



**28-я Международная Крымская конференция  
СВЧ-техника  
и телекоммуникационные  
технологии  
Материалы конференции**

**9—15 сентября 2018 г.  
Севастополь, Крым, Россия**

**Том 9**  
*Материалы докладов,  
полученные Оргкомитетом после установленного срока*

Москва • Минск • Севастополь  
2018

УДК 621.3.029.62+621.39  
ББК 32я431  
С255

*Организаторы:*

Российский фонд фундаментальных исследований (РФФИ) — проект № 18-07-20051

Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи

(РНТОРЭС) им. А. С. Попова

Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН (Москва)

Крымский научно-технологический центр им. проф. А. С. Попова (Севастополь)

Севастопольский государственный университет,

Институт радиоэлектроники и информационной безопасности

Крымский федеральный университет им. В. И. Вернадского,

Физико-технический институт (Симферополь)

Крымская астрофизическая обсерватория,

Отдел радиоастрономии и геодинамики (Кацивели)

Уральский федеральный университет им. Б. Н. Ельцина (Екатеринбург)

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (Минск)

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

ОАО «НПП „Исток“ им. Шокина» (Фрязино)

АО «Микроволновые системы» (Москва)

АО «Научно-производственное предприятие „ФАЗА“» (Ростов-на-Дону)

НПП «Системные ресурсы» (Москва)

ООО «Радиокомп» (Москва)

*Техническая и информационная поддержка:*

IEEE, Moscow MTT/ED Chapter

IEEE, Moscow AP Chapter

Медиагруппа «Электроника»

28-я Международная Крымская конференция «**СВЧ-техника** и телеком-  
C255 муникационные технологии» (КрыМиКо'2018). Севастополь, 9—15 сентября  
2018 г. : материалы конференции. — Москва ; Минск ; Севастополь, 2018. —  
ISBN 978-966-335-443-9 (тт. 1—9).

Т. 9 : iii, 79 [1952—2030] с. : ил. — ISBN 978-966-335-452-1.

В 9-й том включены материалы 12 докладов, полученные Оргкомитетом после установленного срока.

Сборник предназначен для широкого круга специалистов в области СВЧ-техники и телекоммуникационных технологий. Сборник также будет полезен студентам и аспирантам телекоммуникационных, радиотехнических и радиофизических факультетов вузов.

УДК 621.3.029.62+621.39  
ББК 32я431

© Оргкомитет КрыМиКо'2018  
© КНТЦ им. Попова, 2018

# Том 9

|        |                                                                                                                                                                                                        |      |
|--------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------|
| INV.4  | ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ИНФОТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ<br>РЕГИОНАЛЬНОГО УРОВНЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВОЛОКОННО-<br>БЕСПРОВОДНОЙ АРХИТЕКТУРЫ                                                                      | 1952 |
|        | Белкин М. Е. ....                                                                                                                                                                                      |      |
| 1a.5   | РАЗРАБОТКА МОНОЛИТНОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ<br>АМПЛИТУДОЙ И ФАЗОЙ СИГНАЛА С-ДИАПАЗОНА ЧАСТОТ                                                                                                   | 1964 |
|        | Филиппов И. Ф., Будняев В. А., Кравченко И. В., Снегур Д. А.,<br>Тумко В. В., Дученко Н. В., Ковалевский Д. С., Поморев А. С.,<br>Харитонов С. А., Ветров И. Л., Вертегел В. В., Гимпилевич Ю. Б. .... |      |
| 3.17   | ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ПЕРЕДАЮЩИХ<br>ПЛАТФОРМ СИСТЕМЫ КОСМИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА «ARGOS»                                                                                           | 1971 |
|        | Ионов В. В., Пестряков А. В. ....                                                                                                                                                                      |      |
| 3a.3   | МЕТОДИКА АВТОМАТИЧЕСКОГО ВЫЧИСЛЕНИЯ<br>ЭЛЕМЕНТОВ МАССИВА ОБЪЕКТОВ, ОПИСЫВАЕМЫХ<br>МНОЖЕСТВОМ ПРИЗНАКОВ РАЗЛИЧНОЙ ФИЗИЧЕСКОЙ ПРИРОДЫ                                                                    | 1978 |
|        | Афонин И. Л., Крушати́н М. С. ....                                                                                                                                                                     |      |
| 3a.10p | РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ПРОМЫШЛЕННОГО ЗРЕНИЯ<br>НА ОСНОВЕ ПЛИС ALTERA                                                                                                                                       | 1987 |
|        | Кузьмин А. А., Вертегел В. В. ....                                                                                                                                                                     |      |
| 4.4    | РАЗРАБОТКА УНИВЕРСАЛЬНОГО АЛГОРИТМА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ<br>ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ ГАРМОНИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ<br>ИЗ БЛИЖНЕЙ ЗОНЫ В ДАЛЬНЮЮ ЗОНУ                                                                | 1994 |
|        | Анютин Н. В., Малай И. М., Озеров М. А., Шкуркин М. С. ....                                                                                                                                            |      |
| 4.23p  | КОРОТКОВОЛНОВАЯ АНТЕННА УМЕНЬШЕННЫХ ГАБАРИТОВ<br>ДЛЯ СИСТЕМ СВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ                                                                                                               | 2001 |
|        | Грищук А. В., Бадалов А. Г. ....                                                                                                                                                                       |      |
| 4.33p  | ИЗЛУЧЕНИЕ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ С ИЗМЕНЕНИЕМ<br>ВОЛНОВОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ                                                                                                                                     | 2006 |
|        | Савочкин А. А. ....                                                                                                                                                                                    |      |
| 7.13   | ОСОБЕННОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ОПТИЧЕСКИХ КОЭФФИЦИЕНТОВ<br>НАНОМЕТРОВЫХ ПЛЕНОК ВОЛНОВОДНЫМИ МЕТОДАМИ                                                                                                            | 2013 |
|        | Арсеничев С. П., Григорьев Е. В., Налогин А. Г., Иванов Р. А.,<br>Орленсон В. Б., Старостенко В. В., Фитаев И. Ш., Таран Е. П. ....                                                                    |      |
| 7.17   | ИССЛЕДОВАНИЕ ПЛОСКОГО МЕТАЛЛОДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО<br>ВОЛНОВОДА                                                                                                                                             | 2019 |
|        | Афонин И. Л., Бугаёв П. А., Япуджян А. К. ....                                                                                                                                                         |      |
| 8b.4   | АДРЕСНЫЕ МИКРОВОЛНОВЫЕ РЕШЕТКИ БРЭГГА                                                                                                                                                                  | 2023 |
|        | Макаров И. А., Морозов О. Г., Насыбуллин А. Р.,<br>Тяжелова А. А., Сарварова Л. М. ....                                                                                                                |      |
| 9.26p  | ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ТРОПОСФЕРНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ<br>ПО ДИФРАКЦИОННЫМ ИСКАЖЕНИЯМ                                                                                                                       | 2027 |
|        | Дубина М. В., Афонин И. Л. ....                                                                                                                                                                        |      |

# Design Principles of Region-Level Information and Telecommunication Network Using Fiber-Wireless Architecture

Belkin M. E.

MIREA- Russian Technological University

Moscow, 119454, Russian Federation

belkin@mirea.ru

**Abstract:** The general principles to design an information and telecommunication network of the fifth generation, containing a fiber-optic backhaul network and fronthaul networks of fiber-wireless architecture, are considered. The results of studying the features of designing a 5G network of regional level, covering extended areas with different population densities, are highlighted.

**Keywords:** information and telecommunication network, fifth generation 5G, fiber-wireless architecture FiWi, design principles.

## Принципы построения инфо-телекоммуникационной сети регионального уровня с использованием волоконно-беспроводной архитектуры

Белкин М. Е.

МИРЭА – Российский Технологический Университет

г. Москва, 119454, Российская Федерация

belkin@mirea.ru

**Аннотация:** Рассматриваются общие принципы построения развивающейся информационно-телекоммуникационной сети пятого поколения, содержащей волоконно-оптическую транспортную сеть и сети доступа волоконно-беспроводной архитектуры. Приводятся результаты изучения особенностей построения сети 5G регионального уровня, охватывающей протяженные территории с различной плотностью населения.

**Ключевые слова:** инфо-телекоммуникационная система, пятое поколение 5G, волоконно-беспроводная архитектура FiWi, принципы построения.

## 1. Введение

Как известно, основными потребностями в сфере телекоммуникации мирового сообщества в 21-м веке являются: увеличение объемов информационного обеспечения, сокращение сроков его доставки потребителю и постоянной доступности конечного пользователя для контакта. Первые две потребности удовлетворяются за счет развития волоконно-оптических технологий, и в настоящее время пропускная способность цифровых волоконно-оптических систем передачи (ВОСП) зарубежного производства превысила 1 Тбит/с. Последняя потребность наиболее эффективно решается за счет развития беспроводных технологий. Однако принципиальная проблема существующих систем радиосвязи заключается в значительно меньшей пропускной способности. В свете реализации вышеуказанных потребностей последние два десятилетия волоконно-оптические и беспроводные сети доступа как основной вариант построения перспективных телекоммуникационных систем находятся в центре внимания научной общественности в качестве наиболее актуальных и значимых технологий.

Отмеченная выше пропускная способность делает волоконно-оптические сети ведущей технологией не только транспортных сетей, но и сетей доступа следующего поколения, однако ее важным недостатком для реализации последних является сложность и высокая стоимость, связанная с необходимостью прокладки до пользователя волоконно-оптических кабелей. В отличие от этого, сети беспроводного доступа, обеспечивающие гибкую связь при относительно простой инфраструктуре не могут удовлетворить растущий в геометрической прогрессии спрос на повышение пропускной способности систем связи. Наиболее перспективный путь ее увеличения, который активно обсуждается в современных публикациях, состоит в повышении рабочего диапазона частот и применении многопозиционной цифровой модуляции несущей. Таким образом, интеграция этих технологий в гибридные волоконно-беспроводные (FiWi) сети доступа, что представляет собой отличительную черту телекоммуникационной системы 5-го поколения (5G), является очевидным решением в контексте, как пропускной способности, так и требований высокой мобильности [1].

В общем, основными преимуществами волоконно-беспроводной архитектуры телекоммуникационной сети являются [1-5]:

- помехозащищенность, поскольку информационные потоки преимущественно передаются по волоконно-оптическим линиям;
- малое ослабление передаваемых сигналов в линейном тракте вследствие того, что потери в волоконно-оптическом кабеле на четыре порядка меньше, чем в коаксиальном;

— относительная простота реализации и развертывания на объекте за счет применения концепции удаленной базовой станции, которая может обслуживать значительное число пользовательских радиотерминалов;

— более низкая стоимость строительства и эксплуатации за счет использования в сетях доступа принципа передачи цифровых потоков на поднесущих радиочастотного диапазона, частота которых соответствует выделенной частоте радиотракта, что упрощает структуру и снижает мощность потребления базовых станций;

— большой потенциал на будущее за счет того, что сверхширокополосность волоконно-оптических линий связи гарантирует практически без дополнительных капиталовложений повышение пропускной способности сети.

Базируясь на отмеченных выше преимуществах, в настоящей статье рассматриваются принципы и особенности построения инфо-телекоммуникационной сети класса 5G регионального уровня. В качестве примера предлагается и описывается схема реализации такой сети на территории Республики Крым.

## **2. Особенности построения инфо-телекоммуникационных сетей пятого поколения**

В последнем десятилетии задача развития и оптимизации архитектуры инфо-телекоммуникационных сетей пятого поколения и разработки аппаратуры для их реализации получила самое пристальное внимание мирового телекоммуникационного сообщества [6]. Предсказывается, что реализация данных сетей следующего поколения (обычно называемых 5G NR) позволит предоставить беспрецедентные объемы данных и услуги для мобильных и фиксированных пользователей, что может быть названо, как эволюцией, так и революцией в сфере мобильных технологий [1]. Возрастающие требования к широкополосным услугам и увеличению пропускной способности телекоммуникационных линий за счет повышения скорости передачи данных на всех участках сотовой сети привели к рассмотрению беспроводных каналов, работающих на несущих частотах в полосе миллиметрового диапазона волн при общей пропускной способности одиночной соты несколько гигабит в секунду. В таблице 1 перечислены три взаимосвязанные инженерные задачи, стоящие перед 5G [1, 4].

Табл. 1. Ключевые инженерные задачи сети 5G

Table 1. Key engineering tasks of 5G network

| № | Характеристика<br>Performance                                                              | Результат<br>Result                                                                                                                                                                                                 |
|---|--------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| 1 | Ультра-плотность зон обслуживания<br>Ultra-density of service areas                        | FiWi архитектура с наносотами<br>FiWi architecture with nanocells                                                                                                                                                   |
| 2 | Беспроводная связь в миллиметровом диапазоне<br>Wireless communication in millimeter range | Внедрение радиофотонного принципа построения сетевого оборудования<br>Introduction of the radio-photon principle of network equipment building                                                                      |
| 3 | Резкое увеличение объема мобильного трафика<br>The sharp increase in mobile traffic        | Скорость передачи данных в транспортной сети до десятков Тбит/с, в сети доступа до 10 Гбит/с<br>The data transmission speed in the transport network is up to tens of Tbit/s, in the access network up to 10 Gbit/s |

Первая из них – ультра-плотность зон обслуживания и пользователей. В результате предложен новый принцип построения сети на базе волоконно-беспроводной архитектуры с использованием набора взаимосвязанных сот различного радиуса обслуживания: от стандартной для сотовой связи макросоты с радиусом несколько километров до наносоты с радиусом не более 50 м [1]. Вторая включает широкое использование радиоспектра миллиметровых волн, простирающегося от  $K_a$ - до W-диапазона [6, 7]. Здесь в качестве перспективного решения на передний план выходит новый радиофотонный принцип построения сетевого оборудования. Наконец, третья - это «взрыв» мобильного трафика данных. Для ее реализации необходимо увеличить скорость передачи данных в транспортной сети до десятков Тбит/с, а в сети доступа - до 10 и более Гбит/с.

Полученные в результате анализа большого числа публикаций данные по количественному сравнению параметров беспроводных сетей 4-го и пятого поколений представлены в таблице 2.

Вследствие необходимости сопряжения с существующими сетями 4-го поколения, а также реализации указанных в таблице требований по значительному увеличению объема трафика в настоящее время предложены два частотных плана работы беспроводных сетей: в дециметровом и начале сантиметрового диапазонов волн (рис. 1), являющегося развитием частотного плана сетей предыдущих поколений [6], и в миллиметровом диапазоне (рис. 2), специально создаваемого для сетей 5-го поколения [8].

Табл. 2. Сравнение ключевых параметров, достигнутых в беспроводных сетях четвертого поколения, с аналогичными параметрами, которые требуется достигнуть в сетях пятого поколения

Table 2. Comparison of the key parameters achieved in the fourth generation wireless networks, with similar parameters to be achieved in the fifth-generation networks

| Параметр<br>Parameter                                                                              | 4G                         | 5G                        |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------|---------------------------|
| Плотность соединений на кв. км<br>Density of connections per sq. km                                | Не более 200 тысяч         | До 1 миллиона             |
| Общее время задержки в сети, мс<br>Total delay time in the network, ms                             | Не менее 50                | До 1                      |
| Скорость мобильного пользователя, км/час<br>Mobile user speed, km / h                              | До 80                      | До 500                    |
| Пиковая скорость передачи данных в соте, Гбит/с<br>Peak Data Rate at cell, Gbit / s                | Менее 1<br>Less than 1     | До 20<br>Up to 20         |
| Плотность объема трафика, Тбит/с/кв. км<br>Density of traffic volume, Tb / s / sq. km              | Менее 1<br>Less than 1     | До десятков<br>To tens of |
| Скорость передачи данных пользователю сети, Гбит/с<br>Data transfer rate to the network user, Gbps | Менее 0,1<br>Less than 0.1 | До 1<br>Up to 1           |

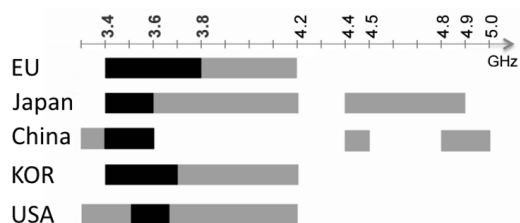


Рис. 1. Частотные планы для сетей 5G в дециметровом и сантиметровом диапазонах, предложенные различными странами (черный цвет: одобренные; серые цвет: рассматриваются)

Fig. 1. Frequency allocation for 5G in USW-, L-, and S-bands (black: approved; grey: under consideration)

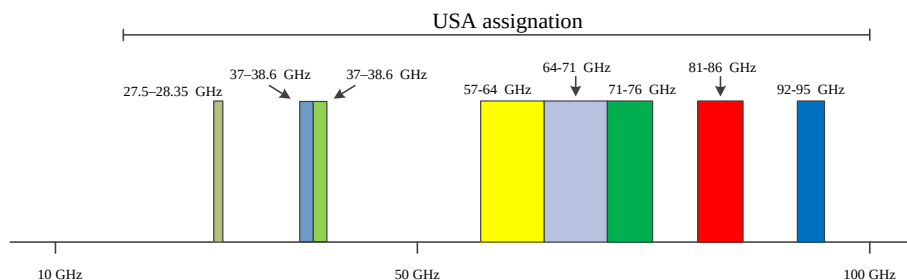


Рис. 2. Перспективный частотный план в миллиметровом радиодиапазоне, предложенный Федеральной службой связи США

Fig. 2. 5G's millimeter-wave spectrum allocation of USA assignment

Таким образом, по уже общепринятому мнению, данные амбициозные цели развития беспроводных сетей 5-го поколения можно достичь, решая две глобальные задачи: архитектурную, связанную с внедрением волоконно-беспроводного принципа построения сети доступа, и технологическую, связанную с внедрением радиофотонного подхода к построению ее оборудования. Последнее особенно важно для интерфейсных сетевых узлов как между волоконно-оптическими транспортной сетью и сетью доступа, задача которого состоит в высококачественном переносе высокоскоростного потока цифровых данных на несущие миллиметрового диапазона, так и между проводным и беспроводным участками сети доступа, в котором должно обеспечиваться экономичное эффективное преобразование сигналов оптического и радиоволнового диапазонов.

### 3. Общие принципы и схема построения сетей доступа волоконно-беспроводной архитектуры

Обобщенная схема телекоммуникационной системы распределения волоконно-беспроводной архитектуры [9-12] приведена на рис. 3.

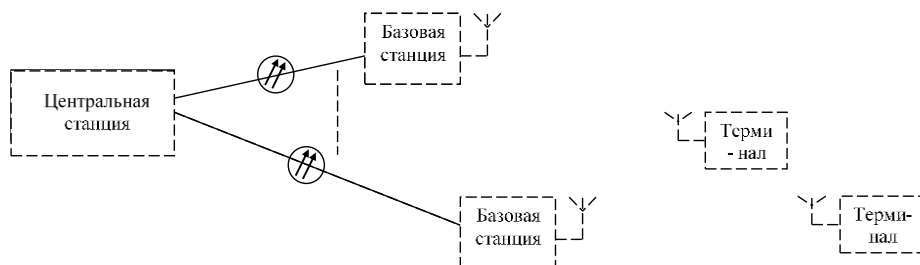


Рис. 3. Обобщенная структурная схема сети доступа класса FiWi

Fig. 3. Generated functional arrangement of FiWi fronthaul

Как следует из рисунка, на центральной станции оптический передатчик модулируется на поднесущих миллиметрового диапазона цифровыми информационными сигналами со скоростями 1...10 Гбит/с. Волоконно-оптические линии соединяют центральную и базовые станции. На базовой станции осуществляются оптико-электрическое преобразование и передача по радио в пределах зоны радиусом до 50-100 м. Сигналы принимаются и демодулируются пользовательскими терминалами. Передача сигналов от пользователя происходит в обратной последовательности.

Принципиальные достоинства данного подхода заключаются в том, что благодаря распределенной структуре и работе в миллиметровом диапазоне радиоволн:

- повышается пропускная способность канала;
- уменьшаются взаимные помехи между базовыми станциями;
- обеспечиваются высокие массогабаритные характеристики приемо-передающего оборудования и антенн;
- повышается экономическая эффективность и уменьшается время развертывания по сравнению с проводными системами;
- обеспечивается постоянная доступность для связи абонентов сети.

Прогнозируется, что основными областями применения системы класса FiWi будут интерактивные локальные системы связи и распределения, например, системы сотовой связи будущих поколений, системы персональной связи, системы распределения мультигигабитной сети ETHER-NET, Интернет-телевизионные системы по протоколам IPTV и др.

Проведем общий анализ телекоммуникационной сети доступа волоконно-беспроводной архитектуры, структурная схема которой приведена на рис. 3. Согласно рисунку, основными структурными элементами являются: центральная станция (ЦС), базовые станции (БС) и пользовательские терминалы (ПТ). В соответствии с установившейся для телекоммуникационных систем терминологией примем в качестве прямого канала – направление передачи сигналов от ЦС к ПТ (иначе исходящее направление), а в качестве обратного – направление от ПТ к ЦС (иначе входящее направление). Сигналы между ЦС и БС передаются в обоих направлениях по волоконно-оптическим линиям в спектральных полосах, соответствующих третьему (1,5—1,6 мкм) окну прозрачности кварцевого световода.

Как и в уже достаточно хорошо развитых системах абонентского доступа волоконно-коаксиальной архитектуры [13], трафик в системах данного класса будет существенно асимметричным. То есть информационный объем по прямому каналу будет существенно выше, чем по обратному. Для его дальнейшего увеличения в соответствии с возрастающими потребностями в прямом направлении планируется, как и в традиционных волоконно-оптических системах передачи (ВОСП), широко использовать спектральное разделение каналов (СРК), например, по рекомендации ITU-T G.692 с шагом между оптическими несущими 50 либо 100 ГГц, а также только развивающееся пространственное разделение каналов (ПРК) на базе многосердцевинного волокна [14]. Сигналы обратного канала можно передавать от каждой БС по тому же волокну с использованием СРК либо по отдельному волокну того же оптического кабеля.

В общем, сеть доступа волоконно-беспроводной архитектуры представляет собой дальнейшее развитие сетей сотовой связи. В ней каждая БС имеет свою зону обслуживания с интерактивным радиотрафиком в направлении от ЦС к ПТ (прямой канал) и от ПТ к ЦС (обратный канал). Особенность построения по сравнению с традиционной системой сотовой связи состоит в гораздо меньшей протяженности сот. Так в настоящее время развиваются два варианта: сначала с так называемыми пикосотами радиусом до 200—300 м и в последние годы — с фемтосотами радиусом от десятков сантиметров до 20—50 м (например, внутри здания). При этом из-за относительно малого числа абонентов, повышаются требования к экономичности аппаратуры БС, по сути, представляющей собой стык оптического и радиочастотного участков системы передачи. Наиболее перспективным решением данной проблемы считается предельное упрощение схемы БС, что осуществляется за счет выноса всех узлов группового тракта (формирование и обработка, модуляция, демодуляция и др.) на ЦС либо БС более высокого уровня. То есть на входы оптических передатчиков ЦС (прямое направление) и БС (обратное направление) подается пакет модулированных несущих СВЧ диапазона с частотами, соответствующими рабочим частотам абонентского участка сети. Передача их по волоконно-оптическим линиям наиболее экономично осуществляется при помощи тех же многоканальных аналоговых ВОСП.

#### 4. Принципы построения сети 5G регионального уровня

Понятно, что основная особенность построения сети регионального уровня заключается в наличии расположенных на относительно больших расстояниях населенных пунктов с значительно (на порядки величины) отличающимися площадями и плотностью населения (числом пользователей сети). В свете этого, для обеспечения рентабельности строящейся инфо-телекоммуникационной сети не подходит стандартно принятый в сетях крупных городов кольцевой принцип построения волоконно-оптической транспортной сети [2]. Здесь, более пригодной ее архитектурой является «дерево» либо «звезда», как это принято в развитых интерактивных мультисервисных сетях волоконно-коаксиальной архитектуры [15]. Каждая узловая станция этой сети размещается в черте крупного городского образования, и на ее базе развивается волоконно-беспроводная сеть доступа, принципы построения которой описаны в предыдущем разделе.

Для повышения ее рентабельности рекомендуются следующие подходы.

1) Передача мультисервисного контента с одновременным предоставлением фиксированным и мобильным пользователям всех современных услуг отрасли электросвязи.

2) Использование на базовых станциях низшего уровня фазированных антенных решеток со сканированием луча в пределах требуемого угла, что позволит, не сужая зоны обслуживания, увеличить дальность связи каждой БС.

3) Предоставление дополнительных услуг нетелекоммуникационного характера, например, охраны территорий, видеомониторинга объектов, услуг персональной телемедицины на базе технологии «Интернет медицинских вещей» и др.

Реализуемость предложения по п. 1 базируется на аналогичном подходе, используемом в современных сетях абонентского доступа волоконно-коаксиальной структуры [13], в рамках которого в сети одновременно распределяются сигналы цифрового телевизионного вещания, цифровой телефонной связи, интернет, мультимедиа и т. д. Реализация предложения по п. 2 позволит, не сужая зоны обслуживания, увеличить дальность связи каждой БС, а также существенно снизить взаимные помехи от близко расположенных базовых станций. Возможность и эффективность предоставления в сети доступа волоконно-беспроводной архитектуры дополнительных услуг, описанных в п. 3, основываются на асимметричности трафика в инфо-телекоммуникационной сети, когда объем информации по прямому каналу значительно выше, чем по обратному каналу [16, 17].

## 5. Пример построения на территории Республики Крым

Базируясь на вышеприведенном изучении общих принципов построения инфо-телекоммуникационной сети пятого, а также анализе особенностей построения региональной сети данного класса, рассмотрим конкретный пример построения транспортной волоконно-оптической сети на территории Республики Крым.

Анализ современных данных о географии и населенности городских образований позволяет сделать следующие выводы. Из более, чем двух десятков городов только в четырех городах (Севастополь, Симферополь, Керчь, Евпатория) численность населения превышает 100 тысяч жителей. Среди них имеются как компактные по занимаемой площади города с плотностью населения более 3 тысяч жителей на квадратный километр (Симферополь), так и города с развитой территорией с плотностью населения всего лишь 500 жителей на квадратный километр (Севастополь).

Наиболее удобным пунктом сопряжения с Взаимоувязанной сетью связи РФ, которое можно экономично реализовать на новом Крымском мосту, является город Керчь. Пример схемы построения региональной транспортной сети, которая может стать основой инфо-телекоммуникационной сети 5-го поколения приведен на рис. 4.

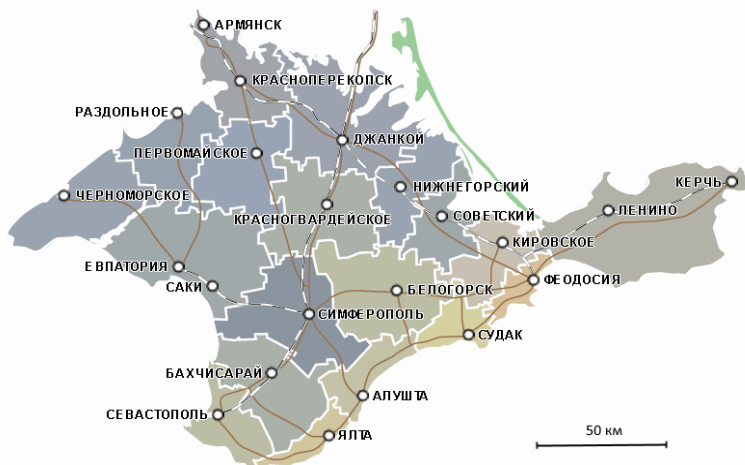


Рис. 4. Пример схемы транспортной волоконно-оптической сети Республики Крым  
Fig. 4. Example of the backhaul optical fiber network in Crimea region

Как следует из рисунка, сеть построена на базе древовидной архитектуры со стволем, проходящим через Керчь, Феодосию, Белогорск, Симферополь, Бахчисарай, Севастополь, с отводами в остальные города Крымского полуострова.

## 6. Заключение

Рассмотрены общие принципы построения развивающейся в мире инфо-телекоммуникационной сети пятого поколения, содержащей волоконно-оптическую транспортную сеть и работающие в миллиметровом диапазоне волн сети доступа волоконно-беспроводной архитектуры. Базируясь на преимуществах такого подхода, изучены принципы и особенности построения инфо-телекоммуникационной сети класса 5G регионального уровня. В качестве примера описан вариант реализации транспортной волоконно-оптической сети на территории Республики Крым.

Следующий этап исследований предполагает детальную разработку схем сетей доступа волоконно-беспроводной архитектуры в крупных городах региона.

## Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по итогам исследования, проведённого в рамках проекта Российского фонда фундаментальных исследований №№ 17-57-10002.

## Список литературы

- [1] Andrews J. G., et al. What Will 5G Be? IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 32, no. 6; Jun. 2014. pp. 1065 – 1082.
- [2] Chen S., Zhao J. The requirements, challenges and technologies for 5G of terrestrial mobile telecommunication. IEEE Commun. Mag., vol. 52, no. 5; May 2014. pp. 36–43.
- [3] Munn J. Our 5G Future: In the Fast Lane with Numerical Simulation. Microwaves & RF; Dec. 2016. pp. 48-50.
- [4] Frenzel L. Making 5G Happen. Microwaves & RF; Dec. 2017. pp. 1-5.
- [5] Boccardi F., et al., Five Disruptive Technology Directions for 5G. IEEE Communications Magazine, Vol.52; Feb 2014. pp. 74-80.
- [6] R. Waterhouse, D. Novak. Realizing 5G. IEEE Microwave Magazine, 2015, vol. 16, no 8, pp. 84-92.
- [7] Alavi S. E., Soltanian M. R. K., et al. Towards 5G: A photonic based millimeter wave signal generation for applying in 5G access fronthaul. Scientific Reports. No 6; 2016. 11 p.
- [8] 5G Americas White Paper on 5G Spectrum Recommendations. Apr. 2017. 28 p.
- [9] D. Novak, et al. Radio-Over-Fiber Technologies for Emerging Wireless Systems. IEEE Journal of Quantum Electronics, 2016, vol. 52, no 1, 0600311 pp. 1-11.
- [10] Radio over Fiber Technologies for Mobile Communications Networks. / Editors H. Al-Raweshidy, S. Komaki. – Artech House, 2002. – 436 pp.
- [11] Sauer M., Kobyakov A., George J. Radio over Fiber for Picocellular Network Architectures, IEEE Journal of Lightwave Technology, 2007, vol. 25, no. 11, pp. 3301-3320.
- [12] М. Е. Белкин. Принципы построения и функционирования локальных телекоммуникационных систем волоконно-эфирной структуры. ИНТЕРМАТИК-2009 «Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения» / Материалы международной НТК, ноябрь 2009. – М.: МИРЭА, 2009, т. 4, с. 7-12.
- [13] М. Е. Белкин. Концепция построения сети абонентского доступа на базе волоконно-коаксиальных распределительных сетей. Электросвязь, 1998, № 1, с. 8-15.
- [14] I. Gasulla, J. Capmany. Microwave Photonics Applications of Multicore Fibers. IEEE Photonics Journal, 2012, v. 4, No 3, p. 877-888.
- [15] М. Е. Белкин. Телекоммуникационные волоконно-оптические системы. Учебное пособие. М.: МИРЭА, 2012. – 180 с.
- [16] М. Е. Belkin, I. Khmelnitski, S. Aheev, A. Karaulov, I. V. Myagkov, I. V. Gladyshev. A Method to Combine Communication and Safeguard Functions within One Fiber-Optic Access Network. // 22nd Telecommunications Forum (TELFOR) – Belgrade, Serbia, Nov. 2014. pp. 597-600.
- [17] М. Е. Белкин. Проложенная в земле волоконно-оптическая телекоммуникационная система и волоконно-оптическая охранная система крупного хозяйственного объекта (варианты) с использованием проложенной в земле волоконно-оптической телекоммуникационной системы абонентского доступа. Патент РФ на изобретение № 2591205, зарегистрирован 22.06.16 г. Приоритет от 15.12.2014.

## References

- [1] Andrews J. G., et al. What Will 5G Be? IEEE Journal on Selected Areas in Communications. vol. 32, no. 6; Jun. 2014. pp. 1065 – 1082.
- [2] Chen S., Zhao J. The requirements, challenges and technologies for 5G of terrestrial mobile telecommunication. IEEE Commun. Mag., vol. 52, no. 5; May 2014. pp. 36–43.
- [3] Munn J. Our 5G Future: In the Fast Lane with Numerical Simulation. Microwaves & RF; Dec. 2016. pp. 48-50.
- [4] Frenzel L. Making 5G Happen. Microwaves & RF; Dec. 2017. pp. 1-5.
- [5] Boccardi F., et al., Five Disruptive Technology Directions for 5G. IEEE Communications Magazine, Vol.52; Feb 2014. pp. 74-80.
- [6] R. Waterhouse, D. Novak. Realizing 5G. IEEE Microwave Magazine, 2015, vol. 16, no 8, pp. 84-92.
- [7] Alavi S. E., Soltanian M. R. K., et al. Towards 5G: A photonic based millimeter wave signal generation for applying in 5G access fronthaul. Scientific Reports. No 6; 2016. 11 p.
- [8] 5G Americas White Paper on 5G Spectrum Recommendations. Apr. 2017. 28 p.
- [9] D. Novak, et al. Radio-Over-Fiber Technologies for Emerging Wireless Systems. IEEE Journal of Quantum Electronics, 2016, vol. 52, no 1, 0600311 pp. 1-11.
- [10] Radio over Fiber Technologies for Mobile Communications Networks. / Editors H. Al-Raweshidy, S. Komaki. – Artech House, 2002. – 436 pp.
- [11] Sauer M., Kobayakov A., George J. Radio over Fiber for Picocellular Network Architectures, IEEE Journal of Lightwave Technology, 2007, vol. 25, no. 11, pp. 3301-3320.
- [12] Belkin M.E. [Principles of construction and functioning of local telecommunication systems with radio over fiber structure]. INTERMATIC-2009 «Fundamental'nye problemy radioelektronnogo priborostroeniya», nov. 2009. M., MIREA, 2009, vol. 4, pp. 7-12. (In Russian).
- [13] Belkin M.E. [The concept of building the subscriber access network based on fiber-coaxial distribution networks]. Elektrosvyaz', 1998, no. 1, pp. 8-15. (In Russian).
- [14] I. Gasulla, J. Capmany. Microwave Photonics Applications of Multicore Fibers. IEEE Photonics Journal, 2012, v. 4, No 3, p. 877-888.
- [15] Belkin M.E. [Telecommunication fiber-optic systems]. Uchebnoe posobie, M., MIREA, 2012, 180 p. (In Russian).
- [16] M. E. Belkin, I. Khmelnitski, S. Aheev, A. Karaulov, I. V. Myagkov, I. V. Gladyshev. A Method to Combine Communication and Safeguard Functions within One Fiber-Optic Access Network. // 22nd Telecommunications Forum (TELFOR) – Belgrade, Serbia, Nov. 2014. pp. 597-600.
- [17] Belkin M.E. [A fiber-optic telecommunications system laid out in the ground and a fiber-optic security system of a large external beneficiary using a fiber-optic telecommunications subscriber access system]. Patent of the Russian Federation for invention № 2591205, registered 22.06.2016. Priority of 15.12.2014. (In Russian).

## Acknowledgements

The paper is based on the research results, which was conducted in the framework of project of the Russian Foundation for Basic Research No. 17-57-10002.

## C-band amplitude/phase control MMIC design

Filippov I.F., Budnyaev V.A., Kravchenko I.V., Snegur D.A.,  
Tumko V.V., Duchenko N.V., Kovalevskiy D.S., Pomorev A.S.,  
Kharitonov S.A., Vetrov I.L., Vertegel V.V., Gimpilevich Yu.B.

*Engineering center of micro- and nanoelectronics devices, Sevastopol State University  
Universitetskaya St., 33, Sevastopol, 299053, Russian Federation, IFFilippov@sevsu.ru*

**Abstract:** The design results for an amplitude/phase control integrated circuit (IC) which is based on 0.18  $\mu\text{m}$  SiGe BiCMOS technology are presented. The IC consists of an attenuators, phase shifters, switches, buffer amplifiers, digital control unit with IC characteristics correction block. It is designed for telecommunication and radar applications in 4–6 GHz frequency range.

**Keywords:** AESA, core chip, 5G communication link, C-band, SiGe, BiCMOS, multi-functional circuit, amplitude and phase control, phase shifter, attenuator.

## Разработка монолитной интегральной схемы управления амплитудой и фазой сигнала С-диапазона частот

Филиппов И.Ф., Будняев В.А., Кравченко И.В., Снегур Д.А.,  
Тумко В.В., Дученко Н.В., Ковалевский Д.С., Поморев А.С.,  
Харитонов С.А., Ветров И.Л., Вертегел В.В., Гимпилевич Ю.Б.

*Инжиниринговый центр изделий микро- и нанoeлектроники  
Севастопольский государственный университет  
ул. Университетская, 33, г. Севастополь, 299053, Российская Федерация  
IFFilippov@sevsu.ru*

**Аннотация:** В докладе представлены результаты проектирования интегральной схемы (ИС) управления амплитудой и фазой сигнала, разработанной на основе 0,18 мкм SiGe БиКМОП технологии. ИС включает в себя аттенюаторы, фазовращатели, коммутаторы, буферные усилители, цифровой драйвер управления с блоком коррекции характеристик схемы и предназначена для телекоммуникационных и радиолокационных приложений в диапазоне частот 4–6 ГГц.

**Ключевые слова:** АФАР, core chip, линия связи 5G, С-диапазон, SiGe, БиКМОП, многофункциональная схема, управление амплитудой и фазой, фазовращатель, аттенюатор.

## 1. Введение

Последние годы связаны с активной разработкой стандартов и оборудования для телекоммуникационных сетей пятого поколения. Для развития этой отрасли будут необходимы такие сугубо "военные" технологии, как многоэлементные активные фазированные антенные решетки (АФАР). Ключевым недостатком, ограничивающим широкое применение подобных систем, остаётся высокая стоимость приёмопередающих модулей (ППМ), реализуемых преимущественно на основе  $A_3B_5$  технологий [1].

Снижение стоимости ППМ может быть достигнуто путём применения интегральных диаграммообразующих модулей (англ. Core chip), изготовленных по кремниевым и кремний-германиевым технологиям. Применение SiGe БиКМОП технологического процесса позволяет решить задачу интеграции цифровой и аналоговой частей приёмопередатчика, что положительно сказывается на конечной стоимости систем с АФАР, при сохранении приемлемых для гражданских приложений характеристик ППМ.

В докладе представлены результаты разработки электрической схемы и топологии сложно-функциональной монолитной интегральной схемы (СФ МИС) управления амплитудой и фазой сигнала С-диапазона на основе 0,18 мкм SiGe БиКМОП технологии.

## 2. Проектирование СФ МИС

По результатам аналитического обзора серийно-выпускаемой продукции и литературных источников, содержащих результаты исследований и разработок в области интегральных ППМ, разработана структурная схема СФ МИС, представленная на рис. 1.

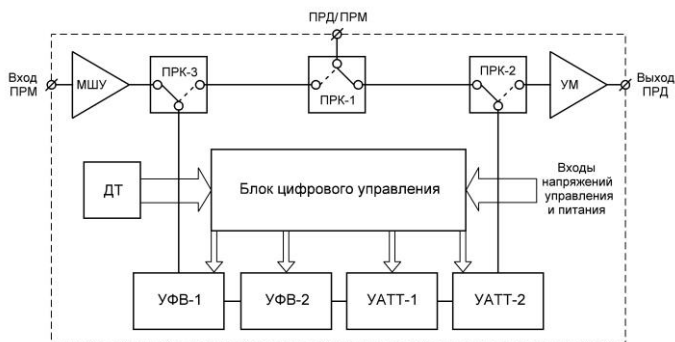


Рис. 1. Структурная схема разработанной СФ МИС

Fig. 1. Block diagram of the designed core chip

Для реализации СФ МИС выбрана трехпортовая структура, в которой управляемые фазовращатель УФВ-1 и аттенуатор УАТТ-1 являются общими блоками приёмного и передающего тракта. Переключение режимов работы СФ МИС осуществляется двухпозиционными переключателями ПРК-1, ПРК-2 и ПРК-3. Малощумящий усилитель (МШУ) обеспечивает усиление сигнала на входе приёмного тракта до требуемого значения, обладая низким значением коэффициента шума. Усилитель мощности (УМ) обеспечивает требуемый уровень мощности СВЧ сигнала на выходе передающего тракта. Отличием разработанной структуры СФ МИС от типовой для ППМ АФАР является применение цепей частотной и температурной коррекции характеристик схемы. Интегральный датчик температуры (ДТ) формирует температурно-зависимое напряжение и преобразует его в цифровые коды. На основе этих кодов цифровой блок управления (ЦБУ) осуществляет коррекцию сдвига фазы и ослабления фазовращателем УФВ-2 и аттенуатором УАТТ-2. С помощью внешних цифровых сигналов ЦБУ обеспечивает переключение между режимами работы, управление параметрами фазовращателя УФВ-1 и аттенуатора УАТТ-1.

Функциональный блок основного управляемого фазовращателя (УФВ) построен на основе метода векторного сложения ортогональных сигналов [2]. Векторные УФВ лишены недостатков пассивных фазовращателей: существенного вносимого ослабления сигнала и относительно высокого значения фазовой погрешности. Однако сигнал на выходе векторного УФВ подвержен паразитной амплитудной модуляции (величиной до 3 дБ). Устранить данный недостаток позволило применение корректора амплитудной погрешности. Разработанный УФВ обеспечивает регулировку фазы выходного сигнала в диапазоне  $360^\circ$  с шагом  $5,625^\circ$ . Неравномерность АЧХ не превышает 0,25 дБ. В диапазоне рабочих частот СКО относительных фазовой и амплитудной погрешности не превышают  $1,2^\circ$  и 0,3 дБ соответственно.

Схемотехническая реализация корректирующего УФВ-2 аналогична основному УФВ. Отличие заключается в уменьшении числа разрядов и диапазона регулировки фазы выходного сигнала схемы до 4 бит и  $8^\circ$  соответственно.

Для управления амплитудой выходного сигнала разработан активный управляемый аттенуатор (усилитель с изменяемым коэффициентом передачи). Ключевым структурным блоком схемы является ядро УАТТ, которое осуществляет изменение амплитуды дифференциального СВЧ сигнала на выходе аттенуатора. Ядро состоит из дифференциального каскада с парой встречновключённых транзисторов с «плавающим эмитте-

ром» [3]. Такое включение позволяет расширить диапазон регулировки коэффициента ослабления схемы. Диапазон изменения коэффициента передачи УАТТ-1 составляет 31,3 дБ на центральной частоте 5 ГГц. При этом, неравномерность коэффициента передачи не превышает 1,38 дБ. Во всем диапазоне рабочих частот абсолютная погрешность установления коэффициента передачи не превышает 0,48 дБ, среднеквадратическое отклонение составляет 0,178 дБ.

Функциональный блок корректирующего УАТТ-2 повторяет схемотехнику основного аттенюатора. Отличие заключается в уменьшении диапазона регулировки коэффициента передачи схемы и числа разрядов цифрового управляющего сигнала.

МШУ на входе приёмного канала выполнен по трехкаскадной схеме. Данное решение позволило выполнить требования к коэффициенту шума и динамическим характеристикам каскадов при минимальной неравномерности коэффициента усиления в рабочей полосе частот и низком КСВН по входу/выходу. На центральной частоте коэффициент усиления МШУ составляет 21,3 дБ, неравномерность в рабочей полосе частот не превышает 0,5 дБ. Коэффициент шума не превышает 4,9 дБ. Потребляемая мощность составляет 13,8 мВт.

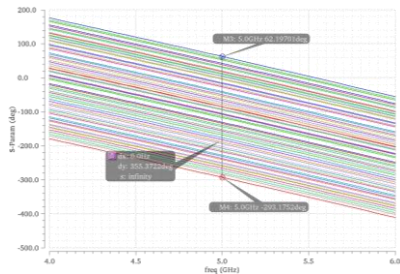
Разработанные схемы однополюсных переключателей на два направления используют параллельное включение шунтирующих полевых транзисторов. Вносимые переключателем потери в рабочей полосе частот не превышают 1,9 дБ. Развязка между каналами — 37 дБ. Возвратные потери по входу/выходу превышают 21 дБ. Точка компрессии 1 дБ по выходу составляет 10,7 дБм.

Усилитель мощности на выходе передающего канала в диапазоне частот 4—6 ГГц обеспечивает коэффициент усиления не менее 33 дБ. Точка компрессии 1 дБ по выходу составляет 8,5 дБм, возвратные потери по выходу — не менее 19 дБ. Потребляемая мощность от источника с напряжением 5 В составляет 250 мВт. Коэффициент полезного действия по добавленной мощности — 5,8 %.

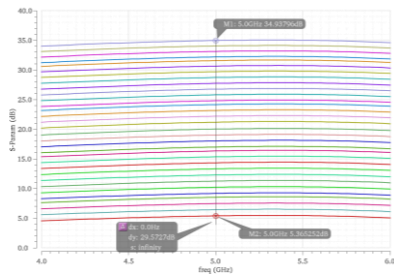
Интегральный ДТ обеспечивает измерение температуры в диапазоне  $-60$ — $85$  °С с разрешением 5-бит. Его работа основана на измерении падения напряжения на термозависимом элементе, лежащем в основе сенсора. Наряду с этим, используется компенсация первого рода, заключающаяся в сложении температурных коэффициентов сопротивления р-п перехода биполярного транзистора и добавочных резисторов в токопротекающих ветвях сенсора. Абсолютная ошибка измерений не превышает 1 °С. Потребляемая мощность составляет 17 мВт.

### 3. Результаты моделирования

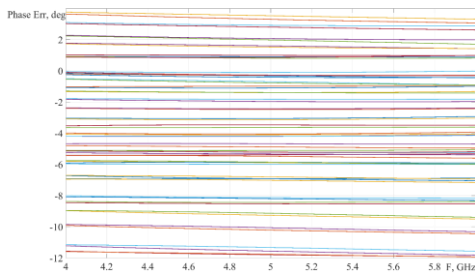
Частотные зависимости характеристик СФ МИС представлены на рис. 2.



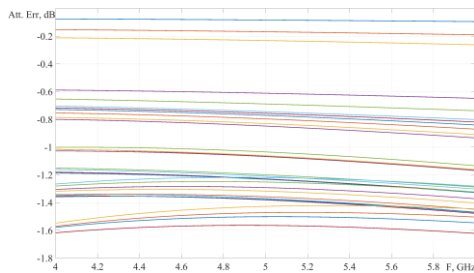
Зависимость вносимого фазового сдвига от  
управляющего кода  
Phase shift from control code dependence



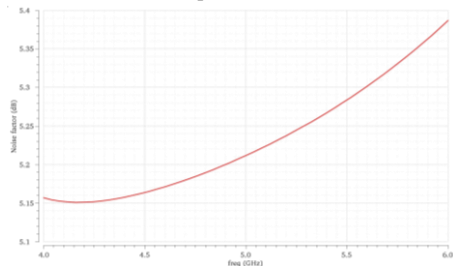
### Зависимость вносимого ослабления от управляющего кода Attenuation from control code dependence



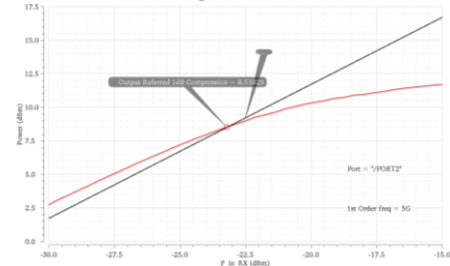
Зависимость абсолютной ошибки вносимого фазового сдвига от управляющего кода  
Absolute phase error from control code dependence



Зависимость абсолютной ошибки вносимого ослабления от управляющего кода  
Absolute attenuation error from control code dependence



Значение коэффициента шума в режиме  
приёма  
Rx mode noise figure



Точка компрессии 1 дБ по выходу  
в режиме передачи  
Tx mode OP1dB

Рис. 2. Частотные зависимости основных параметров СФ МИС

Fig. 2. Frequency responses of the main core chip parameters

Многофункциональная интегральная схема управления характеризуется большим числом параметров. В таблице 1 приведены наиболее значимые характеристики разработанной МИС управления амплитудой и фазой СВЧ сигнала.

Табл. 1. Основные параметры разработанной СВЧ МИС

Table 1. Main parameters of the designed MMIC

| Наименование параметра, единицы измерения<br>Parameter, units                                                                           | Значение<br>Value |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------|
| Диапазон рабочих частот, ГГц<br>Frequency range, GHz                                                                                    | 4—6               |
| Коэффициент передачи в режиме приема, дБ, не менее<br>Transfer ratio in Rx mode, dB, min.                                               | 35                |
| Коэффициент передачи в режиме передачи, дБ, не менее<br>Transfer ratio in Tx mode, dB, min.                                             | 33                |
| Возвратные потери по входу (режимы Rx/Tx), дБ, не менее<br>Input return loss (Rx/Tx mode), dB, min.                                     | 11/18             |
| Возвратные потери по выходу (режимы Rx/Tx), дБ, не менее<br>Output return loss (Rx/Tx mode), dB, min.                                   | 18/11             |
| Выходная мощность при компрессии 1 дБ в режиме приема, дБм, не менее<br>Output power at 1dB compression point in Rx mode, dBm, min.     | –19,7             |
| Выходная мощность при компрессии 1 дБ в режиме передачи, дБм, не менее<br>Output power at 1dB compression point in Tx mode, dBm, min.   | 8,5               |
| Коэффициент шума в режиме приема, дБ, не более<br>Noise figure in Rx mode, dB, max.                                                     | 5,5               |
| Диапазон вносимого фазового сдвига (6 бит, шаг 5,625 <sup>0</sup> ), град.<br>Phase shifter range (6 bit, 5.625 <sup>0</sup> step), deg | 360               |
| СКО вносимого фазового сдвига, град., не более<br>RMS phase error, deg, max.                                                            | 4,2               |
| Диапазон вносимого ослабления (5 бит, шаг 1 дБ), дБ<br>Attenuation range (5 bit, 1 dB step), dB                                         | 31                |
| Напряжение питания, В<br>Supply voltage, V                                                                                              | 5                 |
| Ток потребления (режимы Rx/Tx), мА<br>Supply current, mA                                                                                | 39/73             |
| Число разрядов ЦБУ, бит<br>DCU number of digits, bit                                                                                    | 39                |
| Уровни сигналов управления (Логический ноль / Логическая единица), В<br>Control voltages (Low / High), V                                | 0/2,5             |
| Диапазон рабочих температур, °С<br>Operating temperature range, °C                                                                      | –60—85            |

Таким образом, параметры разработанной СФ МИС не уступают параметрам известных аналогов на основе кремний и кремний-германиевых технологических процессов в заданном частотном диапазоне.

## 4. Заключение

Разработка принципиальных схем и топологий функциональных блоков СФ МИС, моделирование их характеристик выполнено с использованием САПР Cadence IC Design Environment и библиотек элементов кремний-германиевого БиКМОП технологического процесса производства кристаллов МИС с проектной нормой 180 нм TSMC 3P6M+.

Точность моделей элементов, использованных при проектировании, подходы к проектированию, выбранные схемотехнические и топологические решения, а также стабильность технологического процесса позволяют рассчитывать на удовлетворительный результат уже после первой итерации изготовления тестовой партии СФ МИС.

## Источники финансирования и выражение признательности

Доклад подготовлен по результатам исследования, проведенного при поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках проекта №8.3962.2017/ПЧ.

## Список литературы

- [1] Гугин А.Ю., Кондратенко А.В. Монолитная интегральная схема управления амплитудой и фазой сигнала X-диапазона частот // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо'2017). Материалы 27-ой Международной Крымской конференции. 2017. Т. 1. С. 78-84.
- [2] Филиппов И.Ф., Вертегел В.В., Гимпиевич Ю.Б. Разработка МИС активного векторного фазовращателя С-диапазона // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии (КрыМиКо'2017). Материалы 27-ой Международной Крымской конференции. 2017. Т. 1. С. 127-135.
- [3] Kravchenko I., Filippov I., Vertegel V. C-band digitally controlled variable gain amplifier design // Proceeding of 2018 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT 2018). С. 313—316.

## References

- [1] Gugin A.Y., Kondratenko A.V. An X-band amplitude/phase control MMIC // Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2017). Materials of 27 International Crimean conference. 2017, vol. 1, pp. 78-84.
- [2] Filippov I.F., Vertegel V.V., Gimpilevich Yu.B. Design of C-band active vector-sum phase shifter MMIC // Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo'2017). Materials of 27 International Crimean conference. 2017, vol. 1, pp. 127-135.
- [3] Kravchenko I., Filippov I., Vertegel V. C-band digitally controlled variable gain amplifier design // Proceeding of 2018 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology (USBREIT 2018). pp. 313—316.

## Acknowledgements

The paper is based on the results of research, which was supported by Ministry of Education and Science of the Russian Federation, project code 8.3962.2017/ПЧ.

# Экспериментальные исследования характеристик передающих платформ системы космического мониторинга "Argos"

Ионов В.В., Пестряков А.В.

Московский технический университет связи и информатики

г. Москва ул. Авиамоторная 8а 111024

kudear95@gmail.com; a.v.pestryakov@mail.ru

**Аннотация:** Развитие систем космического мониторинга за подвижными объектами влечет за собой ужесточение стандартов. Для корректной работы системы необходимо строго соблюдать требования к характеристикам излучаемого сигнала, которые прописаны в стандартах системы Argos. В данном докладе представлены результаты лабораторного исследования на соответствие разработанного устройства стандартам, а так же представлены графики фазы, мощности, спектра излучаемого сигнала и т.д.

**Ключевые слова:** космическая система, Argos, радиобуй, лабораторные испытания, стандарт.

## 1. Введение

В последнее время наблюдается значительный рост интереса к системам позиционирования подвижных объектов. Причём, если для большинства регионов с развитой инфраструктурой задача реализации таких систем решается достаточно просто, например, на базе систем мобильной связи. В тоже время, имеется целый ряд задач по обеспечению позиционирования подвижных объектов в труднодоступных или удаленных регионах (в лесах, горах, морях и океанах и т.п.). Для решения таких задач создаются системы глобального спутникового мониторинга.

Несмотря на бурное развитие спутниковых систем, лишь немногие из них обеспечивают эффективное решение поставленной задачи. Одной из таких систем является система Argos [1,2]. Основными направлениями развития и эксплуатации этой системы является ее использование для исследований в области экологии, а так же контроля за редкими и исчезающими видами животных [3].

## 2. Объекты исследований и методика эксперимента

Объектом исследования является радиометка системы Argos (Рисунок 1)

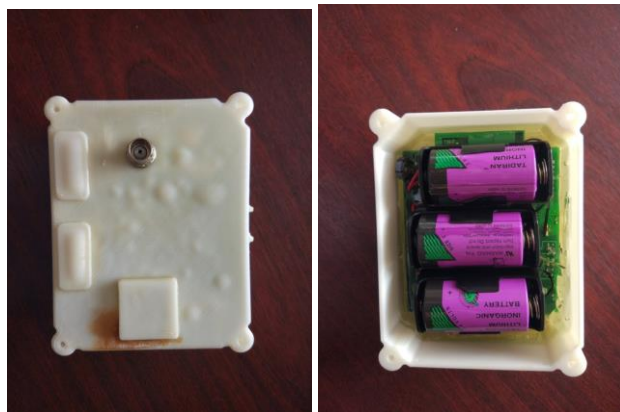


Рисунок 1. Опытный образец радиометки

Для корректной работы системы нужно строго соблюдать требования к характеристикам излучаемого сигнала, стандартам системы, прописанных в спецификации Argos [4].

Измерительным прибором является персональный компьютер, со специализированной программой TestBeacon, разработанной в МТУСИ.

### *Устройство ввода*

В качестве недорогого устройства ввода была использована современная звуковая карта USB Sound Blaster Audigy 2 NX. Эта звуковая карта при цене на порядок меньше специализированных плат ввода обеспечена драйверами, и её работа может быть запрограммирована при помощи стандартных Windows API функций.

### *Блок преобразователя частоты*

Блок преобразователя частоты (БПЧ) служит для квадратурного переноса выходного сигнала с рабочей частоты (401,650 МГц) в низкочастотную область. Это необходимо для работы устройства ввода аналоговых сигналов в компьютер. Кроме того, в состав этого блока включен ге-

нератор калибровочного сигнала, что делает возможным автоматическую калибровку квадратурного преобразователя.

### Структурная схема БПЧ

В соответствии с назначением блок преобразователя частоты (БПЧ) был реализован по следующей структурной схеме.



Рисунок 3 - Структурная схема БПЧ

## Графическая оболочка программы «TestBeacon»

Графическая оболочка программы «TestBeacon» содержит 7 страниц, основной рабочей страницей этой программы является стартовая страница (страница «Setup»).

На следующем рисунке приведена стартовая страница программы TestBeacon после проведения калибровки квадратурного преобразователя БПЧ.

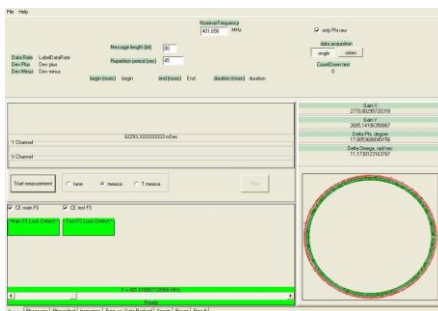


Рисунок 4. Стартовая страница графической оболочки программы TestBeacon после проведения калибровки квадратного БПЧ.

Рисунок 4 иллюстрирует страницу «Setup» и показывает захват в синтезаторах БПЧ, окончание сбора калибровочных данных и результаты калибровки синфазного и квадратурного каналов БПЧ.

### 3. Результаты лабораторного исследования

На рисунке 5 синим цветом показана «сырая» фаза анализируемого сигнала, а красным – оценка фазовых блужданий, обусловленных частотной нестабильностью.

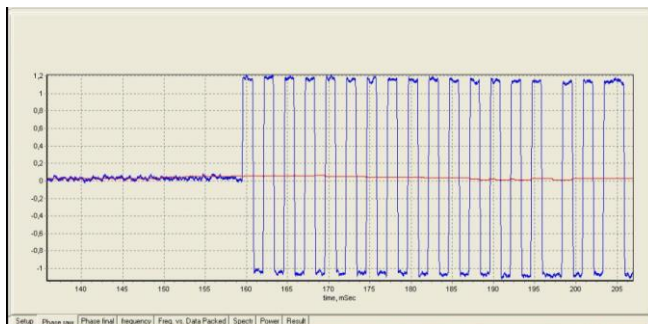


Рисунок 5. Страница «Phase raw» графической оболочки программы TestBeacon



Рисунок 6. Страница «frequency» графической оболочки программы TestBeacon

На рисунке 6 кроме временной зависимости оценки частотного дрейфа приведено значение отклонения центральной частоты анализируемого сигнала от номинального значения и значение разброса частотного дрейфа.



Рисунок 7. Страница «Freq. vs. Data Packed» графической оболочки программы TestBeacon

На рисунке 7 кроме временной зависимости частотного дрейфа на интервале времени соответствующем 20-ти пакетам приведена средне-квадратическая оценка наклона этой зависимости (slope Гц/мин) и значение отклонения дрейфа частоты от линейного (variance).

На рисунке 8 кроме спектра анализируемого сигнала приведено предельно допустимое значение для уровня побочных спектральных компонент (-40дБн).

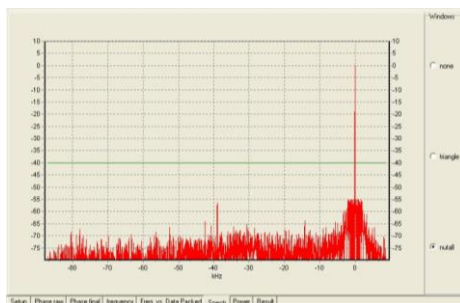


Рисунок 8. Страница «Spectr» графической оболочки программы TestBeacon

На рисунке 9 приведен внешний вид заполненной страницы «Power».

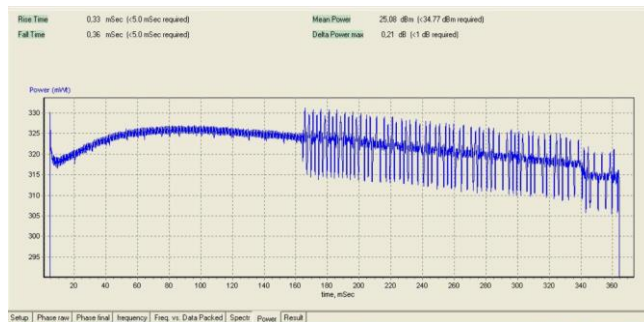


Рисунок 9. Страница «Power» графической оболочки программы TestBeacon

На этой странице кроме временной зависимости мощности анализируемого сигнала приведена оценка длительности нарастающего и спадающего фронтов этой зависимости, а также среднего значения мощности и отклонения мощности от среднего значения.

На следующем рисунке приведен внешний вид страницы «Result».

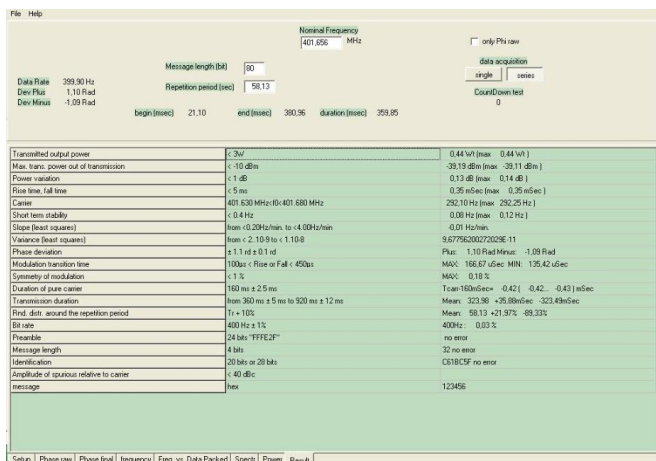


Рисунок 10. Страница «Result» графической оболочки программы TestBeacon

На финальной странице программы отображаются все полученные результаты измерений и их предельно допустимые значения.

#### 4. Заключение

Таким образом, в работе проведены лабораторные испытания опытного образца радиометки на соответствие параметров излучаемого сигнала международным стандартам, а также изучены влияние частотной нестабильности на фазовые отклонения. На рисунках 6 и 7 оценена дисперсия частоты в первом случае для одиночного импульса, а во втором для пачки из 20 импульсов. Помимо этого построены спектр сигнала и зависимость мощности сигнала от времени. Сравнив значения в левой и правой графе на рисунке 10, можно сделать вывод что данная радиометка полностью соответствует международным стандартам систем космического мониторинга за подвижными объектами.

#### Список литературы

- [1] Козлов А.В., Пестряков А.В.. Развитие спутниковой системы позиционирования и сбора данных ARGOS// T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2012, Т. 6. № 2, С. 36-39
- [2] Ионов В.В., Пестряков А.В.. Системы космического мониторинга подвижных объектов // XI Международная отраслевая научно-техническая конференция: сборник трудов. 2017
- [3] Козлов А.В., Пестряков А.В.. Опыт применения системы глобального сбора и позиционирования данных ARGOS для мониторинга за морскими млекопитающими//T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2009, № S1, С. 70-72
- [4] Спецификация Adeos-II / Argos-DCS Argos Platform Transmitter Terminal (PTT) and Argos Platform Message Transceiver (PMT) Revision 2 от сентября 2003г.

# Методика автоматического вычисления элементов массива объектов, описываемых множеством признаков различной физической природы

<sup>1</sup>Афонин И. Л., <sup>2</sup>Крушати́н М. С.

<sup>1</sup> ФГАОУ ВО «Севастопольский государственный университет»

, ул. Университетская, 33, Севастополь, 299053, Россия

igor\_afonin@inbox.ru

<sup>2</sup> ФГБВОУ ВО «Черноморское высшее военно–морское ордена Красной Звезды училище имени П. С. Нахимова» Министерства обороны Российской Федерации  
ул. Дыбенко, д. 1а, Севастополь, 299028, Россия

ms..k@mail.ru

**Аннотация:** В статье предложена прикладная методика вычисления характеристик важности (стоимости, ценности, приоритета) и потребности в ресурсе (устойчивости, защищенности) объектов, описываемых множеством признаков как численного, так и логического характера, позволяющая автоматизировать решение ряда оптимизационных задач в процессах обработки информации.

**Ключевые слова:** методика вычисления важности, метод различения, сложные объекты, кластеризация, характерные признаки объекта.

## 1. Введение

В процессе обработки информации в различных автоматизированных системах управления часто возникает необходимость решения широкого спектра оптимизационных задач, связанных с распределением ресурса по объектам потребления. В случаях, когда элементы массива объектов потребления априорно неизвестны, то есть важность (стоимость, ценность, приоритет)  $c_i$  и потребность в ресурсе конкретного объекта  $\omega_i$  неочевидна, либо должна вычисляться в ходе алгоритма, решение таких задач вызывает известные затруднения.

Кроме того, условия функционирования таких автоматизированных систем управления часто подразумевают, что какая-либо априорная информация об объектах отсутствует, или она недостаточна, а в алфавит признаков входят параметры как численного, так и, например, логического характера. Ситуация может усугубляться также различной физической природой численных параметров, что объясняется наличием широкой па-

литры обнаружителей, функционирующих на различных физических принципах. В таком случае, разработка программно–аппаратной и математической основы таких систем может представлять собой относительно сложную и актуальную научную задачу.

Целью данной работы является разработка методики автоматического вычисления элементов массива  $O$ :

$$O = \begin{vmatrix} c_1 & c_2 & \dots c_i \dots & c_N \\ \omega_1 & \omega_2 & \dots \omega_i \dots & \omega_N \end{vmatrix}, \quad (1)$$

где  $c_i$  – важность конкретного объекта, а  $\omega_i$  – потребность данного объекта в ресурсе, описывающего совокупность  $N$  объектов потребления ресурса.

## 2. Общие положения предлагаемой методики

В основу предлагаемой методики положена идея о возможности соотнесения степени важности объекта (стоимости, ценности, приоритета)  $c_i$  с мерой схожести (близости, соответствия)  $\lambda_{ij}$  каждого конкретного объекта на объект, определяющий с некоторой вероятностью тип (характеристику, назначение) всей совокупности объектов при условии его определённости. В случае, когда количество типов таких совокупностей отлично от нуля и они различаются по степени важности (либо важность конкретной совокупности зависит от частной оптимизационной задачи), данное различие может вводиться понижающим коэффициентом согласно выражению

$$k_l = e^{-\frac{l-1}{n-1}}, \quad (2)$$

где  $l$  – порядковый номер типа совокупности по степени априорной важности, а  $n$  – общее количество априорно выделяемых типов совокупностей.

При необходимости более чёткого дифференцирования второстепенных объектов (при их наличии) в каждой из совокупностей, их степень важности может дополняться коэффициентом согласно выражению

$$k_l^q = \frac{\sum_{i=1}^q \lambda_{ij}^q}{q}, \quad (3)$$

где  $\lambda_{ij}^q$  – меры близости объектов, вошедшие в класс второстепенных  $S'_q$  (далее по тексту) конкретной совокупности, а  $q$  – количество таких второстепенных объектов в данной совокупности.

Такой подход позволяет ожидать, что важность второстепенных объектов в приоритетных с точки зрения частной оптимизационной задачи совокупностях будет всегда выше важности второстепенных целей в других совокупностях, нигде не превышая при этом важность главных объектов других совокупностей. Для всех главных объектов во всех основных элементах порядка  $k_l^q = 1$ .

Следовательно, степень важности конкретного объекта можно определить по выражению

$$c_i = \lambda_{ij} \cdot k_l \cdot k_l^q, \quad (4)$$

Характеристика потребности в ресурсе конкретного объекта  $\omega_i$ , может быть приблизительно определена как

$$\omega_i \approx \lambda_{ij} \cdot \omega_{OOT} \quad (5)$$

где  $\omega_{OOT} = \text{const}$  – потребность в ресурсе объекта, определяющего тип (характеристику, назначение) конкретной совокупности.

Тогда выделение совокупностей в массиве объектов будет являться началом процедуры распознавания, после чего должно производиться определение типа каждой из совокупностей, а завершаться процедура распознавания должна классификацией объектов по степени похожести в каждой из совокупностей. На этапе выделения совокупностей в массиве объектов конечное число кластеров заранее неизвестно и определяется в ходе кластеризации. Кластеризация здесь должна проводиться на основе анализа взаимного расположения объектов в признаковом пространстве наиболее эффективными алгоритмами прямой классификации, не требующими априорного задания числа кластеров. В предлагаемой методике таким алгоритмом прямой классификации выбран метод Кинга [1, 2, 3, 4], реализующий наиболее простую иерархическую процедуру кластеризации. Определение типа каждой из совокупностей может проводиться на основании расчета вероятности принадлежности распознаваемой совокупности объектов всем возможным типам по суммарному массиву значений обнаруженных признаков [5, 6]. На этапе классификации объектов в конкретной совокупности число классов определяется потребностью выделения приоритетных и второстепенных объектов и назначения важности конкретного объекта.

### 3. Формализованный синтез методики автоматического вычисления элементов массива объектов

Таким образом, становится возможен формализованный синтез методики автоматического вычисления элементов массива объектов (1). Исходными величинами является массив признаков, получаемых в виде данных различных обнаружителей и составляющих образ–вектор обнаруженного объекта  $a_i$ ;  $i = \overline{1, N}$ .

1. На этапе выделения совокупностей в массиве объектов используется понятие их связности.

1.1. Прежде всего вычисляются попарные признаковые расстояния между  $N$  обнаруженными объектами

$$s_{ij} = \sqrt{|x_i - x_j|^2 + |y_i - y_j|^2}, \quad (6)$$

где  $(x, y)$  – координаты обнаруженных объектов в признаковом пространстве

1.2. Строится массив попарных расстояний

$$S_{ij} = \|s_{ij}\|_{N \times N} \quad (7)$$

1.3. Вычисляется среднее значение массива

$$\bar{s} = \frac{1}{N^2} \sum_{i,j}^N s_{ij} \quad (8)$$

1.4. Среднее значение  $\bar{s}$  принимается в качестве порогового значения, с которым сравниваются все элементы массива  $S_{ij}$ .

1.5. Формируется двоичный массив связности

$$L = \|l_{ij}\|_{N \times N}; \quad l_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{если } s_{ij} < \bar{s} \\ 0, & \text{если } s_{ij} > \bar{s} \end{cases} \quad (9)$$

где объекты связаны, если  $l_{ij}=1$  и не связаны, если  $l_{ij}=0$

1.6. Объект №1 объявляется принадлежащим совокупности (кластеру) №1 и связанные с ним объекты также относятся к этой совокупности. В случае отсутствия связи,  $j$ -ый объект начинает новую совокупность (кластер). При просмотре  $L$  начальное число кластеров уменьшается при соединении очередных объектов к ранее объявленным совокупностям в случае наличия связи с объектами, уже отнесенным к некоторым совокупностям

$$a_i \in \Omega_i; a_j \Rightarrow \begin{cases} \in \Omega_i, \text{ если } l_{ij} = 1 \\ \in \Omega_{i+1}, \text{ если } l_{ij} = 0 \end{cases} \quad (10)$$

В результате процедуры в массиве объектов выделяется некоторое количество  $K$  совокупностей (кластеров)  $\Omega_i$ ;  $i = \overline{1, K}$  содержащих разное количество объектов  $a_i$ .

2. Определения типа каждой из совокупностей производится в два этапа:

2.1. На первом этапе вычисляется априорная вероятность принадлежности множества измеренных значений каждого отдельного исходного параметра соответствующим множествам эталонных значений этих же параметров всех возможных типов совокупностей, хранящихся в базе данных. Расчет априорной вероятности производится на основе теоретико-множественной модели в соответствии с выражением

$$p_j^i = \frac{A_j \cap B_j^i}{A_j \cup B_j^i \setminus A_j \cap B_j^i}, \quad (\forall j \in \overline{1, n}; \forall i \in \overline{1, m}) \quad (11)$$

где  $A_j$  – множество измеренных значений  $j$ -го параметра распознаваемой совокупности;  $B_j^i$  – множество эталонных значений  $j$ -го параметра  $i$ -го типа совокупности;  $\cap$  – операция пересечения множеств;  $\cup$  – операция объединения множеств;  $\setminus$  – операция исключения;  $n$  – количество исходных величин распознаваемой совокупности;  $m$  – количество типов совокупностей, описанных в базе данных.

2.2. На втором этапе производится расчет по совокупности измеренных параметров вероятности принадлежности распознаваемой совокупности к одной из заданных. Расчет апостериорной вероятности производится с использованием формулы Байеса в соответствии с выражением

$$p(B^i/A) = \frac{p(B^i) \prod_{j=1}^n p_j^i}{\sum_{i=1}^m \left[ p(B^i) \prod_{j=1}^n p_j^i \right]} \quad (12)$$

где  $p(B^i/A)$  – апостериорная вероятность принадлежности множества измеренных значений всего массива параметров распознаваемой совокупности ( $A$ )  $i$ -му типу совокупности ( $B^i$ );  $p(B^i)$  – априорная вероятность появления  $i$ -го типа совокупности в массиве объектов, определяемая на этапе формирования базы данных.

2.3. Принимается решение по значению максимальной вероятности

$$\max P(B^i/A) \Rightarrow \Omega_i = B^i \quad (13)$$

Таким образом, определён тип конкретной совокупности, что позволяет предполагать однозначное наличие в её составе объекта, определяющего её тип. В случае, если совокупностей одинакового типа более одной, они сортируются в порядке убывания количества включённых в них объектов.

2.4. Производится выбор приоритетной с точки зрения оптимизационной задачи совокупности  $\Omega_i^*$ , причём первой выбирается совокупность заданного типа, включающая в себя наибольшее количество объектов.

$$\Omega_i^* = \max \Omega_i \quad (14)$$

2.5. Производится назначение  $\omega_{ог}$ , численно равное потребности в ресурсе объекта, определяющего тип совокупности.

3. На этапе классификации объектов для текущей совокупности определяется массив (1).

3.1. Производится попарное сравнение векторов-образов объектов по каждому из признаков  $l = \overline{1, m}$  и вычисляется их мера близости по  $l$ -ому признаку

$$\lambda_{ij}^l = 1 - \frac{|x_i^l - x_j^l|}{x_{\max}^l - x_{\min}^l}, \quad (15)$$

где  $x_i^l$  – значение  $l$ -ого признака  $i$ -го объекта;  $x_j^l$  – значение  $l$ -ого признака  $j$ -го объекта;  $x_{\max}^l$  – максимальное значение  $l$ -ого признака из исследуемой группы;  $x_{\min}^l$  – минимальное значение  $l$ -ого признака из исследуемой группы. Логические признаки задаются бинарными векторами  $[0; 1]$ , где  $x_i = 1$  при наличии признака и  $x_i = 0$  при его отсутствии.

3.2. Строятся матрицы мер близости попарных сравнений по каждому из  $m$  признаков

$$d_{ij}^l = \|\lambda_{ij}^l\|_{N \times N} \quad (16)$$

3.3. Вычисляется мера близости каждого объекта с остальными по совокупности признаков

$$\lambda_{ij} = \sum_{l=1}^m \frac{\sigma_l |\lambda_{ij}^l|}{m} \quad (17)$$

где  $\lambda_{ij}^l$  – мера близости объектов  $i$  и  $j$  по  $l$ -ому признаку;  $m$  – количество признаков;  $\sigma_l$  – вес  $l$ -ого признака;

3.4. Строится матрица мер близости попарных сравнений целей по совокупности  $m$  признаков

$$D_{ij} = \|\lambda_{ij}\|_{N \times N} \quad (18)$$

3.5. Задается число классов  $q$ , на которое необходимо разбить исследуемое множество

$$q = \text{const} \quad (19)$$

В общем случае,  $q=2$  (главные и второстепенные объекты). Необходимо отметить, что в случае наличия в совокупности неких «средних» объектов, число классов целесообразно увеличивать для более дифференцированного выделения главных объектов.

3.6. Выбирается минимальное значение меры близости  $\min \lambda_{ij}$  и характеризующиеся ею цели объявляются двумя пограничными эталонами классов

$$\min \lambda_{ij} \Rightarrow i = S_1^{\text{нозр}}; j = S_q^{\text{нозр}} \quad (20)$$

3.7. Рассчитываются значения эталонов промежуточных классов

$$S_k = \frac{1 - \min \lambda_{ij}}{q - 1} (k - 1) + \min \lambda_{ij} \quad (21)$$

3.8. Выбирается основной эталон  $N_{\text{эм}}$  из двух пограничных эталонов по заданному отличительному параметру  $G_m$  и дальнейшие операции производятся на его вектор–столбце матрицы  $D_{ij}$ .

3.9. Рассчитывается пороговое значение для оценки расстояния между мерами близости объекта и эталона класса  $R$

$$R = \frac{1 - \min \lambda_{ij}}{2(q - 1)} \quad (22)$$

3.10. Каждая из целей присоединяются к ближайшему эталону

$$a_i = \begin{cases} \in S_1 & \text{если } \rho_{1i} < R \\ \in S_l & \text{если } \rho_{li} < R \\ \in S_q & \text{если } \rho_{qi} < R \end{cases} \quad (23)$$

где  $\rho_{li}$  – расстояние между мерами близости объекта  $i$  и  $l$ -го эталона;  $R$  – порог для меры близости между объектами и эталоном;

3.11. Эталоны пересчитываются как средневзвешенные величины мер близости всех входящих в класс объектов

$$S'_j = \frac{\sum_{i=1}^{n_{s_j}} \lambda_{ji}}{n_{s_j}} \quad (24)$$

3.17. Пересчитывается порог для расстояния между мерами близости объекта и нового эталона класса  $R'$

$$R' = \frac{\lambda_{1q}}{2(q-1)} \quad (25)$$

где  $\lambda_{1q}$  – расстояние между значениями мер близости пограничных эталонов;  $q$  – число классов;

3.18. На том же выбранном вектор–столбце матрицы  $D_{ij}$  каждая из целей перераспределяется к ближайшему вновь рассчитанному эталону согласно решающему правилу

$$a_i = \begin{cases} \in S'_1 & \text{если } \rho_{1i} < R' \\ \in S'_l & \text{если } \rho_{li} < R' \\ \in S'_q & \text{если } \rho_{qi} < R' \end{cases} \quad (26)$$

где  $\rho_{li}$  – расстояние между мерами близости объекта  $i$  и  $l$ -го эталона;  $R'$  – порог для меры близости между объектами и эталоном на  $l$ -ом шаге;

3.19. Распознавание заканчивается после последовательного сравнения и определения очередного значения эталона при условии их неизменности

$$S'_j = \frac{\sum_{i=1}^{n_{s_j}} \lambda_{ji}}{n_{s_j}} = S''_j \quad (27)$$

3.20. Согласно выражениям (4)–(5) им присваиваются степени важности и потребности в ресурсе в соответствии с мерой близости с таким эталоном на его вектор–столбце матрицы  $D_{ij}$ .

3.21. Производится формирование частного массива  $O'$  (1) для выбранной совокупности.

3.22. Производится автоматическое формирование массива  $O$  для всего массива объектов слиянием частных массивов  $O'$ .

## 4. Заключение

Преимущество предложенной прикладной методики заключается в возможности вычисления в ходе алгоритма неочевидных параметров мас-

сива объектов, необходимых для решения оптимизационных задач, возможности прямого совместного учета любого количества как количественных, так и логических признаков входящих в совокупность объектов, возможности оценки каждого объекта относительно других, однозначности решения задачи классификации, применении в синтезированном алгоритме наилучших с точки зрения устойчивости, универсальности и быстродействия адаптированных кластеризационных процедур эталонного типа, а также вычислительной простоте, связанной с размерностью анализируемого пространства  $\in [0;1]$ .

### Список литературы

- [1] Елисеева, И. И. Группировка, корреляция, распознавание образов. Статистические методы классификации и измерения связей [Текст] / И. И. Елисеева, В. О. Рукавишников. — М. : Статистика, 1977. — 143 с.
- [2] Айвазян, С. А. Классификация многомерных наблюдений [Текст] / С. А. Айвазян, З. И. Бежаева, О. В. Староверов. — М. : Статистика, 1974. — 240 с.
- [3] Дюран, Б. Кластерный анализ [Текст] / Б. Дюран, П. Оделл ; пер. с англ. Е. З. Демиденко под ред. и с пред. А. Я. Боярского. — М. : Статистика, 1977. — 128 с.
- [4] Мандель, И. Д. Кластерный анализ [Текст] / И. Д. Мандель. — М. : Финансы и статистика, 1988. — 176 с.
- [5] Миркин Б. Г. Анализ качественных признаков и структур [Текст] / Б. Г. Миркин. — М. : Статистика, 1980. — 319 с.
- [6] Ту, Дж. Принципы распознавания образов [Текст] / Дж. Ту, Р. Гонсалес ; пер. с англ. И. Б. Гуревича ; под ред. Ю. И. Журавлева. — М. : Мир, 1978. — 412 с.

# Design of industrial vision system based on FPGA Altera

Kuzmin A.A., Vertegel V.V.

Sevastopol State University, Sevastopol, 299053, Russian Federation  
kuzminwrk@gmail.com

**Abstract:** A prototype of the industrial vision system that improves the discernibility of objects on digital images in conditions of poor visibility is developed. The system includes FPGA, SDRAM memory, a video camera. The images obtained by the industrial vision system at different stages of the algorithm for transformation the dynamic range of brightness are presented.

**Keywords:** industrial vision system, FPGA, discernibility, digital image processing, contrast.

## Разработка системы промышленного зрения на основе ПЛИС Altera

Кузьмин А.А., Вертегел В.В.

Севастопольский государственный университет,  
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация  
kuzminwrk@gmail.com

**Аннотация:** Разработан прототип системы промышленного зрения, выполняющей улучшение различимости объектов на цифровых изображениях в условиях недостаточной видимости. Система включает в себя ПЛИС, SDRAM память, видеокамеру. Представлены изображения, полученные системой промышленного зрения на различных этапах работы алгоритма преобразования динамического диапазона яркостей.

**Ключевые слова:** система промышленного зрения, ПЛИС, различимость, цифровая обработка изображений, контрастность.

### 1. Введение

Системы промышленного зрения (СПЗ) нашли широкое применение в различных областях деятельности человека: от систем безопасности до автоматизированного визуального контроля выпускаемой продукции. Одним из возможных применений СПЗ являются системы навигации и иден-

тификации, видеонаблюдения, где обзор затруднен сложными метеоусловиями, такими как, туман, дымка, и пр., приводящих к снижению контраста объектов видеоизображения. Для устранения подобных эффектов в предлагаемой системе применяется алгоритм обработки цифровых изображений, основанный на преобразовании динамического диапазона яркости отдельных сцен (участков изображения).

В настоящей статье представлены результаты проектирования системы промышленного зрения на основе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) с аппаратной реализацией алгоритма обработки цифровых изображений.

## 2. Проектирование системы

В качестве базового вычислительного блока выбрана ПЛИС семейства *Cyclone V* компании *Altera*. Использование подобного класса устройств обусловлено наличием необходимых вычислительных ресурсов, поддержкой параллельных вычислений, возможностью аппаратной отладки разрабатываемой системы, актуальных при обработке видеоизображений в реальном масштабе времени. Для формирования цифровых изображений используется CMOS камера OV7670, позволяющая получать изображение разрешением  $640 \times 480$  пикселей с частотой кадровой синхронизации 30 Гц. Отображение изображения осуществляется в полутоновом режиме с глубиной цвета 8 бит.

Структурная схема системы промышленного зрения изображена на рисунке 1.

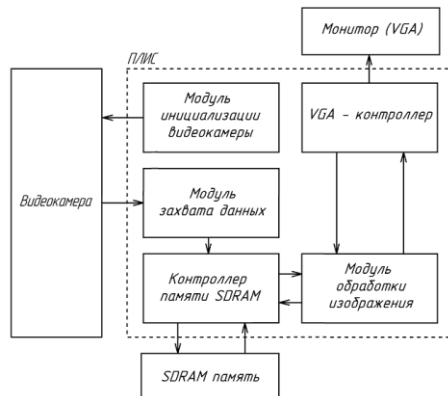


Рис. 1. Структурная схема системы промышленного зрения

Fig. 1. Block diagram of the industrial vision system

В состав системы входят: модуль инициализации камеры, использующий интерфейс *SCCB* (аналог *I2C*); модуль захвата данных; модуль обработки изображения; *VGA*-контроллер, формирующий сигналы синхронизации в заданном разрешении, для отображения видеосигнала на мониторе.

Следует отметить, что частота кадровой синхронизации *VGA* монитора при выбранном разрешении составляет 60 Гц, что исключает его прямое подключение к *VGA*-контроллеру и требует применение кадрового буфера. Объем памяти для кадра при полутоновом режиме отображения и выбранном разрешении равен 307200 байт, что составляет значительную часть объема *on-chip* памяти выбранной ПЛИС. Поэтому в качестве кадрового буфера применяется внешняя оперативная память, что позволяет использовать большую часть ресурсов ПЛИС для реализации алгоритма обработки изображения.

Модуль обработки изображения преобразует значения яркостей в соответствии с выбранным алгоритмом.

Для уменьшения времени записи/чтения кадра видеоизображения в *SDRAM* применяется режим поблочной записи. Это реализуется с помощью двух блоков *FIFO* для записи и для чтения из памяти. Структурная схема *SDRAM*-контроллера изображена на рисунке 2.

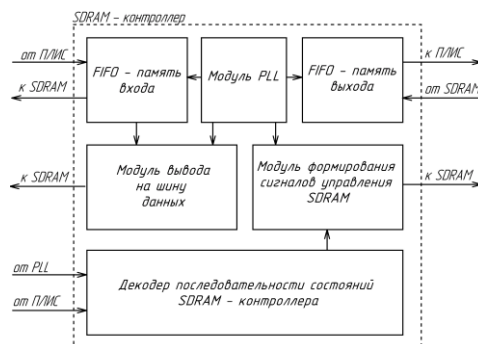


Рис. 2. Структурная схема *SDRAM*-контроллера

Fig. 2. Block diagram of *SDRAM*-controller

Представленный на структурной схеме (рис. 2) *SDRAM*-контроллер, реализует следующие особенности работы. Данные поступают в *FIFO* записи (память входа) посредством загрузки видеоданных на частоте тактирования 24 МГц. По окончании загрузки пакета данные поступают в *SDRAM* на частоте 143 МГц. По запросу *VGA*-контроллера данные считы-

ваются с частотой пиксельной синхронизации монитора 25,175 МГц, предварительно поступая в *FIFO* чтения (память выхода). Декодер последовательности состояний представляет собой управляющий автомат, генерирующий последовательность команд необходимых к выполнению, таких как запись/чтение, подтверждение и подзарядка банков. Модуль формирования данных преобразует состояния автомата в конкретные сигналы на шине управления *SDRAM* памятью, формируя при этом необходимые временные задержки. Модуль вывода на шину синхронизирует данные из *FIFO* с шиной данных и определяет байтовые маски загрузки.

Для корректного отображения видеоизображения требуется выполнять загрузку данных во внутренние регистры камеры. Структурная схема блока инициализации изображена на рисунке 3.

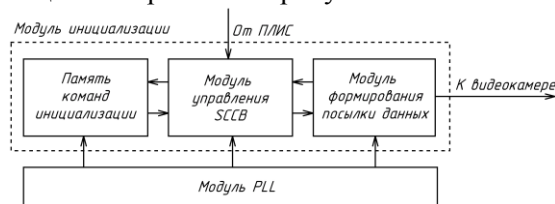


Рис. 3. Структурная схема модуля инициализации

Fig. 3. Initialization module block diagram

Блок памяти команд хранит последовательность посылок с адресом регистра инициализации и соответствующими настройками. Модуль формирования посылки осуществляет формирование последовательности сигналов посылки, а именно: адрес устройства, адрес регистра, данные регистра и сигналы подтверждения. Модуль управления *SCCB* является глобальным управляющим автоматом процессов интерфейса.

### 3. Аппаратная реализация алгоритма обработки изображения

Суть используемого метода заключается в преобразовании динамического диапазона яркости исходного изображения (рис. 5, а). Метод предполагает формирование на основе обрабатываемого изображения двух изображений, содержащих поддиапазоны больших и малых яркостей [1]. В качестве границы разделения поддиапазонов выбирается среднее значение яркости  $I_{mean}$ , которое рассчитывается без учета пикселей подпороговой области. Подпороговая область — это область изображения, контраст в которой не превышает пороговой контрастной чувствительности.

сти зрительной системы человека [2]. Для определения локальных контрастов, исходное изображение (рис. 5, а) разделяется на равные участки, для которых вычисляется контраст согласно выражению

$$K = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max}}, \quad (1)$$

где  $I_{\max}$ ,  $I_{\min}$  — соответственно, максимальная и минимальная яркость выбранной области изображения. В результате расчета значение локального контраста сравнивается с 0,02 (пороговая контрастность зрительной системы человека при дневных условиях) и при его превышении участок включается в расчет средней яркости изображения. Для разделения изображения на участки используется сдвиговый регистр. Стоит отметить, что чем меньше выбранная область, тем более точно будут определяться границы подпороговой области. Исходя из этого положения, был выбрана минимально возможный участок  $2 \times 2$  пикселя. Для определения экстремумов участка используется цепь из компараторов.

Исходное изображение разбивается на две сцены (ближней и дальней). Коррекция дальней сцены заключается в формировании разностного изображения, на котором уровни яркости исходного изображения, превышающие среднее значение, сдвигаются в начало диапазона. Для увеличения динамического диапазона, значения яркости разностного изображения умножаются на масштабный коэффициент

$$k_m = \frac{I_{\max}}{I_{\max} - I_{mean}}. \quad (2)$$

Яркости разностного изображения  $s_d$  рассчитываются по формуле

$$s_d = k_m (I - I_{mean}). \quad (3)$$

Для достижения максимального динамического диапазона входной диапазон яркостей разностного изображения ограничивается 99% наиболее часто встречающимися значениями. Определение границ входного диапазона выполняется путём записи частотного распределения яркостей в память ПЛИС. После чего, по окончанию кадра, выполняется последовательное вычитание значений распределения из величины 3072, что соответствует количеству 1% пикселей при выбранном разрешении. Граница входного диапазона определяется, как только значение счетного регистра 1% пикселей станет меньше вычитаемой величины. Стоит отметить, что поиск экстремумов и среднего значения яркости, также, как и определение

границ входного диапазона выполняются по анализу данных предыдущего кадра.

Разностное изображение  $s_d(x, y)$ , коррекции дальней сцены изображено на рисунке 4, а.

Коррекция ближней сцены изображения заключается в линейном контрастировании поддиапазона яркостей исходного изображения  $I_{\min} \dots I_{\text{mean}}$  и описывается выражением

$$s_n = T(I) = \begin{cases} \frac{I}{I_{\text{mean}} - I_{\min}}, & \text{при } I_{\min} < I < I_{\text{mean}} \\ 1, & \text{при } I \geq I_{\text{mean}} \end{cases} \quad (4)$$

Изображение, полученное в результате линейного контрастирования ближней сцены с ограничением входных уровней яркости 99% наиболее распространенных значений приведено на рисунке 4, б.

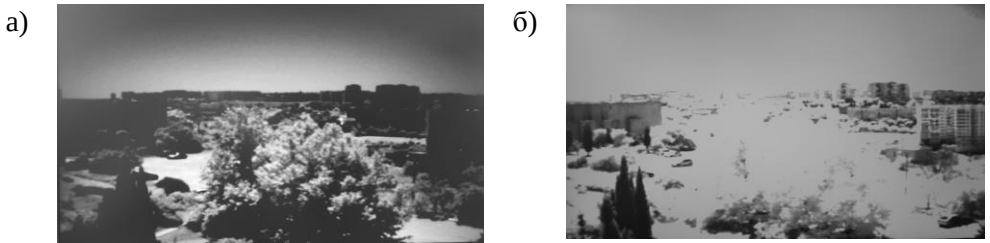


Рис. 4. Результат коррекции ближней и дальней сцены изображения  
(а — коррекция дальней сцены, б — коррекция ближней сцены)  
Fig. 4. Result of correction of the near and distant scene of the image  
(а — correction of the distant scene, б — correction of the near scene)

Завершающим этапом работы алгоритма является совмещение изображений ближней и дальней сцены, описанное выражением

$$s_{\Sigma} = w_g s_d + (1 - w_g) s_n, \quad (5)$$

где  $w_g = 0..1$  — «глобальный» весовой коэффициент.

При реализации глобальный весовой коэффициент был выбран равным  $w_g = 0,5$ , что указывает на равноценный вклад изображений коррекции ближней и дальней сцены в результирующее изображение.

На рисунке 5 приведен результат обработки кадра изображения системы промышленного зрения, выполняющей улучшение различимости

объектов на цифровых изображениях в условиях недостаточной видимости.

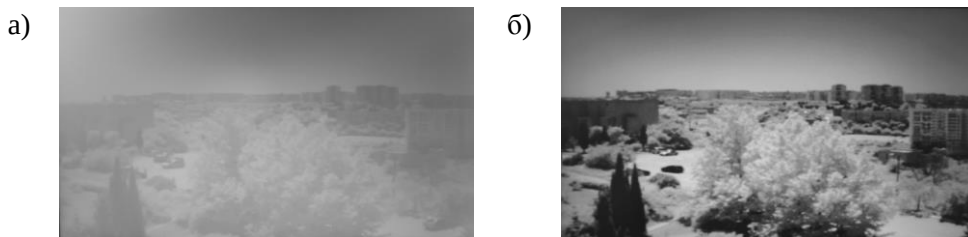


Рис. 5. Исходное изображение (а) и результат обработки изображения (б) системы промышленного зрения

Fig. 5. The original image (a) and result of image processing (б) of Industrial Vision System

#### 4. Заключение

В статье представлены результаты разработки прототипа системы промышленного зрения, в которой реализован алгоритм коррекции видеоизображения, полученного в условиях недостаточной видимости, с целью улучшения различимости объектов. Основные блоки системы реализованы в виде модулей, разработанных на языке описания аппаратуры *Verilog*. Общее количество затраченных ресурсов ПЛИС составило: арифметико-логических блоков — 15183, количество бит блоков памяти — 25544.

#### Список литературы

- [1] Начаров Д.В., Михайлюк Ю.П., Метод преобразования динамического диапазона цифровых изображений с целью улучшения различимости объектов // ГрафиКон 2015 : сборник трудов Юбилейной 25-й Международной конференции, Протвино, 2015, С. 145-149
- [2] Михайлюк Ю.П., Начаров Д.В. Количественная оценка эффективности контрастной коррекции цифровых телевизионных изображений // Вестник СевНТУ. 2012. Вып. 131. С. 160-163.

#### References

- [1] Nacharov D.V., Mickhayluck Y.P. [The method of digital images dynamic range transformation in purpose of improvement of object distinctiveness], GraphiCon 2015 : Proceedings of the 25th Anniversary of the International Conference, Protvino, 2015, pp. 145 - 149. (In Russian).
- [2] Mickhayluck Y.P., Nacharov D.V. [Quantitative evaluation of the effectiveness of contrast correction of digital television images]. *Vestnik SevNTU*, 2012, no. 131, pp. 160 - 163. (In Russian).

# Development of a universal algorithm for near field to far field transformation of the harmonic electromagnetic field

Anyutin N.V., Malay I.M., Ozerov M.A., Shkurkin M.S.

VNIIFTRI

Mendeleevo, Moscow Region, 141570, Russian Federation

anyutin@vniiftri.ru

**Abstract:** Algorithm for near field to far field transformation of the harmonic electromagnetic field for the arbitrary scanning surfaces is presented. The algorithm is based on the direct calculation of vector forms of the Kirchhoff integral and has a speed analogous to the asymptotic methods in computational electrodynamics. The results of the practical application of the algorithm for scanning over part of the surface of a cylinder and a cube are presented.

**Keywords:** antenna measurements, amplitude-phase distribution, near field, far field, probe correction.

## Разработка универсального алгоритма преобразования электромагнитного поля гармонического излучения из ближней зоны в дальнюю зону

Анютин Н.В., Малай И.М., Озеров М.А., Шкуркин М.С.

Всероссийский научно-исследовательский институт физико-технических и радиотехнических измерений

г.п. Менделеево, Московская обл., 141570, Россия

anyutin@vniiftri.ru

**Аннотация:** В работе представлен алгоритм преобразования электромагнитного поля гармонического излучения из ближней зоны в дальнюю зону для произвольных поверхностей сканирования. Алгоритм основан на прямом вычислении векторных форм интеграла Кирхгофа и обладает скоростью, аналогичной асимптотическим методам в вычислительной электродинамике. Представлены результаты практического применения алгоритма для сканирования по части поверхности цилиндра и куба.

**Ключевые слова:** антенные измерения, амплитудно-фазовое распределение, ближняя зона, дальняя зона, коррекция на зонд.

## 1. Введение

В настоящее время антенны СВЧ диапазона используются во многих областях техники. От их характеристик зависит работа устройств связи, навигационных приемников, радиолокационных станций и других технических средств. По этой причине задача измерения характеристик антенн является актуальной.

Характеристики направленности антенн определены в дальней зоне (ДЗ) излучения. Условия, приближенные к ДЗ, для широкоапертурных антенн формируются на большом от них расстоянии в десятки и сотни метров. Прямые измерения характеристик направленности в этом случае требуют создания дорогостоящего полигона соответствующих размеров. С помощью антенных измерительных комплексов (АИК) ближней зоны (БЗ) аналогичные измерения могут быть проведены с помощью косвенных методов со значительно меньшими затратами.

Косвенные измерения в АИК БЗ реализуются с помощью алгоритмов преобразования электромагнитного поля из БЗ в ДЗ (БЗ-ДЗ алгоритмы). Теоретической основой для всех известных БЗ-ДЗ алгоритмов являются любые векторные формы интеграла Кирхгофа [1], например, теорема об эквивалентном излучении<sup>1</sup>:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi} \oint_S \left( ik\vec{J}^e(\vec{r}')\vec{\bar{G}}(\vec{r}, \vec{r}') - \left[ \vec{J}^m(\vec{r}'), \left[ \vec{\nabla}, \vec{\bar{G}}(\vec{r}, \vec{r}') \right] \right] \right) dS', \quad (1)$$

$$\vec{H}(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi} \oint_S \left( ik\vec{J}^m(\vec{r}')\vec{\bar{G}}(\vec{r}, \vec{r}') + \left[ \vec{J}^e(\vec{r}'), \left[ \vec{\nabla}, \vec{\bar{G}}(\vec{r}, \vec{r}') \right] \right] \right) dS', \quad (2)$$

где  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  – напряженность электрического и магнитного поля,  $S$  – замкнутая поверхность, охватывающая все источники поля,  $\vec{r}$  и  $\vec{r}'$  – точки вычисления поля вне поверхности  $S$  и на ней,  $k$  – волновое число,  $\vec{J}^e$  и  $\vec{J}^m$  – эквивалентные электрические и магнитные токи,  $\vec{\bar{G}}$  – диадическая функция Грина.

Актуальность задачи измерения характеристик направленности антенн приводит к публикации множества работ, посвященных БЗ-ДЗ алго-

<sup>1</sup> Здесь и далее все формулы приводятся в Гауссовой симметричной системе единиц. Для краткости будем говорить просто о векторах электрического и магнитного полей. В работе рассматриваются гармонические волны с показателем экспоненты  $i(\omega t - kr)$ .

ритмам [2—4]. Однако все они основываются на ключевых работах [5—7]. Метод коррекции измерений электромагнитного поля на диаграмму направленности (ДН) зонда [8] позволяет разрабатывать БЗ-ДЗ алгоритмы, основанные на прямом вычислении интегралов (1, 2) по поверхности сканирования. При этом сохраняется строгость формулировки БЗ-ДЗ алгоритма [7] при значительном уменьшении вычислительной сложности до уровня, аналогичного асимптотическим методам в вычислительной электродинамике.

Цель работы – увеличение скорости и функциональных возможностей антенных измерительных комплексов ближней зоны.

## 2. Описание алгоритма

Следуя работе [5], потребуем, чтобы электромагнитное поле на апертуре антенны-зонда приближенно являлось плоской волной. Это позволяет связать измеренный коэффициент передачи (КП) с ДН. В пределах соседних точек измерения на поверхности сканирования будем аппроксимировать электромагнитное поле сферическими волнами, что согласуется с принципом Гюйгенса-Кирхгофа. Градиент от непрерывной фазы  $\Phi = -k|\vec{r} - \vec{r}'|$  электромагнитной волны позволяет получить единичный вектор направления распространения излучения  $\vec{m}$ :

$$m^{i''} = -\left(\Phi(x^{i''} + \Delta x^{i''}) - \Phi(x^{i''})\right) / (k\Delta x^{i''}), \quad i'' = 2'', 3'' \quad (3)$$

$$m^{1''} = \sqrt{1 - (m^{2''})^2 - (m^{3''})^2}, \quad (4)$$

где  $x^{i''}$  и  $\Delta x^{i''}$  – координата точки и расстояние до соседней точки.

Будем различать три различных системы координат, изображенные на рисунке 1. Базису А соответствует система координат исследуемой антенны. Базис А' принадлежит локальной системе координат, связанной с антенной-зондом, и меняется от точки к точке. В нем орт  $\vec{e}_1'$  направлен вдоль оси антенны-зонда. В базисе А'' измерялась ДН антенны-зонда  $\vec{D}$ , под которой понимается вектор электрического поля в ДЗ в направлении  $\vec{e}_1'' = -\vec{m}$ , соответствующем полярному углу  $\theta$  и азимутальному углу  $\varphi$  сферической системы координат.

Из теории матриц рассеяния Кернса [5] компоненты электрического поля в базисе А'' могут быть найдены через измерение КП S при двух положениях поляризации антенны-зонда, отличающихся на угол  $\Delta\varphi$ :

$$\begin{pmatrix} E^{2''} \\ E^{3''} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D^{3''}(\theta, \varphi + \Delta\varphi) & D^{2''}(\theta, \varphi + \Delta\varphi) \\ D^{2''}(\theta, \varphi) & D^{3''}(\theta, \varphi) \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} S(\theta, \varphi + \Delta\varphi) \\ S(\theta, \varphi) \end{pmatrix}. \quad (5)$$

Оставшиеся компоненты электромагнитного поля находятся в приближении плоской волны:

$$E^{1''}, H^{1''} \equiv 0, \quad H^{2''} = -E^{3''}, \quad H^{3''} = E^{2''}. \quad (6)$$

Поскольку от точки к точке базисы  $A'$  и  $A''$  отличаются, необходимо векторы преобразовать в систему координат исследуемой антенны:

$$\begin{pmatrix} E^i \\ H^i \end{pmatrix} = A_i^i A_i^{i''} \begin{pmatrix} E^{i''} \\ H^{i''} \end{pmatrix}, \quad (7)$$

где  $A_i^i$  и  $A_i^{i''}$  – матрицы перехода из базиса  $A''$  в  $A'$  и из  $A'$  в  $A$  соответственно.

Подстановка выражения (7) в интегралы (1, 2) позволяет найти электромагнитное поле в любой интересующей точке вне поверхности сканирования.

### 3. Практическая реализация

Для демонстрации универсальности БЗ-ДЗ алгоритма (1—7) были проведены эксперименты по сканированию электромагнитного поля, излучаемого рупорной антенной, на части поверхности цилиндра и куба.

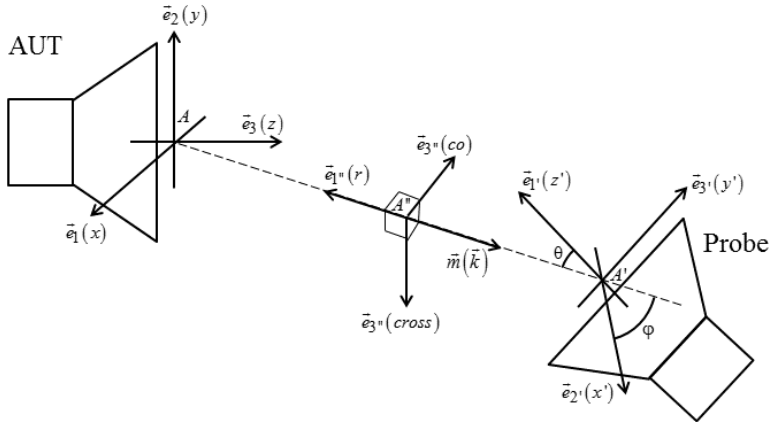


Рис. 1. Базисы систем координат

Fig. 1. Basis of Coordinate systems

Цилиндрическое сканирование осуществлялось в пределах азимутальных углов  $\pm 120^\circ$  с шагом  $1,5^\circ$ . По направляющей цилиндра была выбрана зона  $\pm 30$  см с шагом 1 см. Измеренное нормированное распределение тангенциального электрического поля приведено на рисунке 2а.

Кубическое сканирование осуществлялось по трем граням куба со стороной 35 см и шагом 1 см. Измеренное нормированное распределение тангенциального магнитного поля приведено на рисунке 2б.

Электрическое поле в  $E$ -сечении рупорных антенн уменьшается значительно медленнее в сравнении с  $H$ -сечением. Выбор поверхностей сканирования и поляризации рупорной антенны в теории должен обеспечивать восстановление ДН в  $E$ -сечении при углах свыше  $90^\circ$ . На рисунке 3 приведены результаты расчета ДН с помощью метода обобщенных моментов, а также восстановления по данным цилиндрического и кубического сканирования. В диапазоне углов от  $-120^\circ$  до  $-45^\circ$  кубическое сканирование дало неудовлетворительные результаты. Это можно объяснить наличием коаксиально-волноводного перехода и кабеля у реальной рупорной антенны в отличие от ее модели. Восстановление ДН с разных поверхностей сканирования в диапазоне углов от  $-45^\circ$  до  $45^\circ$  не вызывает вопросов. В диапазоне углов от  $45^\circ$  до  $120^\circ$  отклонение ДН, восстановленной из цилиндрического сканирования, от расчетной не превышает 1,5 дБ, а для кубического сканирования – 3 дБ.

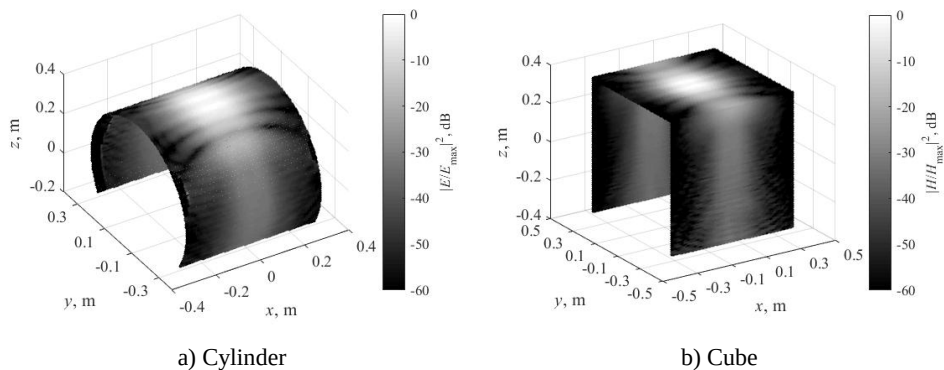


Рис. 2. Нормированные амплитудные распределения электромагнитного поля

Fig. 2. Normalized amplitude distributions of the electromagnetic field

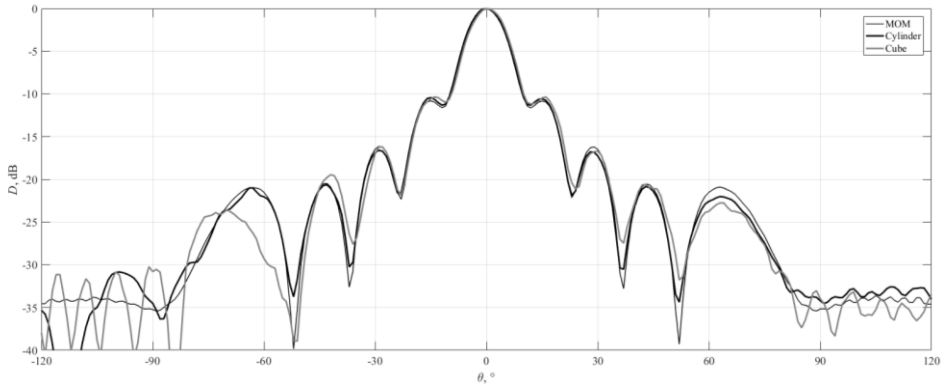


Рис. 3. Нормированная амплитудная ДН в  $E$ -сечении

Fig. 3. Normalized amplitude pattern in the  $E$ -section

#### 4. Заключение

БЗ-ДЗ алгоритм (1—7) сохраняет почти все преимущества БЗ-ДЗ алгоритма [7] по отношению к [6]. Исключением является такая же связь между углами восстанавливаемой ДН как и в БЗ-ДЗ алгоритмах [6]. Однако в сравнении с БЗ-ДЗ алгоритмом [7] формулы (1—7) обладают значительно меньшей вычислительной сложностью. Также для их применения нет необходимости тщательно подбирать поверхность восстановления, чтобы матрица системы уравнений, эквивалентной (1, 2), была невырожденной.

К недостаткам БЗ-ДЗ алгоритма (1—7) можно отнести сложность вычисления фазы электромагнитной волны по измеренным КП. В общем случае для антенн с эллиптической поляризацией и неизотропной фазовой ДН потребуется решение уравнения методом последовательных приближений. Еще одну трудность составляет приведение фазового распределения к непрерывному виду для подстановки в формулу (3).

Приведенные в предыдущем разделе практические результаты использования БЗ-ДЗ алгоритма (1—7) показали отсутствие преимуществ кубического сканирования. В большинстве задач наиболее оптимальными являются классические схемы сканирования: планарная, цилиндрическая и сферическая. Вместо них потребность в использовании других поверхностей может возникнуть только в случаях, когда требуется измерить ДН слабонаправленной антенны, габариты которой не позволяют вписать ее в цилиндр или сферу.

## Список литературы

- [1] Потехин А. И. Некоторые задачи дифракции электромагнитных волн. Москва: Советское радио, 1948.
- [2] Cornelius R., Heberling D. Spherical wave expansion with arbitrary origin for near-field antenna measurements // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2017. V. 65. No. 8. P. 4385-4388.
- [3] Mauermayer R. A. M., Eibert T. F. Spherical Field Transformation Above Perfectly Electrically Conducting Ground Planes // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2018. V. 66. No. 3. P. 1465-1478.
- [4] Neitz O. et al. A Propagating Plane-Wave-Based Near-Field Transmission Equation for Antenna Gain Determination from Irregular Measurement Samples // *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*. 2017. V. 65. No. 8. P. 4230-4238.
- [5] Kerns D. M. Correction of near-field antenna measurements made with an arbitrary but known measuring antenna // *Electronics Letters*. 1970. V. 6. No. 11. P. 346-347.
- [6] Yaghjian A. An overview of near-field antenna measurements // *IEEE Transactions on antennas and propagation*. 1986. V. 34. No. 1. P. 30-45.
- [7] Eibert T. F. et al. Electromagnetic field transformations for measurements and simulations // *Progress In Electromagnetics Research*. 2015. V. 151. P. 127-150.
- [8] Анютин Н. В., Малай И. М., Озеров М. А., Титаренко А.В., Шкуркин М.С. Коррекция измерений амплитудно-фазового распределения поля в ближней зоне по диаграмме направленности зонда // *Измерительная техника*. 2018. Т. 61. № 1. С. 50-53.

## References

- [1] Potehin A. I. [Some problems of diffraction of electromagnetic waves]. Moscow, 1948. (In Russian)
- [2] Cornelius R., Heberling D. Spherical wave expansion with arbitrary origin for near-field antenna measurements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017, vol. 65, no. 8, pp. 4385-4388.
- [3] Mauermayer R. A. M., Eibert T. F. Spherical Field Transformation Above Perfectly Electrically Conducting Ground Planes. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2018, vol. 66, no. 3, pp. 1465-1478.
- [4] Neitz O. et al. A Propagating Plane-Wave-Based Near-Field Transmission Equation for Antenna Gain Determination from Irregular Measurement Samples. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2017, vol. 65, no. 8, pp. 4230-4238.
- [5] Kerns D. M. Correction of near-field antenna measurements made with an arbitrary but known measuring antenna. *Electronics Letters*, 1970, vol. 6, no. 11, pp. 346-347.
- [6] Yaghjian A. An overview of near-field antenna measurements. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, 1986, vol. 34, no. 1, pp. 30-45.
- [7] Eibert T. F. et al. Electromagnetic field transformations for measurements and simulations. *Progress In Electromagnetics Research*, 2015, vol. 151, pp. 127-150.
- [8] Anyutin N. V. et al. Correction of the Measured Amplitude-Phase Field Distribution in the Near Field from the Directional Pattern of the Probe. *Measurement Techniques*, 2018, vol. 61, no. 1, pp. 67-71.

# Коротковолновая антенна уменьшенных габаритов для систем связи с подвижными объектами

Бадалов А.Г., Грищук А.В.

Севастопольский государственный университет  
г. Севастополь, 299053, Российская Федерация  
a.badalov@mail.ru

**Аннотация:** Предлагается способ уменьшения размеров коротковолновой антенны за счет представления излучающей структуры в виде проводника со спиральной намоткой. Приведены результаты анализа способов уменьшения габаритов коротковолновых антенн, электромагнитного моделирования характеристик направленности при изменении параметров спирали, обоснован выбор рабочих параметров антенны для систем подвижной связи.

**Ключевые слова:** коротковолновая антенна, уменьшенные габариты, спиральный проводник, характеристики направленности, системы подвижной связи.

## 1. Введение

При построении коротковолновых систем связи с подвижными объектами актуальным является сочетание двух факторов - обеспечение устойчивой и качественной радиосвязи при возможном уменьшении размеров излучающей структуры коротковолновой антенны как одного из основных элементов системы, габариты которого существенным образом влияют на габариты системы в целом.

В частности, реализация современной системы КВ связи на основе SDR-радиостанций [1] (рис.1) предполагает применение антенн уменьшенного форм-фактора. В этой связи интерес представляют способы уменьшения габаритов КВ антенн.

На практике известны два направления уменьшения габаритов. В первом требуемый результат достигается за счет включения реактивных элементов (прежде всего катушки индуктивности) в разрыв проводника антенны [2]. Размещение катушки в разных точках излучающей структуры позволяет осуществить в ней корректировку распределения тока и регулировать настройку на рабочую частоту (рис.2). При размещении катушки в нижней части штыря (рис.2, а) она находится в зоне наибольшего тока антенны, поэтому ее влияние на настройку максимально. Конструкция в

этом случае является наиболее механически прочной. Однако недостатком является незначительное (по сравнению с ненастроенным укороченным штырем) увеличение площади тока (заштрихованная область).

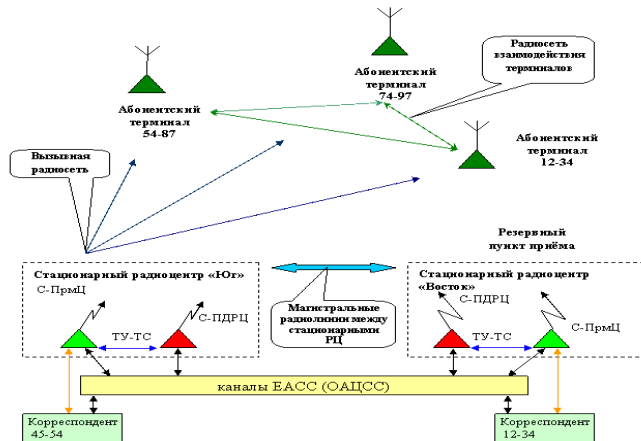


Рис.1 — Фрагмент сети КВ диапазона на основе SDR-радиосредств

Катушка, размещенная в середине штыря, имеет наибольшую эффективность для рассматриваемого способа уменьшения размеров - значительно увеличивается площадь тока при достаточной механической прочности. Катушка в верхней части штыря практически неэффективна.

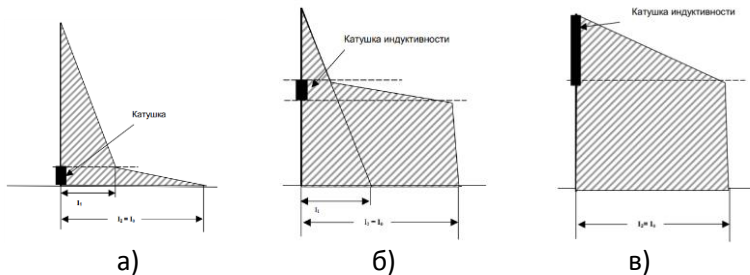


Рис.2 — Распределение тока вдоль штыря КВ антенны

Катушка в нижней части (а), в середине (б) и в верхней части (в).

$I_1$  — ток на входе антенны без катушки индуктивности,  $I_2$  — ток на входе антенны с катушкой индуктивности..  $I_0$  — ток на входе четверть-волнового штыря.  $I_2 = I_0$  — условие настройки укороченной антенны с помощью катушки.

Была произведена оценка КПД укороченной антенны без элементов настройки и с катушкой по формуле [3]:

$$\eta = \frac{R_r 100\%}{R_r + R_g}, \quad (1)$$

где  $R_g$  — сопротивление потерь,  $R_r$  — сопротивление излучения укороченного штыря.

Полученные значения КПД (4,9% без настройки, 33% - с катушкой в середине) подтверждают целесообразность применения элементов настройки для уменьшения габаритов КВ антенны.

Однако главный недостаток всех рассмотренных способов - собственно включение инородного элемента (катушки) в излучающую структуру антенны, что неизбежно приводит к появлению потерь, отражений, потенциальным механическим напряжениям и существенно сужает область применения способа.

Как альтернатива рассмотренному, наиболее перспективно второе направление уменьшения габаритов КВ антенн. Изложим его суть и приведем результаты расчетов и моделирования.

## **2. Уменьшение габаритов антенны путем спиральной намотки проводников излучающей структуры**

Перспективным направлением уменьшения габаритов КВ проволочных антенн является спиральная намотка проводника излучающей структуры. В этом случае продольный размер антенны может уменьшаться в диапазоне от 20% до 50%.

Основной проблемой при расчете характеристик подобных антенн является нахождение ее геометрических параметров, позволяющих реализовать требования по направленным свойствам КВ антенн в системах радиосвязи. При произведенных расчетах спирально изогнутый проводник (штырь) представлялся в виде спиральной цилиндрической антенны. Использовалась упрощенная модель спиральной антенны, для которой выполнение условия  $l$  (осевая длина) меньше  $0,5\lambda$  определяет переход от осевого к режиму бокового излучения.

В этом случае по формулам [3]:

$$L^2 = (2\pi R)^2 + S^2. \quad (2)$$

$$l = nS. \quad (3)$$

$$\sin(\alpha) = \frac{S}{L}. \quad (4)$$

где  $n$  - число витков спирали,  $\alpha$  - угол подъема витка,  $R$  - радиус спирали,  $S$  - шаг витка спирали,  $L$  - длина витка спирали,  $l$  – осевая длина антенны, была произведена оценка начальных значений геометрических параметров спирального проводника, для которых можно осуществить исследование направленных свойств КВ антенны.

Задачей исследования являлось уточнение геометрических параметров спирального штыревого проводника (угол намотки спирали, количество витков, радиус), для которых диаграмма направленности имеет тороидальную форму в  $E$ -плоскости и изотропную в  $H$ -плоскости при максимуме КНД в диапазоне от  $0^0$  до  $30^0$ .

Расчет проводился на частоте 27 МГц. На рис. 3 представлена модель конструкции излучающей структуры КВ антенны с уменьшенными габаритами, построенная в системе электродинамического моделирования *FEKO*.

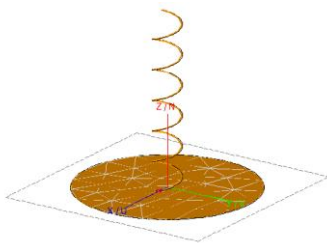


Рис. 3 — Модель конструкции излучающей структуры КВ антенны с уменьшенными габаритами

Исследования направленных свойств проводились для количества витков спирали, изменяющихся в диапазоне от 5 до 30, и радиуса спирали, находящегося в пределах от 0,05 м до 0,6 м. На рис.4 приведены 3D диаграммы направленности КВ антенны с спиральной намоткой проводника излучающей структуры для различных значений числа витков спирали в пределах выбранного диапазона и выбранного по результатам моделирования радиуса спирали  $R=0,203$  м. На основании проведенных исследований установлено, что наиболее близка к предъявляемым требованиям по характеристикам направленности комбинация следующих параметров спирального проводника:  $n=22$ ,  $R=0,203$  м,  $\alpha = 7,3^0$ .

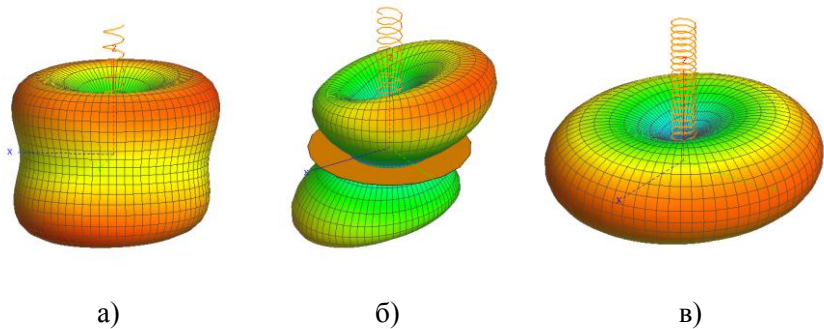


Рис. 4 — Диаграмма направленности КВ антенны с уменьшенными за счет спиральной намотки проводника габаритами при изменении количества витков  $n=8$  (а),  $n=13$  (б),  $n=22$  (в)

### 3. Заключение

В работе изложен способ уменьшения габаритов коротковолновой проволочной антенны за счет спиральной намотки проводника излучающей структуры. Приведены основные геометрические параметры и соотношения, позволяющие реализовать требуемые направленные свойства для использования КВ антенн в системах связи с подвижными объектами.

Произведено исследование направленных свойств КВ антенны с уменьшенными габаритами в системе электродинамического моделирования *FEKO*. В ходе моделирования определены параметры спиральной структуры, позволяющие реализовать требуемые направленные свойства. Улучшение характеристик направленности КВ антенны при уменьшении габаритов описываемым способом возможно при увеличении от одного до четырех количества заходов проводника со спиральной намоткой.

### Список литературы

- [1] Николашин Ю.Л., Будко П.А., Жапдасов Е.С., Жуков Г.А. Повышение эффективности функционирования декаметровых радиолиний // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2015. №2. С.4-10.
- [2] Коротковолновые антенны/ Айзенберг Г.З., Белоусов С.П., Журбенко Э.М. и др./ Под ред. Г.З. Айзенберга. – М.: Радио и связь, 1981. – 536 с.
- [3] Антенны бегущей волны, антенные решетки, антенны коротких, средних и длинных волн. В 3 ч. - Ч.3: Методическое пособие по курсу "Антенны и устройства СВЧ" для студентов специальности "Радиотехника". – Мн.: БГУИР, 2001. – 72 с.

# Radiation of stripline with change in characteristic impedance

Savochkin A.A.

Sevastopol State University,  
Sevastopol, 299053, Russian Federation  
svchkn@gmail.ru

**Abstract:** The results of the development of two versions of linear polarization antennas based on an asymmetric stripline are presented. In the paper, formulas are given for calculating the characteristic impedance and the technique for determining the antenna geometry. Simulations of two antenna variants were performed and their characteristics were studied for the frequency range 2.4 ... 2.46 GHz. It is shown that a new version of the antenna based on the line with a change in the distance between the screen and the stripline makes it possible to form a radiation pattern with a wider main lobe than the antenna with a change in the width of the strip line.

**Keywords:** antenna, stripline, characteristic impedance, radiation pattern.

## Излучение полосковой линии с изменением волнового сопротивления

Савочкин А.А.

Севастопольский государственный университет,  
Севастополь, 299053, Российская Федерация  
svchkn@gmail.com

**Аннотация:** Представлены результаты разработки двух вариантов антенн линейной поляризации, выполненных на основе несимметричной полосковой линии. В работе приведены формулы для расчета волнового сопротивления и методика определения геометрии антенн. Выполнено моделирование двух вариантов антенн и исследованы их характеристики для диапазона частот 2,4...2,46 ГГц. Показано, что новый вариант антенны на основе линии с изменением расстояния между экраном и полосковой линией позволяет формировать диаграмму направленности с более широким главным лепестком, чем антенна с изменением ширины полосковой линии.

**Ключевые слова:** антенна, полосковая линия, волновое сопротивление, диаграмма направленности.

## 1. Введение

При организации базовых пунктов в современных системах связи с мобильными объектами часто используются антенны, формирующие секторную диаграмму направленности (ДН). Обычно такие антенны обеспечивают охват пространства в горизонтальной плоскости не менее  $40...120^\circ$ , а в вертикальной —  $5...20^\circ$ .

Исследования [1, 2, 3] показали, что такие характеристики направленности обеспечивают антенны вытекающих волн, выполненные например, на основе полосковой линии с периодическим изменением волнового сопротивления. В отличие от панельных многоэлементных антенн и фазированных антенных решеток конструкция антенн вытекающих волн значительно проще, поскольку они не требуют применения сложной системы питания для элементов антенной структуры.

Конструкция такой антенны может быть выполнена на основе несимметричной полосковой линии с периодическим изменением вдоль линии волнового сопротивления, достигаемого путем периодического изменения геометрических параметров структуры. В [1, 2] предлагается для изменения волнового сопротивления использовать изменение ширины полосковой линии по периодическому закону (антенна типа 1, изображена на рис. 1). Очевидно, что обеспечение изменения волнового сопротивления можно реализовать и другим способом. Например, путем изменения расстояния между экраном и полосковой линией. В работе производится исследование предлагаемого варианта антенны (тип 2) с изменением расстояния между экраном и полосковой линией по периодическому закону. Внешний вид антенны показан на рис. 2.

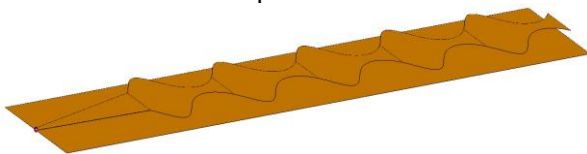


Рис. 1. Внешний вид антенны с изменения ширины полосковой линии

Fig. 1 The appearance of the antenna with a change in width of stripline

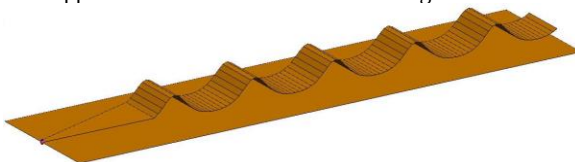


Рис. 2. Внешний вид антенны с изменения расстояния между экраном и полосковой линией

Fig. 2 The appearance of the antenna with a change in distance between the ground planes and the stripline

## 2. Геометрия и характеристики антенны

В первом приближении для полосковой линии с модуляцией волнового сопротивления ток в полосковой линии можно представить суммой трех бегущих волн [1]:

$$I(z) = I_0 e^{-j\alpha z} \left( e^{-jkz} + \frac{m+\Delta}{2} e^{-j(k-\beta)z} + \frac{m-\Delta}{2} e^{-j(k+\beta)z} \right), \quad (1)$$

где  $I_0$  — амплитудный множитель;  $k$  — волновое число;  $m$  — индекс амплитудной модуляции;  $\Delta$  — индекс фазовой модуляции;  $\beta$  — модуляционное волновое число,  $\alpha$  — коэффициент затухания.

При выборе модуляционного волнового числа в соответствии с условием  $\beta = k - k \cos \theta_0$  вторая гармоника (1) будет излучающей, а первая и третья — питающими (где  $\theta_0$  — угловой параметр, определяющий направление ориентации максимума ДН антенны).

Волновое сопротивление антенны в этом случае зададим в виде

$$W_{\text{Л}}(z) = W_0 e^{\gamma \cos(\beta z)}, \quad (2)$$

где  $W_0 = W_m e^{\gamma}$  — амплитудный множитель;  $W_m$  — волновое сопротивление полосковой линии;  $\gamma$  — амплитудный параметр.

При условии малого индекса амплитудной модуляции ( $m < 1$ ) для случая  $\theta_0 = 90^\circ$  с учетом рекомендаций [1] получаем, что

$$\begin{cases} \Delta = \frac{m}{2}; \\ \gamma = -\frac{5}{4}m. \end{cases}$$

Тогда закон изменения волнового сопротивления вдоль линии (2) принимает вид:

$$W_{\text{Л}}(z) = W_m e^{-\frac{5}{4}m[1+\cos(\beta z)]}. \quad (3)$$

В общем случае волновое сопротивление несимметричной полосковой линии определяется следующим образом [5]:

$$W = \begin{cases} 60 \left( \ln \frac{8h}{b} + \frac{b^2}{32h^2} \right) & \text{при } \frac{b}{h} < 2; \\ 120\pi \left\{ \frac{b}{h} + \frac{2}{\pi} \ln \left[ 17,08 \left( \frac{b}{2h} + 0,92 \right) \right] \right\}^{-1} & \text{при } \frac{b}{h} > 2, \end{cases} \quad (4)$$

где  $h$  — высота подвеса полоска над экранирующей поверхностью;  $b$  — ширина полосковой линии.

Тогда для антенны типа 1 закон изменения ширины полоска при фиксированном расстоянии между полосковой линией и экраном приобретает вид:

$$b(z) = \begin{cases} \frac{120\pi h}{W_{\text{Л}}(z)} - 2 \frac{\ln\left(\frac{120\pi^2}{W_{\text{Л}}(z)} - 2\ln 2\right) + 1}{\pi} h & \text{при } W_{\text{Л}}(z) \leq 132; \\ 8he^{-\frac{W_{\text{Л}}(z)}{60}} & \text{при } W_{\text{Л}}(z) > 132. \end{cases} \quad (5)$$

Аналогично получаем закон изменения расстояния между полосковой линией и экраном при фиксированной ширине полосковой линии для антенн типа 2, который имеет следующий вид:

$$h(z) = \begin{cases} b \left[ \frac{120\pi}{W_{\text{Л}}(z)} - 2 \frac{\ln\left(\frac{120\pi^2}{W_{\text{Л}}(z)} - 2\ln 2\right) + 1}{\pi} \right]^{-1} & \text{при } W_{\text{Л}}(z) \leq 132; \\ \frac{b}{8} e^{-\frac{W_{\text{Л}}(z)}{60}} & \text{при } W_{\text{Л}}(z) > 132. \end{cases}$$

В качестве примера реализации рассмотрим вариант реализации антенны для диапазона частот 2,4...2,46 ГГц (средняя длина волны  $\lambda = 0,122$  м) при длине структуры  $5\lambda$ . С помощью формулы (4) определим геометрию несимметричной полосковой линии для волнового сопротивления 50 Ом:  $h = 0,014$  м,  $b = 0,0677$  м.

С целью упрощения технической реализации устройства возбуждения произведем подбор параметров (3) с обеспечением волнового сопротивления структуры  $W_0 = 50$  Ом. Такое же сопротивление обеспечим на входе структуры, что имеет место, например при  $m = 0,52$ . Распределение волнового сопротивления вдоль структуры в этом случае имеет вид, показанный на рис. 3.

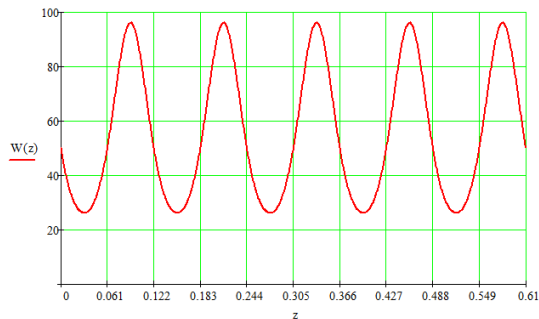


Рис. 3. Зависимость волнового сопротивления линии вдоль структуры

Fig. 3. Dependence of the line's characteristic impedance along the structure

Используя результаты расчета волнового сопротивления линии вдоль структуры выполним расчет ширины полосковой линии (5), обеспечивающей требуемое изменение волнового сопротивления при реализации высоты подвеса линии  $h = 0,014$  м. Зависимость ширины полосковой линии для рассмотренного варианта линии приведена на рис. 4, а). Выполним также расчет геометрии линии и для второго варианта линии при изменении высоты подвеса линии (6), обеспечивающей изменение волнового сопротивления при использовании линии шириной  $b = 0,0677$  м. Зависимость высоты подвеса полосковой линии для рассмотренного варианта линии приведена на рис. 4, б).

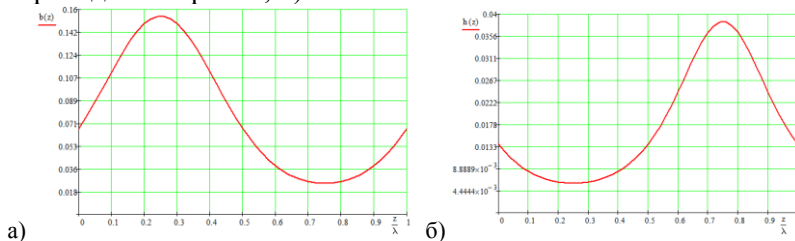


Рис. 4. Ширина полосковой линии вдоль структуры (а), высота подвеса полосковой линии вдоль структуры (б)

Fig. 4. The width of the stripline along the structure (а), height of suspension of the stripline along the structure (б)

Для возбуждения полосковой линии использован отрезок несимметричной полосковой линии постоянного волнового сопротивления, обеспечивающий возможность подключения антенны с помощью коаксиальной линии. Для этого выбрана геометрия перехода с линии ( $h = 0,014$  м,  $b = 0,0677$  м) на линию ( $h = 0,0014$  м,  $b = 0,00677$  м). Длина перехода выбрана

около длины волны. На рис. 1 и рис. 2 переход показан в левых части рисунка.

### 3. Результаты моделирования

Исследование характеристик антенн выполнено в среде пакета электродинамического моделирования FEKO. Так на рис. 5 приведены результаты расчета ДН антенн в трехмерном виде, который подтверждают возможность создание антенн с секторной ДН на основе несимметричной полосковой линии. На рис. 6 приведены результаты расчета ДН антенн для H- плоскости на трех частотах в диапазоне 2,4...2,46 ГГц.

Приведенные данные показывают, что второй вариант антенны обеспечивает формирование ДН с более широким главным лепестком в горизонтальной плоскости, т.е. позволяет охватить больший угловой сектор в горизонтальной плоскости (тип 1 — ширина ДН 105,7...106,9°, тип 2 — 36,7...37,6°). Результаты расчета входных характеристик показали, что КСВ для обоих вариантов антенн не превышает двух во всем диапазоне частот.

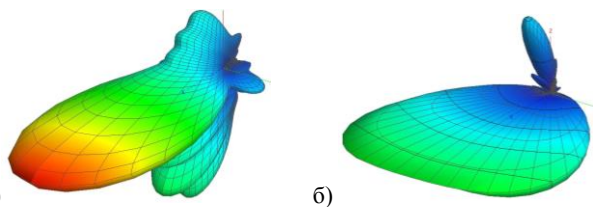


Рис. 5. Трехмерное представление ДН антенны: а) с изменения ширины полосковой линии, б) с изменения расстояния между экраном и полосковой линией

Fig. 5. The 3D representation radiation pattern of the antenna: a) with a change in the width of the stripline, b) with a change in the distance between the screen and the stripline

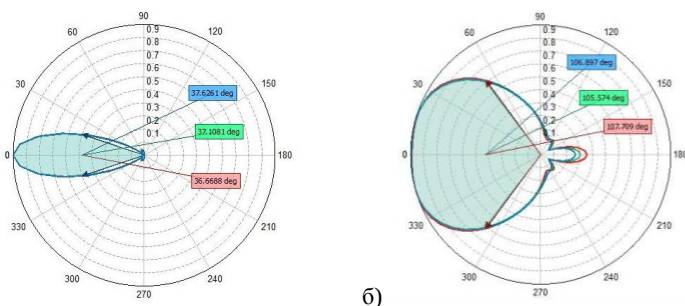


Рис. 6. Диаграммы направленности антенн на частотах 2,4 ГГц (синяя линия), 2,43 ГГц (зеленая линия) и 2,46 ГГц (красная линия): а) тип 1, б) тип 2

Fig. 6. Radiation patterns of antennas at 2.4 GHz (blue line), 2.43 GHz (green line) and 2.46 GHz (red line): a) type 1, b) type 2

#### 4. Заключение

В результате выполнения работы разработан новый вариант антенны линейной поляризации на основе несимметричной полосковой линии с периодическим изменением расстояния между экраном и полосковой линией. Выполнено сравнительное исследование двух вариантов антенн, выполненных на основе несимметричной линии с периодическим изменением волнового сопротивления. Показано, что использование антенны линейной поляризации на основе линии с изменением расстояния между экраном и полосковой линией позволяет формировать ДН с более широким главным лепестком (порядка  $100^\circ$ ), чем антенна с изменением ширины полосковой линии (порядка  $37^\circ$ ).

#### Список литературы

- [1] Федотов А.Ю. Полосковая антенна // Электросвязь. 2005. №9. С. 46-47.
- [2] Терешин О.Н., Антипов А.Н., Двуреченский В.Д., Федотов А.Ю. Излучающая полосковая линия с изменяющимся волновым сопротивлением // Электросвязь. 1992. №11. С. 38-40.
- [3] Савочкин А.А., Попросименко О.В. Антенна бегущей волны на основе полосковой линии с периодическим изменением волнового сопротивления // Вестник СевНТУ: Информатика, электроника, связь. Севастополь, 2010. Вып. 101. С. 129-134.
- [4] Копылов А.А. Проектирование устройств и систем на поверхностной электромагнитной волне // М.: ИП РадиоСофт, 2011. 184 с.
- [5] Бахарев С.И. Справочник по расчету и конструированию СВЧ-полосковых устройств. М.: Радио и связь, 1982. 328 с.

#### References

- [1] Fedotov A.Yu. Poloskovaya antenna // 'Elektrosvyaz'. 2005. № 9. pp. 46-47. (In Russian).
- [2] Tereshin O.N., Antipov A.N., Dvurechenskii V.D., Fedotov A.Yu. Izluchayushchaya poloskovaya liniya s izmenyayushchimsya volnovym soprotivleniem // 'Elektrosvyaz'. 1992. № 11. pp. 38-40. (In Russian).
- [3] Savochkin A.A., Poprosimenko O.V. Antenna begushchei volny na osnove poloskovoi linii s periodicheskim izmeneniem volnovogo soprotivleniya // Vestnik SevNTU: Informatika, elektronika, svyaz'. Sevastopol, 2010. Issue. 101. pp. 129-134. (In Russian).
- [4] Kopylov A.A. Proektirovanie ustroystv i sistem na poverkhnostnoi elektromagnitnoi volne // M.: IP RadioSoft. 2011. 184 p. (In Russian).
- [5] Bakharev S.I. Spravochnik po raschetu i konstruirovaniyu SVCh-poloskovykh ustroystv. M.: Radio i svyaz', 1982. 328 p. (In Russian).

# Features of measurement of optical coefficients of nanometer films by waveguide methods

<sup>1</sup>Arsenichev S.P., <sup>1</sup>Grigoriev E.V., <sup>1</sup>Ivanov R.A., <sup>1</sup>Orlenson V.B.,

<sup>2</sup>Nalogin A.G., <sup>1</sup>Taran E.P., <sup>1</sup>Starostenko V.V., <sup>1</sup>Fitaev I.Sh.

<sup>1</sup>V.I. Vernadsky Crimean Federal University

Simferopol, 295007, Russian Federation

taran\_evgeniy@mail.ru

<sup>2</sup>JSC "RPC "Istok" named after Shokin"

Fryazino, 141190, Russian Federation

**Abstract:** In this paper the advantages of using waveguide methods for studying the properties of conducting films are substantiated. The relationships between the metallization area of the metal-dielectric structure and the cross-sectional area of the waveguide are revealed for conducting correct studies. The results of studies of the thickness of films (1 ... 10 nm), their dimensions and orientation of metal-dielectric structures (MDS) in the waveguide on optical coefficients are presented. It was found that in order to find the optical coefficients for a plane wave, it is necessary to conduct studies in free space.

**Keywords:** nanometer films, metal-dielectric structure, optical coefficients, waveguide methods.

## Особенности измерения оптических коэффициентов нанометровых пленок волноводными методами

<sup>1</sup>Арсеничев С.П., <sup>1</sup>Григорьев Е.В., <sup>1</sup>Иванов Р.А., <sup>1</sup>Орленсон В.Б.,

<sup>2</sup>Налогин А.Г., <sup>1</sup>Таран Е.П., <sup>1</sup>Старостенко В.В., <sup>1</sup>Фитаев И.Ш.

<sup>1</sup>ФГАОУ ВО «Крымский федеральный университет имени В.И. Вернадского»

г. Симферополь, 295007, Российская Федерация

taran\_evgeniy@mail.ru

АО «НПП «Исток» им. Шокина»

Фрязино, 141190, Россия

**Аннотация:** В работе обоснованы преимущества использования волноводных методов исследования свойств проводящих пленок. Выявлены соотношения между площадью металлизации металлodieлектрической структуры (МДС) и пло-

*щадью поперечного сечения волновода для проведения корректных исследований. Приведены результаты исследований толщины пленок (1...10 нм), их размеров и ориентации металлодиэлектрических структур (МДС) в волноводе на оптические коэффициенты. Выявлено, что для нахождения оптических коэффициентов для плоской волны необходимо проводить исследования в свободном пространстве.*

**Ключевые слова:** нанометровые пленки, металлодиэлектрическая структура, оптические коэффициенты, волноводные методы.

## 1. Введение

Проводящие пленки являются неотъемлемым элементом современных полупроводниковых приборов и микросхем, электронных приборов, радиотехнических модулей, различных приборов, устройств и т.д. В то же время свойства тонких, в первую очередь, нанометровых проводящих пленок, исследованы в недостаточной мере. При таких толщинах пленок в структурах проявляются свойства как проводников, так и диэлектриков. В радиодиапазоне структуры с проводящими пленками толщиной менее 10 нм имеют достаточно большое поглощение, природа которого в настоящее время физически и математически не обоснована.

Проведение исследований, направленных на выяснение процессов рассеяния электромагнитных полей в структурах с нанометровыми пленками является актуальной задачей, решение которой определяет возможность использования нанометровых проводящих пленок для практических приложений.

## 2. Методы исследований свойств нанометровых пленок

Характеристиками электродинамических свойств проводящих пленок являются оптические коэффициенты: относительные мощности отраженной ( $R = P_{\text{отр}}/P_{\text{пад}}$ ), прошедшей ( $T = P_{\text{прош}}/P_{\text{пад}}$ ) и поглощенной ( $L = P_{\text{погл}}/P_{\text{пад}}$ ) волн, где  $P_{\text{пад}}$ ,  $P_{\text{отр}}$ ,  $P_{\text{прош}}$  и  $P_{\text{погл}}$  – мощности падающей, отраженной, прошедшей и поглощенных волн соответственно. Для волн справедлив закон сохранения мощностей, т.е.  $R + T + L = 1$ .

Наиболее просто найти оптические коэффициенты металлодиэлектрических структур (МДС) с проводящим нанометровыми пленками волноводными методами [1-3]. При использовании панорамных измерителей достаточно просто определяются значения  $R$  по получаемым значениям коэффициента стоячей волны и значения  $T$  по измеренным значениям ослабления  $A$ . Относительные значения поглощенной волны находятся из

баланса мощностей. Основным требованием корректности исследования электродинамических свойств объектов волноводными методами является удовлетворение условию  $S_B \gg S_{\text{МДС}}$ , где  $S_B$  – площадь поперечного сечения волновода,  $S_{\text{МДС}}$  – площадь металлизации. В случае волноводных измерений находятся значения  $R$ ,  $T$  и  $L$  для объекта вполне определенных размеров для волны  $H_{10}$ . Найденные значения  $R$ ,  $T$  и  $L$  при выполнении условия  $S_B \gg S_{\text{МДС}}$  можно с определенной погрешностью считать подобными для случая нормального падения плоской волны на МДС с  $a, b \gg \lambda$  ( $S_{\text{МДС}} = a \times b$ , где  $a$  и  $b$  – размеры ребер МДС,  $\lambda$  – длина волны электромагнитного поля (ЭМП). С помощью резонаторных методов достаточно просто определяются значения поглощенной мощности.

Основная трудность при измерении оптических коэффициентов в свободном пространстве связана с измерением коэффициента отражения  $R$ . С учетом того, что значения отраженной мощности для МДС с проводящими пленками толщиной менее 10 нм, измеренные волноводными методами,  $P_{\text{отр}}/P_{\text{пад}} \leq 0,1$ , можно при измерениях в свободном пространстве пренебречь отраженной волной в балансе мощностей. В этом случае достаточно найти мощность прошедшей волны при известной мощности падающей волны, поглощенная мощность находится из соотношения  $L \approx 1 - T$ .

В работах [4-7] приводятся результаты исследования коэффициентов  $R$ ,  $T$  и  $L$  в свободном пространстве в диапазоне частот 2...20 ГГц для нанометровых пленок из золота.

При использовании волноводных методов необходимо строго выполнять условие  $S_B \gg S_{\text{МДС}}$ . В ряде работ приводятся результаты исследований оптических коэффициентов с полным перекрытием поперечного сечения волновода проводящей пленкой [8, 9]. В этом случае исследуются не электродинамические характеристики объекта, а проводящие свойства плоскости, закорачивающей волновод. Приводятся результаты экспериментальных исследований оптических коэффициентов при выполнении условия  $S_B \gg S_{\text{МДС}}$  и при полном перекрытии волновода.

### 3. Результаты экспериментальных исследований и их анализ

На рис.1 приведены графики зависимостей  $R = R(d)$  для МДС с  $S_{\text{МДС}} = 18 \times 18$  мм (рис.1,1) и при полном перекрытии волновода (рис.1,2),  $d$  – толщина проводящей пленки из алюминия,  $f = 3,5$  ГГц. МДС с  $S_{\text{МДС}} = 18 \times 18$  мм устанавливались посередине волновода перпендикулярно его оси. При выполнении условия волноводных измерений значения  $R$  на

уровне погрешности P2-56 и близки к нулю при  $d < 10$  нм (рис.1,а). При полном перекрытии волновода (между ребрами и стенками волновода был зазор в 1мм по всему периметру МДС) при  $d > 5$  нм отражается более 60% мощности падающей волны, т.е. отход от основных требований к волноводным измерениям сильно влияют на отражающие свойства МДС в волноводе.

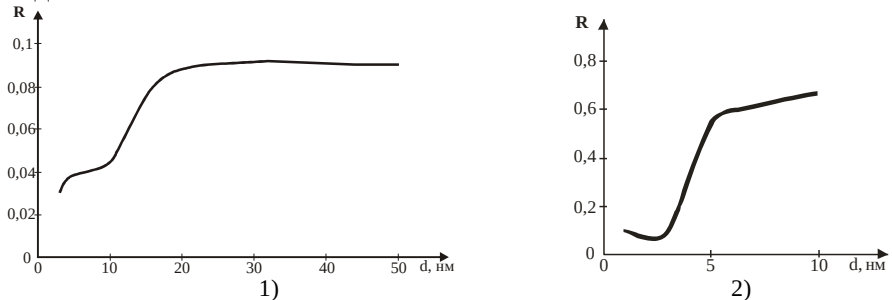


Рис. 1. Зависимости  $R$  от толщины проводящей пленки (1 -  $S_{MDS} = 18 \times 18$  мм; 2 - полное перекрытие волновода)

Fig. 1. Dependences of  $R$  on the thickness of the conducting film (1 -  $S_{MDS} = 18 \times 18$  мм; 2 - complete overlapping of the waveguide)

На рис.2 приведены зависимости  $T = T(d)$  для МДС с  $S_{MDS} = 18 \times 18$  мм (рис.2,1) и при полном перекрытии волновода (рис.2,2).

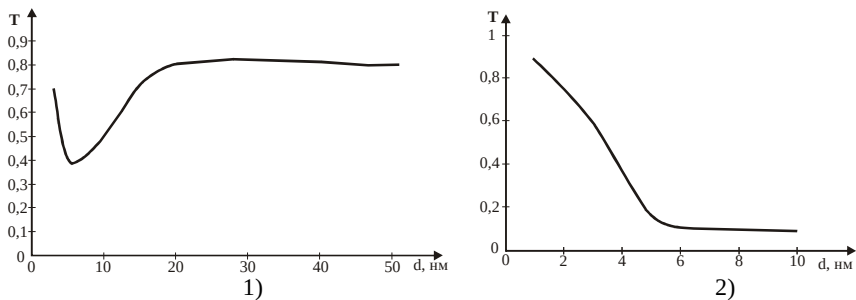


Рис.2. Зависимости  $T$  от толщины проводящей пленки (1 -  $S_{MDS} = 18 \times 18$  мм; 2 - полное перекрытие волновода)

Fig. 2. Dependences of  $T$  on the thickness of the conducting film (1 -  $S_{MDS} = 18 \times 18$  мм; 2 - complete overlapping of the waveguide)

Как следует из соответствующих зависимостей на рис.2 они отличаются коренным образом. Для МДС с  $S_{MDS} = 18 \times 18$  мм прошедшая мощность определяется дифракцией на структуре и пространственным резонансом.

нансом (поглощением) при толщинах пленок от 2 до 15 нм (рис.2,1). При полном перекрытии волновода МДС с проводящей пленкой последняя является «заглушкой» вплоть до толщин в 5 нм (рис.2,2).

В работе приведены результаты исследований для МДС с нанометровыми проводящими пленками в волноводе для структур с подложками из боросиликатного стекла и пленками из алюминия. Аналогичные зависимости имеют место для МДС с подложками из ситалла и полимерными подложками (лавсан, фторопласт, полиэтилен) при напылении меди и никрома. Методы напыления мало влияют на оптические коэффициенты. Оптические коэффициенты не зависят от частоты в диапазоне частот 3...25,5 ГГц. Результаты исследований могут быть использованы в СВЧ технике, приборах и аппаратуре.

### 3. Заключение

Рассмотрены методы исследований электродинамических свойств нанометровых проводящих пленок. При использовании волноводных методов необходимо выполнять условие  $S_v \gg S_{\text{МДС}}$ , иначе результаты будут некорректными. Для нахождения оптических коэффициентов для плоской волны необходимо проводить исследования в свободном пространстве.

### Источники финансирования

Доклад подготовлен в рамках работ, выполняемых по Федеральной целевой программе «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014-2020 годы». Тема: «Исследования поглощающих и отражающих свойств слоистых структур, содержащих полимерные, проводящие, резистивные, диэлектрические, ферромагнитные пленки, с целью создания неотражающих покрытий в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн» (Соглашение № 14.578.21.0267).

### Список литературы

- [1] Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ. Т. 1. Москва: Высшая школа, 1970. 440 с.
- [2] Винокуров В.И., Каплин С.И., Петелин И.Г. Электрорадиозмерения. Москва: Высшая школа, 1996. 351.
- [3] Вдовин В.А. Нанометровые металлические пленки в датчиках мощных СВЧ импульсов // III Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». Москва, 2009 г. С. 832 – 835.
- [4] G. Nimtz, U. Panten. Broad band electromagnetic wave absorbers designed with nano-metal films // Ann. Phys. 2010. No. 1–2. P. 53–59.
- [5] F. Ding, Y. Cui, X. Ge, Y. Jin, S. He Ultra-broadband microwave metamaterial absorber // Appl. Phys. Lett. 2011. V. 100. No. 10. P. 103504–103506.

- [6] Z. Chen, C. Xu, C. Ma, W. Ren, H.M. Cheng Lightweight and flexible grapheme foam composites for high-performance electromagnetic interference shielding // *Adv. Mater.* 2013. P. 1296–1300.
- [7] Sucheng Li, Shahzad Anwar, Weixin Lu, Zhi Hong Hang, Bo Hou, Mingrong Shen, Chin-Hua Wang Microwave absorptions of ultrathin conductive films and designs of frequency-independent ultrathin absorbers // *AIP Advances*. 2014.
- [8] Антонец И.В., Котов Л.Н., Некипелов С.В., Голубев Е.А. Особенности наноструктур и удельной проводимости тонких пленок различных металлов // *Журнал технической физики*. 2004. Т. 74. Вып. 3. С. 24–27.
- [9] Антонец И.В., Котов Л.Н., Некипелов С.В., Карпушов Е.П. Проводящие и отражающие свойства тонких металлических пленок // *Журнал технической физики*. 2004. Т. 74. Вып.11. С. 102–106.

## References

- [1] Lebedev I.V. *Microwave engineering*. V.1. M.: Vishaya shkola, 1970. 440 p. (In Russian).
- [2] Vinokurov V.I., Kaplin S.I., Petelin I.G. *Electroradiometry*. M.: Vishaya shkola, 1996. 351 p. (In Russian).
- [3] Vdovin V.A. [Nanometer metal films in sensors of high-power microwave pulse], *III Vserossiiskaya konferenciya "Radiolokaciya i radiosvyaz"*. Moskva, 2009, pp. 832-835. (In Russian).
- [4] G. Nimtz, U. Panten. Broad band electromagnetic wave absorbers designed with nano-metal films // *Ann. Phys.* 2010. No. 1–2. P. 53–59.
- [5] F. Ding, Y. Cui, X. Ge, Y. Jin, S. He Ultra-broadband microwave metamaterial absorber // *Appl. Phys. Lett.* 2011. V. 100. No. 10. P. 103504–103506.
- [6] Z. Chen, C. Xu, C. Ma, W. Ren, H.M. Cheng Lightweight and flexible grapheme foam composites for high-performance electromagnetic interference shielding // *Adv. Mater.* 2013. P. 1296–1300.
- [7] Sucheng Li, Shahzad Anwar, Weixin Lu, Zhi Hong Hang, Bo Hou, Mingrong Shen, Chin-Hua Wang Microwave absorptions of ultrathin conductive films and designs of frequency-independent ultrathin absorbers // *AIP Advances*. 2014.
- [8] Antonets I.V., Kotov L.N., Nekipelov S.V., Golubev E.A. [Features of nanostructures and conductivity of thin films of various metals]. *Zhurnal tekhnicheskoi fiziki*, 2004, vol. 74, no. 3, pp. 24–27.
- [9] Antonets I.V., Kotov L.N., Nekipelov S.V., Karpushov E.P. [Conducting and reflecting properties of thin metallic films]. *Zhurnal tekhnicheskoi fiziki*, 2004, vol. 74, no. 11, pp. 102–106.

## Acknowledgements

The paper was prepared within the framework of the work carried out under the Federal Special-Purpose Program "Research and Development in Priority Areas for the Development of the Russian Science and Technology Complex for 2014–2020". Theme: "Investigations of the absorbing and reflecting properties of layered structures containing polymeric, conductive, resistive, dielectric, ferromagnetic films, in order to create non-reflective coatings in centimeter and millimeter wavelength ranges" (Agreement No. 14.578.21.0267).

# Investigation of a flat metal-dielectric waveguide

<sup>1</sup>Afonin I.L., <sup>1</sup>Bugaev P.A., <sup>1</sup>Yapujyan A.K.

<sup>1</sup>Sevastopol State University

Sevastopol, 299053, Russian Federation

pasha\_ba@mail.ru

**Abstract:** *The results of a study of a combined directional response are presented, the channels of which are made on heterogeneous waveguides: a metal and a flat metal-dielectric.*

**Keywords:** *combined directional coupler, flat metal-dielectric waveguide, hollow metal waveguide, directional coupler.*

## Исследование плоского металлодиэлектрического волновода

<sup>1</sup>Афонин И.Л., <sup>1</sup>Бугаёв П.А., <sup>1</sup>Япуджян А. К.

<sup>1</sup>Севастопольский государственный университет

г. Севастополь, 299053, Российская Федерация

pasha\_ba@mail.ru

**Аннотация:** *Приведены результаты исследования комбинированного направленного ответвителя, каналы которого выполнены на разнотипных волноводах: полом металлическом и плоском металлодиэлектрическом.*

**Ключевые слова:** *комбинированный направленный ответвитель, плоский металлодиэлектрический волновод, полый металлический волновод, направленный ответвитель.*

### 1. Введение

Известные направленные ответвители (НО) имеют первичные и вторичные каналы, выполненные на основе одинаковых волноводов, в которых длины волн в волноводах равны между собой.

В настоящее время разработан новый тип конструктивно простой и экономичной линии передачи СВЧ диапазона — плоский металлодиэлектрический волновод (ПЛМДВ) [1], который является альтернативным стандартному полуму металлическому волноводу (ПМВ). Разработка эле-

ментной базы на основе предложенного типа волновода требует создания измерительных устройств, предназначенных для экспериментальной отработки предлагаемых волноводных узлов. На первом этапе, пока эти узлы отсутствуют, можно воспользоваться измерителями, сочетающимися в своих структурных схемах комбинации элементов, построенных как на основе нового типа волновода, так и стандартного — полого металлического. Устройством, объединяющим эти два вида элементов, может стать комбинированный направленный ответвитель, каналы которого выполнены на разнотипных волноводах. В канал, построенный на основе ПМВ, включаются существующие необходимые измерительные элементы, а во второй — исследуемые устройства ПМДВ.

## 2. Основная часть

На рис. 1 показано схематическое изображение многодырочного комбинированного направленного ответвителя (КНО) и поле связи его каналов. Особенностью КНО является то, что длины волн в его волноводных каналах не одинаковы. Поэтому известные методики расчета многодырочных НО не пригодны для КНО. В стандартных направленных ответвителях расстояние между центрами отверстий связи волноводных каналов равно четверти средней длины волны в волноводе. При этом фазовый сдвиг между ответвляемыми волнами двумя соседними отверстиями в обратное плечо НО равен  $180^\circ$  и волны взаимно компенсируются. В прямое плечо волны, ответвляемые всеми отверстиями связи синфазны, их амплитуды суммируются.

Отличия длин волн в волноводных каналах комбинированного направленного ответвителя и связанного с этим отличия фазовых сдвигов волн на равных расстояниях в каналах должны быть учтены при синтезе и анализе КНО.

Для взаимной компенсации волн, возбуждаемых во вторичном канале ответвителя и распространяющихся в его обратное плечо, расстояние  $d$  между центрами соседних отверстий определяется из следующего соотношения

$$\frac{2\pi d}{\lambda_{b_{10}}} + \frac{2\pi d}{\lambda_{b_{20}}} = \pi,$$

где  $\lambda_{b_{10}}$  — средняя длина волны в ПМВ на средней частоте  $f_0$ ;  $\lambda_{b_{20}}$  —

средняя длина волны в ПМДВ на средней частоте  $f_0$ .

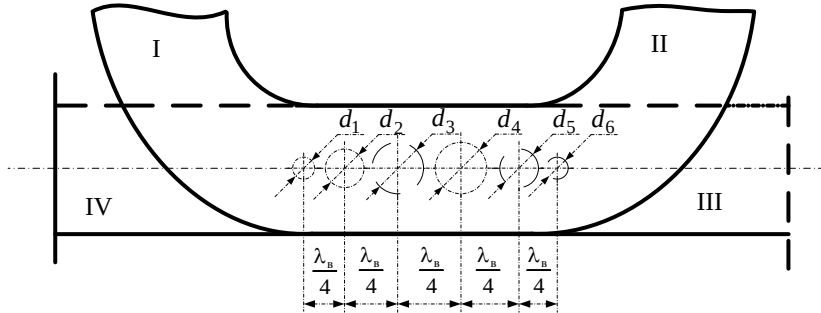


Рис. 1. Схематическое изображение многодырочного комбинированного направленного ответвителя

Fig. 1. Schematic representation of the many holes combined directional coupler

Для проведения расчетов комбинированного направленного ответвителя введем понятие усредненной длины волноводов НО и обозначим ее  $\lambda_B^{HO}$ . Она определяется по формуле

$$\lambda_B^{HO} = \frac{2\lambda_{B_1}\lambda_{B_2}}{\lambda_{B_1} + \lambda_{B_2}},$$

где  $\lambda_{B_1}$  и  $\lambda_{B_2}$  — длины волн в волноводах каналов НО на текущей частоте  $f$  рабочего диапазона.

Для реализации заданной направленности НО и рассчитанных амплитуд волн требуется определить размеры отверстий связи

$$a_i = \frac{\pi d_i^3 F_m \sqrt{\lambda_{B_{10}} \lambda_{B_{20}}}}{12a^2 a' b},$$

где  $a$ ,  $b$  — поперечные размеры ПМВ;  $a'$  — размер широкой стенки ПМДВ;  $d_i$  — диаметр  $i$ -го отверстия;  $F_m$  — поправка за счет конечной толщины стенки.

Основными эксплуатационными параметрами направленных ответвителей являются переходное затухание  $C$  (дБ) и направленность  $D$  (дБ). Они связаны с нормированными комплексными амплитудами волн в плечах НО следующими соотношениями:

$$C = 20 \lg \left| \frac{1}{a_{III}} \right|; D = 20 \lg \left| \frac{a_{III}}{a_{IV}} \right|,$$

где  $a_{III}$  — нормированная амплитуда волны, ответвляемая в плечо 3;  $a_{IV}$  — нормированная амплитуда волны, ответвляемая в плечо 4.

#### 4. Заключение

Таким образом, разработана методика расчета, комбинированного волноводного направленного ответвителя, состоящего из двух каналов, первый построен на основе полого металлического волновода, а второй — на основе плоского металлодиэлектрического волновода. На основе экспериментальных данных направленность КНО составляет не менее 38 дБ в полосе рабочих частот.

#### Список литературы

[1] Афонин И.Л., Бугаёв П.А., Саламатин В.В. Геометрическая электродинамика плоского металлодиэлектрического волновода прямоугольного сечения // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. Хмельницький, 2010. № 1. С. 56-62.

#### References

[1] Afonin I.L., Bugaev P.A., Salamatin V.V. [Geometrical electrodynamics of a plane metal-dielectric waveguide of rectangular cross-section], Vymyryuvalna, Calculate the technology in technological processes. Khmelnytsky, 2010. № 1. pp. 56-62.

# Адресные микроволновые решетки Брэгга

Макаров И.А., Морозов О.Г., Насыбуллин А.Р.,  
Тяжелова А.А., Сарварова Л.М.

Казанский национальный исследовательский технический университет  
им. А. Н. Туполева-КАИ  
ул. К. Маркса, 10, Казань, 420111, Россия  
ARNasybullin@kai.ru

**Аннотация:** Приведены результаты моделирования, изготовления и исследования спектральных характеристик микроволновых брэгговских решеток с двумя симметричными фазовыми  $\pi$ -сдвигами. Показана возможность их создания на основе последовательного включения двух микроволновых брэгговских решеток с одним фазовым  $\pi$ -сдвигом. Оценены перспективы создания на их основе многоточечных и квази-распределенных микроволновых сенсорных сетей с малой стоимостью одного измерительного канала. При этом решетки имеют единую микроволновую длину волны Брэгга, а адрес каждой из них определяется различной шириной спектрального разнеса между фазовыми сдвигами. Для извлечения измерительной информации необходимо простое электронное преобразование в ВЧ-диапазоне без использования сложных скалярных или векторных анализаторов спектра.

**Ключевые слова:** микроволновая брэгговская решетка, два симметричных фазовых  $\pi$ -сдвига, адресная микроволновая брэгговская решетка, адресный разнос, электронное преобразование информации в ВЧ-диапазоне.

## 1. Введение

Микроволновые решетки Брэгга (МРБ) [1] имеют множество возможностей для измерения различных физических параметров, что делает их эффективной платформой для дистанционного точечного, многоточечного, а также и квази-распределенного зондирования в различных условиях эксплуатации. Чтобы реализовать квази-распределенное зондирование, множество МРБ реализуются вдоль коаксиального кабеля, где каждые два последовательных фазовых  $\pi$ -сдвига образуют одну адресную МРБ. Адрес МРБ определяется частотой, соответствующей пространственному разнесу фазовых сдвигов. Специальные методы математического анализа используются для восстановления информации с каждой отдельной решетки из комплексного частотного сигнала, представляющего собой набор огибающих биений на адресных частотах. В качестве примеров квази-распределенных измерений можно привести систему определения крутя-

щего момента и распределения магнитных полей на кабельной основе, систему оценки формы 3D-поверхности на микрополосковой основе. Изменяя структуру материала кабеля или полоска, можно создавать датчики высокой температуры на керамике, датчик магнитного поля на полужестком кабеле с заполнением жидкими кристаллами, датчик формы на силиконовом микрополоске.

Рассмотрим основы построения адресных МРБ с двумя симметричными фазовыми  $\pi$ -сдвигами.

## 2. Фазовый сдвиг в коаксиальных МРБ как основа формирования их адреса

Изменением конфигурации и взаимного расположения неоднородностей в МРБ возможно управление характером частотной зависимости коэффициента передачи и отражения структуры. Брэгговская структура с фазовым  $\pi$ -сдвигом, реализованная в коаксиальном кабеле, характеризуется наличием участка с расстоянием между соседними неоднородностями, равным  $k\Lambda/2$ , где  $k$  – нечетное целое число,  $\Lambda$  – период брэгговской структуры (расстояние между периодическими неоднородностями). Используя метод ориентированных графов можно получить аналитическую зависимость коэффициента отражения для брэгговской структуры с фазовым сдвигом.

Граф представляется каскадным соединением двух одинаковых МРБ с комплексными коэффициентами отражения  $\Gamma$  и передачи  $K$  и расстоянием между ними  $L$ . Выходной порт МРБ подключен к нагрузке с коэффициентом отражения  $\Gamma_L$  и отстоящей от торцевой неоднородности на расстояние  $\Lambda$ . Общий коэффициент отражения структуры определяется уравнением Мейсона.

Анализ частотной характеристики коэффициента отражения МРБ осуществлялся для различных значений фазового сдвига и расположения секции сдвига фаз по длине кабеля.

Рис. 1,а показывает характер резонансной кривой при изменении расстояния между центральными неоднородностями для трех значений фазового сдвига -  $\pi$ ,  $\pi/2$  и  $3\pi/2$ .

Рис. 1,б показывает характер резонансной кривой при изменении местоположения секции с фазовым  $\pi$ -сдвигом для трех вариантов расположения: в центре кабеля, на расстоянии от конца кабеля 0,2 и 0,3 от общей длины кабеля.

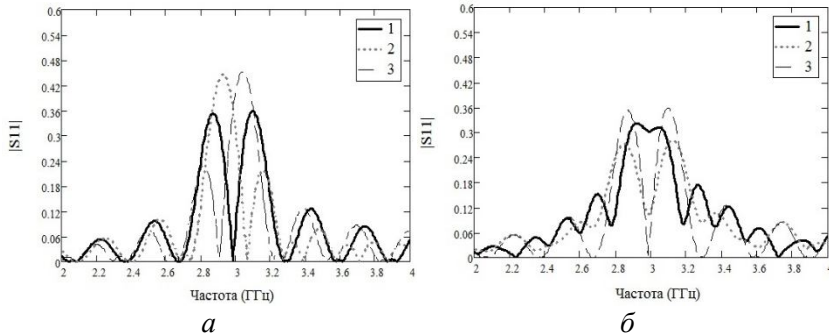


Рис. 1. Частотная характеристика коэффициента отражения МРБ:

*а* - для различных фазовых сдвигов (1 -  $\pi$ , 2 -  $\pi/2$ , 3 -  $3\pi/2$ ), *б* - для различных мест расположения фазового  $\pi$ -сдвига от конца кабеля (1 - 0,2 длины кабеля, 2 - 0,3 длины кабеля, 3 - 0,5 длины кабеля)

Последовательное соединение двух одинаковых МРБ эквивалентно формированию второго фазового сдвига в решетке, что позволит сформировать ее адрес, если каждой решетке будет соответствовать уникальный разнос по длине общей решетки и соответственно по частоте.

### 3. Фазовый сдвиг в микрополосковых МРБ

Микрополосковые МРБ с фазовым сдвигом могут быть реализованы по трем вариантам:

- структура по аналогии с оптическими фотонными кристаллами, с введением неоднородности в середину структуры;
- структура по аналогии с волоконно-оптическими брэгговскими решетками, с введенным фазовым сдвигом, характеризующийся наличием участка с уменьшением вдвое периода структуры;
- структура с плавным (ступенчатым) переходом.

Математическое моделирование таких структур основано на методах графов или матриц с включением одной из Т матриц, которая отражает преобразование, в виде изменения длины регулярного участка МРБ, т.е. длины неоднородности, расположенной по центру.

Появление нарушения периодичности МРБ, в виде изменения геометрических размеров и/или электрофизических параметров приводит к возникновению в запрещенной зоне электромагнитного кристалла узкого «окна» прозрачности». При изменении электрофизических и геометрических параметров нарушения периодичности происходит частотный сдвиг и изменение формы «окна прозрачности», по которому наиболее удобно

отслеживать перестройку его резонансной частоты. В случае адресных МРБ это будет изменение глубины амплитудной модуляции огибающей биений на частоте разноса (адреса).

#### 4. Заключение

Рассмотрены коаксиальная и микрополосковая микроволновые брэгговские решетки с фазовым  $\pi$ -сдвигом, как основа формирования адреса в микроволновых брэгговских решетках общего типа. Показаны характеристики решетки в зависимости от величины фазового сдвига и его местоположения. Оценены перспективы создания на их основе квазираспределенных микроволновых сенсорных сетей с малой стоимостью одного измерительного канала. При этом решетки имеют единую микроволновую длину волны Брэгга, а адрес каждой из них определяется различной шириной спектрального разноса между фазовыми сдвигами. Для извлечения измерительной информации необходимо простое электронное преобразование в ВЧ-диапазоне без использования сложных скалярных или векторных анализаторов спектра, заключающееся в анализе изменения амплитудных параметров огибающей биений, полученной на частоте разноса (адреса).

#### Источники финансирования и выражение признательности

Работа была поддержана Министерством образования и науки Российской Федерации в рамках базовой части государственного задания 8.6872.2017 / 8.9.

#### Список литературы

- [1] Морозов О.Г., Насыбуллин А.Р., Севастьянов А.А. Брэгговские СВЧ-структуры в коаксиальном кабеле для систем контроля уровня жидких сред: монография. Казань: Новое знание, 2017. - 127 с.
- [2] Насыбуллин А.Р., Ишкаев Т.М. СВЧ диэлектрический волновод круглого сечения с брэгговскими периодическими неоднородностями // Инженерный вестник Дона. 2017. №2. URL: [www.ivdon.ru/magazine/archive/n2y2017/4232](http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n2y2017/4232).
- [3] Мисбахов Рус.Ш., Мисбахов Рин.Ш., Морозов О.Г., Кузнецов А.А., Артемьев В.И., Куревин В.В., Пуртов В.В., Нуреев И.И., Сахабудинов А.Ж. Волоконные брэгговские решетки с двумя фазовыми сдвигами как чувствительный элемент и инструмент мультиплексирования сенсорных сетей // Инженерный вестник Дона. 2017. №3. URL: [ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2017/4343](http://ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2017/4343).
- [4] Морозов О.Г., Ильин Г.И. Амплитудно-фазовая модуляция в системах радиофотоники // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Сер.: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2014. № 1(20). С. 6-42.

# Измерение параметров тропосферных неоднородностей по дифракционным искажениям

М. В. Дубина<sup>1</sup>, И. Л. Афонин<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Черноморское высшее военно-морское училище имени П. С. Нахимова,  
г. Севастополь, 299028, г. Севастополь, ул. Дыбенко, д. 1а  
lemax89@rambler.ru

<sup>2</sup>Севастопольский государственный университет  
г. Севастополь, 299053, ул. Университетская, 33  
igor\_afonin@inbox.ru

**Аннотация:** Рассмотрена методика построения пассивной системы для экспериментального исследования неоднородностей верхних слоёв атмосферы Земли. Приведены возможности использования полученных результатов измерений для изучения процессов распространения радиоволн. Содержатся рекомендации по построению приемного тракта экспериментальной установки.

## 1. Введение

Востребованность спутниковых каналов связи и телевидения привело к выводу на геосинхронную орбиту такого количества ИСЗ, что угловое расстояние между ними в настоящее время фактически не превышает 1,5 — 2 градуса [1].

Один из предлагаемых авторами вариантов нестандартного использования телекоммуникационных геосинхронных ИСЗ — это возможность экспериментального проведения исследования неоднородностей тропосферы и состояния ионосферы Земли, и как следствие, получение практических величин дифракции и затухания радиоволн сантиметрового диапазона (рис. 1).

Размещенные на геосинхронной орбите спутники являются источниками высокостабильного по частоте и мощности радиоизлучения, причем точность позиционирования на своей орбите поддерживается в диапазоне 0,1° использованием собственных импульсных двигателей. Количество спутников в видимой части небосклона восточного полушария в средних широтах уже более ста. Таким образом, главной задачей, в этом случае, стоит сбор информации об амплитуде сигналов радиомаяков, представляющих собой источники когерентных колебаний, нормированных по мощности и находящихся на различных спутниках, на фиксированных частотах,

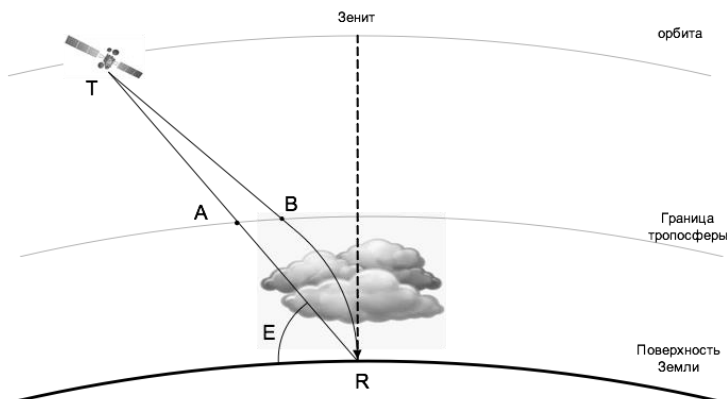


Рис. 1. Дифракционные искажения, вызванные тропосферными неоднородностями

частотах, и сравнения их относительных величин в разных точках приема. Причем, для получения объемного изображения неоднородностей верхних слоев атмосферы, достаточно использовать сигналы с наземных антенн, расположенных на разных широтах, но ориентированных на одни и те же источники излучения. Разумеется, данные об амплитуде сигнала от различных источников для получения трехмерной модели должны обрабатываться централизованно (рис. 2).

## 2. Исследуемая модель

Геосинхронные спутники имеют от 4 до 6 радиомаяков борту, их эффективно изотропно излучаемая мощность (ЭИИМ) нормирована и составляет около 15 дБВт. Это позволяет создать в точке приема при использовании параболической антенны диаметром 1 метр сигнал мощностью  $-120 \dots -130$  дБм (в зависимости от условий приема) [2]. Сигналы радиомаяков *Ku*- и *Ka*-диапазонов европейского луча *Hotbird*  $13^\circ$  нормированы 19 дБВт для *Ka*-диапазона и 14 дБВт для *Ku*-диапазона соответственно [3].

Согласно [4] сигналы собственно телепрограмм излучаются в направлении Крымского полуострова с ЭИИМ 48 дБВт. Это означает, что для регистрации и дальнейшей обработки сигналов радиомаяков необходимо построить приемное устройство для работы с сигналами, меньшими в 2500 раз по мощности, нежели сигналы, обрабатываемые бытовыми спутниковыми ресиверами. Один из возможных вариантов построения приёмного устройства, изображен на рис.3. Это — супергетеродинный СВЧ-приемник с тройным преобразованием частоты, в конечном итоге

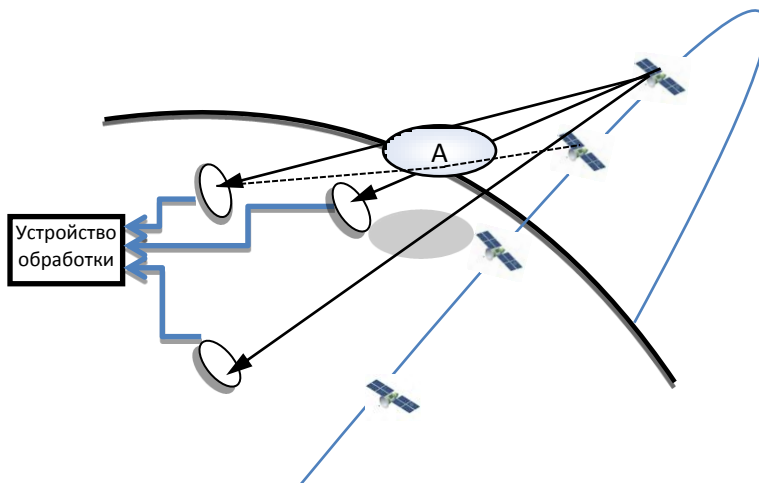


Рис. 2. Пример пространственного расположения наземных приемных антенн и пути прохождения радиоволн через неоднородность А

производит амплитудное детектирование немодулированных сигналов радиомаяков с выводом на устройство обработки (*PC*, цифровой осциллограф и т.п.)

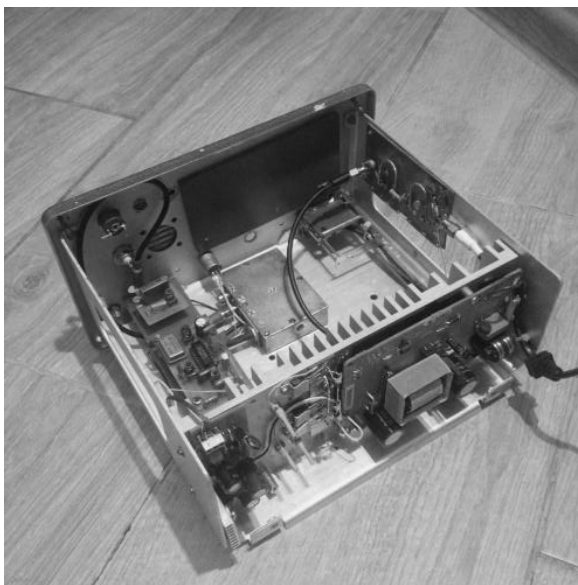


Рис. 3. Приемное устройство

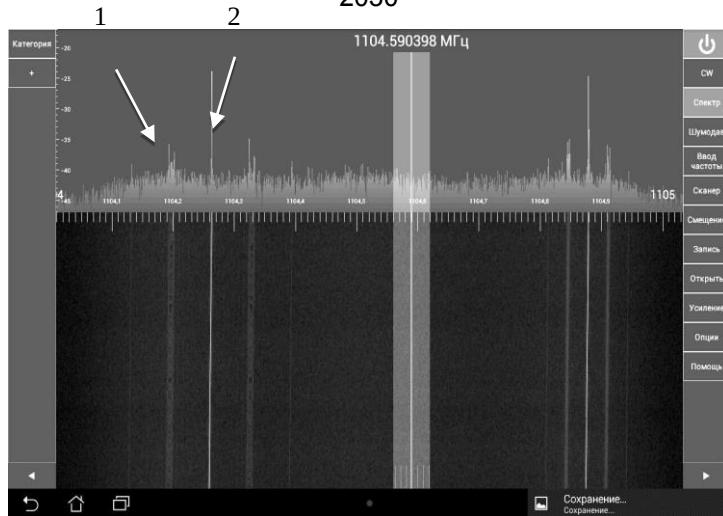


Рис. 4. Стандартные сигналы радиомаяков (1) и сигналы телеметрии (2) на частоте первой ПЧ (1100 МГц) двух спутников *Hotbird* в точке с одинаковым угловым положением  $13^\circ$  в. д.

### 3. Заключение

Актуальным вопросом остается исследование распространения радиоволн в околоземном пространстве в высоких широтах и при низких углах возвышения спутников. Так, в системе GPS не учитываются данные со спутников, находящихся при углах возвышения менее  $10$  градусов над горизонтом именно из-за погрешности, вносимой дифракционными искажениями, причем влияние этого фактора приводит к суммарным ошибкам при работе систем навигации до  $5\text{—}6$  метров, что составляет *большую* половину погрешности измерений. Куда хуже дело обстоит с радиолокационными системами, где прямая и отраженные волны распространяются не выходя за пределы ионосферы, в этом случае суммарная ошибка РЛС дециметрового диапазона может составлять до нескольких сот метров [1].

### Список литературы

- [1] David K. Burton. Radar equation for modern radar. 2011. 257 с.
- [2] ERA report 2007 – 0106, LNB Performance study.
- [3] F. Machado, E. Vilar. Radioengineering, T. 23. № 1. April 2014. С. 155—157.
- [4] <https://www.satbeams.com/footprints?beam=5516>