длительность СЛ находится в пределах 4..1000 мс, пауза между соседними СЛ от 2 мс.

Пропускная способность ШАС характеризуется следующими параметрами:

- количество измеряемых импульсов – до 32000 на один СЛ;
- суммарная длительность «сырых» данных (отсчетов АЦП) – до 190 мкс на один СЛ в полосе 500 МГц или до 560 мкс на один СЛ в полосе 125 МГц.

ШАС имеет два идентичных измерительных канала, что позволяет (при соответствующей настройке внешних приемных устройств) либо решать задачи пеленгации, либо расширить полосу мгновенного обзора до 1 ГГц.

ШАС сопрягается с любыми радиоприемными устройствами с полосой пропускания не более 500 МГц и центральной частотой ПЧ в диапазоне 100..1900 МГц.

Следует заметить, что выбор оптимальной полосы мгновенного анализа является нетривиальной задачей, решение которой должно учитывать следующие взаимно противоречивые требования: обеспечение максимальной чувствительности системы, обеспечение максимальной помехоустойчивости системы, обеспечение возможности одновременного обнаружения и анализа всех энергодоступных объектов близкого назначения (например, бортовых авиационных РЛС), обеспечение минимальной стоимости изделия. Нам представляется, что полоса 500 МГц наиболее полно удовлетворяет совокупности этих требований.

#### 4. Конструкция

Конструкция ШАС выполнена на базе архитектуры MicroTCA и включает следующие основные узлы:

- крейт с системой электропитания и вентиляции;
- процессорный модуль;
- модуль тактового генератора;
- два измерительных модуля;
- модуль предварительного усилителя.

Если ШАС планируется использовать для записи образцов сигналов, он может оснащаться жестким диском большого объема, также выполненным в стандарте MicroTCA.

Все модули ШАС взаимозаменяемы и не требуют дополнительной подстройки в блоке.

Конструкция ШАС предназначена для установки в стандартную 19'' стойку.

Внутренний межмодульный обмен данными базируется на высокопроизводительной шине PCIExpress 4x.

Обмен данными с внешними устройствами через LВС Ethernet.

Входные сигналы подключаются с помощью разъемов SMA.

Возможно подключение высокостабильного внешнего опорного генератора частотой 100 МГц через разъем SMA.

#### 5. Особенности программного обеспечения

ПО ШАС состоит из двух частей.

Первая часть предназначена для непосредственного управления ШАС в составе конкретной станции РТР (с учетом особенностей ее настроек), просмотра, анализа и записи обнаруженных сигналов в реальном времени.

Вторая часть ПО служит для просмотра и детального анализа записанных устройством ШАС сигналов. Эта часть ПО не требует наличия аппаратуры и может устанавливаться на любом компьютере. Некоторые примеры работы этой части ПО представлены на рис. 1-4.

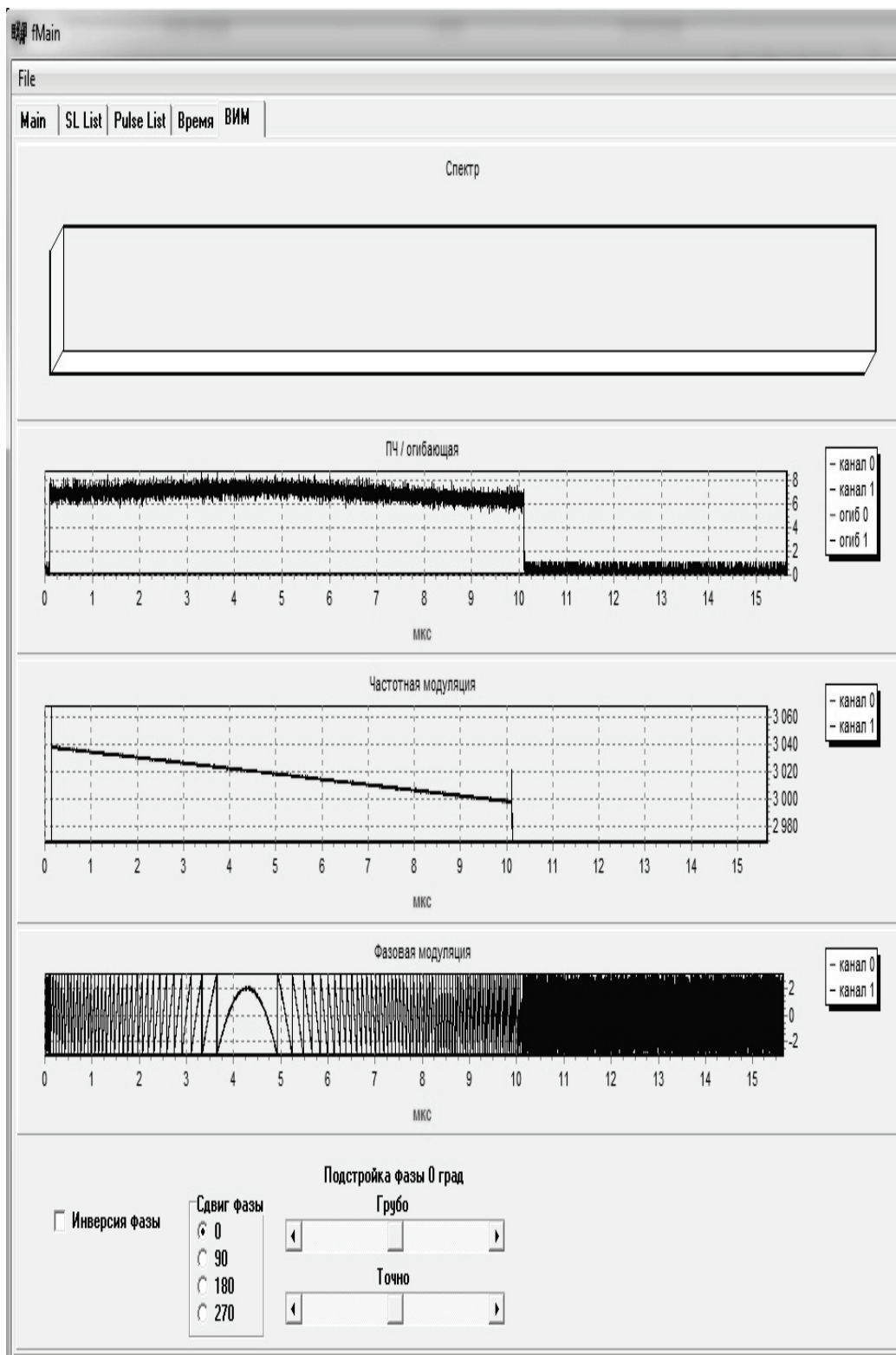


Рис. 1. Внутримпульсный анализ ЛЧМ-импульса с девиацией 40 МГц

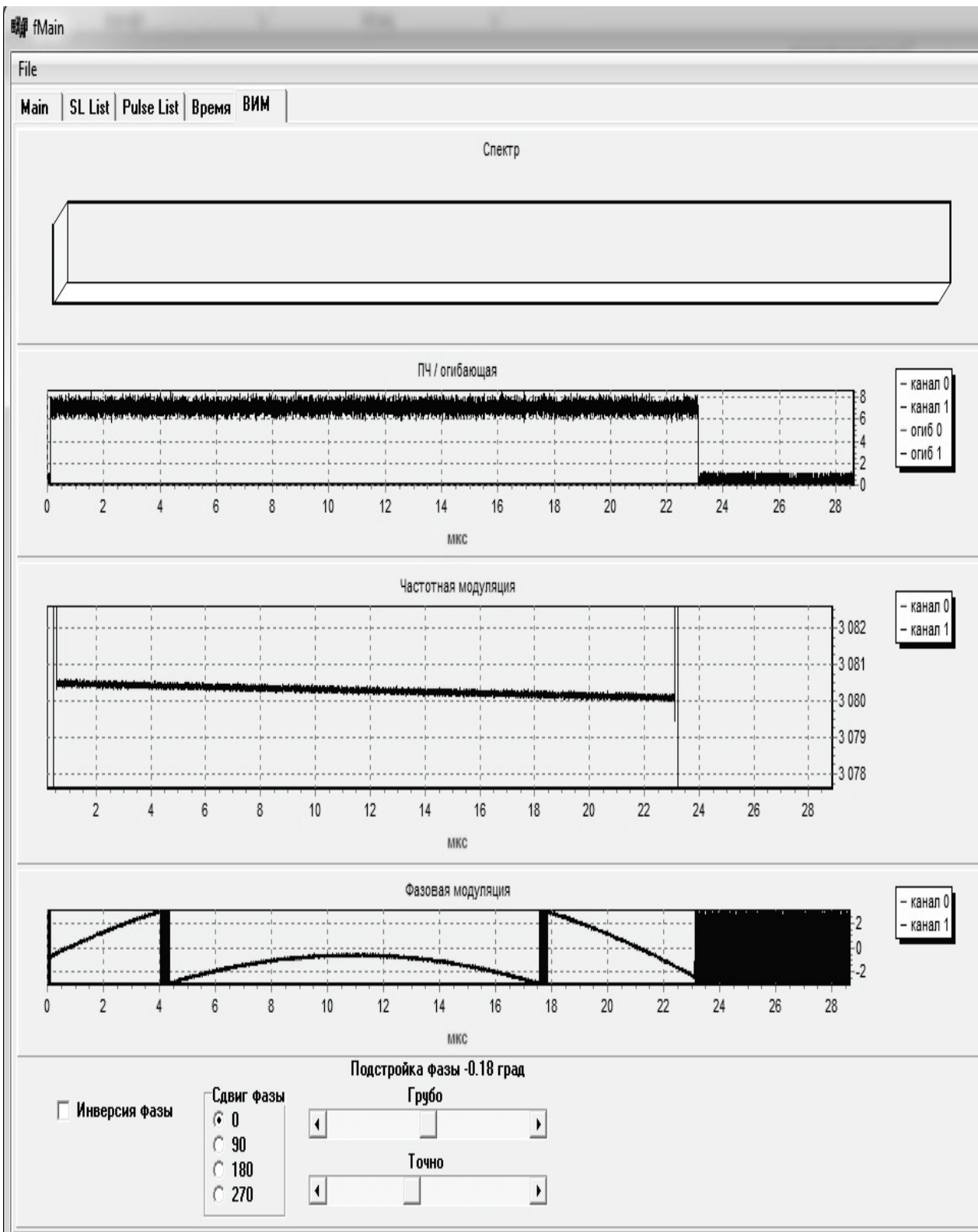


Рис. 2. Внутримпульсный анализ ЛЧМ-импульса с девиацией 400 кГц

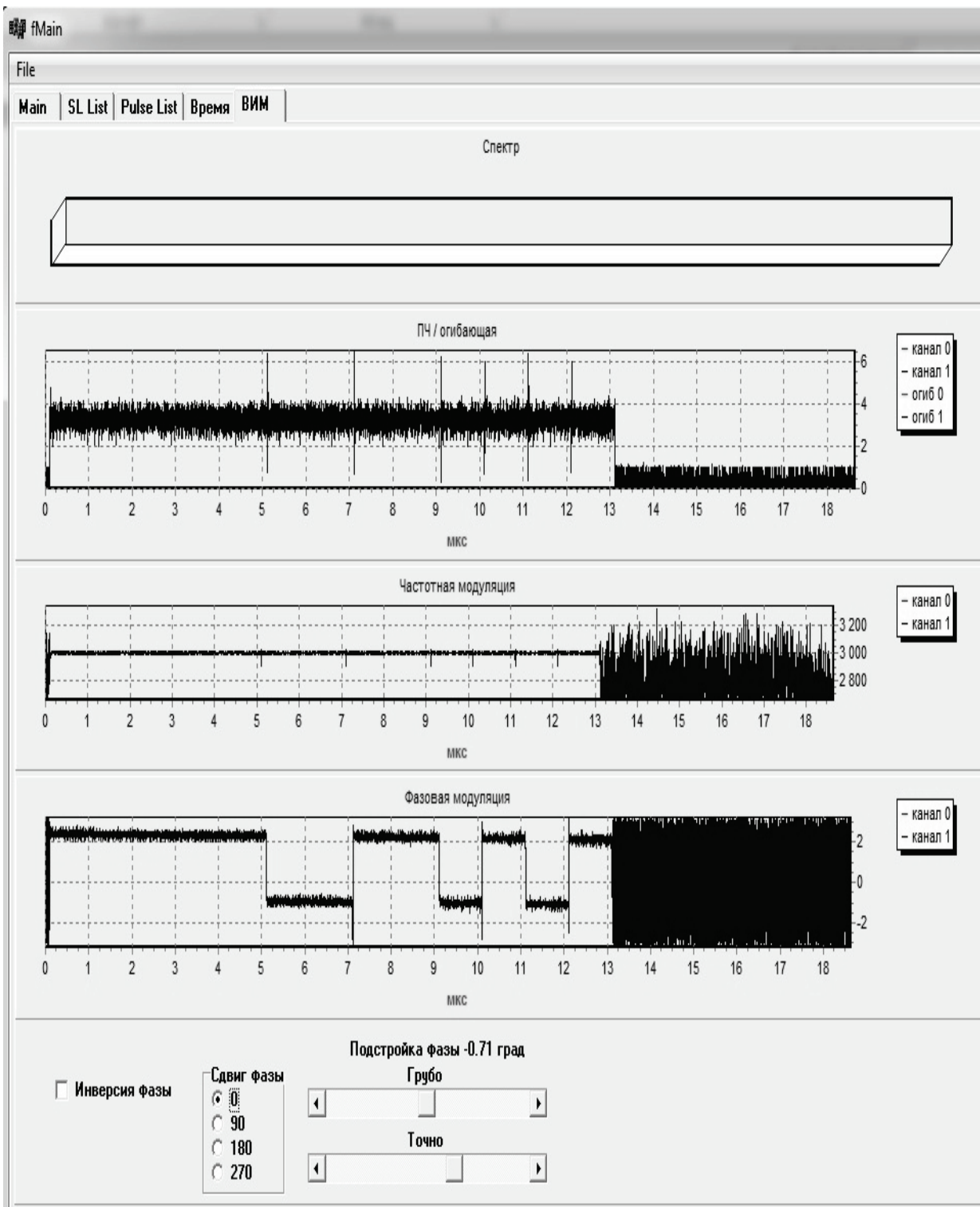


Рис. 3. Внутримпульсный анализ ФКМ-импульса с 13-элементным кодом Баркера (длительность элемента – 1 мкс)



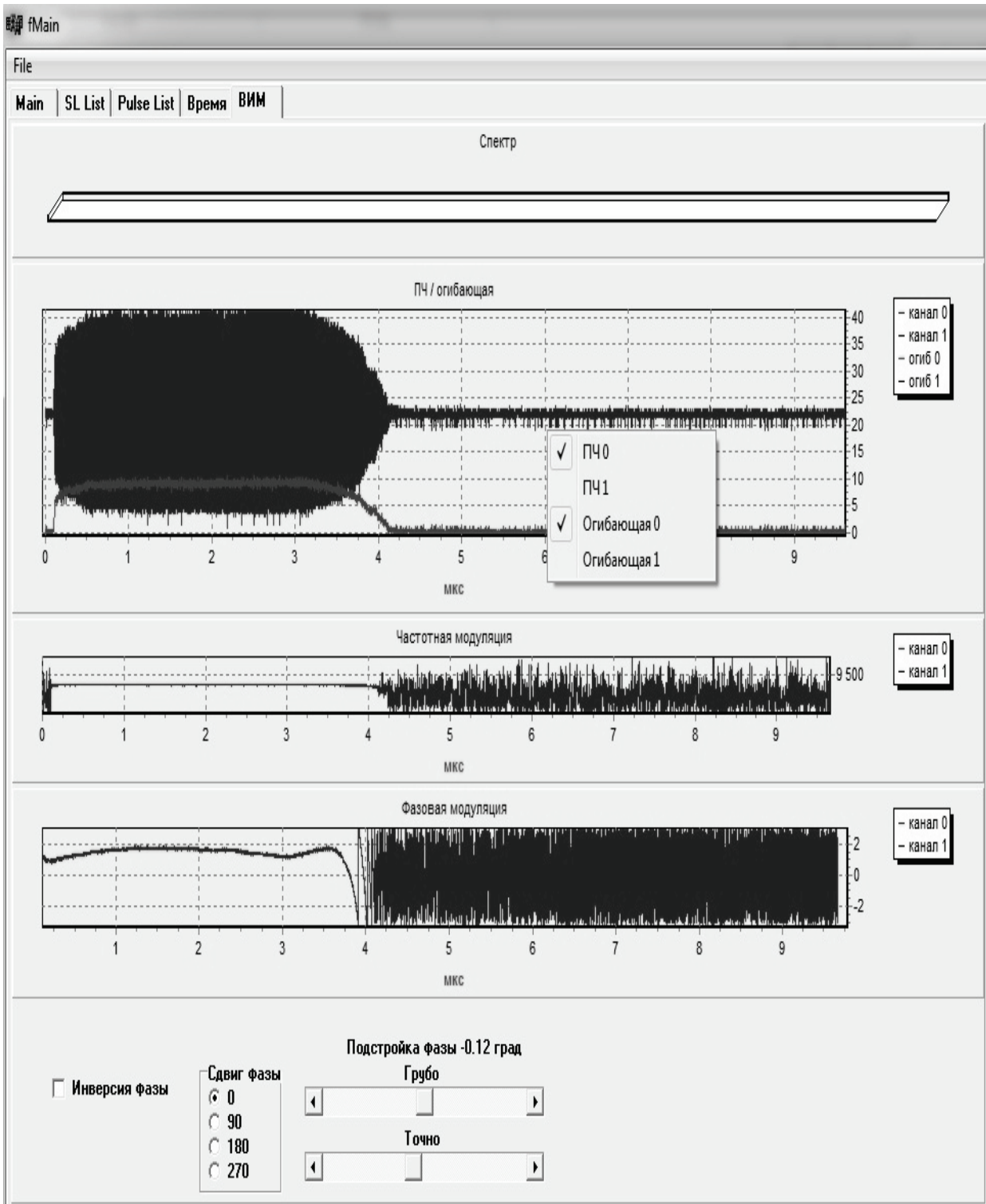


Рис. 4. Внутриимпульсный анализ импульса авиационной РЛС типа «Гроза»

## 6. Заключение

Устройства анализа сигналов являются одним из основных компонентов как существующих, так и перспективных станций РТР и РЭБ всех видов, поэтому при разработке этих станций техническому совершенству устройств анализа сигналов должно уделяться перво-степенное внимание. Основными направлениями развития устройств анализа являются:

- повышение пропускной способности, что особенно важно в связи с неуклонным ус-ложнением радиоэлектронной обстановки практически во всех освоенных радиодиапазонах;

- повышение точности измерения параметров сигналов;
- повышение степени автоматизации при анализе сигналов сложной структуры.

Описанный в статье ШАС позволяет проводить детальный анализ сигналов как существующих, так и перспективных РЛС различного назначения и имеет существенный потенциал для модернизации.

Наиболее очевидными направлениями модернизации являются:

повышение вероятности выделения дальних объектов на фоне сложной сигнально-помеховой радиоэлектронной обстановки;

повышение пропускной способности по «сырым» данным до 3..5 мс на один СЛ в полосе 500 МГц.

Измерительная система и ПО ШАС ориентированы на задачи общего применения. Однако возможна адаптация ШАС для углубленного измерения некоторых характеристик сигналов – например, характеристик фронта и среза радиоимпульса, скорости и характера установления рабочей частоты, отклонений параметров внутриимпульсной модуляции от заданных и т. д.

### Список литературы

1. Справочник по радиолокации. Под ред. Сколника М.: Пер. с англ. (в четырех томах)/ Под общей ред. Трофимова К.Н. М.: Сов. радио, 1976.
2. Зарубежные радиоэлектронные средства. Под ред. Перунова Ю.М. – М.: Радиотехника, 2010.
3. Верба В.С. Авиационные комплексы радиолокационного дозора и наведения. Состояние и тенденции развития. – М.: Радиотехника, 2008.
4. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Пер. с англ.; Под ред. Александрова Ю.И. – М.: Мир, 1978.
5. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: Учебник для вузов. 2-е изд. – СПб.: Питер, 2007.

УДК 621.391

**К.Д. Титов**

**ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», г. Воронеж**

### **АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ КВАЗИРАДИОСИГНАЛОВ С НЕИЗВЕСТНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ НА ФОНЕ ШУМА**

Проведен анализ перспектив развития беспроводных систем связи. Исследовано текущее состояние одного из наиболее перспективных сигналов – сверхширокополосных квазирадиосигналов. Синтезирован квазиправдоподобный алгоритм оценки длительности сверхширокополосного квазирадиосигнала. Найдены характеристики разработанного алгоритма и выполнено сравнение точности оценок длительности узкополосного радиосигнала и сверхширокополосного квазирадиосигнала. Исследовано влияние априорного незнания амплитуды и фазы сигнала на точность оценки длительности.

Ключевые слова: оценка, сверхширокополосный, квазирадиосигнал, длительность, рассеяние

**ALGORITHMS OF PROCESSING ULTRA-WIDEBAND QUASI-RADIOSIGNALS WITH UNKNOWN PARAMETERS AGAINST NOISE**

Prospects of development wireless communication systems has been analyzed. The current condition of one perspective signals – ultra-wideband quasi-radiosignals has been investigated. The quasi-likelihood algorithm of estimating duration of an ultra-wideband quasi-radiosignal has been synthesized. The characteristics of the synthesized algorithm have been found and the comparison of accuracy of an ultra-wideband quasi-radiosignal and a narrowband radiosignal of a random shape duration evaluating has been done. Influence of aprioristic ignorance of amplitude and phase on accuracy of estimation duration has been investigated.

Keywords: estimation, ultra-wideband, quasi-radiosignal, duration, variance

Традиционные радиофизические системы работают в основном в узкой полосе частот и используют в качестве несущего колебания для передачи информации гармонические сигналы. Частотная селекция остается основным способом разделения радиоканалов, и большинство таких систем работает в полосе частот, которая много меньше, чем несущая частота сигналов. Значительная часть теории и практики современной радиофизики опирается на эту особенность [1-6].

Узкополосность накладывает ограничения на информативность радиофизических систем, поскольку количество информации, передаваемой в единицу времени, прямо пропорционально этой полосе. Согласно теореме Шеннона-Хартли существуют два способа повышения пропускной способности при передаче информации по беспроводному каналу: расширение частотного спектра радиосигнала и использование более сложной многоуровневой модуляции, что при заданной достоверности передачи требует повышения отношения сигнал/шум (ОСШ). За счёт использования сверхширокополосных (СШП) радиосигналов гораздо проще повысить пропускную способность, нежели использовать модуляции более высокого порядка. При этом расширение частотного спектра сигналов позволяет осуществлять передачу при малых ОСШ, что повышает электромагнитную совместимость с сигналами других беспроводных каналов передачи информации. Особенно актуальна эта проблема для современного общества, в котором происходит стремительный рост информационных потоков.

Обычные узкополосные радиосистемы практически исчерпали свои возможности по передаче информации. Существующие технологии широкополосного беспроводного доступа Wi-Fi и Wi-MAX частично решают задачу повышения скорости передачи информации, однако существуют довольно строгие ограничения на количество операторов, работающих в лицензированном диапазоне частот. Поэтому разработка технологий СШП беспроводного доступа, позволяющих повторно использовать занятые диапазоны частот и тем самым повысить эффективность использования радиочастотного спектра, является актуальной. Внедрение сверхширокополосных сигналов (СШПС) в системы связи и телекоммуникаций также позволяет повысить скорость передачи информации за счет большой ширины спектра. Высокое уплотнение во времени таких сигналов оставляет небольшой запас на замирания, и, как следствие, устойчивость к помехам многолучевого распространения. Сверхширокополосные сигналы обладают высокой скрытностью и помехозащищенностью из-за малого значения

удельной спектральной плотности мощности, что затрудняет обнаружение таких сигналов. Поскольку сигналы распространяются в очень широком диапазоне частот (от 3,1 до 10,6 ГГц), то потери за счет проникновения в материал незначительны, что создает хороший энергетический запас линии связи. Одним из дополнительных преимуществ СШПС является низкая стоимость и небольшие размеры из-за отсутствия необходимости в приемопередатчиках выполнять преобразования с повышением и понижением частоты [7-8].

Платой за получаемые преимущества является принципиальная неприменимость для СШП сигналов как традиционных методов генерации, излучения, приема и обработки сигналов, так и соответствующих технических средств, основанных на преобразовании Фурье, использовании резонансных свойств элементов и устройств. На СШПС сильно воздействуют искажения при распространении в пространстве из-за неравномерного затухания по частоте. Кроме того, они обладают существенным недостатком — поскольку ширина полосы частот такого сигнала большая, очень трудно подобрать подходящую по характеристикам антенну и рассчитать искажения, возникающие при передаче [8-10]. Однако в общественном доступе имеется информация о технологии разработки новых СШП антенных решеток, т.е. разработчиками решена полностью или частично проблема по созданию антенны для передачи СШП сигналов, которая значительно превосходит по эффективности антенны для передачи обычных широкополосных сигналов. Таким образом, решив задачу синтеза алгоритмов обработки СШП сигналов с неизвестными параметрами, можно говорить о возможности создания нового высокоэффективного (по сравнению с существующими) класса устройств беспроводного доступа.

К общим недостаткам широкополосных и сверхширокополосных сигналов можно отнести небольшой радиус действия и низкую эффективность при плохой погоде, вплоть до полной непригодности при передаче данных в режиме реального времени. Но в отличие от широкополосных у СШП сигналов гораздо выше потенциальная скорость передачи данных (до 1 Гбит/с), т.е. существует возможность, снизив скорость передачи данных до уровня широкополосных сигналов (до 100 Мбит/с), приблизительно в такое же количество раз увеличить дальность передачи информации или повысить помехозащищенность (устойчивость к воздействию осадков, преднамеренных помех и пр.).

На основе анализа известной литературы в [11] была предложена следующая классификация СШПС:

–сверхширокополосные видеосигналы, описываемые знакопостоянными функциями времени;

–сверхширокополосные квазирадиосигналы (КРС), описываемые знакопеременными функциями времени.

Внутри этих двух классов также выделены подклассы в зависимости от решаемой задачи, например, по наличию аналитических свойств:

–регулярные сигналы, описываемые непрерывными функциями времени;

–разрывные сигналы, описываемые функциями времени, имеющими конечное число разрывов непрерывности первого рода.

Одной из отличительных особенностей разрывных СШП КРС, дающей ей преимущество над другими видами СШП сигналов – это более высокая помехозащищенность. Однако алгоритмы обработки таких сигналов изучены недостаточно, чтобы создать оптимальный приёмопередатчик и оценить количественно его устойчивость к шуму и преднамеренным помехам. Структура СШП КРС подобна узкополосным радиосигналам, однако условие отно-

сительной узкополосности для этих сигналов может не выполняться. Следует отметить, что в рамках этой терминологии класс узкополосных радиосигналов является частью класса СШП КРС.

Как известно, задачи обнаружения и оценки параметров узкополосного радиосигнала достаточно хорошо изучены и уже являются классическими для статистической радиофизики. Однако известные результаты по решению задач обнаружения или оценки параметров узкополосного радиосигнала не могут быть использованы применительно к СШП КРС, поскольку при получении известных результатов существенно используется условие относительной узкополосности. Заметим, что сам термин узкополосный радиосигнал определен на качественном, а не количественном уровне. Считается, что радиосигнал является узкополосным, если ширина полосы частот сигнала много меньше несущей частоты. Однако количественные соотношения между шириной полосы частот сигнала и несущей частотой, определяющие возможность считать сигнал узкополосным при решении любых задач радиофизики в общем виде не сформулированы, и, по-видимому, не могут быть сформулированы. В ряде частных случаев при решении задач синтеза и анализа алгоритмов обработки СШП КРС без требования условия относительной узкополосности удаётся получить количественную характеристику понятия относительной узкополосности. Так, например, в работах [12-15] найдены условия применимости модели узкополосного радиосигнала применительно к задачам его обнаружения и оценки амплитуды, начальной фазы и частоты. В рамках данной работы рассматриваются максимально правдоподобные (МП) алгоритмы обнаружения, поскольку их структура инвариантна к значениям потерь, априорной вероятности наличия сигнала, а также к виду априорного распределения неизвестных параметров [16]. Для оценки параметров также используются алгоритмы максимального правдоподобия, поскольку для их синтеза и анализа не требуется знания функции потерь и априорных плотностей вероятностей неизвестных параметров сигнала. Большим преимуществом метода максимума функции правдоподобия перед другими методами оценки является также то, что точка максимума функции правдоподобия инвариантна по отношению к произвольному взаимно-однозначному преобразованию функции правдоподобия. Помимо этого алгоритмы обнаружения и оценки по методу максимального правдоподобия являются асимптотически оптимальными [4,5].

В настоящее время в части обнаружения и оценки параметров СШП КРС исследованы следующие вопросы:

- обнаружение СШП КРС с неизвестными амплитудой, начальной фазой и длительностью [17];
- обнаружение СШП КРС с неизвестными амплитудой, начальной фазой и временем прихода [18];
- оценка амплитуды СШП КРС с неизвестными длительностью и начальной фазой [19];
- оценка фазы СШП КРС с неизвестной амплитудой [20];
- оценка частоты СШП КРС с неизвестными амплитудой и фазой [21];
- оценка времени прихода СШП КРС с неизвестными амплитудой и начальной фазой [22].

В силу особенностей распространения СШП КРС зачастую оказывается неизвестной длительность сигнала. Для дальнейшего развития статистического описания алгоритмов приёма СШП КРС с целью создания высокоэффективных приёмо-передатчиков необходимо также рассмотреть следующие задачи:

- оценка длительности СШП КРС с известными амплитудой и фазой;

- оценка фазы СШП КРС с неизвестной амплитудой и длительностью;
- оценка частоты СШП КРС с неизвестными амплитудой, фазой и длительностью.

Рассмотрим вкратце постановку задачи и пути ее решения на примере ещё не решённой в настоящее время задачи – квазиравдоподобной (КП) оценки длительности СШП КРС с неизвестными амплитудой и начальной фазой.

Сигнал, длительность которого подлежит оценке, запишем в виде

$$s(t, \tau) = a f(t) I(t/\tau) \cos(\omega t - \varphi), \quad (1)$$

где

$$I(x) = \begin{cases} 1, & 0 \leq x \leq 1, \\ 0, & x < 0, \quad x > 1 \end{cases}$$

— индикатор единичной длительности,  $f(t)$  — непрерывная модулирующая функция, а  $a$ ,  $\varphi$ ,  $\omega$ ,  $\tau$  — амплитуда, начальная фаза, частота и длительность соответственно. Если полоса частот  $\Delta\omega$  и частота  $\omega$  сигнала (1) удовлетворяют условию

$$\Delta\omega \ll \omega, \quad (2)$$

то сигнал (1) является узкополосным радиосигналом [23,24]. Если условие (2) не выполняется, то формула (1) описывает СШП КРС [24]. Величины  $a$ ,  $\varphi$ ,  $\omega$ ,  $\tau$  являются параметрами гармонического колебания, используемого для его формирования. Тем не менее, аналогично [24] далее будем называть  $a$ ,  $\varphi$ ,  $\omega$ ,  $\tau$  соответственно амплитудой, начальной фазой, частотой и длительностью СШП КРС (1). Выбором модулирующей функции  $f(t)$  можно обеспечить полосу  $\Delta\omega$  сигнала, близкую к частоте  $\omega$  [24]. Таким образом, изменение модулирующей функции  $f(t)$  позволяет описать формулой (1) как СШП КРС с большой относительной полосой частот, так и узкополосные радиосигналы, для которых выполняется условие (2).

Пусть в течение интервала времени  $t \in [0, T]$  наблюдается аддитивная смесь сигнала (1) и гауссовского белого шума  $n(t)$  с односторонней спектральной плотностью  $N_0$

$$\xi(t) = s(t, \tau_0) + n(t), \quad (3)$$

где  $\tau_0$  — истинное значение неизвестной длительности. Будем считать, что длительность сигнала может принимать значения из априорного интервала  $\tau \in [T_1, T_2]$ . Располагая наблюдаемой реализацией  $\xi(t)$ , необходимо сформировать оценку длительности полезного сигнала (1), считая неизвестные амплитуду и начальную фазу неинформативными параметрами, в оценке которых нет необходимости.

Для синтеза алгоритма оценки воспользуемся методом МП [13, 23], согласно которому оценка длительности совпадает с положением абсолютного (наибольшего) максимума логарифма функционала отношения правдоподобия (ФОР)

$$L(\tau, a, \varphi) = \frac{2a}{N_0} \int_0^\tau \left( \xi(t) - \frac{a f(t) \cos(\omega t - \varphi)}{2} \right) f(t) \cos(\omega t - \varphi) dt. \quad (4)$$

Для преодоления априорной параметрической неопределённости вместо неизвестных амплитуды  $a$  и начальной фазы  $\varphi$  в выражении (4) будем использовать их некоторые ожидаемые значения  $a^*$  и  $\varphi^*$  из области возможных значений

$$\tau_q = \arg \sup L(\tau, a, \varphi), \quad L(\tau) = L(\tau, a^*, \varphi^*). \quad (5)$$

На рис. 1 изображена блок-схема КП измерителя длительности, где обозначено: И — интеграторы на интервале времени  $[0, t]$ ,  $t \in [T_1, T_2]$ ; Э — экстрематор, осуществляющий поиск положения наибольшего максимума входного сигнала на интервале времени  $[T_1, T_2]$ .

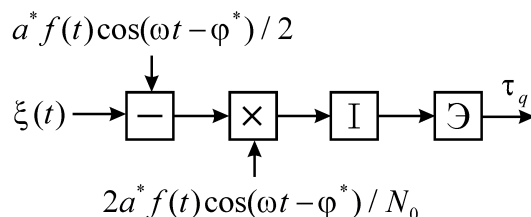


Рис. 1. Блок-схема КП измерителя длительности СШП КРС

Выполним анализ КП алгоритма оценки длительности. Для этого представим логарифм ФОП (4) в виде

$$L(\tau) = a^* (X(\tau) \cos \varphi^* + Y(\tau) \sin \varphi^*) - a^{*2} \frac{Q(\tau) + P_c(\tau) \cos 2\varphi^* + P_s(\tau) \sin 2\varphi^*}{2}, \quad (6)$$

где обозначено  $X(\tau) = \frac{2}{N_0} \int_0^\tau \xi(t) f(t) \cos \omega t dt$ ,  $Y(\tau) = \frac{2}{N_0} \int_0^\tau \xi(t) f(t) \sin \omega t dt$ ,

$$Q(\tau) = \frac{1}{N_0} \int_0^\tau f^2(t) dt, \quad P_c(\tau) = \frac{1}{N_0} \int_0^\tau f^2(t) \cos 2\omega t dt, \quad P_s(\tau) = \frac{1}{N_0} \int_0^\tau f^2(t) \sin 2\omega t dt.$$

Согласно (6) случайный процесс  $L(\tau)$  является гауссовским. Поэтому для его полного статистического описания достаточно найти математическое ожидание и корреляционную функцию. Выполняя усреднение, находим математическое ожидание

$$S(\tau) = \langle L(\tau) \rangle = a^* a_0 \left[ Q(\min(\tau, \tau_0)) \cos(\varphi^* - \varphi_0) + P_c(\min(\tau, \tau_0)) \cos(\varphi^* + \varphi_0) + P_s(\min(\tau, \tau_0)) \sin(\varphi^* + \varphi_0) \right] - \frac{a^{*2}}{2} \left[ Q(\tau) + P_c(\tau) \cos(2\varphi^*) + P_s(\tau) \sin(2\varphi^*) \right], \quad (7)$$

и корреляционную функцию

$$K(\tau_1, \tau_2) = \left\langle \left[ L(\tau_1) - \langle L(\tau_1) \rangle \right] \left[ L(\tau_2) - \langle L(\tau_2) \rangle \right] \right\rangle = a^{*2} \left[ Q(\min(\tau_1, \tau_2)) + P_c(\min(\tau_1, \tau_2)) \cos 2\varphi^* + P_s(\min(\tau_1, \tau_2)) \sin 2\varphi^* \right]. \quad (8)$$

Далее будем полагать, что выходное отношение сигнал/шум для принятого сигнала достаточно велико  $Q(\tau_0) \gg 1$ . Как известно, с увеличением ОСШ КП оценка сходится в среднеквадратическом к положению максимума математического ожидания (7). Будем считать, что для КП оценки (5) выполняются условия состоятельности, и положение максимума математического ожидания (7) равно истинному значению длительности [13,23]. Поэтому исследуем логарифм ФОП (6) в окрестности истинного значения длительности  $\tau_0$ . Разложив выражения (7) и (8) в ряд Тейлора по  $\tau$  в окрестности  $\tau_0$ , получим асимптотические выражения для математического ожидания

$$S(\tau) = \alpha + (\tau - \tau_0) \begin{cases} \beta_1, & \tau \leq \tau_0, \\ -\beta_2, & \tau > \tau_0, \end{cases} \quad (9)$$

и корреляционной функции

$$K(\tau_1, \tau_2) = \lambda + 2\beta_2 \min(\tau_1 - \tau_0, \tau_2 - \tau_0), \quad (10)$$

где

$$\alpha = a^* a_0 \left( Q(\tau_0) \cos(\varphi^* - \varphi_0) + P_c(\tau_0) \cos(\varphi^* + \varphi_0) + P_s(\tau_0) \sin(\varphi^* + \varphi_0) \right) - \frac{\lambda}{2},$$

$$\beta_1 = \frac{a^* \rho_0^2}{T_2} \cos^2(\omega\tau_0 - \varphi^*) \left[ 2a_0 \cos(\omega\tau_0 - \varphi_0) - a^* \cos(\omega\tau_0 - \varphi^*) \right], \quad \rho_0^2 = \frac{f^2(\tau_0)}{N_0} T_2, \quad (11)$$

$$\beta_2 = a^* \rho_0^2 \cos^2(\omega\tau_0 - \varphi^*) / T_2, \quad \lambda = a^{*2} \left( Q(\tau_0) + P_c(\tau_0) \cos 2\varphi^* + P_s(\tau_0) \sin 2\varphi^* \right).$$

Будем аппроксимировать логарифм ФОП (6) гауссовским случайным процессом с математическим ожиданием (9) и корреляционной функцией (10) на всём интервале априорных значений длительности. Используя (9), (10), а также теорему Дуба, можно показать, что логарифм ФОП является гауссовским марковским процессом с коэффициентами сноса и диффузии [25]

$$k_1 = \begin{cases} \beta_1, & \text{при } T_1 \leq \tau \leq \tau_0, \\ -\beta_2, & \text{при } \tau_0 < \tau \leq T_2, \end{cases} \quad k_2 = 2\beta_2. \quad (12)$$

Обозначим далее

$$z_r^2 = a_0^2 T_2 / N_0 \quad (13)$$

— ОСШ на выходе приёмника для сигнала прямоугольной формы с амплитудой  $a_0$  и длительностью  $T_2$ . По методике [26] находим асимптотические выражения для смещения и рассеяния КП оценки длительности  $\tau_q$  СШП КРС с неизвестными начальной фазой и амплитудой

$$b(\tau_q | \tau_0) = \frac{(R^2 - 1)T_2}{\beta_2 R^2}, \quad (14)$$



$$V(\tau_q | \tau_0) = 2T_2^2 \cdot \frac{R^2(2R^2 + 6R + 5) + (5R^2 + 6R + 2) / R^2}{\beta_2^2 R^2 (R + 1)^3}, \quad (15)$$

где

$$R = \frac{2a_0}{a^*} \cdot \frac{\cos(2\pi\kappa - \varphi_0)}{\cos(2\pi\kappa - \varphi^*)} - 1. \quad (16)$$

В выражениях (14), (15) и (16) введём обозначения для расстроек амплитуды  $\Delta_a = \frac{a^*}{a_0}$  и фазы  $\Delta_\varphi = \varphi^* - \varphi_0$  соответственно и величину  $\kappa = \omega\tau_0/2\pi$ , которая характеризует степень узкополосности СШП КРС и равна количеству периодов гармонического колебания (1), укладываемых на длительности сигнала  $\tau_0$ . Подставим (13) в выражения для смещения (14) и рассеяния (15) КП оценки длительности

$$b(\tau_q | \tau_0) = \frac{(R^2 - 1)T_2}{z_r^2 f^2(\tau_0) R^2 \Delta_a^2 \cos^2(2\pi\kappa - \varphi_0 - \Delta_\varphi)}, \quad (17)$$

$$V(\tau_q | \tau_0) = \frac{2(2R^6 + 6R^5 + 5R^4 + 5R^2 + 6R + 2)T_2^2}{z_r^4 f^4(\tau_0) R^4 \Delta_a^4 (R + 1)^3 \cos^4(2\pi\kappa - \varphi_0 - \Delta_\varphi)}, \quad (18)$$

$$R = \frac{2}{\Delta_a} \cdot \frac{\cos(2\pi\kappa - \varphi_0)}{\cos(2\pi\kappa - \Delta_\varphi - \varphi_0)} - 1. \quad (19)$$

Заметим, что аналогично [27] асимптотическое значение рассеяния оценки длительности не зависит от формы сигнала, а определяется лишь величиной заднего фронта сигнала  $a_0 f(\tau_0) \cos(\omega\tau_0 - \varphi_0)$ . Если гармоническое заполнение импульса отсутствует  $\omega = 0$ , то выражение (18) совпадает с рассеянием оценки длительности квазидетерминированного сигнала, найденным в [27]

$$V_0(\tau_q | \tau_0) = \frac{13}{2} \cdot \frac{N_0^2}{a_0^4 f^4(\tau_0)}, \quad (20)$$

а также с рассеянием МП оценки длительности узкополосного радиосигнала, найденным в [28].

В качестве примера на рис. 2а приведены зависимости нормированного условного рассеяния  $v = V(\tau_q | \tau_0) / T_2^2$  КП оценки длительности СШП КРС прямоугольной формы (18) и узкополосного радиосигнала (20) от ОСШ (13) при различных значениях параметра узкополосности  $\kappa$  и начальной фазе  $\varphi_0 = 0$ . Сплошной линией изображена зависимость нормированного условного рассеяния от ОСШ для узкополосного радиосигнала и сигнала без гармонического заполнения  $\kappa = 0$ . Штриховой и пунктирной линиями изображены зависимости СШП КРС для разных параметров узкополосности –  $\kappa = 0.15$  и  $\kappa = 0.1$  соответственно.

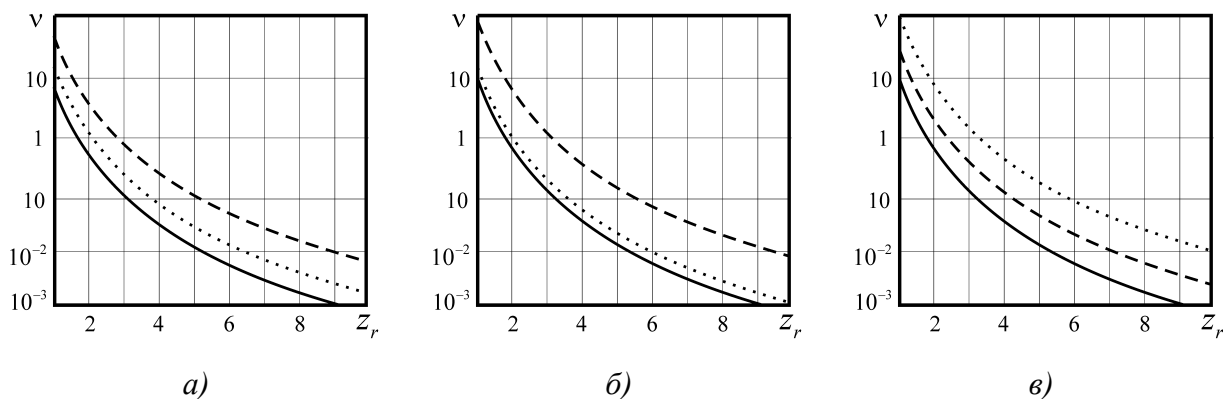


Рис. 2. Зависимость нормированного условного рассеяния от ОСШ:  
 а) при различных значениях параметра узкополосности  $\kappa$  ;  
 б) при различных расстройках амплитуды ожидаемого сигнала  $\Delta_a$  ;  
 в) при различных расстройках фазы ожидаемого сигнала  $\Delta_\varphi$

На рис. 2б изображены зависимости условного рассеяния (18) нормированного на  $T_2^2$  от ОСШ при различных расстройках амплитуды ожидаемого сигнала  $\Delta_a$ . Сплошная кривая соответствует отсутствию расстройки  $\Delta_a = 1$ , пунктирная — расстройке  $\Delta_a = 2/3$  (ожидаемая амплитуда меньше истинного значения), штриховая — расстройке  $\Delta_a = 3/2$  (ожидаемая амплитуда больше истинного значения). При расчёте кривых предполагалось, что начальная фаза принятого сигнала  $\varphi_0 = 0$  и  $\kappa = 1$ .

На рис. 2в изображены зависимости условного рассеяния (18) нормированного на  $T_2^2$  от ОСШ при различных расстройках фазы ожидаемого сигнала  $\Delta_\varphi$ . Сплошная кривая соответствует отсутствию расстройки  $\Delta_\varphi = 0$ , пунктирная — расстройке  $\Delta_\varphi = -2\pi/5$  (ожидаемая фаза меньше истинного значения), штриховая — расстройке  $\Delta_\varphi = \pi/3$  (ожидаемая фаза больше истинного значения). При расчёте кривых предполагалось, что начальная фаза принятого сигнала  $\varphi_0 = 0$  и  $\kappa = 1$ .

Как видно из рис. 2а, асимптотические значения рассеяния оценки длительности СШП КРС больше рассеяний как оценки длительности сигнала без гармонического заполнения, так и оценки длительности узкополосного радиосигнала при любых ОСШ. Действительно, наличие гармонического заполнения при одновременном невыполнении условий узкополосности сигнала может приводить лишь к уменьшению величины скачка его заднего фронта, а, следовательно, к увеличению рассеяния оценки. Таким образом, в практических приложениях целесообразно использовать такие СШП КРС, истинная длительность которых обеспечивает наибольшую величину заднего фронта сигнала, то есть  $\cos(2\pi\kappa - \varphi_0) = \pm 1$ . Это позволит выполнить оценку длительности на приёмной стороне с наименьшим рассеянием. С другой стороны, обладая алгоритмом оценки длительности, можно повысить устойчивость к несанкционированному вскрытию радиoliniии или её прослушиванию, не теряя при этом в качестве приёма собственного сигнала.

Из рис. 2б и 2в видно, что априорное незнание амплитуды или фазы сигнала может привести к существенному снижению точности оценки длительности.

Таким образом, рассмотренный КП алгоритм оценки длительности СШП КРС с неизвестными амплитудой и фазой отражает основной ход рассуждений при оценке любого неизвестного параметра, и позволяет разработать МП алгоритм оценки длительности. Максимально правдоподобная оценка параметров СШП КРС при прочих неизвестных, не исследованных до настоящего момента, позволит синтезировать оптимальный приёмник таких сигналов. При создании соответствующих антенно-фидерных устройств, с использованием синтезированных алгоритмов обнаружения и оценки, возможно создание новых систем беспроводного доступа на основе сверхширокополосных квазирадиосигналов.

### Список литературы

1. Ахманов С.А., Дьяков Ю.Е., Чиркин А.С. Введение в статистическую радиофизику и оптику. М.: Наука, 1981,- 640 с.
2. Бартон Д. Радиолокационные системы. Сов. радио, 1967. – 480 с.
3. Вайнштейн Л.А., Вакман Д.Е. Разделение частот в теории колебаний. М.: Наука, 1983,- 288 с.
4. Куликов Е.И. Вопросы оценок параметров сигналов на фоне помех. М.: Сов. радио, 1966,- 244 с.
5. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи [пер. с англ.] под ред. Левина Б.Р. М.: Сов. радио, 1961, Т. 1, - 783 с.
6. Миддлтон Д. Очерки теории связи. М.: Сов радио, 1966, - 160 с.
7. Астанин Л.Ю., Костылев А.А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. М.: Радио и связь, 1989, - 192 с.
8. Бункин Б.В., Кашин В.А. Особенности, проблемы и перспективы субнаносекундных видеоимпульсных РЛС. Радиотехника, 1995, № 4-5, С. 128-133.
9. Дж. Р. Дейвис, Д.Дж. Бейкер, Дж.П. Шелтон, В.С. Амент. Физические ограничения препятствующие использованию колебаний без несущей в системах передач радиоволн. Труды института инженеров электроники и радиотехники, 1979, Т.67, № 6,С. 5-12.
10. Хармут Х.Ф. Замечания к статье «Физические ограничения, препятствующие использованию колебаний без несущей в системах передачи радиоволн». Труды института инженеров и электроники и радиотехники, 1979, Т. 67, № 6, С. 13-14.
11. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Модели сверхширокополосных сигналов. Радиотехника, 2006, № 6.
12. Трифонов А.П., Руднев П.Е. Обнаружение сверхширокополосного квазирадиосигнала на фоне белого шума. Известия вузов. Радиофизика, 2009, № 9, С. 749-760.
13. Трифонов А.П., Руднев П.Е. Характеристики оценки амплитуды сверхширокополосного квазирадиосигнала. Известия вузов. Радиоэлектроника, 2010, Т. 53, № 5, С. 22-31.
14. Трифонов А.П., Руднев П.Е. Характеристики оценки фазы сверхширокополосного квазирадиосигнала. Известия вузов. Радиоэлектроника, 2011, Т. 54, № 4, С. 3-10.
15. Трифонов А.П., Руднев П.Е. Эффективность оценки частоты сверхширокополосного квазирадиосигнала. Известия вузов. Радиоэлектроника, 2011, Т. 54, № 6, С. 3-10.
16. Акимов П.С., Бакут П.А., Богданович В.А. и др. Теория обнаружения сигналов; под ред. Бакута П.А. - М.: Радио и связь, 1984, 440 с.
17. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э., Титов К.Д. Характеристики квазиправдоподобного алгоритма обнаружения сверхширокополосного квазирадиосигнала с неизвестной длитель-

ностью. Материалы XXI Международной конференции “Радиолокация, навигация, связь”, Воронеж, 2015, С. 278-285.

18. Трифонов А.П., Руднев П.Е. Обнаружение сверхширокополосного квазирадиосигнала с неизвестным временем прихода на фоне белого шума. Известия вузов. Радиофизика, № 6, С. 420-435.

19. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э., Титов К.Д. Оценка амплитуды сверхширокополосного квазирадиосигнала с неизвестными длительностью и начальной фазой. Успехи современной радиоэлектроники, 2015, С. 3-13.

20. Трифонов А.П., Руднев П.Е. Характеристики оценки фазы сверхширокополосного квазирадиосигнала. Известия вузов. Радиоэлектроника, 2011, Т. 54, № 4, С. 3-10.

21. Трифонов А.П., Руднев П.Е. Эффективность оценки частоты сверхширокополосного квазирадиосигнала. Известия вузов. Радиоэлектроника, 2011, Т. 54, № 6, С. 3-10.

22. Трифонов А.П., Руднев П.Е. Эффективность оценки времени прихода сверхширокополосного квазирадиосигнала. Материалы XV Международной конференции “Радиолокация, навигация, связь”, Воронеж, 2009, Т. 1, С. 10-17.

23. Трифонов А.П., Шинаков Ю.С. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне помех. М.: Радио и связь, 1986.

24. Корчагин Ю.Э. Оценка длительности сигнала с неизвестными амплитудой и фазой. Радиотехника, 2013, № 9.

25. H.L. van Trees, K.L. Bell, Z. Tian. Detection, Estimation, and Modulation Theory, Part I, Detection, Estimation, and Filtering Theory. Wiley, New York, 2013.

26. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э., Беспалова М.Б. Статистические свойства высоты и положения абсолютного максимума марковского случайного процесса типа Башелье. Вестник ВГУ, 2014, № 4, С. 54-65.

27. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э. Прием сигнала с неизвестной длительностью. Известия ВУЗов. Радиофизика, 2002, Т. 45, № 7, С. 625.

28. Трифонов А.П., Корчагин Ю.Э., Кондратович П.А. Эффективность оценки длительности сигнала с неизвестной амплитудой. Известия ВУЗов. Радиоэлектроника, 2011, Т. 54, № 11, С. 3-12.

УДК 621.396

**И.Б. Федоров, Г.П. Слукин, С.И. Нефедов, И.В. Крючков, М.Е. Голубцов, Д.Е. Коротеев**

**МГТУ им. Н.Э. Баумана, г. Москва**

**ШИРОКОПОЛОСНЫЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ КОМПЛЕКС  
МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ ВЫСОКОДЕТАЛЬНЫХ  
ДВУМЕРНЫХ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЙ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ**

В связи с развитием систем контроля космического пространства возрастают требования к качеству и количеству получаемой информации, ее оперативности и содержанию. Наряду с получением портретов целей, реализуемых только в сложных оптико-локационных системах, стало возможным получение изображений космических объектов за счет применения широкополосных сигналов с высокой разрешающей способностью в специализированных радиолокационных комплексах. В данной статье приведены результаты наблюдений ра-

диолокационной станции радиовидения МГТУ, указывающие на возможность построения высокодетальных изображений КА в миллиметровом диапазоне.

Ключевые слова: широкополосные системы, портрет цели, радиолокационная станция

**I.B. Fedorov<sup>1</sup>, G.P. Slukin<sup>1</sup>, S.I. Nefedov<sup>1</sup>, I.V. Kryuchkov<sup>1</sup>, M.E. Golubtsov<sup>1</sup>, D.E. Koroteev**

**<sup>1</sup>Bauman Moscow State Technical University, Moscow**

## **WIDEBAND MILLIMETER-BAND RADAR FOR HIGH-RESOLUTION 2-D IMAGING OF SPACE OBJECTS**

Requirements for quality and quantity of received information, its speed and content are increased in view of the development of outer space control systems. Along with objectives portraits, that's could be realized only with complex optoelectronic target location systems, space objects pictures are implemented with using of high definition broadband signals in specialized radiolocation systems. This article presents the results of observations by BMSTU microwave imaging radar, which are pointing out the possibility of imaging in high details of spacecrafts at millimeter wave band.

Keywords: wideband radar, millimeter waves, ISAR imaging

В последнее время в мире все больше внимания уделяется развитию систем контроля космического пространства [1, 2], возрастают требования к количеству и качеству получаемой информации, ее оперативности и содержанию. Традиционно в качестве подобных систем рассматривались оптические средства пассивной и активной локации, тем не менее объективные факторы, такие как время суток, погодные условия, неоднородности атмосферы, существенно ограничивают оперативные возможности средств и их информационный потенциал. Так, возможность получения портретов целей реализуется только в сложных оптико-локационных системах с применением адаптивной оптики, в оптимальных условиях работы с соответствующими ограничениями по наблюдаемости объектов.

В то же время, в связи с развитием комплекса современных технологий по реализации эффективных широкополосных активных устройств, систем цифровой обработки сигналов и т.д., стала возможной реализация специализированных радиолокационных комплексов, обеспечивающих получение изображений космических объектов с качеством, максимально приближенным к оптическому, за счет применения широкополосных сигналов с высокой разрешающей способностью и технологии инверсного синтеза апертуры. Построение таких систем в миллиметровом диапазоне волн либо использование его в качестве основного для режима радиовидения обеспечивает весомые преимущества в достижимых характеристиках, т.к при малой относительной широкополосности системы за счет величины несущей частоты обеспечивается реализация достаточно большой абсолютной полосы сигнала, вплоть до нескольких ГГц.

Традиционно считается, что миллиметровый диапазон целесообразно применять в системах ближней радиолокации. Считается, и это при решении задач приземной радиолокации обоснованно [3], что затухание радиоволн рассматриваемого диапазона в атмосфере слишком велико, чтобы говорить об РЛС с дальностью действия более 30...50 км. Однако в случае наблюдения космических объектов, даже на наклонных трассах, область активного затухания сигнала будет ограничена эквивалентным участком в несколько километров с приемлемым дефицитом потенциала. В работе [4] было показано, что на углах места более 20° вы-

бор миллиметрового диапазона радиоволн для локации высотных и космических целей будет являться оптимальным.

Следует отметить, что задача наблюдения и построения радиоизображения выбранного космического объекта является одноцелевой. Оптимальным решением по соотношению «цена-качество» для подобных задач в РЛС дальнего действия является применение зеркальных антенн с широкополосными узлами тракта, обеспечивающих высокий коэффициент усиления и минимальные потери, что позволяет также уменьшить требования к уровню выходной мощности.

Таким образом, определяющими чертами облика рассматриваемых радиолокационных комплексов являются возможность полноценной обработки набора широкополосных сигналов, а также применение крупногабаритных полноповоротных антенн. Применение рассматриваемых сигналов позволяет получить двумерное изображение цели высокого разрешения после взятия объекта на сопровождение и после учета влияния фазового набега, связанного с движением цели. Высокий требуемый потенциал системы достигается использованием техники длительного когерентного накопления сигнала [5, 6].

Сквозная широкополосность узлов и систем обработки сигнала является параметром, определяющим потенциальное качество радиовидения. Широкополосность зеркальных антенных систем, построенных на основе рефлектора параболической формы, определяется в основном свойствами облучателя и устойчивостью его фазового центра в рабочей полосе частот. В миллиметровом диапазоне эти требования сравнительно легко реализуются в полосе частот до 3...5 ГГц, однако построение полноповоротного качественного рефлектора больших размеров (десятки метров в диаметре) является сложной инженерной задачей.

Отдельной задачей является построение эффективного широкополосного радиотракта системы с обеспечением максимально достижимого качества приемной системы по полосе и эффективной шумовой температуре и обеспечением требуемого уровня широкополосности и максимальной выходной мощности в передающем тракте.

В миллиметровом диапазоне в качестве выходного усилителя мощности целесообразно применение мощных генераторных когерентных электровакуумных приборов, как, например, клистроны с расширенной полосой (100...350 МГц) и мощные ЛБВ с полосой до 1,5 ГГц, а в перспективе и до 3 ГГц. Подобные приборы обеспечивают уровень средней мощности от сотен Вт до киловатта, в случае ЛБВ, кроме того, передающая система на их основе реализуется без применения специфических систем охлаждения и эксплуатации.

Сопоставимых по сочетанию рабочей полосы частот и выходной мощности твердотельных передатчиков в миллиметровом диапазоне нет, поэтому дальнейшее улучшение характеристик может быть связано с применением матриц выходных усилителей на основе спиральных ЛБВ, что позволит обеспечить работу в полосе до 10 ГГц и более, с сопоставимым или превосходящим уровнем средней мощности, однако согласование характеристик отдельных усилительных каналов в такой

системе возможно только при применении сложных цифровых систем формирования поканальных сигналов. Существует мнение, что оптимальным путем для создания передающих систем рассматриваемого типа будут являться передатчики на основе гиросприборов [7], что объясняется необходимостью обеспечения мощности зондирующего сигнала вплоть до нескольких десятков киловатт, но сложности реализации подобных систем существенно превосходят проблемы реализации рассмотренных выше передатчиков на основе отдельного прибора или их системы. С другой стороны, результаты расчетов и экспериментальных ра-

бот показывают, что при средней выходной мощности порядка одного киловатта достижимо наблюдение спутников на высотах орбит до 1 000...5 000 км.

Задающий и приемный радиотракты системы строятся на основе МИС широкополосных твердотельных усилителей и оптимизированных по рабочей полосе элементах тракта. Следует отметить необходимость наличия отдельного приемного тракта для зондирующего сигнала, прошедшего через оконечные каскады усиления мощности для контроля фазовых и амплитудных искажений.

В мире было сделано несколько попыток создания радиолокационных станций рассматриваемого назначения и класса. На рис. 1 приведены сведения о ширине полосы и годах ввода в эксплуатацию основных РЛС, созданных в мире. Выбор полосы в качестве параметра обусловлен тем, что именно эта характеристика определяет, с одной стороны, сложность станции, а с другой стороны, качество получаемого изображения. Наиболее интересными станциями из представленных на диаграмме являются станция TIRA западногерманского исследовательского центра FGAN, работающая в верхней части сантиметрового диапазона, а также американская радиолокационная станция HUSIR, на которой одновременно с переходом в короткую часть миллиметрового диапазона электромагнитного спектра реализуется попытка расширения полосы зондирующего сигнала до 8 ГГц.

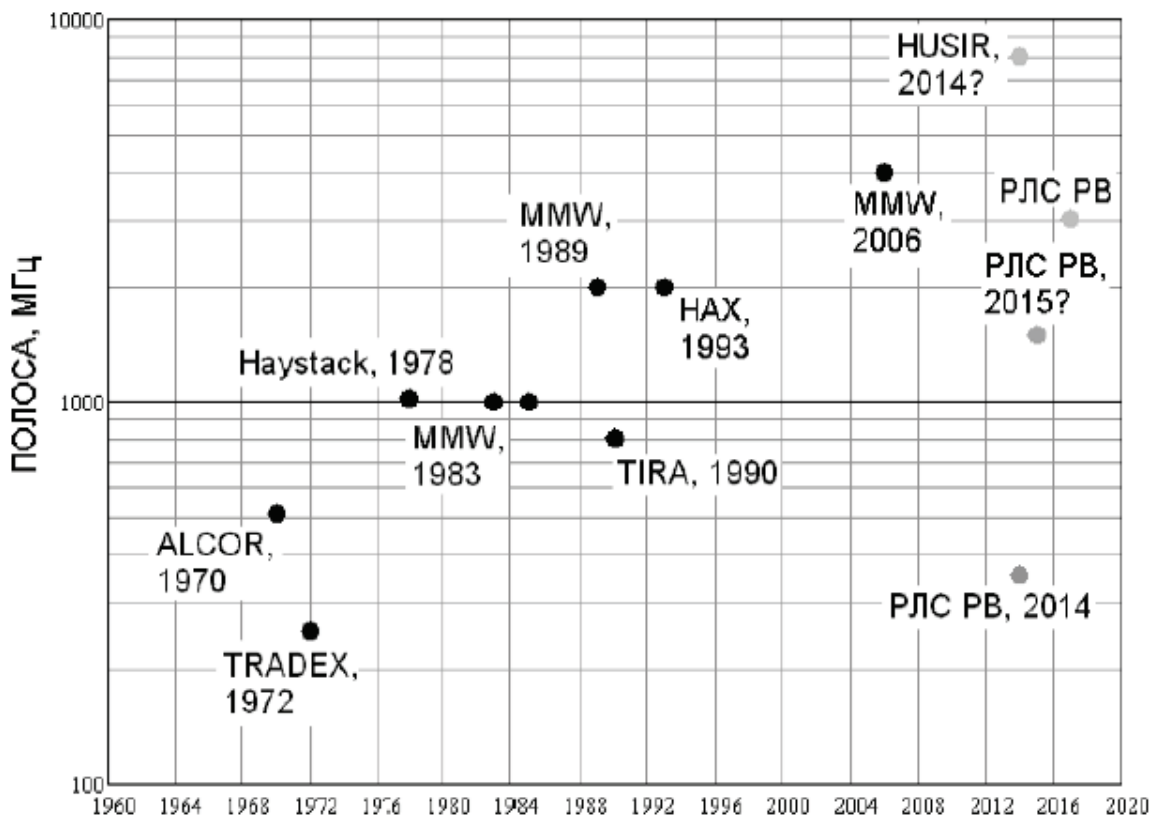


Рис. 1. Крупнейшие радиолокационные станции портретирования космических объектов (по состоянию на 2015 г.)

Первенство в освоении технологий радиопортретирования космических объектов принадлежит США. Как видно из приведенного рисунка, наша страна в части создания радиолокационных станций данного класса существенно отстает. Единственным успешным проектом на сегодняшний день является радиолокационная станция радиовидения МГТУ им. Н.Э.

Баумана (РЛС РВ МГТУ) [8, 9]. РЛС расположена на территории экспериментальной площадки МГТУ им. Н.Э. Баумана (Московская область, Дмитровский район).

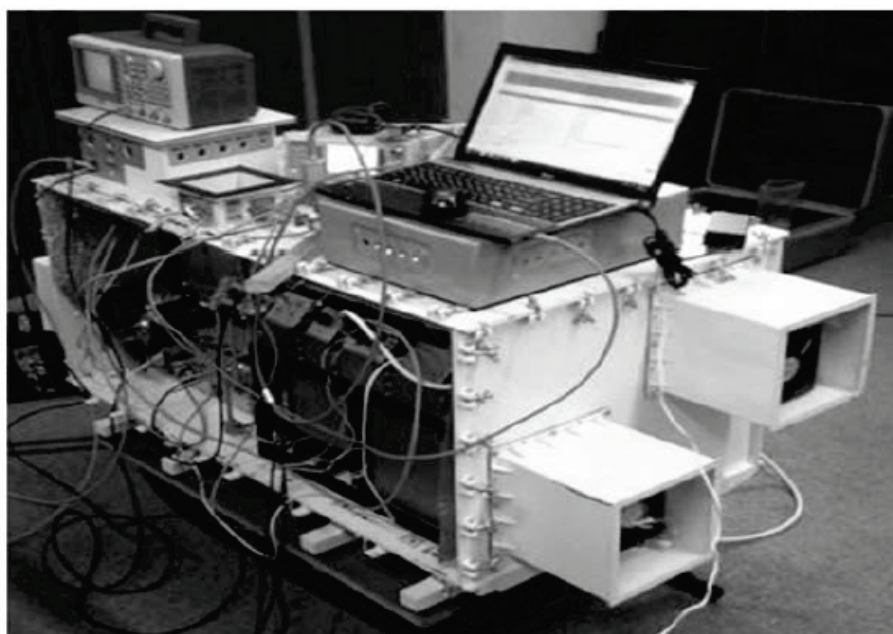
В качестве антенной системы станция использует полноповоротную зеркальную антенну диаметром 7.5 м, работающую на длинах волн вплоть до 8 мм, входящую в состав радиотелескопа РТ-7.5 МГТУ (рис. 2). Для обеспечения требуемой динамики и точности наведения используются современные системы управления следящими приводами, реализованные в ходе глубокой модернизации аппаратуры радиотелескопа. Благодаря этому была получена точность наведения луча менее угловой минуты при угловых скоростях до 5 градусов в секунду.



*а)*



*б)*



*в)*

Рис. 2. Элементы радиолокационного комплекса:  
*а)* антенная система РЛС (западная антенна радиотелескопа РТ-7.5 МГТУ);  
*б)* пункт управления; *в)* приемопередающий контейнер РЛС



Расчетный энергетический потенциал станции обеспечивает наблюдение низкоорбитальных космических аппаратов на дальностях до 1200 км. Модули приема и цифровой обработки радиолокационной информации позволяют работать с когерентной пачкой зондирующих импульсов длительностью до 2 с (до 60 с при накоплении внутри ограниченного окна дальности). Приемопередающая аппаратура станции, разработанная и изготовленная в МГТУ им. Н.Э.Баумана, в настоящее время позволяет работать с зондирующим сигналом с полосой до 375 МГц. Запланированная модернизация усилителя мощности позволит обеспечить полосу зондирующего сигнала до 1,5 ГГц в режиме портретирования. Более подробно подход к построению аппаратной части комплекса рассмотрен в [8], там же приведена структурная схема аппаратуры РЛС.

Программное обеспечение комплекса [9] состоит из универсальных модулей, обеспечивающих калибровку и настройку системы, обработку в реальном времени радиолокационной информации; автоматизированное рабочее место оператора. Программное обеспечение реального времени реализует функции цифровой моноимпульсной пеленгации, пороговой обработки, межканальной, а также траекторной обработки. Данное ПО полностью реализовано на универсальном вычислителе, что позволяет в реальном времени менять практически любые параметры систем первичной и вторичной обработки сигнала. Общий объем программного кода комплекса приближается к 300 тыс. строк.

Типовой сеанс работы по космическому аппарату включает в себя: поиск цели в заданной зоне относительно опорной траектории, обнаружение и сопровождение траектории. В ходе сопровождения по команде оператора может быть включен режим портретирования, в котором станция переходит на широкополосный сигнал и записывает данные для последующей обработки (построения изображения).

К настоящему моменту станция введена в эксплуатацию и позволяет получать изображения космических объектов с различным качеством. Первое обнаружение КА было зафиксировано 6 мая 2014 года. С этого момента на станции ведутся регулярные наблюдения КА, получены записи по более чем 100 проводкам космических аппаратов.

На рис. 3 приведен пример работы радиолокационного комплекса в режиме обнаружения и сопровождения (наблюдение Международной Космической Станции (МКС) 24 июня 2014 года). Наблюдение в этом случае проводилось с использованием сигнала ЛЧМ полосой 1 МГц. На рисунке видны отдельные первые три группы отметок, полученные в режиме до поиска, и сплошной ряд отметок, полученный после перехода в режим сопровождения. Центральная точка графика соответствует максимальной наблюдаемой амплитуде сигнала.

Рассмотрим более подробно алгоритмы обработки радиолокационной информации в данной системе. Подход к построению алгоритмов основан на дополнении классических алгоритмов первичной и траекторной обработки специализированными алгоритмами инверсного синтеза апертуры и получения радиоизображений [8, 10]. На рис. 4 приведена упрощенная структурная схема обработки радиолокационной информации в РЛС.

Как видно из рис. 4, ключевым этапом обработки является синтез изображения. Основная сложность в реализации данного этапа обработки заключается в устранении миграции дальности и доплеровского смещения частоты сигнала, отраженного от цели в условиях отсутствия точной информации о движении объекта. По этой причине обработку целесообразно разделить на два этапа.

На первом этапе предполагается использовать траекторию, параметры которой изменяются в ходе сопровождения в качестве опорной информации о движении цели. Это позво-

лит реализовать первичное когерентное накопление сигнала, которое даст возможность про-  
извести обнаружение цели и измерение параметров миграции дальности и частоты.

На втором этапе по записанной сигнальной информации от цели реализуется точная  
корректировка миграции дальности и частоты, необходимая для выполнения инверсного  
синтеза апертуры.

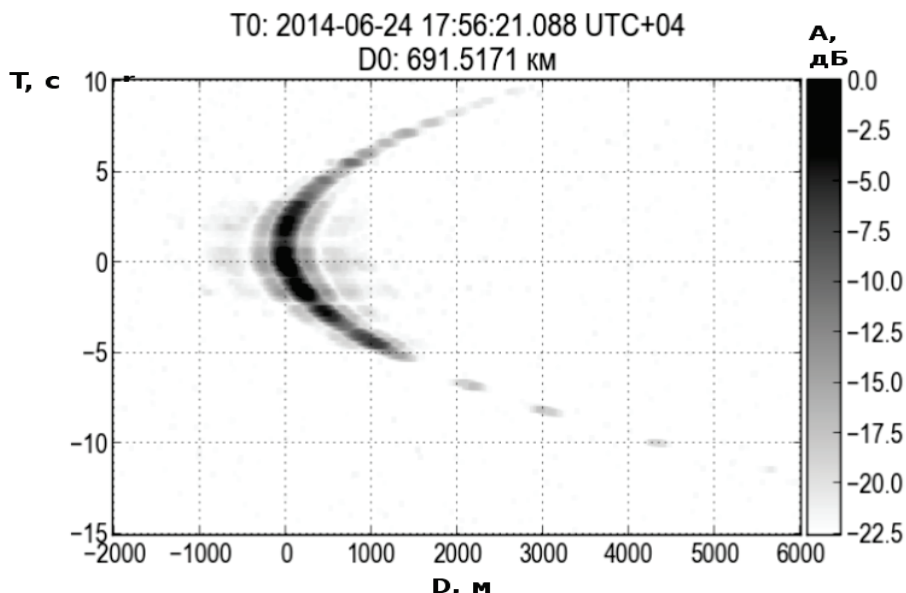


Рис. 3. Пример сеанса наблюдения космического аппарата  
(МКС, диаграмма «дальность-время»)

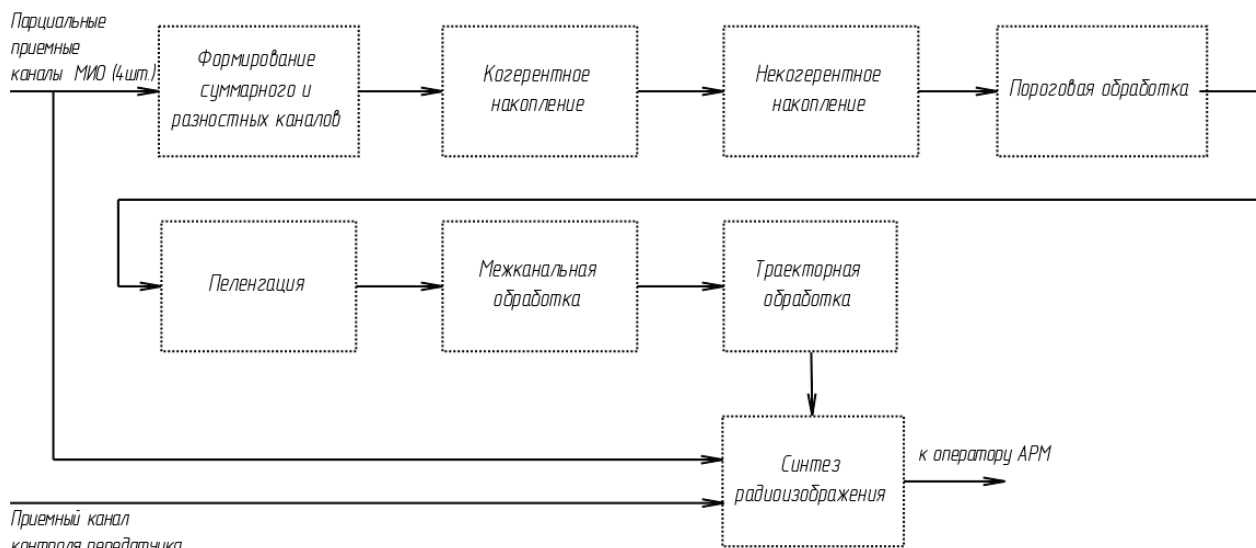


Рис. 4. Структурная схема обработки информации в РЛС

На рис. 5 приведен результат работы станции в режиме портретирования, полученный  
после обработки экспериментальных данных. Для сопоставления рядом на рисунке приведен  
вид МКС с орбиты. В качестве исходных данных была использована запись проводки МКС  
от 28 августа после перехода в режим портретирования с использованием сигнала ЛЧМ с по-  
лосой 150 МГц. На рис. 5 отчетливо видны основные элементы МКС – конструкции солнечных  
батареи, объединенная ферменная структура, очертания модулей станции и др.

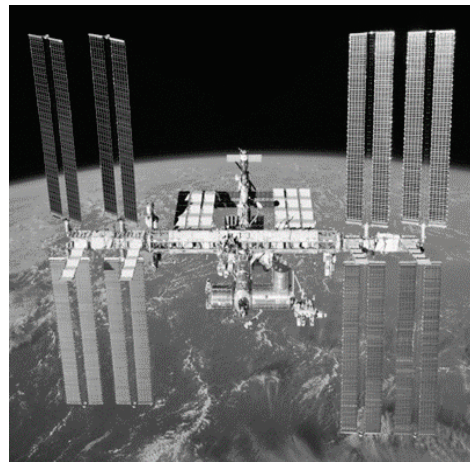
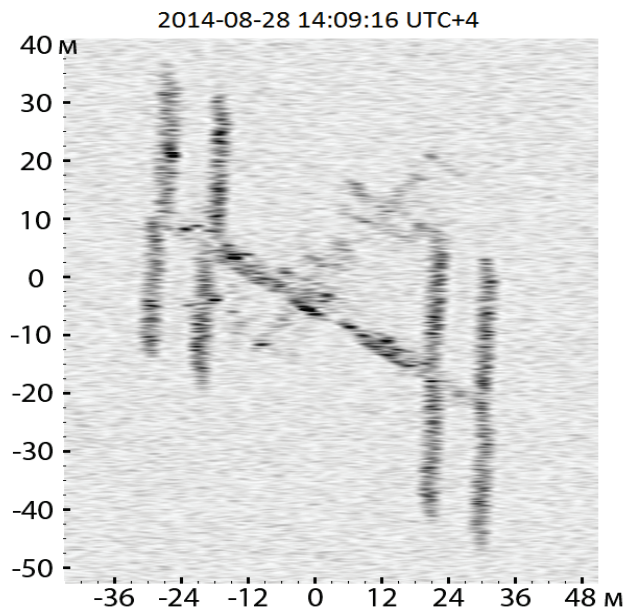


Рис. 5. Пример получаемых радиоизображений (МКС, сигнал 150 МГц)

Таким образом, предъявленные экспериментальные результаты указывают на возможность построения высокдетальных изображений КА в миллиметровом диапазоне. В настоящее время продолжаются работы по модернизации РЛС для увеличения разрешающей способности в режиме портретирования и точности сопровождения. В целом же на основе приведенных материалов можно сделать вывод о перспективности применения РЛС миллиметрового диапазона для радиопортретирования и высокоточного измерения координат космических объектов.

Дальнейшие возможности развития аппаратуры подобных РЛС связаны не только с наращиванием потенциала станций за счет увеличения выходной мощности, коэффициента усиления антенны и ширины рабочей полосы сигналов. Целесообразным с точки зрения качества получаемой информации является создание сети подобных РЛС из трех-пяти опорных пунктов на территории РФ с максимальным разнесением размещения по долготе и широте, т.к. результаты совместного двумерного портретирования пролетающих КА могут быть использованы для построения трехмерных изображений объектов, что, в свою очередь, позволяет определять направленность следящих и разведывательных систем КА, общий облик и конструктивные черты аппаратов, проводить удаленную диагностику состояния.

Также целесообразным видится создание многополосных РЛС радиовидения, в которых за счет применения радиотрактов различных диапазонов и их структуры построения возможно реализовать траекторное сопровождение и портретирование КА, например, в S-, C- и Ka-диапазонах. Аппаратура радиотрактов S- и C диапазонов может быть построена уже на основе широкополосных твердотельных усилителей, формирующих облучающую систему в виде АФАР гибридной зеркальной системы. Возможности работы в различных диапазонах частот расширят возможности РЛС по ракурсам наблюдения КА, существенно поднимут дальности сопровождения и наблюдения космических объектов, обеспечат многофункциональность применения РЛС (преимущества многодиапазонного наблюдения см., например, в [11]). В целом необходимо признать все возрастающую актуальность задачи построения системы высокоэффективных РЛС радиовидения для решения задач обороны и развития использования космического пространства.

## Список литературы

1. Курикша А.А., Шилин В.Д. Перспективы радиолокации космических объектов (<http://vimpel.ru/prespectiv.htm>), - 2007.
2. Лучин А.А. Наземные радиолокационные средства получения изображений искусственных спутников Земли.: Успехи современной радиолокации, № 5, 20, С. 3-13.
3. Автономные информационные и управляющие системы: В 4 т. / Астапов Ю.М., Борзов А.Б., Ефремов А.К. [ и др.]; под ред. Борзова А.Б. – М.: ООО НИЦ «Инженер», ООО «Онико-М», 2011, Т. 2, - 440 с.
4. Нефедов С.И. Выбор рационального диапазона рабочих частот для радиолокационной станции радиовидения космических аппаратов // Радиолокация, навигация, связь: Труды XVII международной научно-технической конф. Воронеж, 2011, Т. 3, С. 1697-1701.
5. Слукин Г.П. Длительное когерентное накопление – одно из перспективных направлений повышения эффективности РЛС дальнего наблюдения // Физ. и применение микро-волн: Труды 7-й Всероссийской школы-семинара. Красновидово, 1992, Т. 2, С. 141.
6. Федоров И.Б., Слукин Г.П., Нефедов С.И. Перспективы применения технологии длительного когерентного накопления в обзорных радиолокационных станциях // Вестник МГТУ. Сер. Приборостроение, 2005, Спец. Выпуск, С. 112-132.
7. Технология радиолокации (к 50-летию ОАО «Радиофизика») – М: «Вече», 2010, - 423 с.
8. Нефедов С.И., Крючков И.В., Коротеев Д.Е. Перспективный радиолокационный комплекс радиовидения космических объектов миллиметрового диапазона: Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение, 2009.
9. Коротеев Д.Е., Крючков И.В., Лоскутов В.Ю. Разработка программного обеспечения для исследовательского радиолокационного комплекса миллиметрового диапазона. Радиооптические технологии в приборостроении: сборник материалов IV Научно-технической конференции (г. Туапсе, 2012), М.: издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2008.
10. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны/ Ан-типов В.Н., Горяинов В.Т. и др. Под ред. Горяинова В.Т. – М.: Радио и связь, 1988, - 304 с.
11. Верба В.С., Меркулов В.И., Садовский П.А. Многодиапазонные радиолокационные системы. Проблемы многоцелевого сопровождения // Радиооптика. Электрон. Журн., 2015, № 5, С. 37-51. DOI: 10.7463/rdopt.0515.0817948.

УДК 621.396.967

**Д.В. Хлебников, Ю.Д. Кислицын, Е.С. Конаныхин, Д.В. Лазиков**

**ФГУП «ГосНИИАС», г. Москва**

### **ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ ФОНОЦЕЛЕВОЙ ОБСТАНОВКИ НА КОМПЛЕКСАХ ПОЛУНАТУРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ БОРТОВЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ КОНЕЧНОГО НАВЕДЕНИЯ**

В данной работе представлены технологии формирования фоноцелевой обстановки для следующих радиолокационных систем наведения:

- широкодиапазонная пассивная система конечного наведения;
- некогерентные активные системы наведения (АСН), работающие в 3-х см диапазоне длин волн;

- когерентные АСН, работающие в 3-х см диапазоне длин волн.

Рассмотрены достоинства и недостатки существующих технологий. Сформулированы основные требования к технологии моделирования перспективных комбинированных многоканальных РЛ-систем конечного наведения в условиях многоцелевой обстановки и воздействия естественных и преднамеренных помех. Определены основные принципы построения имитатора фоноцелевой обстановки, использующего современные принципы цифровой обработки сигнала с возможностью формирования многоточечных целей.

Ключевые слова: комплекс полунатурного моделирования, имитатор фоноцелевой обстановки, цифровая обработка сигналов

**D.V. Khlebnikov, D.Y. Kislitsyn, E.S. Konanykhin, D.V. Lazikov**

**FGUP "GosNIAS", Moscow**

## **FEATURES OF THE FORMATION OF PHONO-TARGET SITUATION ON THE SCALED-DOWN MODELING OF AIRBORNE RADAR SYSTEMS FINAL GUIDANCE**

This paper presents the technology deals with formation of Phono-target situation for the following radar guidance systems:

- full-range passive radar homing head;
- incoherent active guidance system working in the 3 cm wavelength range;
- coherent active guidance system operating in the 3 cm wavelength range.

The advantages and disadvantages of existing technologies. The main requirements for simulation technology of perspective combined multichannel RL-systems the final guidance in terms of multipurpose conditions and under the influence of natural and deliberate interference. The basic principles of constructing a simulators of a Phono-target situation, using modern principles of digital signal processing to generate multiple point targets.

Keywords: scaled-down simulation complexes, phono-target situation simulator, digital signal processing

### **Введение**

При создании комплексов полунатурного моделирования бортовых радиолокационных систем конечного наведения разработчики сталкиваются с необходимостью создания имитаторов зондирующих и отраженных радиолокационных сигналов, позволяющих в лабораторных условиях создавать фоноцелевую обстановку (ФЦО), близкую к реальной.

Формирование ФЦО на комплексах полунатурного моделирования бортовых радиолокационных систем предназначено для имитации излучения сигналов в частотных диапазонах работающих РЛС наземных и морских средств ПВО, а также для имитации отраженных от целей сигналов.

В состав типичного комплекса полунатурного моделирования входят следующие элементы (рис. 1):

- безэховая камера (БЭК), в которой располагаются динамические стенды;
- операторская комната, в которой находится управление комплексом;
- бортовой комплекс управления (БКУ) и система конечного наведения;
- вычислительная часть комплекса, к которой подключается и система индикации и регистрации;

- имитатор цели с излучателями;
- имитатор помех (ИП);
- имитатор сигналов (ИС).

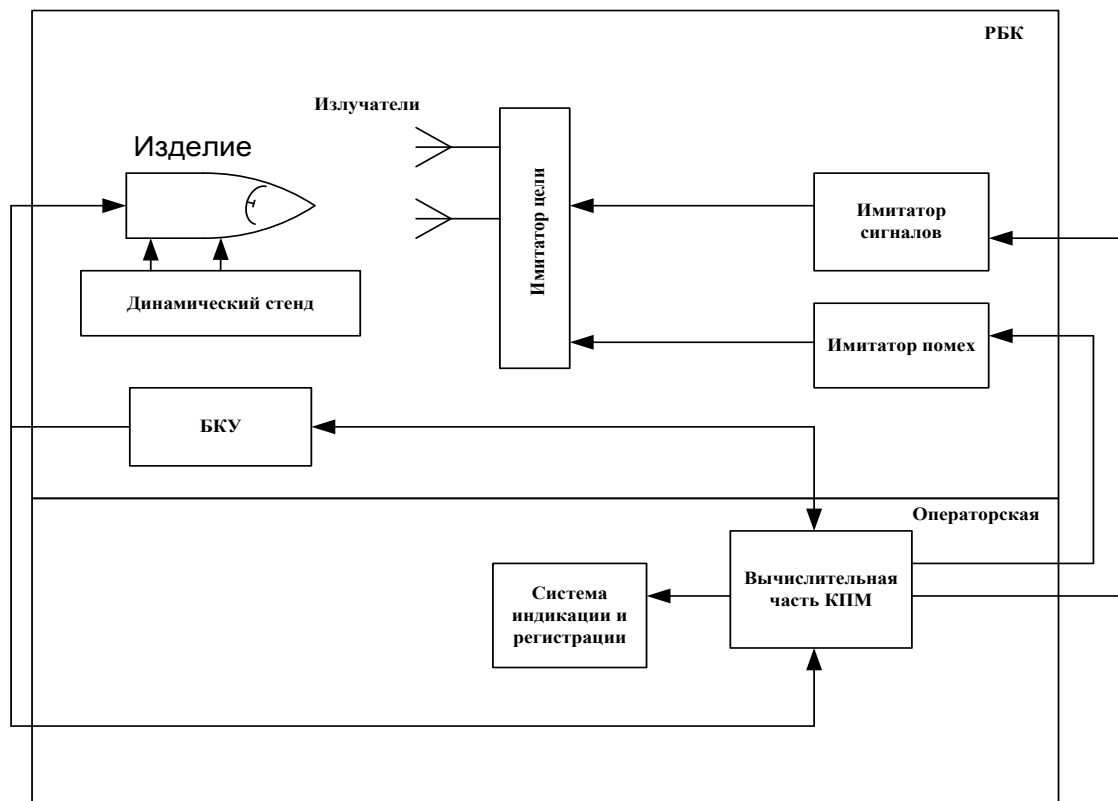


Рис. 1. Состав комплекса полунатурного моделирования

Для формирования фоноцелевой обстановки для различных типов бортовых радиолокационных систем конечного наведения применяются различные в деталях технологии моделирования.

Современные бортовые радиолокационные системы конечного наведения имеют следующие характеристики, определяющие технологию моделирования сложной фоноцелевой обстановки:

- тип системы конечного наведения: активная, пассивная и активно-пассивная;
- диапазон длин волн: см- и мм-диапазон длин волн;
- система излучения: импульсная и импульсно-доплеровская;
- когерентность и некогерентность излученных сигналов;
- модуляция зондирующего импульса ЛЧМ, АИМ, ФКМ;
- пассивный канал – широкий диапазон.

Исходя из данных характеристик на КПМ формируется фоноцелевая обстановка. Для каждого изделия создается отдельный КПМ. Для пассивных изделий на КПМ формируется радиолокационная обстановка, имитирующая РЛС станции возможного противника. Для активных изделий на КПМ формируется отраженный от цели сигнал [1].

Ниже приведены краткие описания технологии для различных типов систем конечного наведения.

## Формирование ФЦО для КПМ с пассивными системами

Для формирования фоноцелевой обстановки конечного наведения с пассивной радиолокационной системой наведения (изделие 9-И-814) применяются векторные СВЧ – генераторы. СВЧ – генераторы при помощи передающих антенн и управляющей ПЭВМ имитируют работу РЛ станций и отвлекающих устройств. При этом формирование СВЧ-сигнала, имитирующего работу РЛС-цели, не требует синхронизации с исследуемым изделием.

Ниже представлена схема формирования фоноцелевой обстановки на КПМ:

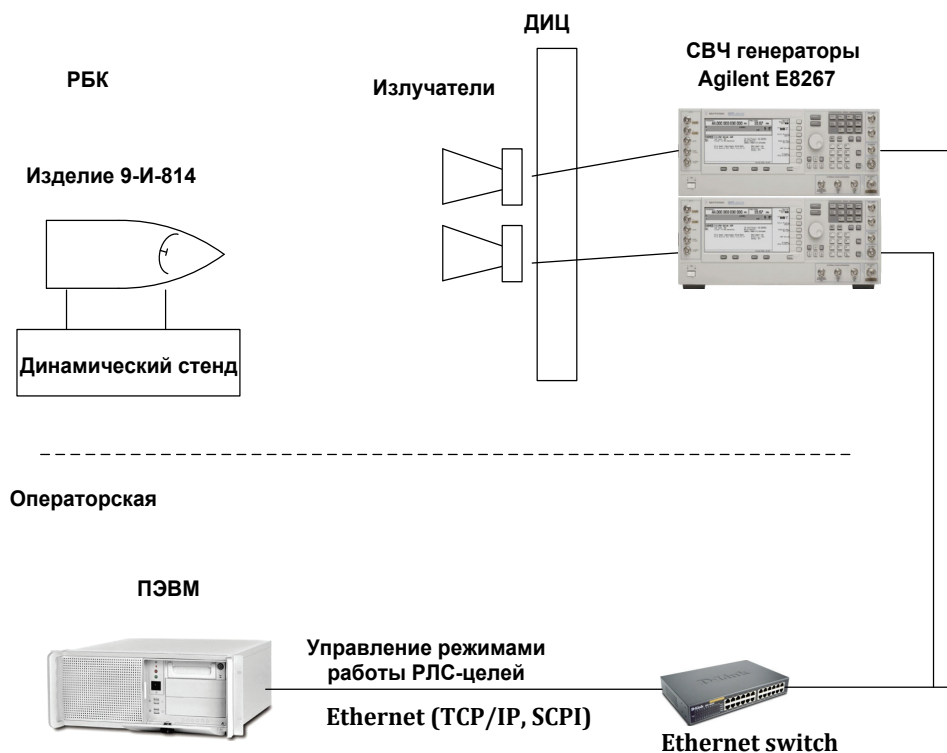


Рис. 2. Формирование ФЦО для пассивных систем

Описание рисунка:

В РБК на динамическом стенде размещено изделие 9-И-814. Динамический стенд воспроизводит углы курса, крена и тангажа ориентации связанной системы координат относительно земной системы координат изделия.

Двухступенчатый имитатор цели (ДИЦ) используется для имитации 2-х подвижных радиоизлучающих целей. Конструктивно ДИЦ состоит из двух подвижных вертикальных ферм, которые движутся по горизонтальным направляющим, и двух кареток, движущихся по вертикальным фермам. На каждой ферме находится каретка, движущаяся по вертикали. На каждой каретке располагается антенна.

Управляющая ПЭВМ комплекса позволяет управлять режимами работы РЛС-целей.

Векторные СВЧ-генераторы зарубежного производства фирм Agilent (США) и Anritsu (Япония), управляемые по линии Ethernet, позволяют задать некоторые виды радиоизлучающих целей.

На ПЭВМ запускается управляющая программа, позволяющая выбирать конкретный этап реализации радиолокационной обстановки. Для подключения нескольких генераторов в

качестве абонентов для управляющей ПЭВМ необходимо использовать концентратор и переключатель каналов типа Ethernet switch.

Наличие в ФЦО двух целей с изменяющимися радиотехническими параметрами дало основу для реализации в изделии алгоритма перенацеливания, который был успешно разработан и отработан на КПМ в стенах ФГУП «ГосНИИАС».

### Формирование ФЦО для КПМ с активными системами

Для формирования фоноцелевой обстановки активных некогерентных систем конечного наведения (изделие У505МЭ) применяются СВЧ-генераторы со встроенными специальными функциями.

Основным принципом работы активных РЛ-систем конечного наведения является излучение электромагнитной энергии и приеме ее отражения от объектов на земле или на море. При отработке на КПМ активных систем необходимо отключать передатчик и в ФЦО сформировать СВЧ-генераторами отраженный от цели симитированный сигнал синхронизированно с импульсом запуска (ИЗП) передатчика ГСН.

### Формирования ФЦО для изделия У505МЭ

Ниже представлена схема формирования фоноцелевой обстановки на КПМ:

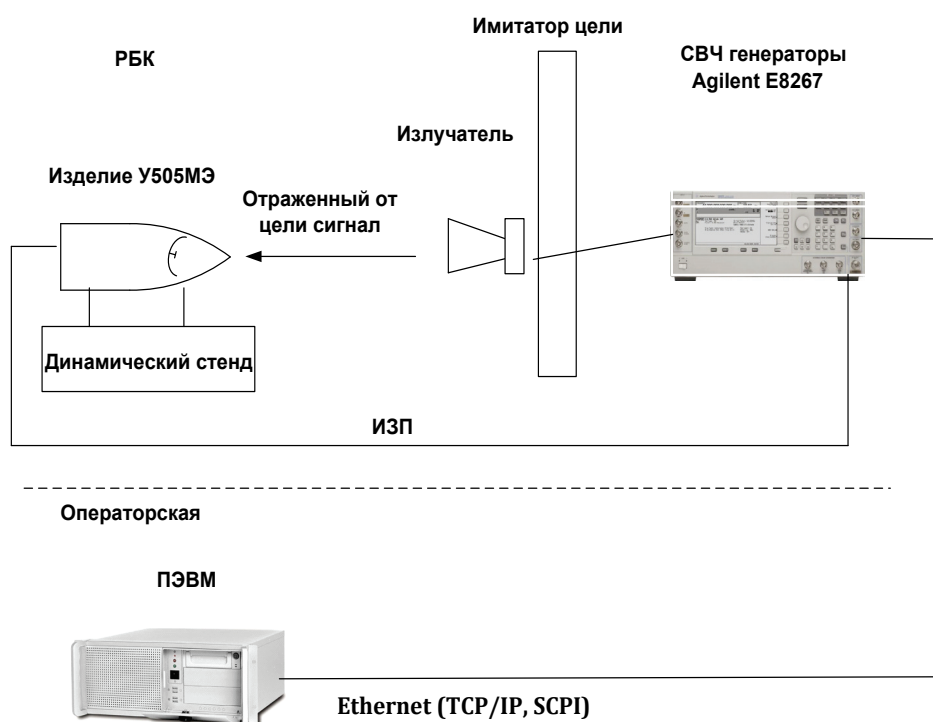


Рис. 3. Формирование ФЦО для активных систем

Описание рисунка:

В РБК, также как при формировании ФЦО активных систем, на динамическом стенде размещено изделие У505МЭ. Имитатор цели используется для имитации цели, от которой отразился радиолокационный сигнал.

Для формирования отраженного от цели сигнала, задержанного относительно зондирующего импульса с целью имитировать дальность до целей, необходимо использовать



ПЭВМ. Управляющая ПЭВМ комплекса моделирования целевой обстановки по каналам обмена параметрами типа «Ethernet» пересылает в СВЧ-генераторы параметры движения целей, или если цель неподвижна и расположена на земной или водной поверхности, то пересылает параметры имитации скорости носителя. Обмен информацией между управляющей ПЭВМ и СВЧ генератором осуществляется по протоколу TCP/IP.

Передающая антенна подключается к формирующему генератору с помощью волновоодно-коаксиального тракта.

### **Формирование ФЦО для когерентных активных систем наведения**

Для некогерентных активных систем наведения предприятием разработчиком (ОАО «УПКБ Деталь») изготовлен специальный имитатор сигналов, который использует приемно-передающее устройство типа ИЦ-БСУ и цифровой имитатор сигналов. Имитатор сигнала можно разделить на две части: аналоговую приемно-передающую часть и цифровую часть обработки приемного сигнала.

Аналоговая часть представляет собой антенно-волноводный тракт, подключенный через антенный переключатель ко входу усилителя высокой частоты. Усиленный сигнал, поступающий с выхода УВЧ на вход преобразователя частоты, смешивается в нем с сигналом гетеродина, фильтруется и на выходе преобразователя поступает на вход делителя каналов. А далее сигнал второго выхода поступает на вход фазовращателя, где происходит сдвиг фазы этого сигнала на 90 градусов относительно фазы первого канала. Первый канал, у которого фаза входного сигнала имеет нулевой фазовый сдвиг относительно фазы неразделенного сигнала, называется синфазным, а второй канал, у которого фаза повернута на 90 градусов, называется квадратурным.

Сигналы с выходов синфазного и квадратурного каналов поступают на входы синхронных детекторов и далее на входы фильтров низкой частоты.

С выходов фильтров низкой частоты сигнал синфазной и квадратурной составляющих поступает на соответствующие им входы АЦП цифровой части имитатора.

После аналого-цифрового преобразования сигнал поступает в кольцевой буфер цифровой линии задержки.

Для ПНМ требуется только работа передатчика на постоянной частоте мирного времени.

Технология моделирования целевой обстановки с использованием имитатора сигналов целей «ИЦ-БСУ» для изделия конечного наведения когерентного типа разработки УПКБ «Деталь» является наиболее универсальной и практически не требует доработки испытуемого изделия для ПНМ. Основой такой технологии является использование цифровой обработки сигналов в специализированном процессоре сигналов.

На сегодняшний день разрабатываемое оружие имеет ряд перспективных технических характеристик:

- наведение на наземные радиолокационные контрастные цели, в том числе многоэлементные и расположенные в районах портов и ВМ баз;
- наведение на корабли (линкоры, авианосцы), находящиеся вблизи береговой черты;
- наведение на пассивные источники излучения РЭС;
- боевое применение при использовании как внешнего целеуказания (от систем космической или авиационной разведки), так и целеуказание от собственных РЛС носителей;

- обнаружение и селекция целей в условиях радиопротиводействия противника;
- автоматическое распределение в полете группы изделий по целям до пуска и после пуска;
- наличие активного радиолокационного канала сантиметрового диапазона длин волн, наличие широкодиапазонного пассивного канала и радиолокационного доводочного канала миллиметрового диапазона длин волн.

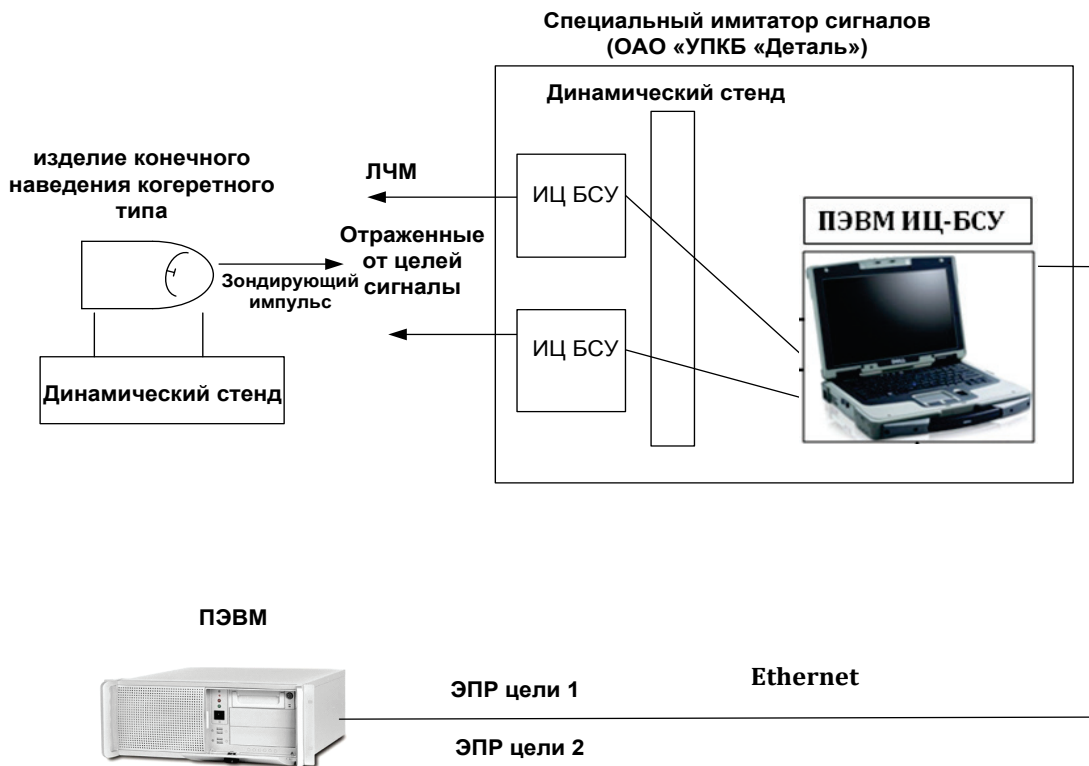


Рис. 4. Структурная схема режима моделирования когерентных систем

Т.е. современное разрабатываемое перспективное оружие является многофункциональными, многозадачным и «интеллектуальным». Данное оружие будет проходить летные испытания и в обеспечение летных испытаний для отработки данного оружия создается универсальный КПМ с формированием универсальной ФЦО, в которой будут использоваться все современные способы имитации радиолокационных сигналов.

Для отработки данного оружия создается универсальный КПМ с формированием универсальной ФЦО, в которой будут использоваться все современные способы имитации радиолокационных сигналов. При создании современного КПМ будет применяться уникальная цифровая технология имитации радиолокационных сигналов. Разработанный цифровой имитатор радиолокационных сигналов позволит в лабораторных условиях создавать фоноцелевую обстановку, близкую к реальной.

#### **Предложения по созданию ФЦО для перспективного оружия**

В формировании ФЦО для перспективного оружия, которое будет иметь комбинированную активно-пассивную РЛ систему, будут совмещаться технологии для отработки пассивного и активного канала, описанные выше. В качестве отработки активного канала для решения данной задачи формирования сложной ФЦО подходит технология с применением

приемопередающего имитатора. Эта технология выигрывает у остальных технологий тем, что системе конечного наведения нет необходимости получать по проводам импульс запуска синхронизации, т.е. обработка изделия будет происходить без доработки системы конечного наведения для ПНМ.

В современных и разрабатываемых системах конечного наведения используются сложные широкополосные сигналы и когерентная обработка отраженного сигнала, а параметры и закон модуляции зондирующего сигнала могут адаптироваться к текущим условиям наблюдения цели (дальность, скорость, помеховая обстановка) и режимам работы РЛС (обнаружение, сопровождение цели). Создание имитации отраженного от цели сигнала методом задержки модулирующей функции РЛ системы конечного наведения со сложными сигналами приведет к необходимости передачи нескольких сигналов от передатчика системы конечного наведения к имитатору и воспроизведению в имитаторе передатчика.

Проектирование цифрового имитатора, обеспечивающего когерентность имитируемого сигнала, динамическое изменение его задержки с дискретом в единицы метров и доплеровского сдвига частоты с дискретом единицы герц сигналов, стало возможным благодаря появлению цифровых процессоров обработки сигналов с производительностью, обеспечивающей преобразование зондирующего сигнала (задержку и доплеровское смещение частоты) в реальном масштабе времени при ширине спектра зондирующего сигнала в десятки мегагерц [2]. Основой такой технологии является использование цифровой обработки сигналов в специализированном быстродействующем программируемом контроллере 1879ВМ3 со встроенными цифроаналоговыми преобразователями и переход от аналогового сигнала к цифровому на промежуточной частоте [3]. Основные действия контроллера – это 6-ти разрядная оцифровка двух квадратурных каналов (I и Q), запись оцифрованных значений в память, первичная обработка оцифрованных значений, формирование аналоговых квадратурных сигналов, регистрация основных параметров аналоговых сигналов. Двухпортовая память команд в контроллере, обеспечивающая параллельное исполнение рабочей программы, позволяет организовать работу контроллера в режиме «циклического буфера» и воспроизводить на выходе задержанный и смещенный по частоте входной сигнал сколь угодно большой длительности без промежутков по времени при динамическом изменении задержки и доплеровского сдвига.

Цифровой имитатор или его современное название «радиочастотная память» можно представить на примере одного канала, представленного на рис.5 и состоящего из двух частей: аналоговой и цифровой.

В аналоговой части принятый приемной антенной СВЧ сигнал поступает на антенный переключатель и при помощи блока гетеродинов и фазовой автоподстройки частоты выделяется промежуточная частота. Далее при помощи квадратурных детекторов выделяется синфазная и квадратурная компоненты комплексной огибающей сигнала I и Q.

Сигналы Q и I поступают в цифровую часть имитатора – в модуль цифровой обработки. В АЦП они оцифровываются в код и поступают в кольцевой буфер ОЗУ. Затем к коду в цифровом буфере при помощи управляющей ПЭВМ, имеющей процессор сигналов и процессор данных, «подмешиваются» доплеровская частота, помехи. Далее измененный код преобразовывается в аналоговые сигналы I и Q, которыми модулируется несущая частота и выдается на антенный переключатель и передающую антенну для излучения на систему конечного наведения.

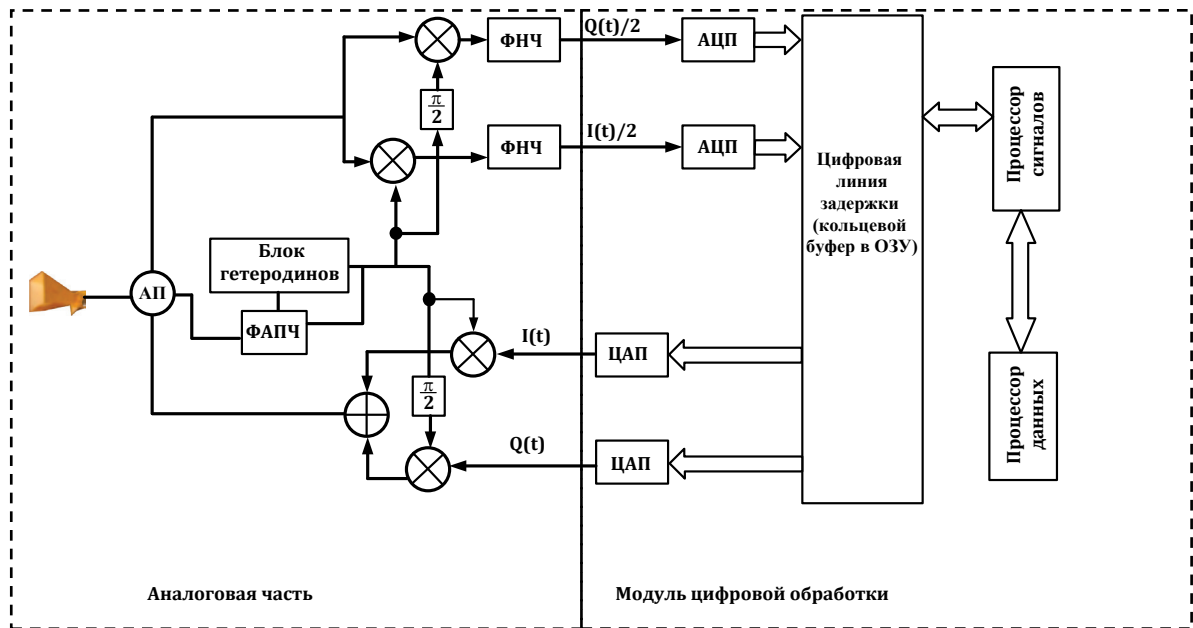


Рис. 5. Схема цифрового имитатора

Для повышения точности имитации углового положения цели возникает вопрос выбора параметров имитатора, обеспечивающих его устойчивость с учетом связи между входом приемного и выходом передающего тракта [4].

С учетом этой связи имитатор представляет собой широкополосную аналого-цифровую систему с переменными параметрами и задержанной обратной связью. Поскольку оценка фазовых соотношений в такой системе практически нереальна, можно предположить, что система разомкнута и мы ограничиваемся оценкой модуля коэффициента передачи разомкнутой системы.

Мощность сигнала, отраженного от цели на входе приемника радиолокатора при общей приемопередающей антенне и осесимметричной диаграмме направленности антенны, можно рассчитать, пользуясь известной формулой радиолокации [5]:

$$P_u = \frac{P_0 G_0^2 \lambda^2 \sigma}{64 \pi^3 R^4}, \quad (1)$$

где  $P_0$  – мощность на выходе передатчика;  $G_0$  – коэффициент усиления приемопередающей антенны;  $\sigma$  – эффективная поверхность рассеяния цели;  $\lambda$  – длина волны зондирующего сигнала;  $R$  – расстояние до цели.

Мощность сигнала, принятого от имитатора на входе приемника радиолокатора, можно рассчитать по формуле радиолокации с активным ответом:

$$P_{uc} = \frac{P_u G_0 G_{u0} \lambda^2}{16 \pi^2 R_u^2}, \quad (2)$$

где  $P_{uc}$  – мощность на выходе передатчика имитатора;  $R_{uc}$  – расстояние до имитатора;  $G_{u0}$  – коэффициент усиления антенны имитатора.

Приравнивая  $R_{иц} = R_{ц}$ , получим следующее выражение для выходной мощности имитатора, обеспечивающего имитацию цели с ЭПР  $\sigma$  на дальности  $R$ :

$$P_u = \frac{P_0 G_0 R_u^2}{4\pi^2 R_u^2 G_{u0}} \quad (3)$$

Мощность сигнала на выходе приемной антенны имитатора

$$P_{nu} = \frac{P_{0и} G_0 G(\Theta_u) G_{u00} G(\Theta_{иц}) \lambda^2}{16\pi^2 R_u^2} \quad (4)$$

где  $P_{0и}$  – мощность, излучаемая изделием при полунатурном моделировании.

Для выполнения равенства  $R_{иц} = R_{ц}$  имитатор должен иметь коэффициент передачи по мощности  $R_{и}/R_{п}$ , равный

$$K_u = \frac{P_0 \sigma R_u^4 4\pi}{P_{0и} G_{u0}^2 \lambda^2 R^4 G_{u0}} \quad (5)$$

Коэффициент передачи разомкнутой системы

$$K_p = K_{вв} K_{и} \quad (6)$$

где  $K_{вв}$  – коэффициент передачи от выхода передатчика к входу приемника.

Из условия абсолютной устойчивости  $K_p < 1$  легко получить соотношение между параметрами имитатора, гарантирующими его устойчивость:

$$\frac{K_{вв} P_0 \sigma R_u^4 4\pi}{P_{0и} G_{u0}^2 \lambda^2 R^4} < 1 \quad (7)$$

При использовании нескольких синхронизированных каналов радиочастотной памяти возможно обеспечить формирование нескольких копий излученного сигнала, имеющих различную задержку и доплеровский сдвиг, и, подав их на антенную систему, обеспечить имитацию распределенных целей. На рис.6 представлена приблизительная структурная схема формирования ФЦО.

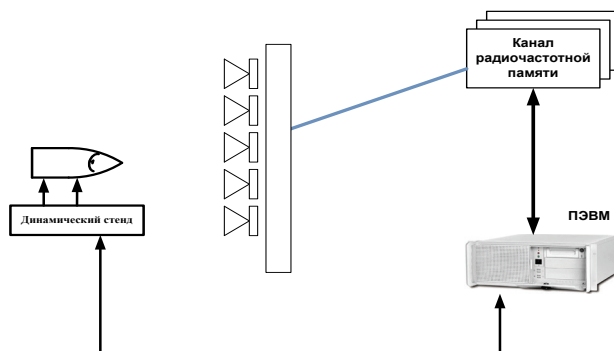


Рис.6. Структурная схема формирования ФЦО с РП

Расположение антенн в антенной системе и ее форму можно просчитать при помощи пакета программ HFSS компании ANSYS. HFSS предоставляет возможности моделирования антенн, делителей мощности, схем коммутации, волноводных элементов, фильтров СВЧ и трехмерных неоднородностей, описание которых сводится к построению трехмерной геометрической модели, заданию свойств материала и требуемых характеристик. В результате расчета находятся электромагнитные поля имитирующие радиолокационные контрастные цели или их отдельные части, что в свою очередь решает поставленную задачу по формированию современной ФЦО.

### **Выводы**

Для отработки перспективного оружия необходимо создать ФЦО, основные требования при создании которой - универсальность, быстродействие и связь системы конечного наведения с КППМ через эфир.

Формируется ФЦО при помощи создаваемого цифрового имитатора, обеспечивающего когерентность имитируемого, который вместе с антенной системой будет способен в режиме реального времени сформировать распределенные и многоточечные цели.

### **Список литературы**

1. Авиационные радиолокационные комплексы и системы. Под ред. Дудника П.И., ВВИА имени профессора Н.Е. Жуковского, 2006.
2. Боков А.С., Важенин В.Г., Воробьев Л.П., Дядьков Н.А., Моисеев В.В., Мухин В.В., Нестеров Ю.Г., Сиротин А.И. Имитация радиолокационного сигнала, отраженного от движущейся цели. – Вестник УГТУ–УПИ, серия «Радиотехника, теория и практика радиолокации земной поверхности», 2005, № 19 (71), С. 235
3. Борисов Ю. Первая отечественная СнК с быстродействующим ЦАП/АЦП 600 Мвыборок/с по двум квадратурным каналам / Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2004, № 2, С. 36
4. Кутепов В.Е., Стрижов Е.А. Методика и алгоритмы распознавания типа цели // Международная научно-техническая конференция DSPA-2006, Москва, РНТОРЭС им. Попова, 2006. Сб. науч. тр.: В 2 т. – М.: РНТОРЭС им. Попова, 2006, Т.1.
5. Коростелев А.А. Теоретические основы радиолокации: учебное пособие для вузов / Коростелев А.А. [и др.]; под ред. Дулевича В.Е. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Сов. радио, 1978, - 608 с.

## СОДЕРЖАНИЕ

Л.И. Бабак, М.В. Черкашин, Ф.И. Шеерман, И.М. Добуш, А.А. Коколов, А.С. Сальников, А.А. Калентьев, Д.В. Гарайс, А.Е. Горяинов, Д.А. Жабин РАЗРАБОТКА СВЧ МОНОЛИТНЫХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ, БИБЛИОТЕК ЭЛЕМЕНТОВ И МОДУЛЕЙ САПР В ТОМСКОМ УНИВЕРСИТЕТЕ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ.....	4
Е.В. Балашов, А.С. Коротков СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ДИАПАЗОНА 2,0-7,5 ГГц.....	19
А.Г. Батин, В.В. Дженев, С.В. Аверкин, А.С. Петров ТРАНСВЕРСАЛЬНЫЙ АНАЛОГОВЫЙ ФИЛЬТР ДИАПАЗОНА СВЧ.....	26
Е.В. Белова, А.Н. Васильев ОПЫТ СОЗДАНИЯ МЕТОДИКИ ОПТИМИЗАЦИИ МНОГОКАСКАДНЫХ УПРАВЛЯЮЩИХ СВЧ УСТРОЙСТВ.....	36
А.А. Белоусов, Ю.Н. Вольхин, А.В. Гамиловская, А.А. Дубровская, Е.В. Тихонов ОБЗОР И ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНЫХ ВАРИАНТОВ РЕАЛИЗАЦИИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ АНАЛОГОВЫХ ПРОЦЕССОРОВ ДИАПАЗОНА СВЧ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МЕТОДОВ И СРЕДСТВ РАДИОФОТОНИКИ.....	43
А.А. Белоусов, Ю.Н. Вольхин, А.В. Гамиловская, А.А. Дубровская, Е.В. Тихонов СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЙ РАДИОФОТОННЫЙ СМЕСИТЕЛЬ.....	50
А.Ю. Беляков, Е.В. Петров, В.В. Попов, А.П. Штейнгарт ОСОБЕННОСТИ СИНТЕЗА СВЧ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ С ЧАСТОТНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ СПЕЦИАЛЬНОГО ВИДА.....	56
А.А. Борисов, С.В. Щербаков, А.С. Котов, П.М. Мелешкевич, А.Д. Закурдаев, М.С. Востров, Е.В. Жарый, В.И. Пугнин, К.Г. Симонов, Б.В. Сазонов, Т.И. Полянская, Е.А. Стройков, А.Н. Юнаков, С.В. Евсеев ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ УСИЛИТЕЛИ СВЧ, ВЫПУСКАЕМЫЕ АО «НПП «ИСТОК» им. ШОКИНА».....	65
А.И. Бочевич, А.Г. Янишевская МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЕДИНОЙ СИСТЕМЫ КОНСТРУКТОРСКО- ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ ПОДГОТОВКИ И ПРОИЗВОДСТВА ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ.....	72
А.В. Васильев, Н.В. Воробьёв, В.А. Грязнов, А.Т. Силкин СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ РЛС НА ОСНОВЕ МНОГОЧАСТОТНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК.....	76
А.В. Васильев, Н.В. Воробьёв, В.А. Грязнов, А.Т. Силкин ФОРМИРОВАНИЕ МОЩНЫХ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ИМПУЛЬСОВ МЕТОДОМ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛА НА ЗОНИРОВАННОЙ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЕ.....	86

А.Н. Васильев, А.И. Задорожный ОГРАНИЧИТЕЛЬ МОЩНОСТИ НА ОСНОВЕ ОТРАЖАТЕЛЬНОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ С СЕГНЕТОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ НЕЛИНЕЙНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ .....	95
И.С. Гаврилов, В.П. Савченко, В.А. Усачев АКУСТООПТИЧЕСКИЙ СОГЛАСОВАННЫЙ ФИЛЬТР НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ ДЛЯ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ.....	98
Н.А. Голов, А.В. Дорофеев, В.В. Гордиенко, В.П. Савченко, И.А. Соколов, В.А. Усачев, С.В. Ягольников СИСТЕМЫ ОПТОЭЛЕКТРОННОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ДЛЯ СОЗДАНИЯ РАДИОФОТОННЫХ РЛС С АФАР .....	112
Н.А. Голов, В.П. Савченко, В.А. Усачев, И.А. Соколов, С.В. Ягольников ОСОБЕННОСТИ И ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ ПРЕИМУЩЕСТВА ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ РАДИОФОТОНИКИ ПРИ СОЗДАНИИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ РЛС НА БАЗЕ ФАР И АФАР .....	137
С.В. Гутенко, С.А. Петров РАСШИРЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА ВХОДНЫХ ЛИНЕЙНЫХ ТРАКТОВ ШИРОКОПОЛОСНОГО ПРИЕМНОГО УСТРОЙСТВА СВЧ.....	145
В.В. Дженов, А.Г. Батин, С.В. Аверкин, А.С. Петров ТРАНСВЕРСАЛЬНЫЙ АНАЛОГОВЫЙ ФИЛЬТР ДЛЯ ПРИЕМА СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ.....	153
И.М. Добуш, Ф.И. Шеерман, Л.И. Бабак, А.С. Сальников, А.А. Калентьев, Д.В. Гарайс, Р.К. Собянин, Ю.А. Светличный РАЗРАБОТКА УНИВЕРСАЛЬНОЙ МИС УПРАВЛЯЕМОГО ЦИФРОВОГО АТТЕНЮАТОРА ДИАПАЗОНА 0,1-4,5 ГГц НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ SIGE .....	163
Ф.Н. Захаров, А.П. Кравец, М.В. Крутиков ПОГРЕШНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДИСТАНЦИИ УГЛОМЕСТНЫМ МЕТОДОМ В НЕОДНОРОДНОЙ ТРОПОСФЕРЕ С УЧЁТОМ ОШИБОК ПЕЛЕНГАТОРА .....	173
В.И. Иванова, С.Г. Кибец, И.И. Краснолобов, А.Н. Лагарьков, А.А. Политико, В.Н. Семенов, В.А. Чистяев РАЗРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНОГО РАДИОПОГЛОЩАЮЩЕГО ПОКРЫТИЯ С ВЫСОКИМИ ЭКСПЛУАТАЦИОННЫМИ СВОЙСТВАМИ .....	180
М.М. Ивойлова ИССЛЕДОВАНИЕ ДИСПЕРСИОННЫХ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛОВ С ШИРОКИМ СПЕКТРОМ ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ В ИОНОСФЕРЕ ЗЕМЛИ .....	195
А.А. Калентьев, И.М. Добуш, Д.В. Гарайс, А.Е. Горяинов, Л.И. Бабак РАЗРАБОТКА МИС СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО МАЛОШУМЯЩЕГО УСИЛИТЕЛЯ ДИАПАЗОНА 3-20 ГГц НА ОСНОВЕ ГЕНЕТИЧЕСКОГО АЛГОРИТМА.....	208



А.В. Кашин, В.А. Козлов, А.Л. Кунилов, М.М. Ивойлова ОСОБЕННОСТИ ВЗАИМНО КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ БОРТОВЫМИ РЛС ПРОШЕДШИХ ЧЕРЕЗ ИОНОСФЕРУ СИГНАЛОВ С ШИРОКИМ СПЕКТРОМ .....	217
А.А. Каширина, А.С. Жуков, С.А. Маннинен, П.А. Кузнецов СОЗДАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО СТЕНДА НА БАЗЕ ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗАТОРА И ПРОВЕРКА ЕГО РАБОТОСПОСОБНОСТИ НА ПРИМЕРЕ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ НАНОКРИСТАЛЛИЧЕСКОГО МАГНИТОМЯГКОГО ПОРОШКА СПЛАВА АМАГ-200 .....	224
Н.А. Колядин, В.П. Денисов ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМА «ОТСЕЧКИ» ПРИНИМАЕМЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ В ФАЗОВЫХ ПЕЛЕНГАТОРАХ .....	230
Г.В. Коробейников, Д.Д. Кохнюк, Л.Н. Иванова, В.С. Готовцев, В.И. Зайцев МОДЕЛИРОВАНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО СРЕДНЕГАБАРИТНОГО ОБТЕКАТЕЛЯ ПАССИВНОГО ПЕЛЕНГАТОРА САМОЛЕТА .....	237
А.П. Кравец, Ф.Н. Захаров, В.В. Шаврин, В.А. Филимонов, М.В. Крутиков ОЦЕНКА ДАЛЬНОСТИ УГЛОМЕСТНЫМ МЕТОДОМ С ПРИМЕНЕНИЕМ РАСШИРЕННОГО ФИЛЬТРА КАЛМАНА .....	240
И.В. Кулинич, В.А. Кагадей МЭМС СВЧ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬ С МЕТАЛЛИЗАЦИЕЙ НА ОСНОВЕ МЕДИ .....	245
П.Д. Куроптев, В.В. Левяков, А.В. Фатеев ВОССТАНОВЛЕНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ШИРОКОПОЛОСНОЙ РУПОРНОЙ АНТЕННЫ ИЗ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ .....	249
А.Н. Лагарьков, В.Н. Семененко, С.Г. Кибец, В.И. Иванова, В.А. Чистяев, Л.Н. Иванова, И.А. Боровик, Д.Д. Кохнюк, Г.В. Коробейников РАЗРАБОТКА И ПРИМЕНЕНИЕ МНОГОСЛОЙНОГО СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО РАДИОПОГЛОЩАЮЩЕГО ПОКРЫТИЯ .....	254
В.П. Лихачев, М.Ф. Пашук МНОГОДИАПАЗОННАЯ МАЛОГАБАРИТНАЯ РЛС С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ АНТЕННЫ. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ, ПЕРСПЕКТИВЫ .....	261
Ю.К. Непочатов, И.Б. Красный, А.С. Абрамян, А.Е. Бандин, А.А. Денисова РАЗРАБОТКА ВЫСОКОТЕПЛОПРОВОДЯЩИХ КЕРАМИЧЕСКИХ ДИСКОВ ДЛЯ СВЧ ТРАНЗИСТОРОВ И СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ МОДУЛЕЙ .....	271

А.В. Поляков, С.В. Тимошенко, А.В. Филиппов, В.П. Моторин, Е.М. Шипило, С.А. Растворов РЕЗУЛЬТАТЫ РАЗРАБОТКИ КОМПЛЕКСИРОВАННОГО ИЗДЕЛИЯ, ФОРМИРУЮЩЕГО ЗОНДИРУЮЩИЕ НАНОСЕКУНДНЫЕ СИГНАЛЫ И СИГНАЛЫ С ВНУТРИИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ В ШИРОКОЙ ПОЛОСЕ ЧАСТОТ ДЛЯ СВЕРХКОРОТКОИМПУЛЬСНОГО РАДИОЛОКАТОРА.....	277
С.Н. Разиньков, О.Э. Разинькова ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И АНАЛИЗ РАССЕЯНИЯ РАДИОИМПУЛЬСОВ ИДЕАЛЬНО ПРОВОДЯЩИМИ ЗЕРКАЛЬНО- АСИММЕТРИЧНЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ .....	292
Э.И. Седунов МГНОВЕННЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РАДИОФОТОННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ .....	308
Э.В. Семенов НЕКВАЗИСТАТИЧЕСКАЯ НЕЛИНЕЙНАЯ МОДЕЛЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ, ОСНОВАННАЯ НА ПОВЕДЕНЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ДИФФУЗИОННОЙ ЕМКОСТИ .....	314
С.Д. Сиберт, А.В. Тимкин, А.А. Крайзман, А.К. Бисембаев, К.А. Мироненко ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕРТИКАЛЬНОГО УГЛА ВИЗИРОВАНИЯ СРЕДСТВАМИ СПО НА БОРТУ САМОЛЁТА.....	320
В.Н. Скосырев, В.П. Савченко, Г.П. Слукин, С.И. Нефедов, А.В. Шумов, М.Е. Голубцов ВЫСОКОИНФОРМАТИВНЫЙ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ АЭРОДРОМНЫЙ РАДИООПТИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС .....	330
А.А. Столяренко, М.Г. Рубанович, В.А. Хрусталеv, А.С. Митьков, Д.Ю. Волков МОЩНЫЕ СВЧ АТТЕНУАТОРЫ ДЛЯ РАДИОПЕРЕДАЮЩЕЙ И ТЕЛЕВИЗИОННОЙ АППАРАТУРЫ .....	337
В.И. Суслев, Л.Н. Иванова, В.А. Журавлев, Е.Ю. Коровин, К.В. Дорожкин СПЕКТРЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ОТКЛИКА И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ МНОГОКОМПОНЕНТНОГО РАДИОПОГЛОЩАЮЩЕГО МАТЕРИАЛА В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ ОТ 20 Гц ДО 258 ГГц .....	345
Т.Н. Танская, В.Н. Зима, А.Г. Козлов СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ И ХАРАКТЕРИСТИК ТОНКОПЛЕНОЧНЫХ СВЧ РЕЗОНАТОРОВ НА ОАВ .....	355
С.А. Тимофеев, С.Л. Крюков, В.С. Скворцов ЦИФРОВОЙ ШИРОКОПОЛОСНЫЙ АНАЛИЗАТОР СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ.....	367
К.Д. Титов АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ КВАЗИРАДИОСИГНАЛОВ С НЕИЗВЕСТНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ НА ФОНЕ ШУМА .....	374

И.Б. Федоров, Г.П. Слукин, С.И. Нефедов, И.В. Крючков, М.Е. Голубцов, Д.Е. Коротеев ШИРОКОПОЛОСНЫЙ РАДИОЛОКАЦИОННЫЙ КОМПЛЕКС МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ ПОЛУЧЕНИЯ ВЫСОКОДЕТАЛЬНЫХ ДВУМЕРНЫХ РАДИОИЗОБРАЖЕНИЙ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ .....	384
Д.В. Хлебников, Ю.Д. Кислицын, Е.С. Конаныхин, Д.В. Лазиков ОСОБЕННОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ ФОНОЦЕЛЕВОЙ ОБСТАНОВКИ НА КОМПЛЕКСАХ ПОЛУНАТУРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ БОРТОВЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ КОНЕЧНОГО НАВЕДЕНИЯ .....	392