



ВЕСТНИК

РОССИЙСКОЙ
АКАДЕМИИ
ЕСТЕСТВЕННЫХ
НАУК

Издается с 2001 г.
Выходит 4 раза в год

РЕДАКЦИОННАЯ
КОЛЛЕГИЯ

Главный редактор
АЛЕКСЕЕВ А.С.

Заместитель главного редактора –
ГЛАЗКО В.И.
ГОРБАЧЕВ В.В.

Ответственный секретарь –
ПОРОТНИКОВА М.В.

АЛЕКСЕЕВ В.Н.
АНТОНОВ А.В.
АРЕНС В.Ж.
БАТАЕР Р. (США)
БУРАК П.И.
ВОЛКОВ Ю.Г.
ГРИВОВ А.А.
ЕПИФАНЦЕВ С.Н.
ЖДАНОВ М.С. (США)
ЗОЛОТАРЕВ В.А.
ИВАНИЦКАЯ Л.В.
КАЗАРЯН С.Б. (США)
МАГОМЕДОВ Ш.М.
ПАНИН А.Н.
ПИСЬМЕНСКИЙ Г.И.
САВЕЛЬЕВ В.Н.
СМИРНОВ А.И.
ТЕРЕХИН М.Т.
УТЯМЫШЕВ И.Р.
ХАЧАТРИАН К.Г. (США)
ЧЕНЬ ЦЗЯНЬПИН (Китай)
ЧЕРЕШКИН Д.С.
ЧЖАО ПЕНДА (Китай)
ШАХВЕРДИЕВ А.Х.
ШЕВЧЕНКО Ю.А.
ЯННАКОПУЛОС П. (Греция)

РЕДАКЦИОННЫЙ
СОВЕТ

Председатель –
КУЗНЕЦОВ О.А.

ГЕЙХМАН И.А.
КЕРВАЛИШВИЛИ П.Д. (Грузия)
КОЗЛОВСКИЙ Е.А.
МЕЛУА А.И.
НИКИТИН А.Н.
НОВИКОВ В.С.
РАХМАНИН Ю.А.
СТЕПАШИН С.В.
ТЫМИНСКИЙ В.Г. (ФРГ)
ФУРСЕЙ Г.Н.
ЧИЛИНГАР Д.Ж. (США)

Зав. редакцией –
АЛЕКСЕЕВ П.А.

Журнал зарегистрирован в Министерстве
по делам печати, телерадиовещания и средств
массовых коммуникаций РФ.
Рег. свид. ПИ № 77-117/08

Все права защищены. Никакая часть этого издания
не может быть воспроизведена в какой-либо форме
без письменного разрешения издателя.
Редакция не несет ответственности за содержание
рекламных материалов.
© РАЕН 2018 г.

☎ 119002, Москва,
пер. Сивцев Вражек, 29/16
тел./факс (495) 954-7305
Тираж 500 экз.
Отпечатано в издательстве «Маска»
Москва, ул. малая Юшуповская, д. 1, корп. 1

СОДЕРЖАНИЕ

- СОЗДАНИЕ В «108-М ИНСТИТУТЕ»
(НЫНЕ АО «ЦНИРТИ ИМ.
АКАДЕМИКА А.И. БЕРГА») НАЗЕМНЫХ
СРЕДСТВ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО
НАБЛЮДЕНИЯ, РЭБ И
РАЗВЕДЫВАТЕЛЬНО-УДАРНЫХ
КОМПЛЕКСОВ
Г.И. АНДРЕЕВ 3
- ТЕЗИСЫ ДОКЛАДА
«НАУЧНЫЕ ШКОЛЫ – ФУНДАМЕНТ
РАЗВИТИЯ НАУКИ В КОНЦЕРНЕ ВКО
«АЛМАЗ-АНТЕЙ»
А.А. КРАВЦОВ 7
- УЧЕБНО-НАУЧНЫЙ ЦЕНТР
КОСМИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА –
НОВЫЙ ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНЫЙ
ЭТАП ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ
МОСКОВСКОГО
ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО
УНИВЕРСИТЕТА
И ЦНИРТИ ИМ. АКАДЕМИКА А.И.
БЕРГА
**А.С. СИГОВ, С.А. КУДЖ,
Г.И. АНДРЕЕВ, С.Н. ЗАМУРУЕВ,
Г.В. КУЛИКОВ** 10
- ПЕРСПЕКТИВНЫЕ
НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ
ИННОВАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНО-
ИСПЫТАТЕЛЬНОЙ БАЗЫ
ПОЛИГОНОВ СИСТЕМ РЭБ И ВКО
**Ю.С. БОНДАРЕВ, М.Е. ЗАМАРИН,
Н.П. СИЗЯКОВ,
В.П. СОЛДАТОВ** 16
- ПРОДОЛЖЕНИЕ СПЛАВНЫХ
ТРАДИЦИЙ. О СОТРУДНИЧЕСТВЕ
КАФЕДРЫ «ТЕХНОЛОГИИ
ПРИБОРОСТРОЕНИЯ»
МГТУ ИМ. Н.Э. БАУМАНА И
АО «ЦНИРТИ ИМ. АКАДЕМИКА А.И.
БЕРГА»
**С.А. МЕШКОВ,
Н.В. ФЕДОРКОВА,
В.Д. ШАШУРИН** 22
- КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНЫЕ
И КОГЕРЕНТНО-ШУМОВЫЕ РЛС:
ОБЩЕЕ И РАЗЛИЧИЯ
Ю.Н. ГОРБУНОВ 25
- МУЛЬТИФЕРРОИДНЫЕ МАТЕРИАЛЫ
ЭЛЕКТРОЛИЗНОГО
И ХИМИЧЕСКОГО ОСАЖДЕНИЯ В
ИНФОРМАЦИОННЫХ
СЛОИСТЫХ СРЕДАХ
**Б.В. ХЛОПОВ, Ю.С. БОНДАРЕВ,
В.С. САМОЙЛОВА** 38
- РАЗРАБОТКА АКУСТООПТИЧЕСКОГО
МОДУЛЯТОРА СВЧ
ДИАПАЗОНА В ИНТЕГРАЛЬНОМ
ИСПОЛНЕНИИ
НА ОСНОВЕ АЛМАЗНЫХ СТРУКТУР
**А.Г. БОЧАРОВ, К.С. КАШУРКИН,
Г.А. ШАРАПОВ,
Ю.Н. МЕДВЕДСКИЙ** 43
- МЕТОД ОПТИМИЗАЦИИ СТРУКТУРЫ
ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТНОГО
АВТОМАТА
А.В. ВОЛКОВ 47
- ТЕОРЕМА О КАСКАДНОМ
ВКЛЮЧЕНИИ РЕАКТИВНЫХ
СИММЕТРИЧНЫХ
ЧЕТЫРЕХПОЛУСНИКОВ И ЕЕ
ПРИМЕНЕНИЕ ПРИ СТРУКТУРНОМ
СИНТЕЗЕ СВЧ УСТРОЙСТВ
И.А. ПЕТРОВ 51
- МНОГОЛУЧЕВАЯ ЦИФРОВАЯ
АКТИВНАЯ ФАЗИРОВАННАЯ
АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С
ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ
УПРАВЛЕНИЕМ
**Г.И. АНДРЕЕВ, М.Е. ЗАМАРИН,
В.В. КОРНЕВ,
П.А. СОЗИНОВ** 58
- РЕИНЖИНИРИНГ ИЗДЕЛИЙ
ЭЛЕКТРОННЫХ
СРЕДСТВ В ЗАДАЧАХ
ВНУТРИСИСТЕМНОГО
КОНТРАДИОПРОТИВОДЕЙСТВИЯ
**Г.В. КУЛИКОВ, М.С. КОСТИН,
Д.С. ВОРУНИЧЕВ** 75
- РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛЬНОГО
ЭКСПЕРИМЕНТА
ПО РАДИОПОДАВЛЕНИЮ
НАВИГАЦИОННОЙ
АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ С
ЧЕТЫРЕХЭЛЕМЕНТНОЙ
АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ
РЕШЕТКОЙ
**В.Н. ЮДИН,
Е.А. КАМНЕВ** 87
- АНАЛИЗ И СРАВНЕНИЕ
АЛГОРИТМОВ ФИЛЬТРАЦИИ
КООРДИНАТ ОБЪЕКТА НАБЛЮДЕНИЯ
В ДВУХПОЗИЦИОННОЙ
РАДИОСИСТЕМЕ
**Я.О. АРЕШИН,
Б.А. ЗАЙКИН, А.Ф. КОТОВ,
А.И. СТАРИКОВСКИЙ** 95
- АНАЛИЗ ИНФОРМАЦИОННО-
УПРАВЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМЫ С
ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭНТРОПИИ
ПОКРЫТИЯ
**А.В. СУХОВ, В.В. ОСИПОВ,
С.Б. САВИЛКИН,
М.Ю. ПОВАСИН** 100
- ОБЛИК ПЕРСПЕКТИВНОЙ СТАНЦИИ
РАДИОМОНИТОРИНГА ДЛЯ БПЛА
**В.В. МИЧУРИН, П.В. ЕРЕМЕЕВ,
Ю.Ю. КОРОБКОВ** 104
- ЦИКЛОПОДОБНАЯ РЕГЕНЕРАЦИЯ
СУБНАНОСЕКУНДНЫХ
РАДИОИМПУЛЬСОВ
**М.С. КОСТИН, К.А. БОЙКОВ,
А.И. СТАРИКОВСКИЙ** 107
- РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ОПТИМИЗАЦИИ
ПРИ ПОСТРОЕНИИ
КОНТУРА ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ
ДОПУСКОВ
**В.А. ТИХОМИРОВ,
С.Г. ТИМОФЕЕВ,
М.Н. ВЕРХОВСКАЯ** 114
- МОДИФИЦИРОВАННЫЙ МЕТОД
ВЕРИФИКАЦИИ ПРОГРАММ НА
МОДЕЛИ
**В.А. ТИХОМИРОВ,
С.Г. ТИМОФЕЕВ,
Е.А. МОШКОВА** 118
- МОДЕЛИРУЮЩАЯ СРЕДА
РАСПРЕДЕЛЕННОЙ
ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ
РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ЦОС
**В.А. ТИХОМИРОВ,
С.Г. ТИМОФЕЕВ,
А.А. ЛАНЦЕВ** 122

CONTENTS

THE CREATION IN THE «108TH INSTITUTE» (NOW «AO CNIRTI NAMED AFTER ACADEMICIAN A. BERG») OF GROUND-BASED RADIO-TECHNICAL EQUIPMENT OF SURVEILLANCE, ELECTRONIC WARFARE AND RECONNAISSANCE-STRIKE COMPLEXES

G.I. ANDREEV 3

SCIENTIFIC SCHOOLS ARE THE FOUNDATION FOR DEVELOPMENT OF SCIENCE IN «AIR AND SPACE DEFENCE CORPORATION «ALMAZ-ANTEY»

A.A. KRAVTSOV 7

EDUCATIONAL SCIENTIFIC CENTER OF COSMIC MONITORING - NEW HIGH-TECH STAGE INTERACTION MOSCOW TECHNOLOGICAL UNIVERSITY AND CENTRAL SCIENTIFIC RESEARCH RADIOTECHNICAL INSTITUTE NAME OF THE ACADEMICIAN A.I. BERG

**A.S. SIGOV, S.A. KUDZH.,
G.I. ANDREEV, S.N. ZAMURUEV,
G.V. KULIKOV 10**

PROSPECTIVE TRENDS OF INNOVATIVE TECHNOLOGIES DEVELOPMENT OF EXPERIMENTAL-TESTING BASE OF POLYGONS OF EW AND AIR-SPACE DEFENCE SYSTEMS

**YU.S. BONDAREV,
M.YE. ZAMARIN,
N.P. SIZYAKOV,
V.P. SOLDATOV 16**

GLORIOUS TRADITIONS CONTINUATION. ON THE COOPERATION OF THE DEPARTMENT OF «INSTRUMENT ENGINEERING TECHNOLOGIES» OF BAUMAN MOSCOW STATE TECHNICAL UNIVERSITY AND CENTRAL SCIENTIFIC RESEARCH RADIOTECHNICAL INSTITUTE NAME OF THE ACADEMICIAN A.I. BERG

**S.A. MESHKOV,
N.V. FEDORKOVA,
V.D. SHASHURIN 22**

COHERENT-PULSE AND COHERENT-NOISE RADAR: GENERAL AND DIFFERENCES MULTIFERROIC MATERIALS ELECTROLYSIS AND CHEMICAL INFORMATION DEPOSITION IN LAYERED MEDIA

**B.V. KHLOPOV,
YU.S. BONDAREV,
V.S. SAMOYLOVA 38**

DEVELOPMENT OF AN ACOUSTO-OPTIC MODULATOR OF MICROWAVE RANGE IN INTEGRATED DESIGN BASED ON DIAMOND STRUCTURES

**A.G. BOCHAROV,
K.S. KASHURKIN,
G.A. SHARAPOV,
Y.N. MEDVEDSKIY 43**

THE METHOD OF OPTIMIZING THE STRUCTURE OF A STATE MACHINE

A.V. VOLKOV 47

THEOREM ABOUT CASCADE CUT-IN REACTIVE SYMMETRICAL MICROWAVE QUADRUPOLES AND ITS USING UNDER STRUCTURED SYNTHESIS DEVICES

I.A. PETROV 51

MULTI-BEAM ACTIVE PHASED ANTENNA ARRAY WITH DIGITAL BEAMFORMING AND POLARIZATION CONTROL

**G.I. ANDREEV,
M.E. ZAMARIN,
V.V. KORNEV,
P.A. SOZINOV 58**

REENGINEERING OF ELECTRONIC DEVICES IN THE PROBLEMS OF INSERT SYSTEM COUNTERRADIOINTERFERENCE

**G.V. KULIKOV,
M.S. KOSTIN,
D.S. VORUNICHEV 75**

THE RESULTS OF A MODEL EXPERIMENT OF JAMMING OF THE NAVIGATION EQUIPMENT WITH A FOUR ELEMENT ADAPTIVE ANTENNA ARRAY

**V.N. YUDIN,
E.A. KAMNEV 87**

ANALYSIS AND COMPARISON OF FILTERING ALGORITHMS OF COORDINATES OF AN OBJECT OF OBSERVATION USING TWO-POSITION RADIO SYSTEM

**Y.O. ARESHIN,
B.A. ZAIKIN,
A.F. KOTOV,
A.I. STARIKOVSKY 95**

ANALYSIS OF THE INFORMATION-CONTROL SYSTEM USING THE COVERING ENTROPY

**A.V. SUKHOV,
V.V. OSIPOV,
S.B. SAVILKIN,
M.U. POVASIN 100**

PERSPECTIVE RADIO MONITORING STATION FOR UAV

**V.V. MICHURIN,
P.V. EREMEEV,
YU.YU. KOROBKOV 104**

CYCLE-SIMILARITY REGENERATION OF SUBNANOSECOND RADIO PULSES

**M.S. KOSTIN,
K.A. BOYKOV,
A.I. STARIKOVSKIY 107**

SOLUTION OF THE OPTIMIZATION PROBLEM IN THE CONSTRUCTION OF GEOMETRIC TOLERANCES CONTOUR

**V.A. TIKHOMIROV,
S.G. TIMOFEEV,
M.N. VERKHOVSKAYA 114**

MODIFIED MODEL CHECKING VERIFICATION METHOD

**V.A. TIKHOMIROV,
S.G. TIMOFEEV,
E.A. MOSHKOVA 118**

MODELING SYSTEM OF A DISTRIBUTED COMPUTING SYSTEM FOR SOLVING DSP TASKS

**V.A. TIKHOMIROV,
S.G. TIMOFEEV,
A.A. LANTSEV 122**



SCIENTIFIC & PUBLIC JOURNAL

BULLETIN

OF RUSSIAN
ACADEMY
OF NATURAL
SCIENCES

Published since 2001
4 issues per year

EDITORIAL BOARD

Editor-in-Chief –

A.S. ALEKSEEV

Deputy Editor-in-Chief –

V.I. GLAZKO

V.V. GORBACHEV

Executive Secretary –

M.V. POROTNIKOVA

V.N. ALEKSEEV

A.V. ANTONOV

V.ZH. ARENS

R. BUTLER (USA)

P.I. BURAK

Y.G. VOLKOV

L.A. GRIBOV

S.N. EPIFANTSEV

M.S. ZHDANOV (USA)

V.A. ZOLOTAREV

L.V. IVANITSKAYA

S.B. KAZARIAN (USA)

SH.M. MAGOMEDOV

A.N. PANIN

G.I. PISMENSKY

V.N. SAVELYEV

A.I. SMIRNOV

M.T. TEREHIN

I.R. UTJAMYSHEV

K.G. KHACHATRYAN (USA)

CHEN JIANPING (CHINA)

D.S. CHERESHKIN

ZHAO PENGDA (CHINA)

A.H. SHAHVERDIEV

YU.L. SHEVCHENKO

P. YANNAKOPOULOS (GREECE)

EDITORIAL COUNCIL

Chairman –

O.L. KUZNETSOV

I.L. GEYKHMAN

P.D. KERVASHVILI (GEORGIA)

E.A. KOZLOVSKY

A.I. MELUA

A.N. NIKITIN

V.S. NOVIKOV

YU.A. RAKHMANIN

C.V. STEPASHIN

V.G. TYMINSKY (GERMANY)

G.N. FURSEY

J. CHILINGAR (USA)

Editorial Director –

P.A. ALEKSEEV

All rights reserved. No part of this publication may be reproduced in any form or by any means without permission in writing from the publisher.

© RANS 2018

iSSN 1682-1696

Editorial Board Address

29/16, Sivcev Vrazhek, 119002,

Moscow, Russia, tel./fax +7 (495) 954-7305

В структуре РАЕН в 2012 г. было учреждено тематическое отделение «Инженерно-технические науки» на базе Центрального научно-исследовательского радиотехнического института им. академика А.И. Берга (ЦНИРТИ имени академика А.И. Берга).

30 мая 2018 года в рамках праздничных мероприятий, посвященных 75-летию ЦНИРТИ, состоялся научно-технический семинар по теме: «Развитие научной школы РЭБ на базе ЦНИРТИ».

Представляем вниманию читателей статьи по материалам докладов данного семинара.

СОЗДАНИЕ В «108-М ИНСТИТУТЕ» (НЫНЕ АО «ЦНИРТИ ИМ. АКАДЕМИКА А.И. БЕРГА») НАЗЕМНЫХ СРЕДСТВ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО НАБЛЮДЕНИЯ, РЭБ И РАЗВЕДЫВАТЕЛЬНО-УДАРНЫХ КОМПЛЕКСОВ

Г.И. АНДРЕЕВ

ЦЕНТРАЛЬНЫЙ НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ ИМ. АКАДЕМИКА А.И. БЕРГА

Разработка способов и методов ведения радио электронной борьбы (РЭБ) всегда была и остается одной из важнейших задач в исследованиях АО «ЦНИРТИ им академика А.И. Берга». На примере исторического разреза показан путь развития средств радиотехнического мониторинга и их практическая реализация в современные виды вооружения. Представлен вклад ведущих ученых – сотрудников ЦНИРТИ в развитие и укрепление обороноспособности нашей Родины.

Ключевые слова: радиомониторинг, радиоэлектронная разведка, широкополосные системы, фазированный сигнал, противовоздушная оборона.

В 2018 году, 4 июля исполняется 75 лет со дня основания Всесоюзного института радиолокации, впоследствии известного, как «108-й институт», а сегодня АО «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга». Через институт прошли десятки выдающихся и крупных ученых, среди которых академики РАН А.И. Берг, В.А. Введенский, М.А. Леонтович, А.А. Расплатин, В.А. Фок; члены-корреспонденты Л.А. Вайнштейн и Г.Я. Гуськов, яркие разработчики новой техники: А.Г. Рапопорт, В.Н. Герасимен-

THE CREATION IN THE «108TH INSTITUTE» (NOW «AO CNIRTI NAMED AFTER ACADEMICIAN A. BERG») OF GROUND-BASED RADIO-TECHNICAL EQUIPMENT OF SURVEILLANCE, ELECTRONIC WARFARE AND RECONNAISSANCE-STRIKE COMPLEXES

G.I. ANDREEV

The development of techniques and methods for conducting electronic warfare (EW) has always been and remains one of the most important tasks in the research of «AO CNIRTI named after academician A. Berg». The example of the historical section shows the way of development of radio monitoring equipment and their practical implementation in modern types of weapons. The contribution in the development and strengthening of the defense capacity of our Motherland by leading scientists – CNIRTI employees is presented in the article.

KEYWORDS: radio monitoring, signals intelligence, wideband systems, phased signal, air defense.

ко, А.А. Лебедь, Ю.Н. Мажоров, П.С. Плешаков. В институте были созданы первые в стране станции авиационной и космической разведки, аппаратура для постановки радио помех с целью индивидуальной и групповой защиты самолетов и ракет, разведывательно-ударные комплексы для обнаружения и уничтожения обнаруженных целей, первые станции загоризонтной радиолокации, устройства КСП ПРО, системы нелинейной радиолокации и многое, многое другое.

ИСТОРИЧЕСКИЕ ЭТАПЫ СОЗДАНИЯ СИСТЕМ ВООРУЖЕНИЯ

Сегодня институт известен благодаря созданию высокотехнологичной аппаратуры радиоэлектронного мониторинга авиационного и космического базирования, а на первых этапах становления института, еще в 40-ые годы, проводились работы по созданию наземных средств радионаблюдения, которыми успешно занимались в лабораториях Л.Ю. Блюмберга и А.А. Расплетина.

Используя методы радиолокации, необходимо было обнаружить и определить тип целей противника на максимальном расстоянии, с возможно более точным определением их координат, для выдачи целеуказания. С другой стороны, при создании помех для РАС необходимо знать характеристики самой РАС, такие как диапазоны частот и мощность излучаемого сигнала, режим работы РАС – импульсный или непрерывный, степень модулированности сигнала. Институт, прошедший путь от Всесоюзного НИИ радиолокации, до фактического Всесоюзного центра противорадиолокации, должен был обладать самыми передовыми средствами радионаблюдения и активно участвовать в их разработке.

Уже в первых научно-исследовательских работах института приходилось решать технически сложные, порой взаимоисключающие задачи. Разрабатывать аппаратуру с минимальной массой, но способную на максимальном расстоянии точно определять координаты потенциального противника.

Еще в годы войны в Институте начали развиваться два направления разработки аппаратуры: создание средств радиотехнической разведки и установки помех с самолета, а также создание станций разведки и постановки помех авиационным радиолокационным средствам с земли.

Направлением радиоразведки и создания помех с земли успешно занималась лаборатория Л. Ю. Блюмберга, где в 1948 году были созданы станции грубой «П» и точной «РМ» радиолокационной разведки. Его наработки были продолжены под руководством Т. Р. Брахмана («Альфа»), И. Я. Альтмана («Бета») и других.

В то же время под руководством А.А. Расплетина была создана подвижная импульсная РАС – станция наземной артиллерийской разведки «СНАР 1» для обнаружения танков и самоходных орудий.

Расплетин, как это часто бывало, выполнил эту труднейшую для своего времени работу не только на высочайшем техническом уровне, но и с подлинным мужеством, которого требовало от него решение этой сложнейшей многофакторной задачи. В итоге, впервые была создана РАС, имевшая дальность обнаружения одиночного солдата – до 5 км, артиллерийского орудия до 12 км, танка или автомашины – до 16 км, эсминца или поезда – до 35 км.

Г. И. АНДРЕЕВ
СОЗДАНИЕ В «108-М ИНСТИТУТЕ»
(НЫНЕ АО «ЦНИРТИ ИМ. АКАДЕМИКА А. И. БЕРГА») НАЗЕМНЫХ СРЕДСТВ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО НАБЛЮДЕНИЯ, РЭБ И УДАРНЫХ КОМПЛЕКСОВ МОНИТОРИНГА

За разработку станции «СНАР 1», ее основные разработчики: А.А. Расплетин (научный руководитель), Е.Н. Майзельс (отвечавший за разработку антенной системы), Г.Я. Гуськов (заместитель научного руководителя), М. Т. Цукерман (конструктор) и

Н.Н. Алексеев (с 1979 г. – маршал войск связи) были удостоены в 1951 году Сталинской премии 2-й степени. Впоследствии станция была модернизирована – «СНАР 2», где была увеличена ее дальность и повышена разрешающая способность. В 50-е годы эта программа была передана в Тулу – на завод № 668, позднее вошедший в состав НПО «Стрела», где серия «СНАР»-ов была продолжена: СНАР-2А, СНАР-6, СНАР-10, СНАР-10М, СНАР-15

Хотя интересы разработчиков и заказчиков 108-го института, по объективным причинам, быстро сместились в область создания авиационных станций радиоэлектронной разведки и помех, но интерес к наземным станциям возвращался, хотя бы на стадии испытаний. Так знаменитая впоследствии станция «Смальта» в 1970 году устанавливалась на кузове УАЗа и лишь через десять лет нашла свое место на борту вертолета Ми-8.

По совместному распоряжению Министерства обороны и Минрадиопрома от 31 июля 1978 года ЦНИРТИ была поручена разработка станции радиотехнического контроля – ОКР «Октава». Станция была предназначена для проведения контроля излучений радиоэлектронных средств в процессе их разработки, производства и эксплуатации и, при панорамном анализе, позволяла обнаруживать и измерять параметры излучений, отображать на экране спектральный состав радиосигналов и записывать параметры сигналов, одновременно со служебной информацией.

При индивидуальном анализе радиосигнала, аппаратура позволяла проводить спектральный анализ, измерять параметры составляющих спектра сигнала (частоту, амплитуду, вид модуляции). Была возможна фоторегистрация спектра сигнала и его импульсных характеристик. Осуществлялось пеленгование широкополосных и узкополосных источников радиоизлучения. Производилась запись диаграмм амплитудно-частотной панорамы в координатах «частота-время» и «частота-амплитуда», а также направленности источника излучения. Была создана станция СРТК-1 «Октава», а позднее ее модернизация – станция СРТК-2 «Октава-1».

Штатно станция монтировалась на шасси автомобиля ГАЗ-66 в КУНГе из радиопрозрачного материала, а также на других носителях, в том числе и плавающих.

В сентябре 1982 года, во время так называемой «Ливанской» войны, участницей которой была также и Сирия, группа специалистов ЦНИРТИ направлялась в САР, фактически для фронтных испытаний

станции СРТК-1 «Октава». В составе группы был главный конструктор станции – Б.В. Хлопов (руководитель группы), заместитель главного конструктора Е.К. Киреев, инженер Н.И. Мировой, водитель А.Ф. Кадыков. Станция «Октава-1» на шасси ГАЗ-66 была подготовлена в институте.

Перед группой была поставлена задача обнаружения воздушных и наземных средств Израиля в интересах создания новых и модернизации существующих образцов средств РЭБ, а также ведения радиотехнического контроля излучения РЛС Израиля с воздушных и наземных объектов. Основной задачей ведения разведки было объявлено слежение за работой РЛС воздушных объектов: самолеты дальнего радиолокационного обнаружения типа IAI Phalcon, Grumman E-2 Hawkeye, БПЛА «Мастиф», F-15, F-16 и др.

В течение двух месяцев группа ежедневно вела наблюдение за работой РЛС противника, передавая полученные материалы главному советнику ВС СССР в САР генерал-лейтенанту (с 16.12.1982 – генерал-полковник) Г.П. Яшкину и представителям ГРУ в САР. Группа пробыла в Сирии около двух месяцев, провела большой объем разведывательной работы и была отмечена благодарственной грамотой от начальника управления РЭБ ВС САР дивизионного генерала С. А. эль Ашрама.

В 1984 году группа с той же станцией «Октава-1» была командирована в ГДР, где осуществляла контроль и запись сигналов с американских самолетов РЭБ и с воздушных разведчиков, прежде всего с SR-71. Самолет этот не нес никакой боевой нагрузки, но изрядно потрепал нервы командованию ПВО СССР, когда появлялся в приграничном пространстве.

Работа в ГДР также была успешной. Большой объем перехваченной и впоследствии систематизированной информации периодически передавался представителям советского Генштаба и ГРУ.

В последствии Б.В. Хлопов с товарищами готовил морские экипажи для радиотехнического наблюдения на Тихоокеанском флоте, а во Владивостоке принимал участие в установке оборудования станции «Октава» на борт предназначенного для нее плавательного средства, его монтаже и настройке. Радионаблюдение на флоте велось силами морских экипажей.

Постановлением Правительства от 19 июля 1983 года институту было поручено создание разведывательно-ударных комплексов (РУК) оперативного назначения для уровня командующего фронтом (шифр «Прорыв», главный конструктор А.А. Лебедь). В состав комплекса входили средства разведки – три самолета-разведчика Ан-72Р (высота ведения разведки 8-10 тысяч м, в перспективе, на других типах – до 20 тысяч), оснащенные аппаратурой РТР и РЛС бокового обзора; система средств управления; система боевых средств – фронтовая авиация, армейская авиация, оперативно-такти-

ческие ракетные комплексы «Ока», реактивные системы залпового огня, беспилотные летательные аппараты. Разработанная автоматизированная система управления (АСУ) вооружением имела сопряжение с АСУ ВВС и АСУ ПВО. В созданном РУК была осуществлена быстрая автоматизированная обработка разведывательной информации в реальном масштабе времени, с выдачей приоритетного целеуказания. При поступлении разведывательной информации от самолетов обеспечивался обмен формализованной (в том числе командно-сигнальной и разведывательной) информацией с объектами АСУ ВВС, АСУ ПВО и АСУ СВ (сухопутных войск). В дополнение к имеющемуся составу РУК были проведены ОКР по созданию мобильного комплекса аппаратуры и рабочих мест приема, анализа и передачи информации РТР, ее размещения на передвижной платформе, а также по созданию авиационного контейнера с аппаратурой высокоточной РТР.

РУК предназначался для уничтожения таких объектов, как командные пункты управления войсками, зенитно-ракетные комплексы, места сосредоточения войск и техники, склады оружия и боеприпасов, аэродромы и вертолетные площадки, укрепления, узлы связи, главные дороги.

Весь состав названного РУК был своевременно спроектирован, изготовлен, настроен, доставлен на полигон, где в 1987 году были начаты летно-конструкторские испытания, продолжавшиеся до 1994 года. Несмотря на положительные результаты, полученные в ходе испытаний, работы по созданию РУК «Прорыв» были приостановлены, а в конце 1994 года окончательно закрыты. Сказывалось потепление отношений с американцами...

Мировая практика показывает высокую эффективность применения РУК, в том числе, в локальных конфликтах и контртеррористических операциях. РУК позволяет бороться с превосходящими силами противника и уничтожать его важнейшие объекты. Непрерывно ведутся работы по совершенствованию действующих и созданию новых РУК.

В 70-80-е годы в ЦНИРТИ были разработаны, испытаны и поставлены на вооружение несколько типов различных наземных станций помех, предназначенных для защиты наземных площадных и мало-размерных объектов от наблюдения их импульсными радиолокационными станциями (РЛС), в том числе РЛС бокового обзора (РЛС БО), РЛС управления оружием (РЛС УО) класса «воздух-земля» РЛС навигации и обеспечения полетов самолетов на малых высотах (РЛС ОПМВ). Станции выполняли свое назначение автономно (по командам оператора с пульта управления) и при централизованном управлении (в частности, от автоматизированного комплекса управления станциями помех АКУП-1).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В последние годы проведена разработка и постановка на боевое дежурство новых средств РЭБ наземного базирования (ОКР «Геликон-М», «Геликон 1М», «Берег» и другие), для оценки радиоэлектронных систем ПВО на помехозащищенность при проведении полигонных испытаний, тренировках войсковых боевых расчетов радиоэлектронных систем ПВО в процессе работы в помеховой обстановке, а также при проведении войсковых учений ПВО.

Современные средства РЭБ способны вывести из строя, как отдельные системы вооружений, так и целые зоны и районы их базирования.

Андреев Г.И.,
д.т.н., профессор АО «ЦНИРТИ имени академика А.И. Берга»

☎ 107078, г. Москва, ул. Новая Басманная, д. 20, стр. 9

ТЕЗИСЫ ДОКЛАДА «НАУЧНЫЕ ШКОЛЫ – ФУНДАМЕНТ РАЗВИТИЯ НАУКИ В КОНЦЕРНЕ ВКО «АЛМАЗ-АНТЕЙ»

А.А. КРАВЦОВ

АО «Концерн ВКО «Алмаз-Антей»

SCIENTIFIC SCHOOLS ARE
THE FOUNDATION FOR DEVELOPMENT OF
SCIENCE IN «AIR AND SPACE DEFENCE
CORPORATION «ALMAZ-ANTEY»

A.A. KRAVTSOV

В прошлом месяце Концерну ВКО «Алмаз-Антей» исполнилось 16 лет.

Казалось бы, о каких научных школах может идти речь для столь «юного возраста» организации. Однако в настоящее время Концерн объединяет более 60 организаций из восемнадцати регионов страны. В их составе НИИ, конструкторские, научно-производственные и ремонтные предприятия, специализирующиеся в области техники воздушно-космической обороны. В их числе более 10 организаций являются предприятиями – разработчиками в области разведывательно-информационных средств. Численность работников Концерна превысила уже 130 тыс. человек.

В числе широко известных в стране научно-производственных организаций, которые входят в Концерн, следует отметить:

Научно-производственное объединение «Алмаз» имени академика А.А. Расплетина

«Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники»

«Научно-исследовательский институт имени В.В. Тихомирова»

«Машиностроительное конструкторское бюро «Факел» имени академика П.Д. Грушина»

«Всероссийский НИИ радиоаппаратуры»;

«Российский институт радионавигации и времени»;

«Конструкторское бюро специального машиностроения» (КБСМ).

И, конечно же, «Центральный научно-исследовательский радиотехнический институт имени академика А.И. Берга», который вошел в состав Концерна, в соответствии с постановлением Правительства РФ от 11 мая 2015 г., и которому в этом году исполняется 75 лет.

Именно эти организации, являющиеся дочерними обществами (ДО) Концерна, имеют известные в стране и за рубежом научные школы. На сегодняшний

день в дочерних обществах и самом Концерне трудятся почти 1100 кандидатов наук, более 200 докторов наук и профессоров, академики и член-корреспонденты РАН, РАЕН, АИН им. А.М. Прохорова и ряда других академий. Успешно работают аспирантуры, созданные в научных организациях Концерна.

ДО Концерна взаимодействует более чем с 50 ведущими образовательными организациями высшего образования страны, имеется свыше 30 базовых кафедр в ведущих вузах страны. Успешно действует система корпоративного обучения.

Перспективы науки всегда определялись перспективами ведущих научных школ. Особенно это характерно для XXI столетия, когда все отрасли мировой науки достигли выдающихся высот, а любые научные проблемы требуют объединения усилий ученых, формирования коллективов ученых.

Образование научных школ — хорошая российская традиция, которая явилась следствием особенностей культурно-исторического развития России, некоторые из которых академик В.И. Вернадский характеризовал следующим образом: «В России начало научной работе было положено правительством Петра, исходившего из глубокого понимания государственной пользы. Но эта работа быстро нашла себе почву в общественном сознании и не прерывалась в те долгие десятилетия, когда иссякла государственная поддержка научного творчества <...>. Она создавалась при этом интеллигенцией страны <...> создавалась их личным усилием, по личной инициативе или путем образуемых ими организаций...» (В.И. Вернадский. Труды по истории науки в России. М., 1988. С. 65).

Мировое звучание имели научные школы А.Ф. Иоффе, Л.Д. Ландау, П.Л. Капицы и многих, многих других российских ученых светил. Они обеспечили подъем, славу и мировой уровень отечественной науки. Исследователи отмечают, что сформировавшийся в XIX веке в мировой науке системный

подход во многом исходил из практики русских научных школ.

Научные школы – это не только и не столько административные, производственные образования на факультетах и в научных подразделениях. Научные школы – это неформальные коллективы. Являясь ядром научного сообщества, они играют особую роль в формировании гражданского общества. Если формальная трудовая принадлежность к научному сообществу не столь значима для гражданского общества, то научная школа является существенным элементом гражданского общества, а также военно-промышленного комплекса страны.

Научная школа по своей сути являет собой эффективную модель образования как трансляции культурных норм и ценностей (в данном случае научного сообщества) от старшего поколения к младшему. Это организация тесного, постоянного, неформального общения ученых, обмена идеями и обсуждения результатов.

Научная школа – оформленная система научных взглядов, а также научное сообщество, придерживающееся этих взглядов. Формирование научной школы происходит под влиянием лидера, эрудиция, крут интересов и стиль работы которого имеют определяющее значение для привлечения новых сотрудников. Отношения внутри такого научного коллектива способствуют обмену информации на уровне идей (а не конечных результатов исследований), что значительно повышает эффективность творческой научной работы.

Практика создания научных школ позволяет дать обобщенное представление о формах научных школ в следующем виде:

1) научно-образовательная школа, призванная формировать будущих исследователей;

2) исследовательский коллектив – группа ученых, совместно разрабатывающая под руководством лидера (главы школы) избранную или созданную им исследовательскую программу;

3) направление в науке, возникающее благодаря установлению определенной традиции, охватывающей группу ученых и исследовательских коллективов;

4) ученые, подготовившие под руководством известного ученого диссертации, ставшие кандидатами и докторами наук.

Научная школа характеризуется общими:

- научным языком;
- системой взглядов;
- методами исследований;
- научными ценностями.

Несколько научных школ могут одновременно решать одни и те же научные задачи, однако при этом различаться в теоретических основах (принципах) и практических подходах к их решению, программах, методах и инструментах. Этим объясняется разно-

образии результатов, достигнутых учёными разных школ.

Вопрос о жизненных циклах научных школ менее всего разработан в научной литературе. Иногда они прекращают своё существование просто из-за нехватки финансирования. Однако, при определении ведущих школ часто не учитывается их жизненный цикл, поэтому зачастую получают поддержку именитые, но застывшие в своем развитии, а не становящиеся и весьма перспективные научные школы.

Типовые этапы, через которые проходят научные школы:

- исследовательская программа, объединяющая учёных;
- исследовательский коллектив, превращающийся в научную школу;
- зарождение нового научного направления, раздела или дисциплины;
- научно-образовательная школа для новых поколений учёных;
- возникновение новых научных школ из предшествующих.

Последний из упомянутых этапов как раз актуален для нашего Концерна. Целенаправленное наращивание совместных научных усилий всех дочерних обществ по решению стратегических задач и выполнению миссии Концерна обеспечивает максимум благоприятных условий для зарождения новых научных школ на базе существующих.

Хотелось бы акцентировать внимание на словосочетании «совместные научные усилия». Многие научные школы, сложившиеся в упомянутых научно-производственных организациях, зарождались и развивались еще в те времена, когда организации относились к различным ведомствам и имели цели, весьма далекие от сферы воздушно-космической обороны. Сейчас же, объединяющей нас всех целью является разработанная еще в 2006 г. при активном участии академика А.И. Савина «Концепция системы воздушно-космической обороны страны», которая является на сегодня действующей и под которую следует, так сказать, «подстраивать» задачи, которыми должны руководствоваться все научные школы, действующие в НИИ и научно-производственных организациях Концерна.

И здесь поистине огромна роль «ЦНИРТИ имени академика А.И. Берга». Создание 75 лет назад, 4 июля 1943 г., практически одновременно с началом знаменитой Курской битвы, Совета по радиолокации и радиолокационного института, будущего «ЦНИРТИ», по существу ознаменовало начало истории развития российской радиоэлектроники. Недаром многие государственные и научные деятели предлагали признать 4 июля Днем отечественной радиоэлектроники.

Под руководством первого директора-инженера, контр-адмирала, впоследствии академика Акселя

Ивановича Берга были проведены фундаментальные и прикладные исследования в области радиолокации, которые легли в основу таких ее направлений, как радиоэлектронная борьба, авиационное и космическое радиоэлектронное наблюдение, создание радиоэлектронных систем ПВО и комплексов средств преодоления ПВО, радиопротиводействие средствам радиоэлектронного наблюдения и т. д.

Институт стал стартовой ступенью ряда крупнейших предприятий, как НИИДАР, Институт радиотехники и электроники АН СССР, НПО «Полюс», а также кадровой базой для КБ-1 (ныне ПАО «Алмаз»).

С историей развития научных школ ЦНИРТИ связаны, можно сказать, «священные» для Концерна имена научных лидеров академики и член-корреспонденты: Б.В. Введенский, В.А. Фок, М.А. Леонтович, великие русские конструкторы А.А. Расплетин, Б.В. Бункин, К.С. Альперович, В.М. Герасименко, руководители оборонной промышленности П.С. Плешаков и Н.П. Емоханов и многие другие.

«Протекшее определяет будущее: таков закон жизни. Отказаться от своего прошлого – значит лишиться себя будущего». Это высказывание принадлежат Петру Яковлевичу Чаадаеву – выдающемуся русскому и христианскому философу, который длительное время проживал и закончил жизнь в одном из зданий, находящихся на территории ЦНИРТИ. Высказывание российского патриота, который неоднократно повторял «Я люблю мое Отечество, как Петр Великий научил меня любить его», можно по праву причислить к напутствиям сотрудникам ЦНИРТИ. Озвученное ГД решение на базе действующих научных школ Института сформировать научную школу «Методологические основы системного анализа, теория моделирования и поддержки принимаемых решений в задачах управления развитием образцов космической, авиационной разведок и РЭБ» является очередным этапом жизненного цикла развития существующих уже $\frac{3}{4}$ века научных школ ЦНИРТИ. Она аккумулирует и выводит на новый уровень, соответствующий актуальным вызовам существующих военных угроз, достижения ранее действующих в Институте научных школ в области радиоэлектронного наблюдения и РЭБ. Как я ранее отмечал, Школа предполагает наличие научного лидера (учителя или идеи, после его смерти) и последователей (учеников). И, что отрадно отметить, такой лидер сформированной школы есть – это еще не выдающийся, но широко известный в научных кругах ВПК и высшей школы ученый – ваш генеральный директор – доктор технических наук, профессор, академик РАЕН и Академии военных наук, автор более 100 научных трудов, в том числе нескольких монографий.

От всей души желаю коллективу Института, участникам конференции плодотворной работы в рамках

сформированной научной школы и успешного решения задач повышения обороноспособности нашей Родины.

И как говорил П.Я. Чаадаев: «Слово звучит лишь в отзывчивой среде». Спасибо за отзывчивость и внимание к моему выступлению.

Кравцов Андрей Андреевич,
советник генерального
директора АО «Концерн ВКО «Алмаз-Антей»

☎ 121471, г. Москва, ул. Верейская, д. 41,
тел.: +7 (495) 276-29-75, e-mail: antey@almaz-antey.ru

УДК 629.78

УЧЕБНО-НАУЧНЫЙ ЦЕНТР КОСМИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА — НОВЫЙ ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНЫЙ ЭТАП ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ МОСКОВСКОГО ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА И ЦНИРТИ ИМ. АКАДЕМИКА А.И. БЕРГА

А.С. Сигов¹, С.А. Кудж^{1,2},
Г.И. Андреев², С.Н. Замуруев¹,
Г.В. Куликов¹

¹Московский технологический
университет (МИРЭА)

²ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга

Формулируется концепция разработки и поэтапного создания учебно-научного Центра космического мониторинга на базе Московского технологического университета в сотрудничестве с ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга, определены цели, задачи, этапы создания и функционал Центра.

Ключевые слова: космический мониторинг, дистанционное зондирование Земли, радиолокация, спутниковая навигация, радиосвязь, малоразмерный космический аппарат.

Получение объективной оперативной информации о процессах, протекающих на Земле и в околоземном космическом пространстве, является важнейшей задачей национальной и глобальной безопасности, необходимым условием для принятия взвешенных управленческих решений. Развертывание программы разработки, создания и последующей эксплуатации Учебно-научного Центра космического мониторинга (УНЦ «Космоцентр») на базе Московского технологического университета (МИРЭА) преследует две основные цели: во-первых, привлечение студентов и аспирантов к участию на всех этапах создания и последующей эксплуатации УНЦ и, во-вторых, формирование реально действующего Центра, который после прохождения соответствующих процедур государственной аттестации и аккредитации сможет войти в общегосударственную Систему космического мониторинга. Потенциальными потребителями

EDUCATIONAL SCIENTIFIC CENTER
OF COSMIC MONITORING - NEW
HIGH-TECH STAGE INTERACTION
MOSCOW TECHNOLOGICAL UNIVERSITY
AND CENTRAL SCIENTIFIC RESEARCH
RADIOTECHNICAL INSTITUTE NAME
OF THE ACADEMICIAN A.I. BERG

A.S. SIGOV, S.A. KUDZH., G.I. ANDREEV,
S.N. ZAMURUEV, G.V. KULIKOV

The article formulates a concept of the development and staged creation of the educational and scientific Center for Space Monitoring on the basis of the Moscow Technological University in cooperation with Central Scientific Research Radiotechnical Institute name of the academician A.I. Berg, a goals, tasks, stages of creation and functional of the Center.

KEYWORDS: space monitoring, remote sensing of the Earth, radar, satellite navigation, radio communication, small spacecraft.

этой мониторинговой информации могут являться все заинтересованные хозяйствующие субъекты, и, в первую очередь, учреждения РАН, структуры МЧС, Росгидромета, Минприроды, Минобороны, других ведомств. Уже сегодня Московский технологический университет обладает достаточным потенциалом, чтобы в кооперации с рядом организаций-партнеров поставить и решить амбициозную задачу разработки и создания УНЦ «Космоцентр».

Многолетние партнерские отношения в образовательной и научной сфере тесно связывают Московский технологический университет с АО «Центральный научно-исследовательский радиотехнический институт имени академика А.И. Берга». Основой такого тесного взаимодействия является созданная в 1978 году при ЦНИРТИ базовая кафедра систем радиоэлектронной борьбы имени профессора Б.С. Лобанова, главная задача которой - подготовка

высококвалифицированных кадров радиоэлектронного профиля для предприятия и смежных организаций. Во все времена на кафедре работали и работают лучшие специалисты ЦНИРТИ, обладающие огромным научным и педагогическим опытом. Решение этой важной задачи невозможно без проведения совместных научных исследований, в которых принимают участие научные работники и специалисты МИРЭА и ЦНИРТИ. Среди научных направлений, представляющих взаимный интерес, можно выделить радиолокационную тематику, вопросы построения антенных систем и разработки систем радиоэлектронной борьбы. В настоящее время АО «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга» является головным предприятием по разработке космических и авиационных комплексов дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ). Создание новой высокотехнологичной площадки – УНЦ «Космоцентр» – несомненно послужит мощным импульсом для расширения такого взаимодействия и откроет новые перспективы взаимовыгодного сотрудничества.

Трудно переоценить положительный эффект от развертывания этой программы для повышения качества подготовки выпускников Московского технологического университета. В ней участвуют все без исключения кафедры Института радиотехнических и телекоммуникационных систем (РТС) МИРЭА, а также кафедры других институтов университета с широким привлечением студентов и аспирантов к этой работе. В настоящее время в Институте РТС рассматривается вопрос открытия нового образовательного профиля бакалавриата «Радиотехнические системы мониторинга окружающей среды», который будет прямо ориентирован на эти задачи.

Будущий Учебно-научный Центр космического мониторинга планируется как открытая система, допускающая наращивание ее функциональных возможностей по мере развития. Очевидно, что его создание будет поэтапным.

На первом этапе проекта поставлена вполне функционально завершенная задача разработки и создания наземного сегмента УНЦ «Космоцентр», который предполагается разместить в корпусе Б главного здания МИРЭА на кафедре радиолокации и радионавигации.

Наземный сегмент УНЦ «Космоцентр» предназначен для научных исследований и практической подготовки студентов к решению задач радиотехнического мониторинга окружающего пространства по данным дистанционного зондирования Земли из космоса и мониторинга состояния космических аппаратов в околоземном пространстве. УНЦ предполагается использовать как в интересах учебного процесса, так и для проведения НИОКР в интересах различных потребителей, в том числе и зарубежных.

Основными задачами УНЦ «Космоцентр» являются:

1. Автоматизированный прием и обработка данных многодиапазонной космической съемки океана и земной поверхности бортовыми специальными комплексами космических аппаратов дистанционного зондирования Земли.

2. Контроль поверхности Земли на предмет обнаружения природных и техногенных катаклизмов, мониторинг изменений параметров поверхности Земли в зависимости от климатических и метеорологических условий.

3. Мониторинг состояния ионосферы Земли.

4. Мониторинг транспортных средств в рамках программы «ЭРА-ГЛОНАСС».

5. Исследование искажений радиосигналов в атмосфере и ионосфере при прохождении по трассе «борт КА-Земля».

6. Развитие координатно-временных технологий в рамках ФЦП ГЛОНАСС для синхронизации работы пространственно распределенных информационных систем радиотехнического мониторинга.

7. Оптический мониторинг космического пространства.

Приоритетными направлениями работы при построении такого Центра являются создание аттестованного антенного поста с аппаратурой обработки сигналов и создание аттестованных имитационно-моделирующих стендов в области связи, радионавигации и радиолокации.

Создание антенного поста обусловлено необходимостью контроля состояния находящихся на орбите спутниковых группировок различных государств. Это касается как навигационных спутниковых группировок (спутниковых радионавигационных систем – СРНС), так и спутников другого назначения. Контроль спутников СРНС предполагается проводить в рамках созданного под эгидой ООН Международного комитета по глобальным навигационным спутниковым системам.

Мониторинг навигационных сигналов можно условно разделить на две основные категории:

– контроль радиотехнических параметров сигналов (мощность излучения, спектральные и временные характеристики, параметры модуляции и поляризации и т.п.);

– контроль цифровой информации, передаваемой в составе навигационных сигналов (полнота передаваемой информации, точность эфемерид и бортовых часов космических аппаратов (КА) и т.п.).

В настоящее время в системе ГЛОНАСС отсутствует полномасштабная система мониторинга навигационных сигналов, отвечающая перечисленным выше требованиям. Осуществляется лишь периодический контроль передаваемой цифровой информации. Мониторинг сигналов со спутников иных систем обусловлен необходимостью контроля состояния этих систем и контроля параметров траекторий этих спутников.

Организациями, уже проявившими интерес к развертыванию данной системы, являются НИИКП, МАК «Вымпел», АО «РТИ им. А.А. Минца» и ряд других.

Создание аттестованных имитационно-моделирующих стендов в области связи, радионавигации и радиолокации с использованием передовых многофункциональных контрольно-измерительных приборов и устройств позволит создать в МИРЭА уникальные комплексы и лабораторные стенды для проведения НИОКР, решать задачи, связанные с разработкой и созданием систем дистанционного зондирования Земли. УНЦ «Космоцентр» даст возможность научным сотрудникам, инженерам, аспирантам и студентам отрабатывать полный технологический цикл целевого использования наземных и бортовых специальных комплексов космических аппаратов ДЗЗ.

Структура УНЦ «Космоцентр» приведена на рис. 1.

В настоящее время работы по созданию УНЦ «Космоцентр» находятся в стадии выработки технического задания на изготовление антенного поста и

закупки контрольно-измерительной аппаратуры для имитационно-моделирующих стендов. В 2017 году проведены закупки измерительных и моделирующих комплексов Keysight Technologies на базе многофункциональных генераторов сигналов M8190A, цифровых осциллографов DSO5604F, векторных генераторов E8267D и анализаторов сигналов N9030B, на основе которых будут созданы имитационно-моделирующие стенды по радиолокации и радионавигации (рис. 2).

Важным дополнением имитационно-моделирующих стендов является эмулятор каналов Keysight Prosim F8 (рис. 3), позволяющий имитировать прохождение сигналов и помех в реальных радиоканалах.

Технические характеристики эмулятора каналов Keysight Prosim F8:

- частотный диапазон: от 220 МГц до 6 ГГц;
- количество каналов: 8;
- полоса захвата сигналов: 160 МГц;
- максимальная величина доплеровского сдвига: $\pm 1,5$ МГц;

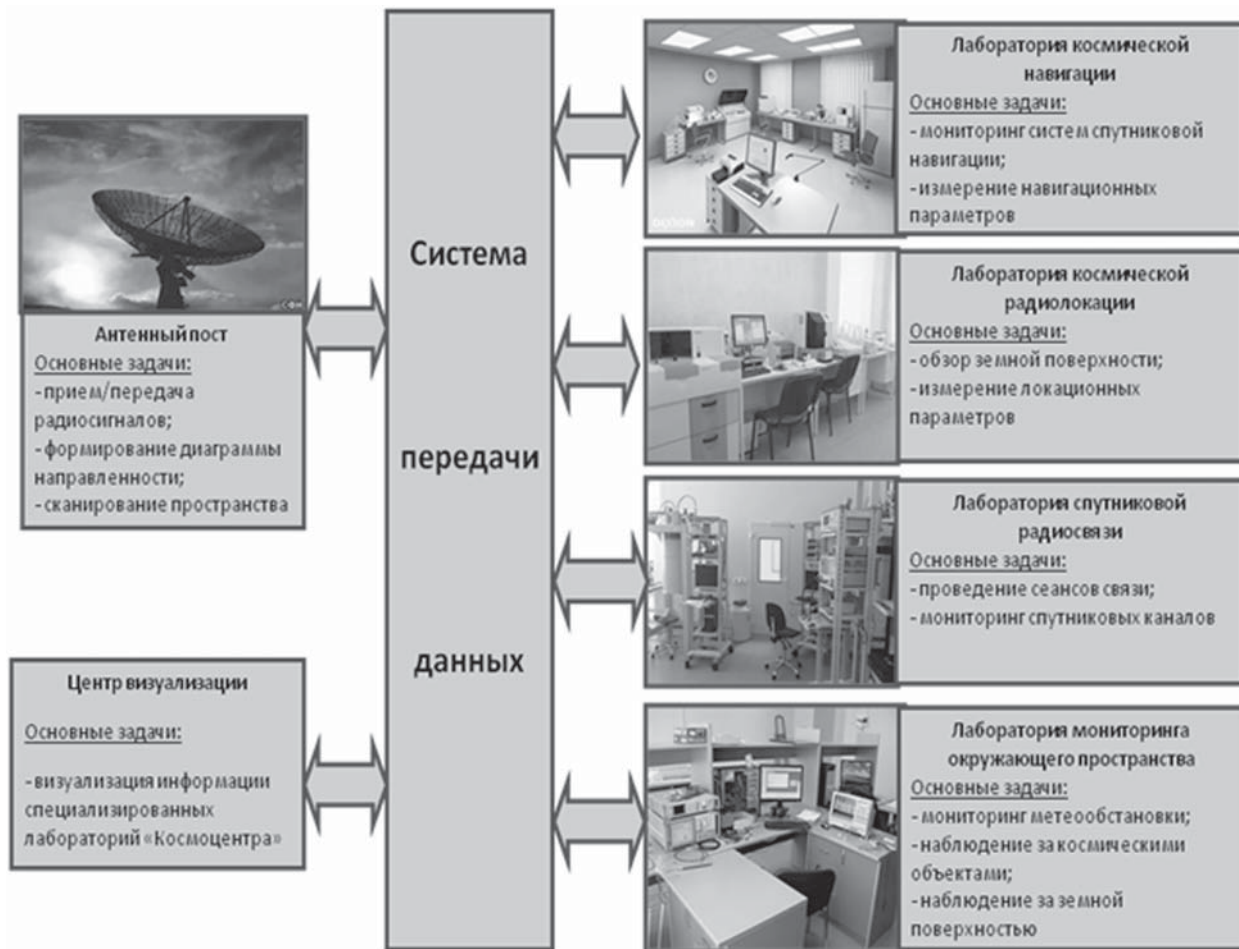


РИС. 1.

Структура УНЦ «Космоцентр»

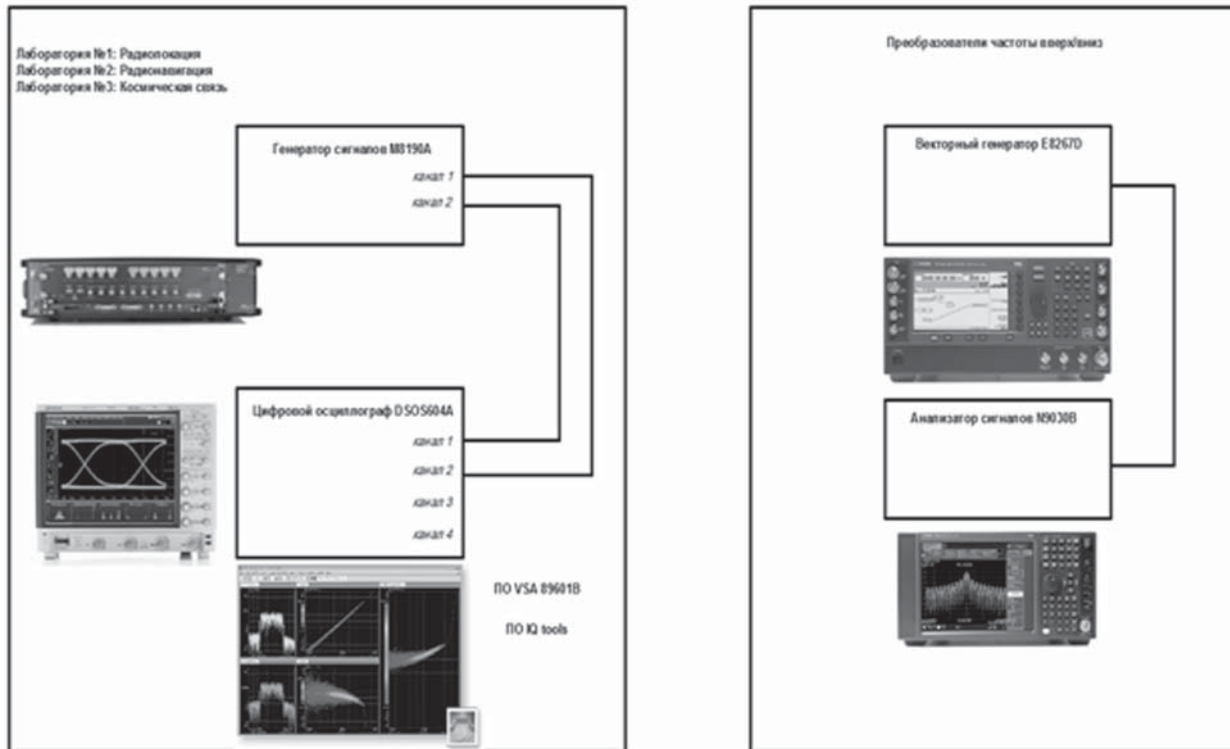


Рис. 2.

Структура имитационно-моделирующих стендов по радиолокации и радионавигации

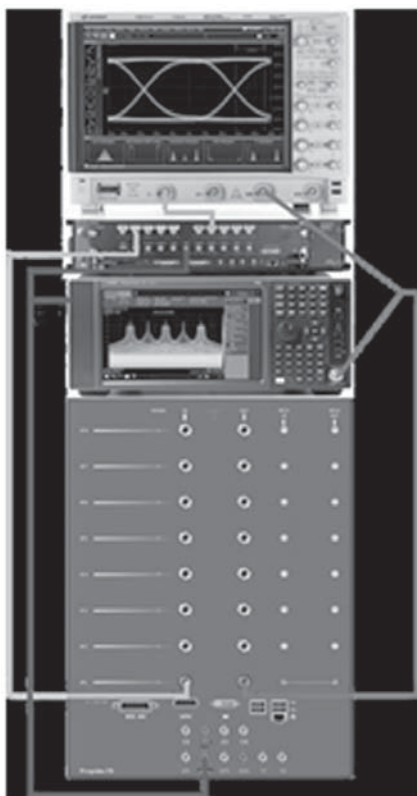


Рис. 3.

Эмулятор каналов Keysight Prosim F8

- максимальное количество имитируемых целей: 4 динамических или 48 статических (на канал);
- минимальная задержка: 1,7 мкс в статическом режиме и 4,5 мкс в динамическом;
- максимальная задержка: 10 мс (опционально 1,3 с).

Имитационно-моделирующий стенд по радиосвязи будет создан на основе аппаратуры компании National Instruments (рис. 4).

Параллельно с закупкой научного оборудования проводятся закупки лабораторных приборов для создания при УНЦ «Космоцентр» учебных лабораторий по соответствующим направлениям. Это позволит внедрить в учебный процесс Института РТС Московского технологического университета современные многофункциональные измерительные средства ведущих мировых производителей.

СОСТАВ ОБОРУДОВАНИЯ УЧЕБНЫХ ЛАБОРАТОРИЙ

Следующим этапом реализации проекта УНЦ «Космоцентр» может явиться разработка и создание собственного спутника [1]. Имеются примеры запуска и последующей эксплуатации малоразмерных космических аппаратов (МКА), созданных с привлечением студенческих творческих коллективов МГУ им. М.В. Ломоносова, ВИКА им. А.Ф. Можайского, МАИ, МГТУ им. Н.Э. Баумана, Самарского наци-

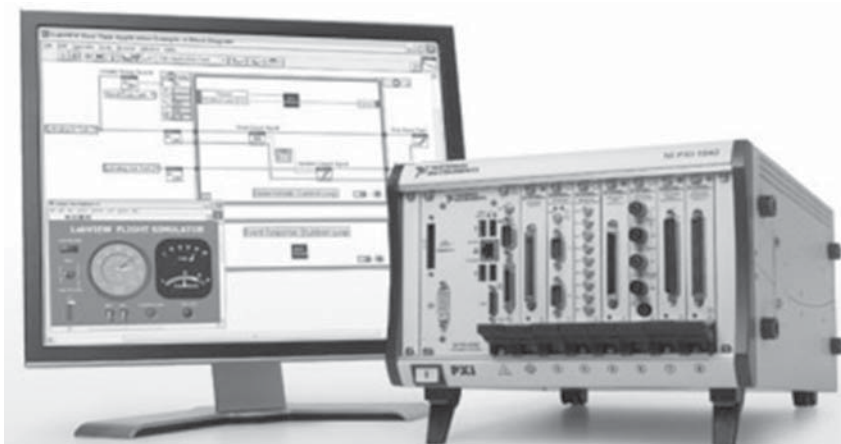


Рис. 4.
Имитационно-моделирующий стенд по радиосвязи



Рис. 5.
Измерительная лаборатория компании National Instruments (6 лабораторных комплектов генераторов и осциллографов-спектроанализаторов)

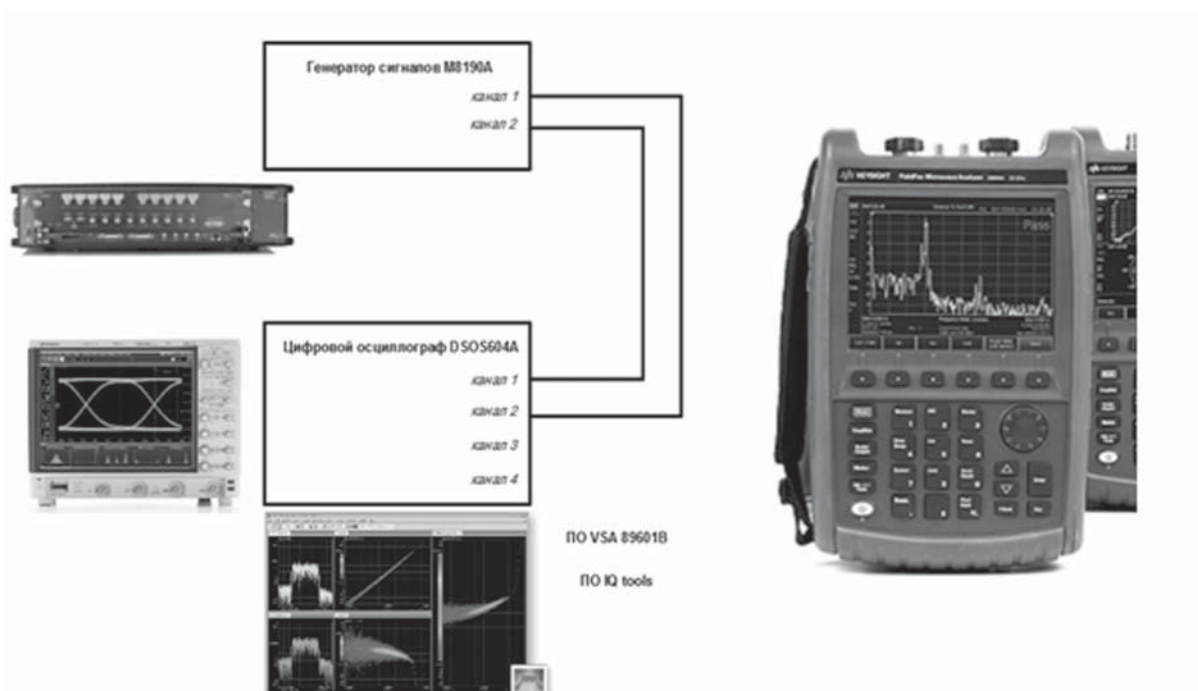


Рис. 6.
Измерительная лаборатория компании Keysight Technologies (6 лабораторных комплектов генераторов и осциллографов-спектроанализаторов + 6 комплектов анализаторов цепей)

онального исследовательского университета имени академика С.П.Королева и др. Об исключительном внимании за рубежом к проблеме создания космических систем различного назначения на базе МКА свидетельствует тот факт, что в США 10 университетов заявили о 100 проектах, касающихся МКА нанокласса. Похожие проекты реализуются Европейским космическим агентством, в Японии, Китае и других странах.

Объединение усилий ученых и специалистов Университета и профильных предприятий ракетно-космической отрасли, особенно АО «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга», позволит всесторонне и полно оценить перспективы создания группировок на базе МКА с точки зрения возможности развертывания на их основе спутниковых кластеров.

При реализации таких намерений ученые МИРЭА и ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга, преподаватели, аспиранты и студенты получат возможность принять участие в полном цикле работ по разработке МКА – от выработки его концепции, конструирования, участия в изготовлении и наземном тестировании, до его эксплуатации и обработки получаемых данных.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Сигов А.С., Кудж С.А., Рагуткин А.В., Куликов Г.В., Замуруев С.Н., Трубицын А.В., Телегин В.А., Меньшиков В.А., Шершаков В.М., Иванов В.Н., Позин А.А., Полушковский Ю.А., Телегин В.А.** Программа разработки, создания и эксплуатации учебно-научного центра космического мониторинга «Космоцентр» на базе Московского технологического университета // Сб. научных трудов III-ей Международной научно-практической конференции «Радиоинфоком-2017». М.: МИРЭА. 2017. Ч. 2. С. 7–18.

А.С. Сигов,
д.ф.-м.н., профессор, академик РАН, президент МИРЭА

С.А. Кудж,
д.т.н., профессор, ректор МИРЭА

Г.И. Андреев,
д.т.н., профессор, генеральный директор ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга

С.Н. Замуруев,
д.т.н., доцент, заведующий кафедрой РЛРН МИРЭА

Г.В. Куликов,
д.т.н., профессор, профессор кафедры РЛРН МИРЭА

☎ 119454, г. Москва, пр-т Вернадского, д. 78,
тел.: +7 (910) 456-21-68, e-mail: kulikov@mirea.ru

УДК 621.37

ПЕРСПЕКТИВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ ИННОВАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНО- ИСПЫТАТЕЛЬНОЙ БАЗЫ ПОЛИГОНОВ СИСТЕМ РЭБ И ВКО

Ю.С. Бондарев, М.Е. Замарин,
Н.П. Сизяков, В.П. Солдатов

ЦЕНТРАЛЬНЫЙ НАУЧНО-
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ
ИНСТИТУТ ИМ. АКАДЕМИКА А.И. БЕРГА

Совершенствование технологий полигонных испытаний образцов вооружения средств РЭБ и ВКО является основой реформирования испытательной базы, обеспечения испытаний и повышения ее эффективности. В данной статье рассмотрены вопросы использования инновационных перспективных цифровых технологий, multifunctionality и интеграции.

Ключевые слова: экспериментально-испытательная база, инновационная базовая критическая технология, метод натурного моделирования, цифровые имитаторы, радиолокационные портреты сигналов.

ВВЕДЕНИЕ

В условиях непрерывного совершенствования и создания перспективного вооружения требуется дальнейшее повышение эффективности испытаний и внедрение технологических инноваций.

Эффективность технологического процесса испытаний характеризуется обобщенным технико-экономическим критерием, предусматривающим обеспечение требуемой достоверности оценки тактико-технических характеристик и показателей боевой эффективности испытываемых образцов вооружения при минимизации экономических и временных затрат на проведение их испытаний.

В том числе в связи с появлением новых видов вооружения и повышения значений их тактико-технических характеристик существующая экспериментально-испытательная база полигонов уже не позволяет выполнить требования по точности различных первичных измерений на протяженных испытательных трассах, по созданию требуемой фоно-целевой обстановки, по достоверности и оперативности получения

PROSPECTIVE TRENDS OF INNOVATIVE TECHNOLOGIES DEVELOPMENT OF EXPERIMENTAL-TESTING BASE OF POLYGONS OF EW AND AIR-SPACE DEFENCE SYSTEMS

YU.S. BONDAREV, M.YE. ZAMARIN,
N.P. SIZYAKOV, V.P. SOLDATOV

The improvement of polygon tests technologies of EW and air-spacedefencemeans armory specimens is the main principle for the testing base reformation, tests assurance and its effectiveness increase. In this paper the application issues of innovation prospective digital technologies, simulation, radar signature generation, multifunctionality and integration are considered.

KEYWORDS: experimental-testing base, innovative basic critical technology, full-scale modeling method, digital simulators, signal-radar signatures.

оценок тактико-технических характеристик испытываемых образцов.

Совершенствование существующих технологий полигонных испытаний должно идти по инновационному пути развития на основе создания базовых и критических технологий.

ПРЕДЛАГАЕМЫЕ ИННОВАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Мы остановимся на решении задачи разработки перспективных multifunctionality разведывательно-помеховых средств для создания на полигонах фоно-целевой обстановки, адекватной условиям боевого применения испытываемых образцов вооружения.

Предлагается инновационная базовая критическая технология для экспериментальной базы полигонов РЭБ и ВКО:

«Технология изготовления и производства цифровой аппаратуры натурного и полунатурного моделирования для испытания авиационных и ракетно-космических средств РЭР, комплексов РЭБ, средств ВКО».

Далее представлена характеристика проблемы (военно-технической задачи), на решение которой направлена разработка военной технологии.

Предлагаемая технология будет использована для создания унифицированной системы экспериментально-испытательной базы полигонов, обеспечений натурных испытаний авиационных и ракетно-космических средств РЭР и комплексов РЭБ на основе методов натурального моделирования.

В настоящее время отсутствует аппаратура, позволяющая в реальной обстановке без разрушения объекта проводить исследования и оценить эффективность авиационных и ракетно-космических средств РЭР, комплексов РЭБ, средств ВКО. Не существует технологий, обеспечивающих универсальное решение поставленной задачи в широком диапазоне рабочих частот от 0,5 ГГц до 40 ГГц.

В основе предлагаемой инновационной технологии лежит аппаратура, позволяющая формировать и излучать радиолокационные сигналы, имитирующие реальную боевую работу противозащитных и противоракетных средств, с одновременным приемом и анализом сигналов, сформированных и излученных средствами и комплексами РЭБ в ответ на имитируемые угрозы и реакция средств РЭР. Таким образом, можно проверить реакцию средств и комплексов РЭБ на угрозы и оценить их эффективность в боевой обстановке без реальной атаки и угрозы разрушения самолета или ракеты.

Предлагается использовать критическую военную технологию изготовления и производства аппаратуры натурального моделирования для испытания авиационных и ракетно-космических средств РЭР и комплексов РЭБ, средств ВКО.

На основе новых методов технология цифровой радиочастотной памяти, формирования и приема радиотехнических сигналов со всеми существующими и перспективными видами модуляции с шириной полосы частот до 4 ГГц в широком диапазоне рабочих частот от 0,5 ГГц до 40 ГГц, с количеством одновременно формируемых угроз не менее 128, позволяет создавать в условиях полигона сложную сигнальную обстановку, максимально приближенную к боевой, что позволяет в минимальные сроки и с минимальными затратами с высокой достоверностью оценить эффективность авиационных и ракетно-космических средств РЭР и комплексов РЭБ, средств ВКО:

Вышеизложенное позволяет отнести эту технологию к типу критических перспективных.

В таблице 1 приводится предлагаемая техническая спецификация базового элемента многоканального имитатора сигналов.

Предлагаемая технология не требует для своей разработки критических материалов, уникального испытательного, производственного и контрольного оборудования, уникального программного обеспечения.

Для обеспечения создания многофункциональной мишенной обстановки и обеспечения защиты результатов полигонных испытаний от космических средств радиотехнической разведки предлагается инновационная базовая технология на основе устройства формирования радиочастотных портретов (УФРП).

УСТРОЙСТВО У Ф Р П

Критическая технология, разработанная в рамках ОКР «Дубль» (заказчик Федеральное космическое агентство), является универсальной технологией, которая может создавать радиолокационные портреты макетов ложных целей для локаторов с РСА. Для создания технологии был использован весь предыдущий опыт создания аналогичных проектов по соответствующей тематике.

Основой описываемой цифровой технологии являются радиотехнические методы формирования излучательных и отражательных характеристик. Данная технология основана на использовании цифровой обработки и формирования сигналов, способна практически в реальном масштабе времени формировать адекватные истинным объектам излучательные и отражательные характеристики.

Объектами противодействия с использованием разработанной технологии является РАС с РСА с различными типами носителей:

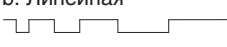


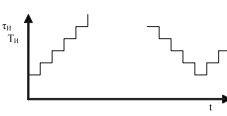
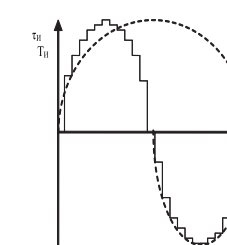
- авиационные;
- БПЛА;
- космические аппараты (КА);
- морские;
- наземные.

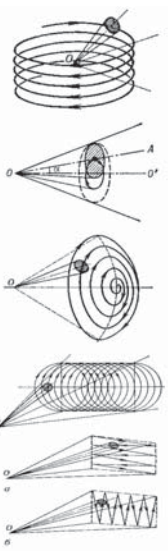
Объектами исследований и испытаний разработанной системы являются мобильные объекты, функционирующие в различных условиях подстилающей поверхности и их макеты.

Приведенные изображения на рис. 1 показывают возможные варианты использования технологии на практике.

В основе технологии лежит устройство формирования радиолокационных портретов (УФРП). Оно представляет собой сверхбыстродействующее гетеродинное устройство, предназначенное для понижения радиочастоты сигнала, преобразования ее в цифровую форму и записи с произвольной выборкой. Время задержки (хранения) информации не ограничено. Одновременно могут записываться и считываться несколько радиолокационных сигналов с любыми видами частотной и фазовой модуляции. Основными условиями неискаженного реконструирования записанного сигнала являются высокая стабильность гетеродина и использование тактовой частоты записи не менее значения величины мгновенной полосы частот записываемого сигнала. Универсальность обеспечивается возможностью программирования одного и

ТАБЛИЦА. 1

№ п/п	Параметр	Описание	Значение
1	Возможности имитатора		
1.2		Количество сигналов	16 сигналов во всем диапазоне рабочих частот 0.5 – 40 ГГц с разделением во времени
2	Частота		
2.2		Разрешение	250 кГц
3	Выходная мощность		
3.2		Шаг изменения выходной мощности	0.5 дБ
3.3		Диапазон изменения выходной мощности	100 дБ
5	Импульсная модуляция		
5.1		Длительность	50 нс – 5 мс
5.2		Разрешение по длительности	10 нс
5.3		Период повторения	0.5 мкс – 800 мс
5.4		Разрешение по периоду повторения	10 нс
5.5		Подавление сигнала в паузе	не менее 65 дБ
5.6		Сквозность	не менее 2
6	Модуляция длительности импульса и периода повторения	а. Без модуляции б. Линейная  в. Переключаемая  г. Дрожание фронта д. Случайная	Количество уровней длительности и периода повторения до 512 Количество уровней длительности и периода повторения до 512 Количество импульсов в одном уровне длительности и периода повторения до 1 000 000 Случайное изменение длительности импульса до 50 % без изменения периода повторения Случайное изменение длительности импульса и периода повторения с количеством уровней до 512
7	Дополнительные виды модуляции длительности импульса и периода повторения		
7.1		Типы	а. Треугольная б. Трапецидальная в. Синусоидальная
7.2		Треугольная модуляция 	Начальный период повторения: 1.2 мкс – 800 мс Шаг изменения периода повторения: 10нс–400мс Начальная длительность: 50 нс – 5 мс Шаг изменения длительности: 10 нс - 2.5 мс Количество шагов: до 512 Длительность шага: до 3 с, разрешение 1 мс
7.3		Трапецидальная модуляция 	Начальный период повторения: 1.2 мкс – 800 мс Шаг изменения периода повторения: 10нс–400мс Начальная длительность: 50 нс – 5 мс Шаг изменения длительности: 10 нс - 2.5 мс Количество импульсов на плоском участке: до 1 000 000 Количество шагов: до 512 Длительность шага: до 3 с, разрешение 1 мс
7.4		Синусоидальная модуляция 	Начальный период повторения: 1.21 мкс - 799.99-999 мс Начальная длительность: 60 нс - 4.99999 мс Амплитуда изменения периода повторения: 10нс–399.998 мс Амплитуда изменения длительности: 10 нс - 2.498 мс Количество шагов: до 512 Длительность шага: до 3 с, разрешение 1 мс

№ п/п	Параметр	Описание	Значение
8	Импульсная синхронизация		
8.1		Триггер	Внешний аппаратный импульс Внутренний программный импульс
8.2		Задержка первого импульса от стартового импульса	0 – 100 мс с разрешением 10 нс
9	Пачки импульсов		
9.1		Типы	Одиночная/Повторяющаяся
9.2		Количество импульсов в пачке	До 2^{32} на фиксированной частоте До 2^{27} с перестройкой частоты (до 4096 частот) при одном формируемом сигнале
9.3		Длительность паузы	До 3 мин с разрешением 1 мс
10	Пропущенные импульсы	Процент пропущенных импульсов	До 30 % случайно пропущенных импульсов
11	Внутриимпульсная модуляция		
11.1		Типы	Амплитудная, частотная, фазовая
11.2		Ширина полосы	До 1 ГГц
11.3		Амплитудная модуляция	Диапазон модуляции: 0 – 30 дБ с шагом 1 дБ Длительность шага: 10 нс – 400 мкс, разрешение 10 нс
11.4		Частотная модуляция: импульсная	Диапазон модуляции: 500 кГц – 1 ГГц с шагом 100 кГц Длительность шага: 10 нс – 400 мкс, разрешение 10 нс
11.5		Частотная модуляция: линейная/нелинейная (разрешение 1 нс)	Ширина полосы до 1 ГГц
11.6		Фазовая модуляция	Диапазон модуляции: 0 – 360 град с шагом 1.5 град Длительность шага: 10 нс – 400 мкс, разрешение 10 нс
12	Сканирование антенны		
12.1		Период сканирования	0.005 – 500 Гц
12.2		Время облучения	100 мкс- 1 с
12.3		Диаграмма направленности	(Sin x)/x, Cos ² x, Изотропная, Cos x, Cosec ² x, Задаваемая пользователем
12.4		Динамический диапазон	64 дБ
12.5		Разрешение по углу	1 град
12.6		Разрешение по частоте	100 МГц
		<p>Виды сканирования</p> 	<p>Без сканирования, Круговое (вращение луча вокруг неподвижной оси) Секторное (однаправленный сектор, двунаправленный сектор) Электронное (частотное сканирование) Многолучевое С переключением луча Винтовое Коническое</p> <p>Спиральное</p> <p>Поступательно-коническое</p> <p>Зигзагообразное</p> <p>Задаваемое пользователем</p>
12.8		Разрешение по амплитуде	0.5 дБ
12.9		Скорость переключения амплитуды	50 нс

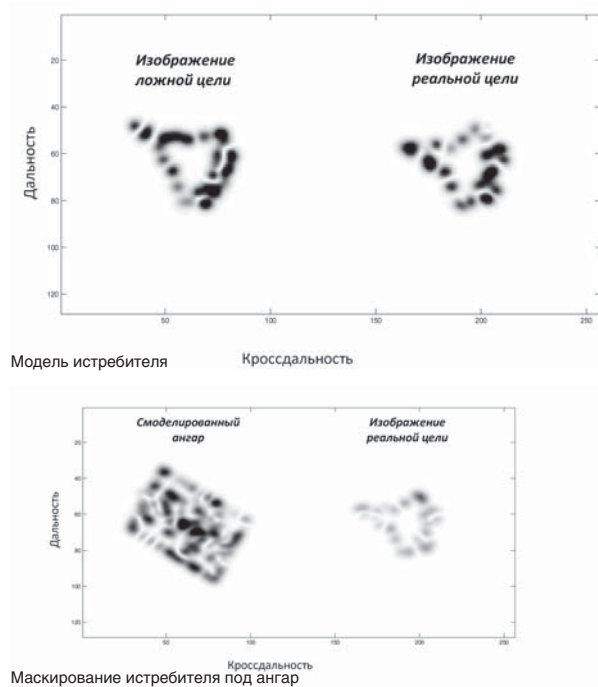


Рис. 1.

Примеры ложных целей для модели радиолокационной сцены и маскирования с использованием технологии «Дубль»

того же устройства для обеспечения излучательных и отражательных характеристик заданного объекта.

Устройство формирования радиолокационных портретов способно при необходимости производить детальный анализ входных сигналов и в зависимости от результатов анализа изменять параметры выходных сигналов. Использование этого устройства в системах РЭП позволит осуществить цифровой синтез реалистичного образа ложной цели, в том числе групповой или протяженной, например, такой как корабль.

Устройство УФРП является перспективной разработкой, имеющей хороший потенциал для развития и внедрения на различные технические средства вооружения для защиты собственных сил путем имитации ложных динамических объектов различных видов (форм). Также на базе опытного экземпляра возможно создание более мощного формирователя, содержащего в себе большее количество БТ, а также функции радиоразведки и радиоподавления.

Опытный образец устройства формирования радиолокационных портретов (УФРП), разработанный в ходе ОКР «Дубль», доказал свою эффективность в ходе полунатурных испытаний на комплекте аппаратуры РСА изделия 14М229 (реального радиолокатора) производства ОАО «Концерн «ВЕГА».

Внешний вид устройства УФРП представлен на рис. 2.

Ю.С. БОНДАРЕВ, М.Е. ЗАМАРИН,
Н.П. СИЗЯКОВ, В.П. СОЛДАТОВ
ПЕРСПЕКТИВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ
ИННОВАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНО-ИСПЫТАТЕЛЬНОЙ БАЗЫ
ПОЛИГОНОВ СИСТЕМ РЭБ И ВКО

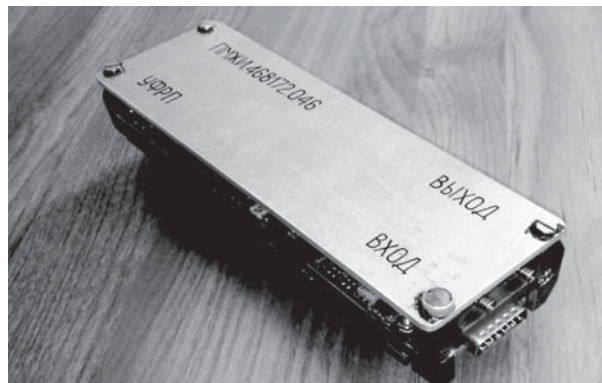


Рис. 2.

Внешний вид опытного образца устройства УФРП

Проведена оценка ожидаемой эффективности от внедрения технологии. Возможность использования технологии в интересах разработки другой высоко-технологичной продукции военного, двойного и гражданского назначения.

Эффективность предлагаемой технологии обусловлена тем, что:

- Повышается достоверность оценки эффективности авиационных и ракетно-космических средств РЭР и комплексов РЭБ, средств ВКО;
- Произойдет экономия бюджетных средств за счет снижения продолжительности и стоимости натурных испытаний авиационных и ракетно-космических средств РЭР и комплексов РЭБ, средств ВКО.
- Будут освоены новые цифровые методы формирования, приема и анализа сложных радиотехнических сигналов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Указанные методы обеспечивают формирование и прием радиотехнических сигналов со всеми существующими и перспективными видами модуляции, с шириной полосы частот до 4 ГГц, в широком диапазоне рабочих частот от 0,5 ГГц до 40 ГГц, с количеством одновременно формируемых угроз до 128, что позволит создавать в условиях полигона сложную сигнальную обстановку, максимально приближенную к боевой, и организовать прием ответных сигналов, что позволит в минимальные сроки и с минимальными затратами и высокой достоверностью оценивать эффективность авиационных и ракетно-космических средств РЭР и комплексов РЭБ, средств ВКО.

Разработка критической военной технологии и производства аппаратуры, реализующей указанные методы, позволит внедрить в практику разработки и создания полигонных испытательных средств и комплексов новые высокоэффективные технологические принципы конструирования, разработки и изготовления аппаратуры различного назначения.

Получит развитие перспективное научно-техническое направление формирования, приема и анализа сложных радиотехнических сигналов, слабо развитое в настоящее время.

Возможно использование в продукции двойного и гражданского назначения для имитации сигналов для тестирования различного радиотехнического оборудования.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Буренок В.М., Найденов В.Г.** Воздушно-космическая оборона. 2009, № 4 (47).

Бондарев Ю.С.,
доктор военных наук, профессор АО «ЦНИРТИ имени академика А.И. Берга»

Замарин М.Е.,
начальник центра АО «ЦНИРТИ имени академика А.И. Берга»

Сизяков Н.П.,
д.т.н., профессор АО «ЦНИРТИ имени академика А.И. Берга»

Солдатов В.П.,
главный специалист АО «Концерн воздушно-космической обороны «Алмаз-Антей»

☎ 107078, г. Москва, ул. Новая Басманная, д. 20, стр. 9,
e-mail: post@cnirti.ru

УДК 378.1; 37.013.2

ПРОДОЛЖЕНИЕ СЛАВНЫХ ТРАДИЦИЙ. О СОТРУДНИЧЕСТВЕ КАФЕДРЫ «ТЕХНОЛОГИИ ПРИБОРОСТРОЕНИЯ» МГТУ ИМ. Н.Э. БАУМАНА И АО «ЦНИРТИ ИМ. АКАДЕМИКА А.И. БЕРГА»

С.А. Мешков,
Н.В. Федоркова, В.Д. Шашурин

МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИМ. Н.Э. БАУМАНА

Статья посвящена 75-летию юбилею АО «ЦНИРТИ имени академика А.И. Берга». Обсуждается сотрудничество кафедры «Технологии приборостроения» МГТУ им. Н.Э. Баумана и АО «ЦНИРТИ имени академика А.И. Берга» в области подготовки кадров и в научно-технической сфере.

Ключевые слова: научно-техническое сотрудничество, подготовка кадров, юбилей организации.

В Концепции долгосрочного социально-экономического развития РФ на период до 2020 года [2] отмечено, что «необходимым условием для формирования инновационной экономики является модернизация системы образования, являющейся основой динамичного экономического роста и социального развития общества, фактором благополучия граждан и безопасности страны». В качестве одного из главных условий развития системы высшего профессионального образования Концепция предусматривает вовлечение студентов и преподавателей в фундаментальные и прикладные исследования, что позволит не только сохранить известные в мире российские научные школы, но и вырастить новое поколение исследователей, ориентированных на потребности инновационной экономики знаний.

GLORIOUS TRADITIONS CONTINUATION.
ON THE COOPERATION OF THE
DEPARTMENT OF «INSTRUMENT
ENGINEERING TECHNOLOGIES» OF
BAUMAN MOSCOW STATE TECHNICAL
UNIVERSITY AND CENTRAL SCIENTIFIC
RESEARCH RADIOTECHNICAL INSTITUTE
NAME OF THE ACADEMICIAN A.I. BERG

S.A. MESHKOV,
N.V. FEDORKOVA, V.D. SHASHURIN

The article is dedicated to the 75th anniversary of Central Scientific Research Radiotechnical Institute name of the academician A.I. Berg. The cooperation of the department of «Instrument Engineering Technologies» of Bauman Moscow State Technical University and Central Scientific Research Radiotechnical Institute name of the academician A.I. Berg in the field of personnel training and in the scientific and technical spheres is discussed.

KEYWORDS: scientific and technical cooperation, personnel training, enterprise anniversary.

Доброй традицией отечественной школы инженерного образования всегда была тесная связь ВУЗовской науки и промышленности, а МВТУ им. Н.Э. Баумана (ныне национальный исследовательский университет) являлся и в настоящее время является продолжателем этой традиции.

Одной из старейших кафедр Университета является кафедра «Технологии приборостроения» [3]. Она образована в 1930 году и в настоящее время готовит дипломированных специалистов по специальности 11.05.01 Радиоэлектронные системы и комплексы (специализация 11.05.01_05 Проектирование и технология радиоэлектронных систем и комплексов), а также бакалавров и магистров по направлению 28.03.02 Наноинженерия. Поддерживая традиционные для МГТУ им. Н.Э. Баумана тесные связи с промышленностью, кафе-

дра долгие годы плодотворно сотрудничает с ведущими организациями отрасли, такими, как АО «РОСНАНО»; НИЦ «Курчатовский институт»; ОАО «Концерн военно-космической обороны «Алмаз-Антей»; ОАО «Корпорация космических систем специального назначения «Комета»; ПАО «Ракетно-космическая корпорация «Энергия» имени С.П. Королёва», ФГУП «Центр эксплуатации объектов наземной космической инфраструктуры» (ЦЭНКИ), АО «Центральный научно-исследовательский институт имени академика А.И. Берга» (ЦНИРТИ им. акад. А.И. Берга) [1].

О взаимодействии кафедры с ЦНИРТИ им. акад. А.И. Берга следует сказать особо. В конце 1990-х – начале 2000-х годов в коллектив кафедры влились три ведущих специалиста ЦНИРТИ – с.н.с., к.т.н. Н.В. Федоркова, нач. лаборатории, д.ф.-м.н. Ю.А. Иванов и к.т.н. К.В. Малышев. Ныне доцент Н.В. Федоркова возглавляет на кафедре научное направление «Конструкторско-технологическое проектирование СВЧ устройств», профессор Ю.А. Иванов стоит во главе направления «Наноинженерия».

В 2006 г. между АО ЦНИРТИ им. акад. А.И. Берга и научно-учебным комплексом «Радиоэлектроника, лазерная и медицинская техника» (НУК РЛМ) МГТУ им. Н.Э. Баумана, в состав которого входит кафедра «Технологии приборостроения», был заключен договор о совместной деятельности по подготовке специалистов с высшим профессиональным образованием, главной целью которого является повышение качества подготовки специалистов в области конструкторско-технологического проектирования РЭС путем объединения возможностей методического и научно-технического потенциала НУК РЛМ в лице кафедры «Технологии приборостроения» с материально-технической базой АО «ЦНИРТИ им. акад. А.И. Берга». В 2010 г. совместным решением генерального директора ФГУП «ЦНИРТИ им. академик А.И. Берга» и ректора МГТУ им. Н.Э. Баумана образован научно-образовательный центр (НОЦ) «Инженерные нанотехнологии в приборостроении» с целью достижения научных и практических результатов мирового уровня в сфере создания приборов, систем и их элементов на базе и с использованием наноматериалов, процессов нанотехнологий и методов нанодиагностики для навигации, энергетики, медицины, научных исследований, диагностики технологических систем, экологического контроля природных ресурсов и других областей техники. НОЦ преследует также цели закрепления в сфере науки и образования научных и научно-педагогических кадров, формирование эффективных и жизнеспособных научных коллективов, в которых молодые ученые, аспиранты и студенты работают с наиболее результативными исследователями старших поколений. Со стороны Университета за функционирование НОЦ отвечает кафедра «Технологии приборостроения».

Взаимодействие кафедры и предприятия выражается, в частности, в том, что ежегодно студенты кафедры проходят практику в ведущих подразделениях ЦНИРТИ, где знакомятся с принципиальными подходами к решению инженерных задач и методиками проектирования, применяемыми на предприятии; изучают возможности специального программного обеспечения для решения схемотехнических и конструкторских задач. По результатам производственных практик, используя полученный научно-технический задел и опыт разработки, студенты успешно выполняют курсовые проекты, НИР, выпускные квалификационные работы. Традиционно государственную аттестационную комиссию (ГАК) кафедры по приему выпускных квалификационных работ студентов возглавляет генеральный директор ЦНИРТИ.

Несколько выпускников кафедры были приняты на работу в ЦНИРТИ; наиболее способные из них быстро выдвинулись в число ведущих исследователей и разработчиков. Так, выпускник 2013 г. А.Н. Молчанов возглавляет отдел испытаний и под руководством заведующего кафедрой профессора В.Д. Шашурина готовит кандидатскую диссертацию в целевой аспирантуре предприятия. Выпускник 2010 г. А.Р. Мурлага подготовил кандидатскую диссертацию. Выпускник того же года И.А. Дамарацкий защитил диссертацию и получил ученую степень кандидата технических наук. Успешно трудятся на предприятии выпускники кафедры В.С. Самойлова и В.И. Терехова.

Плодотворное сотрудничество кафедры и ЦНИРТИ осуществляется не только на ниве подготовки кадров, но и в научно-технической сфере. В 2006–2009 гг. кафедра «Технологии приборостроения» и ЦНИРТИ выполнили совместную опытно-технологическую работу (ОТР) «Разработка нанодиодов с оптимизированными ВАХ на базе многослойных A_3B_3 гетероструктур для смесителей и детекторов» в рамках Программы Союзного государства России и Белоруссии, в результате которой была обоснована перспективность и отработаны конструкторско-технологические решения для устройств на базе резонансно-туннельных диодов (РТД) на основе многослойных полупроводниковых A_3B_3 наноразмерных гетероструктур.

В результате ОТР показано, что использование РТД в нелинейных преобразователях СВЧ и КВЧ радиосигналов позволяет улучшить их показатели назначения, а значит, улучшить характеристики радиотехнических устройств и систем, частью которых они являются. В результате открывается возможность улучшения тактико-технических характеристик радиолокационных систем, повышения плотности потоков информации систем радиосвязи и телекоммуникаций.

Полученные результаты особенно востребованы в настоящее время, когда наметилась тенденция продви-

жения в миллиметровый и субмиллиметровый диапазоны, требующая разработки новой элементной базы.

В 2013 г. на кафедре «Технологии приборостроения» проведена НИР «Разработка элементной базы для приёмных устройств миллиметрового диапазона» по заказу предприятия, в рамках которой были разработаны и изготовлены макеты РТД и микрополосковых устройств. По результатам данной НИР в ЦНИРТИ была поставлена системная ОКР по проектированию приемников миллиметрового диапазона длин волн.

В заключение хочется отметить, что АО «ЦНИРТИ имени академика А.И. Берга» стоял у истоков отечественной радиолокации и сегодня остается одним из ведущих предприятий в таких областях, как радиоэлектронная борьба, авиационное и космическое радиоэлектронное наблюдение, радиоэлектронные системы ПВО, квантовая электроника, комплексы средств преодоления ПРО, радиопротиводействие средствам радиоэлектронного наблюдения и др. Коллектив кафедры «Технологии приборостроения» МГТУ им. Н.Э. Баумана поздравляет сотрудников АО «ЦНИРТИ им. акад. А.И. Берга» с юбилеем, желает им творческих успехов и достойного продолжения славных традиций, заложенных еще академиком А.И. Бергом и предполагает продолжать тесное плодотворное сотрудничество с ЦНИРТИ как в педагогической, так и в научной сферах.

ЛИТЕРАТУРА

1. **БОНДАРЕВ Ю.С.** ЦНИРТИ 70 лет. Под общ. ред. Б.С. Лобанова. М., 2013. 406 с.
2. Концепция долгосрочного социально-экономического развития РФ на период до 2020 года. Доступ из справочно-правовой системы «Консультант-Плюс».
3. Сайт кафедры «Технологии приборостроения» МГТУ им. Н.Э. Баумана. <http://www.bmstu.ru/departments/rl6/455>. Дата посещения 14.05.2018 г.

Мешков Сергей Анатольевич,
к.т.н., доцент кафедры «Технологии приборостроения»
МГТУ им. Н.Э. Баумана,

☎ тел.: +7 (901) 773-35-17, e-mail: sb67241@mail.ru.

Федоркова Нина Валентиновна,
к.т.н., доцент кафедры «Технологии приборостроения»
МГТУ им. Н.Э. Баумана,

☎ e-mail: nvf-family@mail.ru.

Василий Дмитриевич Шашурин,
д.т.н., профессор, заведующий кафедрой «Технологии приборостроения» МГТУ им. Н.Э. Баумана

☎ 105005, г. Москва, ул. 2-я Бауманская, д. 5
e-mail: schashurin@bmstu.ru

УДК 621.396.96 (ОТ) Г676

КОГЕРЕНТНО-ИМПУЛЬСНЫЕ И КОГЕРЕНТНО-ШУМОВЫЕ РЛС: ОБЩЕЕ И РАЗЛИЧИЯ

Ю.Н. Горбунов

Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
Фрязинский филиал,
МИРЭА — Российский
технологический университет,
Центральный научно-
исследовательский радиотехнический
институт им. академика А.И. Берга

Обсуждается сравнение и анализируется эволюция развития когерентно-импульсных и когерентно-шумовых РЛС с фазированными антенными решетками (ФАР), системами обработки пространственно-временных (ПВ) сигналов, когерентными псевдошумовыми (квазинепрерывными – КНИ) сигналами. Учитываются технические и ресурсные ограничения. В основу построения РЛС искусственно закладываются упрощенные стохастические алгоритмы на основе метода Монте–Карло, обрабатываемый спектрально-корреляционный анализ (СКА), в том числе на базе усеченных (малоэлементных) управляемых апертур ФАР с грубыми («бинарно – знаковыми») статистиками. Применительно к синтезу адаптивных РЛС анализируются условия реализации радиолокации высокого разрешения, малой заметности, адаптации вида сигнала и проведения необходимых периодограммных и коррелограммных усреднений. Возможность реализации принципа удлиняющихся серий, при отказе от использования высокопотенциального импульсного излучения и переходе к квазинепрерывному (КНИ), открывает возможность для использования «грубых» статистик, но и ставит вопросы. Достижение большой дальности РЛС обеспечивается увеличением средней мощности (для сохранения энергии) и увеличением базы сигнала.

Ключевые слова: стохастическая линейаризация, стохастическое усреднение, рандомизация, стохастическая радиолокация, снижение заметности, метод Монте-Карло, периодограммные и коррелограммные усреднения.

ВВЕДЕНИЕ

Величайшее изобретение XX века – антенный переключатель «прием – передача» и изобретение когерентно – импульсного режима работы РЛС (Ю.Б.

COHERENT-PULSE AND COHERENT- NOISE RADAR: GENERAL AND DIFFERENCES

Yu.N. GORBUNOV

The comparison is discussed and the evolution of the development of coherent-pulsed and coherent noise radars with phased array arrays (FAS), systems for processing spatio-temporal (PV) signals, coherent pseudonoise (quasi-continuous-CWI) signals is analyzed. Technical and resource constraints are taken into account. The simplified stochastic algorithms based on the method of the Method-Carlo, the inverse spectral-correlation analysis (SCA), including on the basis of truncated (small-element) controlled apertures of a phased array with coarse («binary-signed») statistics, are artificially built. With reference to the synthesis of adaptive radars, the conditions for the realization of highresolution radar, low visibility, adaptation of the signal type and – the necessary periodogram and correlogram averaging are analyzed. The possibility of realizing the principle of elongating series, when refusing to use high-potential pulsed radiation and moving to quasicontinuous (SOI) opens the possibility for using «coarse» statistics in sub-noise detection. The attainment of a long-range radar is provided by an increase in the average power (to conserve energy) and an increase in the signal base.

KEYWORDS: stochastic linearization, stochastic averaging, randomization, stochastic radar, declining visibility, Monte Carlo method, periodogram and correlogram averaging, decrease in visibility.

Кобзарев) практически полностью сняли вопрос реализации эффективной системы защиты РЛС от пассивных помех. Тем не менее, системы помехозащиты продолжают развиваться и совершенствоваться:

расширяется полоса когерентных сигналов за счет внутриимпульсного ЛЧМ и ФМ заполнения, возникает необходимость борьбы с активными помехами (адаптивного диаграммо-образования), ведения пространственно – временной (ПВ) обработки сигналов, учета требований снижения заметности и различного рода других технических требований и ограничений. Энергопотенциал наращивается за счет увеличения длительности и полосы длинно-импульсных (ДИ) сигналов, перехода к высоким частотам повторения (ВЧП) импульсов, квазинепрерывному (КНИ), непрерывному (НИ) псевдощумовому излучению, что сближает импульсную и шумовую радиолокацию.

Широкое применение получают системы адаптивной пространственно-временной (ПВ) обработки сигналов, гибкость структуры обработки и формирования сигналов в которых обеспечивается применением цифровой ПВ обработки сигналов, фазированных антенных решеток (ФАР) и цифровых сигнальных процессоров (DSP). Сложность построения таких систем определяется многоканальностью (многоэлементностью), при этом значительная часть обработки сигналов осуществляется в реальном времени без применения программируемой электроники.

Учету технических ограничений – малоразрядной и малоэлементной цифровой обработке (ЦО) посвящены работы [6, 8], где сказано, что разрядность и размеры пространственной и временной апертур напрямую определяют сложность аппаратуры: размеры пространственно-временных (ПВ) окон, разрядность АЦП и фазовращателей (ФВ), умножителей, процессоров ЦО, нормализаторов задержек, интерфейсов. Это особенно ощутимо в современных РАС с СДЦ и ФАР, где система ЦО представляет собой разветвленную сеть АЦП, цифровых ФВ и сигнальных процессоров (DSP) при числе элементов ФАР (числа каналов ЦО), достигающих 10^4 – 10^6 . При прочих равных условиях, предлагается учитывать аппаратные, энергетические, массо-габаритные и ресурсные (разрядность, частоты квантования, размеры окон ПВ выборки) ограничения, что особенно важно для современных бортовых РАС.

В цифровых ФАР разрядность РЛ данных, частоты дискретизации, размеры ПВ выборки (окон) должны быть минимальными, однако это становится несовместимо с требованием высокой эффективности: растут шумы квантования, боковые лепестки, проявляются стробоскопический и интерференционные эффекты, нелинейности типа «зона нечувствительности», «люфт», «жесткое ограничение» и другие. Компромисс между грубым квантованием и необходимым усреднением (объемом усредняющей выборки) предлагается искать в применении метода Монте – Карло, основанном на вероятностном моделировании с использованием грубых статистик и необходимых усреднений [3, 7, 18]. Удлиняющиеся выборки совместимы с идеологией метода Монте-Карло, в принципе

работающим с грубыми статистиками при измерении вероятности с использованием частоты.

В работах [1, 12, 17] исследованы вопросы анализа и синтеза адаптивных ФАР, осуществляющих дискретизацию пространства, однако специальные разделы, относящиеся к электронному управлению ФАР, повышению инструментальной точности измерения пеленга при использовании грубых статистик, учету требований снижения заметности [16] не исследовались. Несовершенства аппаратуры и измерительного инструмента ограничивают потенциальную точность, а экстенсивный путь приводит к увеличению разрядности АЦП и аппаратуры.

В последние годы развивается направление стохастической радиолокации [7, 8], где введено понятие «грубые статистики» (ГС), связанное с понятием «грубые отсчеты» (ГО) так: «ГО + Р = ГС», где Р – рандомизация (зашумление).

Технический прием Р – это искусственное введение случайности (стохастичности, хаоса). В развитие направления в [5] предложено повышать инструментальную точность измерения пеленга применением Р-стохастической интерполяции ГО. Измерение параметров указанным способом (методом Монте-Карло) сводит измерение пеленга к задаче оценки интерполирующей добавки Δ_x (дробной части грубой шкалы) через измерение вероятности $p = \Delta_x / \Delta$, где Δ – элемент грубой дискретности.

При этом должны учитывать аппаратные (оконно-апертурные, массо-габаритные, энергетические и стоимостные) ограничения и ограничения ресурсов ЦО при реализации обрабатываемого спектрально-корреляционного анализа (СКА). Простое упрощение СКА приводит к подчеркиванию недостатков ЦО: растут шумы квантования и округления, возникают стробоскопические и интерференционные эффекты («слепые скорости», «слепые направления»), проявляются нелинейности, растут демаскирующие пики и боковые лепестки, что не позволяет напрямую снять ограничения по достижимым пределам потенциальной точности измерения угловых координат (пеленга), малой заметности, т.к. обычным путем эти эффекты не устраняются.

В статье анализируется построение РАС на основе адаптивной обработки ПВ сигналов с использованием скользящего обрабатываемого коррело-периодограмного СКА со стохастическим по методу Монте-Карло усреднением (сглаживанием) промежуточных грубых отсчетов сигнала, устраняющих (уменьшающих) отрицательные эффекты ЦО в ФАР, цифровых фильтрах (ЦФ) при формировании соответствующих частотных (ЧХ) характеристик ЦФ, диаграмм направленности АР, при одновременном использовании усеченных (малоэлементных) апертур и рандомизации грубых («булевых», «бинарно-знаковых») робастных входных отсчетов сигнала.

При формировании статистики грубого квантования пространственных частот в методе Монте-Карло

можно пойти дальше использовать малоэлементные апертуры пространственного квантования. В качестве элементарной ячейки возьмем известную схему «бабочка» алгоритма 2-х точечного пространственного быстрого преобразования Фурье (БПФ), реализующего на своих выходах суммарно-разностную обработку. Таких схем нужно взять две: на каждую угловую координату азимута α или угла места β – всего 4 элемента («крест»). Для реализации достаточности измерения пеленга θ по меньшей мере нужно задействовать 3 приемных элементов ФАР, образующих равносторонний «треугольник». Полученную группу элементов ФАР, состоящую из 4 или 3 элементов, в дальнейшем будем называть сегментом апертуры ФАР.

Положение сегмента на апертуре ФАР задается случайным образом, что обуславливается дополнительным требованием иметь взаимную корреляционную функцию зондирующей последовательности в форме тела с круговой симметрией [7, 8].

В основе предложения лежит идея многопозиционной радиолокации и ее частного случая многоканальных РАС: так называемые ММО (multiple input multiple output – «много входов – много выходов») РАС «с неразнесенными антеннами» [15]. Снижение мощности зондирующего сигнала на цели компенсируется увеличением времени наблюдения цели. В задаче цифрового измерения пеленга полный ресурс обрабатываемых ПВ отсчетов определяется размером выборки, равным $N_x K_x M$, где N – размер временной выборки, K – число сегментов ФАР по оси x , отвечающей за азимут α , а M – число сегментов ФАР по оси y , отвечающей за угол места β , $K_x M$ – размер результирующей пространственной выборки полномасштабной решетки Рэйли. Прореженная решетка в виде креста Миллса при $M = K$ имеет размер $2K(M)$. Для малоэлементной ФАР в виде одного сегмента $K_x M = 4$.

В отличие от аналога – французской РАС RIAS (1984 г.), где все элементы передающей решетки излучали одновременно взаимно ортогональные сигналы, смещенные по частоте и поэтому, как и в обычных ФАР, требовалась большая суммарная пиковая мощность передатчика, в рассматриваемой системе многочастотный сигнал может быть сформирован последовательно, либо – использована одна частота, в результате чего упрощается аппаратная реализация системы системы. Синтезируемая апертура формируется виртуально в процессоре обработки. В обычной РАС последовательный обзор заданного сектора осуществляется узким лучом.

В рассматриваемой системе передающие лучи последовательно накладываются в процессе синтеза апертуры, покрывая общий сектор. Частотно-временное распределение ресурса при использовании преимуществ время – импульсной модуляции и СШП радиолокации приводит к необходимости применения квазинепрерывных шумовых сигналов в качестве не-

сущих хаотических колебаний, имеющих базу $10^4 - 10^6$. Аппаратурные упрощения связаны с уменьшением разрядности РА данных.

ОБРАЩАЕМЫЙ СКА

Преследуя цели реализации высокого разрешения обрабатываемого СКА с одновременной стохастической линейризацией негативных эффектов ЦО, в статье предложено: применять обращаемый СКА, расширить номенклатуру неинформативных параметров дискретизируемого сигнала случайной модуляцией порогов квантования в АЦП; допустить (без изменения отношения «сигнал/шум») подмену принимаемых аналоговых реализаций сигнала некоторыми усредняемыми копиями, варьировать весовыми коэффициентами ЦФ САЦ для снижения заметности ЛА.

Общий подход к синтезу оптимальных цифровых эквивалентов обнаружителей сигналов, содержащих случайные неинформативные параметры, когда они случайны, а их законы распределения известны, сформулирован в [7, 8]. На рис. 1 приведена обобщенная схема обрабатываемого СКА, где T, F – интервал дискретизации по времени, частоте; M_1 – оператор математического ожидания. Диаграмма рис. 1 треугольной формы дает два пути определения спектральной плотности (СПМ) и два пути определения автокорреляционной функции (АКФ) [5, 15].

Короткие пути определения СПМ и АКФ называются прямыми, т.к. процесс $x[n]$ непосредственно используется для расчета СПМ и АКФ. Методы определения СПМ и АКФ по длинному пути, соответственно через АКФ и СПМ, называются косвенными, т.к. случайный процесс $x[n]$ (последовательность временных отсчетов аналогового случайного процесса $x(t)$ в непрерывном времени t) непосредственно не используется в получении СПМ и АКФ. Ранее понятие прямого и косвенного спектрального анализа применялось лишь для оценки СПМ [2, 4].

В вершине треугольника имеем сигнал $x[n] - \infty < n < \infty$, по пути 1 (левого ребра треугольника) вычисляется АКФ

$$r_{xx}[m] = M_1\{x[n+m]x^*[n]\} = \lim_{N \rightarrow \infty} \left\{ \frac{1}{2N+1} \sum_n^N x[n+m]x^*[n] \right\} \quad (1)$$

а по пути 2 (правого смежного ребра треугольника) СПМ

$$S_{xx} = \lim_{N \rightarrow \infty} M_1 \left\{ \frac{1}{2N+1} \left| \sum_n^N x[n] \exp(-j2\pi f n T) \right|^2 \right\} N \rightarrow \infty \text{ и } S_{xx}[k] = S_{xx}(f), f = kF. \quad (2)$$

Основание треугольника двунаправленное (обрабатываемое*), которое предполагает для получения ко-

* Термин «обрабатываемый» СКА заимствован из микроэлектроники: аналог – понятие «обрабатываемый усилитель», которое предполагает реверсирование передачи усиливаемого сигнала обычным путем «вход-выход» и обратно «выход-вход». В РАС с ФАР с помощью ключевых схем ААР может переводиться из режима «прием» в режим «передача» и наоборот.

нечного результата, эквивалентного теореме Винера – Хинчина, выполнение алгоритмов: прямого преобразования Фурье над $r_{xx}[m]$ для получения оценки СПМ

$$S_{xx}(f) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} r_{xx}[m] \exp(-j2\pi f m T) \quad (3)$$

и обратного преобразования Фурье над $S_{xx}[k]$ – для получения оценки АКФ

$$r_{xx}[\tau] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S_{xx}[k] \exp(-j2\pi k f \tau) \quad (4)$$

Путь «(1) – (3)» для использования для получения оценки СПМ (3), путем введения избыточности во временную структуру сигнала которого, позволяет реализовать эффекты доплеровского или углового сверхразрешения. Путь «(2) – (4)» для получения АКФ (4), путем введения избыточности в спектральную структуру сигнала которого позволяет получить эффекты дальностного [9] или углового сверхразрешения [5] в шумовой радиолокации. Схема рис. 1 применима и для взаимного СКА, что связано с решением задач оптимального обнаружения ответных эхо-сигналов, когда Наблюдателя интересует корреляция (или взаимный спектр) ответных и принимаемых сигналов. Окна усреднения [11] при достаточно большом N в формулах (1–4) как для «прямого», так и «косвенного» СКА линеаризуют по Монте – Карло «грубую» нелинейность бинарно-знакового квантования сигнала. Конечной целью может быть адресно-целевое вычисление АКФ (например дальности [9]), так и – СПМ [11], при подавлении пассивных помех в системе СДЦ, реализующей принцип «обеления» В.А. Котельникова (ссылки в [7, 8]), а адаптивно как то, так и другое, в зависимости от размера окна наблюдения [2]. Входная сигнальная выборка $x[n]$ общая для любого СКА («прямого» или «косвенного» [10, 11]). Варьируется тип сигнала (ИИ, КНИ, ДИ, НИ) в зависимости от фазы атаки для адаптивных РЛС.

Совершенствование РЛС с СДЦ с одной стороны шло по пути интенсивного наращивания энергопотенциала РЛС, с другой – экстенсивного освоения СВЧ диапазона длин волн и расширения ширины полосы частот ΔF системы передачи координатной информации, т.к. в этом случае не только снижаются



Рис. 1.

Обобщённая схема обрабатываемого СКА

требования к габаритам ФАР, но и достигается высокая скорость передачи информации ($C_{инф}$) [3, 18]:

$$C_{инф}, \text{ дв.ед} / \text{с} = \Delta F \cdot \lg_2(1 + P_c / P_{ш}), \quad (5)$$

где P_c – мощность сигнала, $P_{ш}$ – мощность шума в системе.

Для осуществления зондирований в РЛС с однозначной дальностью исторически первыми были использованы радиоимпульсы (импульсное излучение – ИИ) и длинно-импульсные сигналы (ДИ) с внутриимпульсной модуляцией сигналов на отдельных зондированиях. Такие сигналы, как правило, имели внутриимпульсное линейно-частотное (ЛЧМ) или фазо-кодо манипулированное (ФКМ) заполнение. Основная цель, достигаемая при использовании таких сигналов, – это снижение требований к ВЧ – тракту по критерию пробивного напряжения и увеличение энергии (длительности) сигнала при одновременном расширении его полосы. Ухудшение характеристик разрешения и точности по дальности компенсировалось сжатием сигналов.

Квазинепрерывные сигналы (КНИ) имели высокую частоту повторения, следовательно, повышали средний уровень излучаемой мощности, но РЛС, использующие КНИ сигналы, не могли однозначно измерять дальность, как и сигналы с непрерывным излучением (НИ), обеспечивающие хорошие характеристики доплеровской селекции, разрешения и измерения скорости. Неоднозначное измерение дальности устранялось аппаратным путем и представляло собой сложную техническую задачу. Часто использовались и многочастотные сигналы и сигналы с перестройкой несущей частоты, однако это приводило к многоканальности и к росту аппаратных затрат.

ШУМОВЫЕ РЛС

Известны шумовые РЛС, которые относятся к классу НИ РЛС [1, 4, 12, 16, 17].

Имея хорошие характеристики доплеровской и угловой (по аналогии) селекции, для измерения дальности и пеленга требовалось измерение положения пика корреляционной функции. Исторически первым методом создания широкополосных шумовых РЛС следует считать предложение К. Шеннона [3, 18] по использованию в качестве передаваемого сигнала образцов реального шума необходимой полосы W и длительности T . Шенноном была предложена схема построения такой системы, изображенная на рис. 1 [2].

Канал имеет ширину полосы W и среднюю мощность шума N_0 . Передатчик имеет ограниченную мощность P . Используя генератор белого шума с шириной полосы W , выбираем M различных реализаций шума, длительностью T каждая. Обозначим эти сигналы $f_1(t), f_2(t), \dots, f_M(t)$. Каждый из этих сигналов воспроизводится и запоминается в соответствующих

устройствах памяти T_1, T_2, \dots, T_M . В процессе работы системы один из сигналов (например K -й) выбирается для передачи. Сигнал, искаженный шумом в канале, записывается каждым из блоков T_1, T_2, \dots, T_M . В них из принятого сигнала вычитаются сигналы, записанные в устройствах памяти, как это делается в системах СДЦ. Полученная разность возводится в квадрат и затем интегрируется за время T , т.е. вычисляется средний квадрат разности.

При достаточно большом времени интегрирования T все измерительные устройства за исключением K -го дадут показания, близкие к $2P + N_0$, что являлось мощностью разностного сигнала, P – мощность шума приемника. Измеритель K -го канала даст с вероятностью, близкой к 1, результат, приблизительно равный N_0 . Таким образом в K -м канале получаем наименьшее показание измерителя, т.е. в нем происходит компенсация переданного сигнала. Следовательно, при построении РАС с СДЦ, работающих на этом принципе, будут скомпенсированы пассивные помехи отражения от местных предметов, а сигналы движущихся целей выделены.

Стробирование шума и вычитание эхо - сигналов превращало шумовые НИ РАС в КНИ РАС со сжатием сигналов, но принципиально оставляло надежду реализовать простейшие устройства СДЦ. Используя терминологию узкополосных РАС, можно предположить, что в этих РАС сохранялась когерентность сигнала: вектор суммарного помехового эхо-сигнала от неподвижного предмета на средней частоте был неподвижным, а вектор суммарного полезного сигнала от движущейся цели изменялся по фазе и амплитуде и выделялся схемой череспериодной компенсации. Несмотря на кажущуюся аналогию и простоту реализации системы СДЦ, схема, предложенная К. Шенноном, оставалась принципиально аналоговой и потому не была реализована. Этому способствовало отсутствие соответствующей элементной базы построения широкополосных трактов: генераторов хаоса и усили-

тельных устройств. Для реализации цифровых эквивалентов отсутствовали быстродействующие АЦП и процессоры цифровой обработки сигналов.

Востребован более конструктивный подход, предполагающий путь совершенствования традиционной элементной базы дискретной твердотельной и электровакуумной электроники по пути полномасштабного внедрения в радиолокацию традиционных мощных СВЧ генераторов гармонических сигналов, но со случайными аналоговыми (вероятностными) параметрами: хаотическим периодом повторения, скачкообразным изменением частоты, фазы и др. Применение чисто шумовых аналоговых НИ сигналов для реализации РАС большой дальности ограничивалось, т.к. требовалось обеспечение работы мощных передающих устройств в линейном (без отсечки) режиме и, соответственно, большой ($\sim 70-90$ дБ) – развязки между приемным и передающим устройствами.

В настоящей статье предлагается стохастический подход к решению задачи, вписывающийся в направление *стохастической радиолокации* [6, 8], имеющий более широкие границы применения и которое базируется на концепции внедрения в процесс обработки и формирования радиолокационных сигналов искусственной стохастичности, предполагающий наряду с естественной стохастичностью, обусловленной случайной природой входных сигналов, рандомизацию условий процесса «прием – передача». Это – введение в процессе наблюдения цели в параметры схем обработки и формирования сигналов случайных параметров, процедур и компонент. Примерами могут служить: вобуляция частоты повторения, перестройка несущей частоты, модуляция порогов квантования, использование стохастических шкал квантования и измерения, использование эталонных случайных добавок, пробных возмущений и т.п.

Первоочередными задачами являются рассмотрение возможных путей использования методами стохастической радиолокации частотно-временного и пространственно-частотного ресурса для расширения спектра псевдошумовых РАС с СДЦ, в том числе использующих рандомизацию приема сигналов: перестройку несущей частоты, многочастотный анализ для уменьшения боковых лепестков диаграммы обратного рассеяния (ДОР) цели, вобуляцию периода повторения зондирующих импульсов для устранения «слепых скоростей» системы СДЦ, использование неэквидистантных шкал пеленгаторов для устранения неоднозначности измерений и реализации принципов радиолокации высокого разрешения, псевдошумовую модуляцию квадратурных составляющих принимаемых сигналов для уменьшения шумов квантования и увеличения подпомеховой видимости целей на фоне пассивных и активных помех. В перспективе это позволит полномасштабно использовать преимущества шумовой сверхширокополосной радиолокации [4],

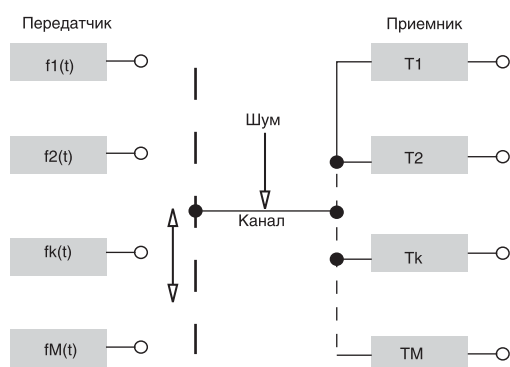


Рис. 2.

Блок – схема формирования сигнала, предложенная Шенноном

в которой реализуется форма тела неопределенности РАС, удовлетворяющей требованию круговой симметрии, и обладающей повышенной скрытностью работы, но синтезированной в цифровом виде.

СТОХАСТИЧЕСКАЯ РАДИОЛОКАЦИЯ

Традиционную радиолокацию обычно не называют стохастической, но этот термин очень распространен [14]. В этой работе рассматривается применение статистической теории к зашумленным и искаженным случайными помехами детерминированным сигналам. Реже применяются стохастические критерии (правила) для решения задач обнаружения и оценки параметров стохастических сигналов.

Обобщение работ по анализируемому направлению позволяет представить структурную схему теории стохастической радиолокации, которая приведена на рис. 3.

Теория цифровой стохастической обработки ПВ сигналов (теория стохастической радиолокации) сегодня до конца не разработана. Достигнутый уровень – это сформировавшаяся совокупность идей, способов, устройств, алгоритмов. Идейной основой теории стал метод Монте-Карло, в дальнейшем применявшийся в основном в вычислительной математике и моделировании. Адаптация этого метода применялась ранее [6, 8, 15].

Применительно к решению задач, выходящих за рамки теории ПВ обработки, можно также упомянуть следующие имена: В.Г. Гайсов, Кан, Шапиро, А.К. Микельсон, Р.Ф. Немировский, И.Я. Билинский, Э.И. Вологдин, Г.П. Вихров, В.С. Гладкий, В.Г. Стругач, Ю.Г. Поляк, О.Н. Граничин, Б.Т. Поляк, В.И. Фомин и ряд других, известных в кругу специалистов, применяющих рандомизацию для решения различных задач, включая задачи вероятностного моделирования.

Стохастические радары с цифровой ПВ обработкой обеспечивают подавление помех и цифровое когерентное накопление сигналов с формированием провалов «нулей» как по оси не только обычных, так и оси пространственных частот (угловых направлений) [5]:

$$\Omega_{\alpha} = \frac{2\pi}{\lambda} \operatorname{tg} \alpha \cos \theta \quad (6)$$

$$\Omega_{\beta} = \frac{2\pi}{\lambda} \operatorname{tg} \beta \cos \theta, \quad (7)$$

где λ – средняя длина волны, θ – пеленг – направление прихода электромагнитного излучения по отношению к оси антенны, α – азимут, β – угол места цели.

Первой важной структурной компонентой исторически сформировавшегося структурно-логического базиса стохастической радиолокации является компонента дискретизации и квантования. Это:

– квантование во времени t , обусловленное периодической структурой когерентно-импульсного сигнала («медленное время» по пачке импульсов) и от-

дельных реализаций эхо-сигналов («быстрое время» по одному периоду зондирования);

– квантование пространства по осям X и Y электромагнитного (ЭМ) поля в апертуре ФАР РАС;

– квантование по уровню амплитуды сигналов A и фазы сигнала в каналах ПВ фильтрации (в квадратурных каналах);

– квантование координат и параметров движения цели, каковыми могут быть дальность D , пеленг θ , скорость V (доплеровское смещение частоты f_d);

– квантование обычных ω и пространственных Ω_{α} и Ω_{β} частот в апертуре ФАР РАС, что в свою очередь связано с квантованием угловых направлений по азимуту α и углу места β [11];

– квантование распределений, поскольку входной ПВ сигнал (поле) в процессе его наблюдения представляет собой случайный процесс, развивающийся во времени.

Квантование по времени превращает непрерывные функции (сигнала) $x(t)$, в решетчатые функции $x(nT)$, $n = 0, 1, 2, \dots$, где T – интервал временного квантования по каждой из квадратурных составляющих сигнала с выхода фазовых детекторов по видео для системы СДЦ (рис. 4).

При обычной обработке дискретизатор во времени t это ключ, замыкаемый через промежутки времени T , далее преобразователь уровня в двоичный код – аналого-цифровой преобразователь АЦП. Теорема отчетов определяет условия, при которых такое квантование возможно и потери информации отсутствуют. При стохастической обработке размеры ПВ выборки тесно связаны с самой процедурой дискретизации и квантования и порядком ЦФ, определяющим число степеней свободы, и, поэтому, показана связь этого блока с блоками «Теорема отчетов» и «Теория линейных дискретных систем».

Блок стохастического обнаружения ПВ сигналов предполагает рандомизацию обнаружения цели радаром, поскольку обеспечение инвариантности (независимости от распределения) в условиях нестационарных шумов и помех требует использования коротких «обучающих» выборок, непараметрической и ранговой статистики.

Стохастическое оценивание (измерение) параметров ПВ сигналов, которое в дальнейшем мы назвали «рандометрией», осуществляется отдельным блоком на схеме рис. 2, хотя это выделение отражает особенности решения функциональных задач и не претендует на законченность их решения вне связей с соседними блоками.

Блок стохастической фильтрации ПВ сигналов поставлен четвертым по ходу обработки ПВ сигналов, однако очевидно, что эта фильтрация может осуществляться как по высокой, так и по низкой частоте, т.е. после гетеродинирования.



Рис. 3. Структурно-логический базис стохастической радиолокации

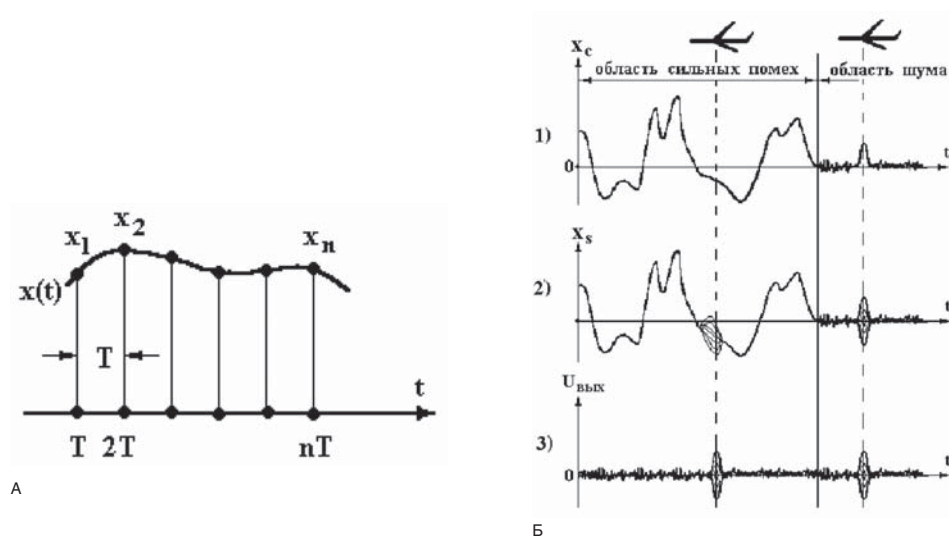


Рис. 4. Квантование по времени: А – получение решетчатых функций; Б – эхо-сигналы в N зондированиях с периодом повторения T

При описании внутренних и внешних связей обратим внимание на внутреннее взаимодействие блоков «квантования», «обнаружения», «оценивания» и «фильтрации» в чисто описательном плане. Эта совокупность блоков имеет две внешние связи с теорией линейных дискретных систем, т.е. предполагает использование принципа суперпозиции сигнальных воздействий и их откликов по аналогии с линейными аналоговыми системами. Однако операции дискретизации и квантования сугубо нелинейные, тем более, если эти операции являются достаточно «грубыми». Метод стохастической линеаризации, устраняет эти противоречия, т.к. в нем реализуется операция аппроксимирующего усреднения.

Бинарными свойствами обладает операция «жесткого широкополосного ограничения – фильтрации», примененная в 1970-х гг. Ю.Б. Черняком в радарях. Им доказаны линейные свойства такой обработки, что не является парадоксом, а скорее подтверждает существование некоторой закономерности, которая сегодня оформлена в новую теорию. Статистическая теория обнаружения в классической формулировке при проверке гипотез оперирует вероятностями, которые являются первыми моментами $M_1\{\cdot\}$ бинарной - знаковой («грубой») статистики входного сигнала.

Оператор математического $M_1\{\cdot\}$ для квадратов напряжений с целью сохранения преимуществ, присутствующих аналоговым системам, допускает применение случайных порогов и уравнивает ситуацию по достижимым вероятностям правильного обнаружения P_D и ложной тревоги P_F сниженным уровням боковых лепестков для «стохастического» и «нестохастического» случаев. Это подобие использовалось в теории квантования распределений Шеппарда (поправки Шеппарда учитывают шум квантования распределений для стационарных процессов).

Сказанное относится к блокам «стохастического оценивания» и имеющего с ним внешнюю связь – теорию оценок Фишера (теорию линейных оценок, которая оперирует моментами более высоких порядков, включая смешанные моменты и корреляцию. Однако и в этом случае принцип подобия на основе равенства моментов непрерывных аналоговых процессов и их цифровых эквивалентов (в стохастическом случае) оставляет простор для поиска большого многообразия оригинальных инженерных решений по построению устройств оценивания, по существу являющихся цифровыми, но обладающими «аналоговыми» свойствами.

Наконец, блок «стохастической фильтрации», который приобрел характеристику «стохастический» в основном за счет стохастического АЦП, однако в случае использования случайных весовых коэффициентов как в прямых, так и в обратных связях он действительно становится таковым [5]. Получение структур стохастических цифровых фильтров принципиально

было невозможным в ограниченных рамках классической теории линейных дискретных систем.

Термины «стохастичность», «линеаризация», «обеление», «рандомизация» – почти синонимы, имеющие разные оттенки толкования в зависимости от решаемой задачи.

РАНДОМИЗАЦИЯ

Виды естественного приращения стохастичности, связанного с наличием собственных тепловых шумов приемника, проявляются на выходе амплитудного (АД) и фазового детектора (ФД) одного элемента ФАР в виде распределений Релея и Гаусса (нормального) соответственно (рис. 5). Статистику наблюдений входного сигнала в условиях рандомизации приема назовем «грубой» (ГС), если она обладает бинарными свойствами, т.е. для единичной ПВ выборки имеет «грубые» $\mu = \{0,1\}$ для АД или $\mu = \{-1,1\}$ для ФД.

В первом случае $\mu = \{0,1\}$ – есть результат пороговой обработки, т.е. сравнения напряжения $u(t)$ с порогом бинарного квантования, а во втором случае для каждой квадратурной компоненты входного сигнала $u(t)$ имеем непараметрическую робастную (бинарно-знаковую) $\mu = \{-1,1\}$. Непараметрическая статистика $\mu = \{0,1\}$ также может быть образована при сравнении двух отсчетов напряжения $u(t)$, взятых в различные моменты времени на выходе АД. Такую статистику в зарубежной литературе называют статистикой Манна - Уитни.

Применительно к задачам СДЦ на рис. 6 представлена схема формирования квадратурных составляющих сигнала, в которой на квадратурные входы подмешаны шумовые хаотические напряжения ξ с нулевым средним. Искусственный фазовый джиттер (дрожжание) рандомизирует отсчеты фазы пространственных частот и, таким образом к стохастической интерполяции отсчетов пеленга, который считается постоянным в пределах анализируемой ПВ выборки. Это является эквивалентным стохастической модуляции положения фазового центра на прием-передачу.

Таким образом, применяется технический прием, в котором применяется рандомизация обработки сигналов путем искусственного внесения элементов стохастичности при сохранении когерентности исходного сигнала.

При прочих равных условиях параметры системы СДЦ с цифровой ПВ обработкой: разрядность АЦП и данных, частоты дискретизации, размеры окон пространственных и временных выборок должны быть выбраны по возможности минимальными, однако это становится несовместимым с требованием обеспечения высокой эффективности системы обработки, т.к. растут шумы квантования и боковые лепестки (эффект Гиббса), возникают эффекты стробоскопического характера – «слепые фазы», «слепые направления», «слепые скорости», провалы в

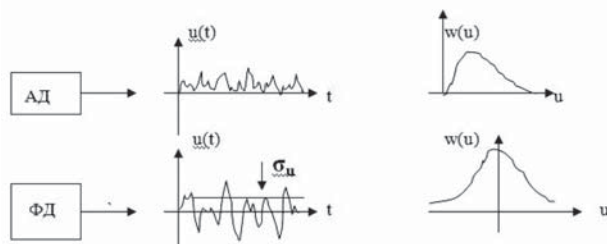


Рис. 5.
Сигналы на выходе детекторов

ДОР цели и др., которые устраняются рандомизацией.

Шумовые РАС относятся к классу РАС с КНИ сигналами, но для построения многоканальных по дальности, скорости, угловым координатам соответствующих подсистем, равномерного поступления координатно – доплеровской информации такие РАС по существу превращаются в псевдошумовые КНИ РАС, т. к. без квантования времени и пространства реализовать эффективную обработку без привлечения различного рода «дискретизаций», «аналого-цифрового преобразования», «уплотнений», «прореживаний», «наложением окон», т.е. ЦО практически реализовать невозможно.

РАЗРЕШЕНИЕ И ШИРОКОПОЛОСНОСТЬ

Таким образом стохастическая радиолокация – это направление (вектор) развития современной радиолокации в сторону шумовой радиолокации, основанной на рандомизации обработки и формирования сигналов в радиолокации [6, 8] и связи [15] с целью расширения спектра обычных и пространственных частот.

Широкополосность системы определяется не абсолютной величиной ширины используемой полосы частот, а соотношением спектра сообщения (он определяется скоростью поступления информации (в РАС координатной и доплеровской), которую необходимо передать потребителю) и спектра сигнала, определяемого избранным видом модуляции.

Пусть ΔF – ширина спектра сообщения, W – ширина спектра сигнала и T – длительность сигнала. Произведение $B = WT$ обычно называют базой сигнала. Для узкополосных систем приближенно выполняются соотношения $\Delta F = W$, а $B = WT = 1$. Для широкополосных систем обычно $W \gg \Delta F$ и $B \gg 1$.

Отношение $K_f = W/\Delta F$, называемый коэффициентом расширения полосы показывает, во сколько раз мы расширяем спектр сообщения. Расширяя полосу частот с ΔF до W , мы могли бы увеличить скорость передачи информации, укоротив передаваемые сигналы с величины $T_1 \cong 1/\Delta F$ до $T_1 \cong 1/W$, причем $T_1 < T$. Но

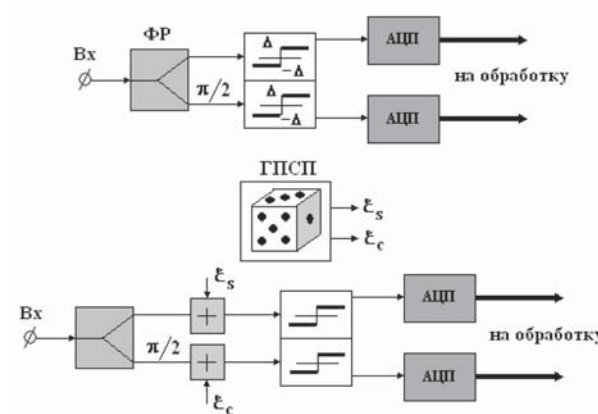


Рис. 6.
Схема формирования грубых отсчетов с рандомизацией бинарно-знаковой статистики

тогда мы снова получили бы узкополосную систему с базой $B_1 = WT_1 \cong 1$. Не увеличивая скорость передачи информации, мы тем самым вводим в передаваемый сигнал некоторую избыточность, величина которой определяется коэффициентом расширения спектра $K_f = W/\Delta F$. Именно наличием этой избыточности определяются полезные свойства широкополосных систем: возможность преодоления явления многолучевости, устойчивость к помехам и возможность эффективного использования спектра при перегруженном диапазоне частот и организации многоканальной обработки сигналов по доплеровской частоте и угловым координатам, устранения нежелательных эффектов ЦО.

В радиолокации, кроме этого, есть возможность повышения разрешающей способности и точности измерения координат и параметров движения. Из теории потенциальной помехоустойчивости В.А. Котельникова известно, что характеристики обнаружения и точности зависят от величины $Q = 2E/N_0$, равной отношению удвоенной энергии сигнала к спектральной плотности мощности (СПМ) шума N_0 и этой величине равны максимальное значение и дисперсия шумовой функции сигнальной функции на выходе согласованного фильтра (или коррелятора).

Величина $Q = 2E/N_0$ входит во многие соотношения теории потенциальной помехоустойчивости и играет фундаментальную роль, для СШП сигналов ее можно представить в следующем виде:

$$Q = 2E/N_0 = 2q_0B, \quad (8)$$

где $q_0 = \frac{E/T}{N_0W}$ – отношение средней мощности сигнала $P_{c0} = E/T$ к мощности шума $P_{N0} = N_0W$ на входе приемника, $B = WT$ – база сигнала.

База B представляет собой коэффициент сжатия, в результате чего в B раз повышается разрешающая

способность системы, а вводимая в сигнал избыточность позволяет достичь некоторые вышеуказанные преимущества.

ПРОБЛЕМА РЕАЛИЗАЦИИ РЛС СО СНИЖЕННЫМ УРОВНЕМ ВЕРОЯТНОСТИ ВСКРЫТИЯ (ПЕРЕХВАТА)

Для оценки заметности сигнала в задачах электромагнитной совместимости (ЭМС) и РТР часто используют показатель заметности во временной области $K_{зв}$ равный отношению максимальной мгновенной пиковой мощности сигнала $P_{c\max}$ к его средней по времени мощности P_{c0} :

$$K_{зв} = P_{c\max} / P_{c0} \quad (9)$$

Этот показатель для непрерывных СШП сигналов при его анализе Наблюдателем во временной области (в «режиме осциллографа») может быть близок к единице. В случае, если Наблюдатель анализирует сигнал в частотной области (в «режиме спектроанализатора»), то по аналогии с (9) можно использовать показатель заметности $K_{зг}$ в частотной области, равный отношению максимальной спектральной мощности сигнала $P_{c\max}$ к его средней по спектру мощности P_{c0} .

Этот показатель может быть намного больше единицы. При использовании в качестве несущих колебаний стохастических СШП сигналов $x(t)$, представляющих собой стационарный случайный процесс с нулевым средним и корреляционной функцией $R(\tau) = M[x(t)x(t-\tau)]$ (M – оператор математического ожидания) для значения времени корреляции τ , соотношения между показателями заметности во временной и частотных областях могут поменяться. Известное равенство Парсеваля, допускающее множественность представлений сигнала во временной и частотных областях при сохранении его энергии $E = \text{const}$, с учетом обобщений, связанных с введением понятия эргодического процесса, сделанных Винером и Хинчиным и полученной ими взаимосвязи между СПМ и корреляционной функцией стационарного случайного процесса в виде пары преобразований Фурье, позволяет это сделать. Для СШП сигналов:

$$K_{зг} = R(0) / P_{c0} \quad (10)$$

$$K_{зг} = N_{\max} / N_{c0} \quad (11)$$

где $R(0)$ – значение корреляционной функции $R(\tau)$ для времени корреляции $(\tau) = 0$, P_{c0} – средняя по времени мощность, N_{\max} – максимальная спектральная плотность мощности сигнала, N_{c0} – средняя спектральная плотность мощности сигнала.

Очевидно, что предлагаемые для реализации псевдошумовые РАС должны иметь тело неопределенности, удовлетворяющей форме круговой симметрии с пиком в точке 0 и окружностью радиусом $f_{эфф} = 1/\tau_{эфф}$

в основании и базой $V = NML$, где N – размер временной выборки, $M \times L$ – размер пространственной выборки в апертуре ФАР (M – по азимуту, L – по углу места). Ниже проведем сравнение сигналов по критерию широкополосности на частотно – временной диаграмме, осуществляемое при одинаковом среднем отношении сигнала q_0 , равном отношению $P_{c0} = E/T$ к мощности шума $P_{N0} = N_0 W$ (W – полоса сигнала) на входе приемника определяется базой V и делает использование СШП сигналов по отношению к «составным» (имеющим различные виды модуляции: стробирования, дискретизации, наложением окон и другими решетчатыми и полосно – пропускающими структурами и т.п.) более эффективным.

При энергетическом вскрытии излучения передатчика средствами радиотехнической разведки (РТР) параметр Q РАС также имеет важное значение, но корреляционную (согласованную обработку) система РТР осуществлять не может.

Как известно [Ширман Я.Д.], тело неопределенности зондирующего сигнала должно быть остроконечного типа («игольчатым», «кнопочным», «с симметрией тела вращения», «в форме объемной δ - функции»), при этом соответствующий ему сигнал должен быть «продолжительным и широкополосным», и ему характерна и «существенна хаотичность в законе модуляции» [10]. Учитывая известную аналогию между «частотно – временным» и «пространственно-частотным» подходом, естественным решаемым вопросом статьи является обобщение требования расширения спектра сигналов и требования «хаотичности в законе модуляции» как для обычных, так и для пространственных частот.

Применительно к задачам измерения пеленга [11] рандомизация бинарного квантования осуществляется с помощью схемы рис. 5, однако вместо ансамбля выборочных значений по времени используются пространственные выборки по осям x, y апертуры ФАР: вначале происходит расширение спектра шумов квантования, а затем усреднение ошибок измерения азимута и угла места с одновременным сжатием диаграмм направленности ФАР в соответствующих сечениях. Высота уровня фона тела неопределенности $\sim 1/2 V^{1/2}$.

Показатель заметности для непрерывных СШП сигналов при его анализе Наблюдателем во временной области (в «режиме осциллографа») и в спектральной области (в «режиме спектроанализатора») должен быть близок к единице, что приводит к уменьшению вероятности перехвата РАС с ростом V .

РЕАЛИЗАЦИЯ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ: МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ

С некоторой натяжкой можно назвать широкополосными и другие методы, у которых произведение TW имеет величину значительно большую единицы. Было предложено разбивать информационную по-

сылку длительностью T на элементы длительностью τ , имеющие ту же амплитуду, что и информационная посылка, но различные знаки или заполнение. Такое разбиение позволяет получить сигнал длительностью T с τ при значении базы полосой $W \sim 1 \gg 1$. Число элементарных импульсов в информационной послыке определяется как $N = T/\tau = TW$ (ранее $B = TW$ мы называли базой сигнала).

Однако не всякое разбиение информационной послыки дает сигнал, который можно использовать в широкополосной системе. Возможность разделения перекрывающихся во времени сигналов связана с наличием у корреляционной функции принимаемых сигналов единственного максимума значительной амплитуды и ширины порядка $\tau_{эфф} \cong 1/W \cong \tau$ пика спектральной плотности мощности (СПМ).

Такого вида корреляционной функции обладают отрезки шума с полосой W и детерминированные сигналы, которые называют псевдошумовыми или шумоподобными [2, 18]. Хаффман в своей статье назвал сигналы, обладающие этим свойством, последовательностями, эквивалентными импульсу, так как после обработки в корреляционном приемнике или согласованном фильтре они принимают вид импульса длительностью τ с амплитудой NS , где S – амплитуда элементарного импульса последовательности. Максимальные боковые лепестки корреляционной функции, которые определяют вредное влияние на правильный прием сигнала, имеют амплитуды порядка \sqrt{NS} . При достаточно большом N порядка 100 и более эти лепестки пренебрежимо малы по сравнению с главным максимумом.

При наблюдении сигнала в частотной области (спектроанализатором), имеющим разрешение Δf , необходимо наличие аналогичного максимума у функции спектральной плотности мощности (СПМ) принимаемого сигнала – единственного максимума значительной амплитуды и ширины СПМ $\omega_{эфф} \cong W/\Delta f$. Такого вида функцией СПМ обладают отрезки спектра шума длительностью T или другие сигналы, которые имеют аналогичные свойства. Их также можно назвать псевдошумовыми или шумоподобными сигналами.

В настоящее время известны методы образования широкополосного сигнала с помощью модуляции несущей частоты последовательностями максимального периода регистра сдвига. Так как огибающая такого сигнала постоянна, то мощность передатчика используется максимальным образом. При приеме такой последовательности на согласованный фильтр также имеем выигрыш по мощности: по сравнению с использованием одиночного импульса той же амплитуды составляет $B = N = TW$ раз. Известно, что возможно получение широкополосных сигналов с помощью так называемого многофазного кодирования, при котором фаза несущего колебания в отличие от вышеупомянутой бинарной последовательности, мо-

жет иметь большое число различных фаз от 3 до 10 и более (кроме двух 0 и π). Упомянем еще метод получения широкополосных сигналов с помощью линейной частотной модуляции. Импульс с постоянной амплитудой, у которого частота заполняющей синусоиды изменяется линейно в полосе W в течение T сек, удовлетворяющих условию $TW \gg 1$.

Все вышеописанные методы служат для получения широкополосного сигнала, непрерывного по времени и частоте в отведенной ему частотно-временной области, определяемой полосой частот сигнала W и его длительностью T (рис. 7 А).

При передаче одновременно нескольких импульсов на различных частотах мы получаем частотное разнесение сигнала.

Временное разнесение, т. е. передача последовательности импульсов на некоторой постоянной частоте (вобуляция периода повторения), есть не что иное как широко известная время-импульсная модуляция (ВИМ).

Если полагать, что интервалы $[0, T]$ и $[0, W]$ – представляют собой интервалы соответствующих эффективных значений, то база сигнала $B = TW$ равна площади прямоугольника, заштрихованного на рис. 7Б, сравнение которой с суммарной площадью заштрихованных зон на рис. 7 Б дает всегда меньшее значение. Другими словами, коэффициент сжатия (база B) при прочих равных условиях непрерывных по времени и частоте истинно хаотических сигналов будет всегда выше, чем соответствующий коэффициент составных псевдошумовых сигналов. Перераспределение координат T и W в условиях сохранения постоянной базы $B = TW = \text{const} = 25$ для произвольных T и W приводит к тому, что производная $\partial W/\partial T = \partial T/\partial W = -1$ и точка $T = W = \sqrt{B}$. Нетрудно показать, что в этом случае форма тела неопределенности удовлетворяет форме круговой симметрии с пиком в точке 0 и окружностью радиусом $f_{эфф} = 1/\tau_{эфф}$ в основании, а $B = NML$ – число N – где число временных отсчетов, $M \times L$ – размер пространственного окна по азимуту и углу места ФАР. Сравнение широкополосности сигналов по частотно – временной диаграмме рис. 7 необходимо осуществлять при одинаковом отношении средней мощности сигнала $P_{с0} = E/T$ к мощности шума $P_{N0} = N_0 W$ на входе приемника, т.е. при одинаковом среднем $q_0 = \frac{E/T}{N_0 W}$. Ясно одно, что рандомизация временных и частотных параметров сигнала размывает границы зон частотно-временного распределения ресурса и может привести к увеличению общей зоны покрытия в сравнении с Рис. 6 б и таким образом увеличить базу B (зону покрытия) СШП сигнала, а элементы теории нечетких множеств должны стать новым инструментом в построении общей теории синтеза СШП сигналов для РАС с СДЦ.

Для реализации сверхразрешения требуется повышать порядок модели сигнала, т.е. расширять спектр

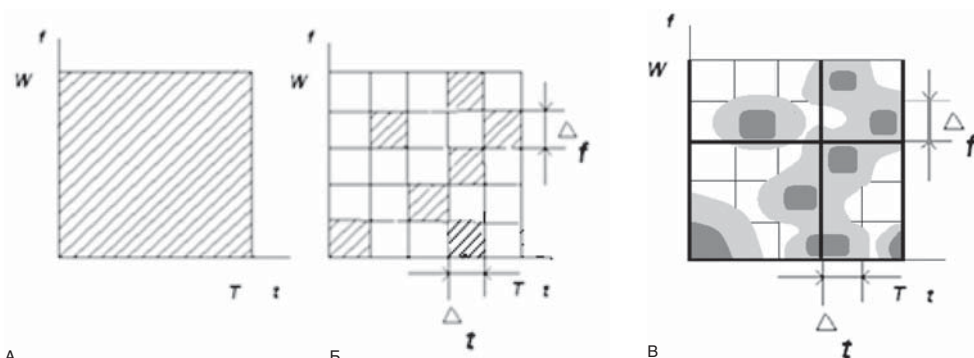


РИС. 7.

Частотно-временная область для системы с непрерывным (А), разрывным (Б) и стохастическим (В) по времени и частоте сигналами

несущего сигнала. С некоторой натяжкой можно назвать широкополосными методы, у которых произведение $TW \gg 1$ имеет величину значительно большую единицы.

Рандомизация (хаотизация) временных и частотных параметров сигнала размывает границы зон частотно-временного распределения ресурса (рис. 7В), может привести к увеличению общей зоны покрытия прямоугольника $W \times T$ в сравнении с рис. 7Б и таким образом увеличить базу В (зону покрытия) сигнала. Для сравнения многоканальных РАС с ПВ обработкой с расширением спектра можно использовать следующее понятие обобщенного энергопотенциала

$$P_{об} = P_{пер} NML / P_{прел}, \quad (12)$$

где $P_{пер}$ – мощность передатчика, $P_{прел}$ – чувствительность приемника, N – размерность временного, а M и L – размерности пространственного окна (M – по азимуту, а L – по углу места).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Когерентно-шумовая РАС с «грубыми» пространственно-временными статистиками базируется на применении обращаемого СКА, в котором может быть реализован адресно-целевой подход к разработке адаптивных РАС высокого разрешения, малой заметности, заключающийся в выборе метода СКА, введения избыточности в зависимости от вида сигнала, решаемых задач и наличия аппаратных и ресурсных ограничений. На разных этапах и в различных ситуациях требуется хаотизация параметров радиолокационных сигналов, условий их обработки и формирования, которая устраняет отрицательные эффекты цифровой обработки (стробоскопические, интерференционные, боковые лепестки, шумы квантования и др.). В этом случае удастся реализовать гибкость и программируемость обработки сигналов придать в целом цифровой обработке свойства «аналоговости». Обновляется, что радиолокация высокого разрешения

предполагает введение информационной избыточности расширением спектров обычных и пространственных частот.

Сформулированы предложения по организации ЦО в условиях ограничений на ресурсы (разрядность входных данных, разрядность АЦП, частоты дискретизации и квантования) путем рандомизации «грубых» отсчетов (ГО) с бинарными свойствами (малоразрядных, бинарно-знаковых, булевых и т.п.), которые могут быть использованы в разработках современных РАС с высоким разрешением. Удлиняющиеся выборки снижают требования к погрешностям дискретизации и квантования, исключают необходимость применения антенного переключателя, но увеличивают требования по развязке приемного и передающего тракта. Требуется ли когерентность для шума? Да, требуется, но это понятие требует уточнения.

Установлено, что круг рассматриваемых вопросов построения современных РАС с СДЦ со сниженным уровнем заметности может быть решен методами стохастической радиолокации. Стохастическая радиолокация в отличие от обычной базируется на концепции внедрения в процесс обработки и формирования сигналов искусственной стохастичности, предполагающей наряду с естественной стохастичностью, обусловленной случайной природой входных сигналов, рандомизацию условий процесса «прием-передача». Введение в процедуры обработки и формирования сигналов контролируемых случайных параметров расширяет спектр сигналов, устраняет стробоскопические эффекты, уменьшает боковые лепестки ДОР цели, снижает требования к разрядности АЦП вплоть до бинарно-знакового квантования.

В статье дается оценка возможности и перспектив применения псевдошумовых РАС. Для снижения вероятности перехвата предложено использование в РАС псевдошумовых хаотических сигналов, применение которых в режимах СДЦ и углометрии из-за несовершенства элементной базы дискретной микро-

электроники ранее считалось невозможным.

Сделан вывод о том, что стохастическая радиолокация может занять промежуточное положение между шумовой НИ (или КНИ) радиолокацией и традиционной высокопотенциальной радиолокацией с составными детерминированными (шумоподобными) сигналами, достигая характеристик близких соответствующим аналоговым прототипам.

ЛИТЕРАТУРА

1. **ВОСКРЕСЕНСКИЙ Д.И.** Антенны с обработкой сигнала: Учеб. пособие для вузов. М.: САЙНС – ПРЕСС, 2002. 80 с.
2. **ГОРБУНОВ Ю.Н.** Окна в радиолокации // В кн.: XXI Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь – RLNC*2015» – Воронеж, 14–16 апреля. 2015. Т. 2. С. 770–782.
3. **ГОРБУНОВ Ю.Н.** Рандомизированная обработка сигналов в радиолокации и связи». Монография. Изд-во «LAP LAMBERT Academic Publishing», 66121, Saarbrücken, Germany, 2015. 150 с.
4. **ГОРБУНОВ Ю.Н.** Реализация цифровых систем СДЦ в псевдошумовых РАС с пониженной вероятностью перехвата // В кн.: 17-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2015». М.: 2015. Т. 1. С. 324–327.
5. **ГОРБУНОВ Ю.Н.** Стохастическая интерполяция пеленга в адаптивных антенных решетках с последовательным диаграммо-образованием на базе усеченных (малоэлементных) апертур и робастных статистик сигнала на входе // Изд-во «Радиотехника», Журнал «Антенны», 2015. №6. С. 18–26.
6. **ГОРБУНОВ Ю.Н.** Цифровая обработка радиолокационных сигналов в условиях использования грубого (малоразрядного) квантования: Монография // Федеральное космическое агентство, ФГУП «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга». М., 2007. 87 с.
7. **ГОРБУНОВ Ю.Н., Куликов Г.В., Шпак А.В.** Радиолокация: стохастический подход. Монография. М.: Горячая линия – Телеком, 2016, 520 с.
8. **ГОРБУНОВ Ю.Н., Лобанов Б.С., Куликов Г.В.** Введение в стохастическую радиолокацию. Учебное пособие для вузов. М.: Горячая линия – Телеком, 2015. 376 с.
9. **КАЛИНИН В.И., Чапурский В.В.** Эффективность двойного спектрального анализа и шумовой радиолокации при действии отражений от местных предметов // Радиотехника и электроника. 2006. Т. 51. № 3. С. 303–313.
10. **КЕЙ С.М., МАРПЛА С.Л.** Современные методы спектрального анализа: обзор // ТИИЭР. 1981. Т. 69. №11. С. 5–51.
11. **МАРПЛА М. С.Л.** Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. М.: Мир. 1990. 584 с.
12. **МОНЗИНГО Р.А., МИЛЛЕР Т.У.** Адаптивные антен-

ные решетки: введение в теорию. Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.

13. **ПУАРЬЕ ДЖ.** Зарубежная радиоэлектроника. 1969, №7.
14. **СОСУЛИН Ю.Г.** Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов. М.: Советское радио, 1978. 320 с.
15. **ЧЕРНЯК В.С.** О новых и старых идеях в радиолокации: МИМО РАС // Успехи современной радиоэлектроники. 2011. Вып. 2. С. 5–20.
16. **ВОУЛАТ А.** Bash, Dennis Goeckel, Don Towsley. Limits of Reliable Communication with Low Probability of Detection o AWGN Channels. U Mass Technical Report UM. CS. 2012. 003. P. 32.
17. **КЛЕММ R.** Space-Time Detection Theory // The material in this publication was assembled to support a lecture series under the sponsorship of the sensor and electronics Technology Panel (SET) and the Consultant and Exchange Programmer of RTO presented on 23–24 september 2002 in Moscow, Russia.
18. **МЕТРОПОЛИS N., УЛАМ S.** The Monte Carlo Method // J. Amer. Statistical Assoc. 1949. V. 44, №247. P. 335–341.

Горбунов Юрий Николаевич,

д.т.н., профессор, ведущий научный сотрудник Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Фрязинский филиал; Московского государственного технологического университета радиотехники, электроники и автоматике; Центрального научно-исследовательского радиотехнического института им. академика А.И. Берга

☎ Московская обл., г. Фрязино, пл. им. ак. Б.А. Введенского, д. 1,
тел.: +7 (905) 523-39-29, e-mail gorbunov@ms.ire.rssi.ru

УДК 621.318.12

МУЛЬТИФЕРРОИДНЫЕ МАТЕРИАЛЫ ЭЛЕКТРОЛИЗНОГО И ХИМИЧЕСКОГО ОСАЖДЕНИЯ В ИНФОРМАЦИОННЫХ СЛОИСТЫХ СРЕДАХ

Б.В. Хлопов, Ю.С. Бондарев,
В.С. Самойлова

АО «ЦЕНТРАЛЬНЫЙ НАУЧНО-
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ
ИНСТИТУТ ИМ. АКАДЕМИКА А.И. БЕРГА»

Проведены исследования свойств мультиферроидных материалов с целью возможного их использования в устройствах внешней памяти, которые позволили уточнить их фазовые изменения от внешних воздействий и изучить магнитные свойства. Например, такие характеристики материалов как коэрцитивная сила и намагниченность насыщения, а также их зависимость от технологических условий осаждения, толщины пленки, процентного состава составляющих ее элементов и микроструктуры пленки. Приведены сравнительные характеристики магнитной восприимчивости, а также характеристик записи-воспроизведения на носителе перпендикулярной записи с двухслойным тонкопленочным покрытием. Предложены варианты промышленного применения мультиферроидных метаматериалов для дисковых носителей информации.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: *носитель информации, мультиферроидные материалы, коэрцитивная сила, тонкопленочный образец, анизотропия, электролизное, химическое осаждение.*

ВВЕДЕНИЕ

Исследование свойств мультиферроидных материалов проводится с целью уточнить их электротехнические характеристики и определить новые физические свойства, открывающие перспективные совершенствования дисковых носителей информации, а также дальнейшие пути их использования при разработках радиоэлектронных устройств [5]. Анализ мультиферроидных материалов на основе электролизного и химического осаждения никельсодержащих, кобальтсодержащих и железосодержащих сплавов позволяет уточнить магнитную восприимчивость материалов и разработать технологическое оборудование [9] для исследования магнитных свойств образцов под воздействием внешних электромагнитных полей.

MULTIFERROIC MATERIALS ELECTROLYSIS AND CHEMICAL INFORMATION DEPOSITION IN LAYERED MEDIA

B.V. Khloпов, Yu.S. Bondarev,
V.S. Samoylova

We studied the properties of multiferroic materials for possible use in an external memory device that allowed to clarify their phase change from external influences and to study the magnetic properties. For example, such material properties as the coercive force and saturation magnetization, as well as their dependence on conditions of the deposition, the film thickness, the percentage composition of its constituent elements and the film microstructure. We showed the comparative characteristics of the magnetic susceptibility, as well as the recording-reproduction characteristics on a perpendicular recording medium with a two-layer thin film coating. We proposed variants of industrial application of multiferroic metamaterials for disk media.

KEYWORDS: *data carrier, multiferroic materials, coercive force, thin-film sample, anisotropy, electrolysis, chemical deposition.*

МАГНИТНЫЕ И АНИЗОТРОПНЫЕ СВОЙСТВА МАТЕРИАЛОВ

В носителях информации с перпендикулярной записью домены, хранящие разные значения, не отталкиваются друг от друга, что приводит к увеличению плотности, уменьшению размера частиц и не требует уменьшения толщины слоя.

Магнитный слой имеет сложный состав. Под тонким защитным слоем расположен записывающий слой, например, состоящий из окисленного сплава кобальта, платины и хрома. Подложка состоит из двух слоев сложного химического состава, называемых антиферромагнитносвязанными слоями. Именно они позволяют снять внутренние напряжения магнитного поля. Показано [7, 11], что многие тон-

копленочные материалы с перпендикулярной магнитной анизотропией получают преимущественно разными способами напыления. Тем не менее, экспериментальные работы подтверждают, что при невакуумном формировании тонких пленок, в основном при электролизном осаждении, могут быть достигнуты сравнительно неплохие магнитные и анизотропные свойства рабочего слоя носителя, вполне подходящего для реализации перпендикулярной записи [3, 11, 14]. Например, на магнитном диске с CoNiMnReP – рабочим слоем, полученным электролизным осаждением. CoNiMnReP пленки сильно зависят от концентрации NiSO₄. Пределы изменения коэрцитивной силы H_c⁺ и намагниченности насыщения в зависимости от концентрации NiSO₄ соответственно равны 35,2...102 кА/м и 104...252 кА/м. Максимальное значение энергии анизотропии K_i равно 1,6×10² эрг/см³, которое сравнимо с K_i для напыленных кобальт-хромовых пленок. Минимальная дисперсия осей анизотропии составляет около 12°. Для сравнения следует отметить, что напыленные пленки с перпендикулярной магнитной анизотропией из разных материалов, в том числе и кобальт-хромовые, имеют гораздо лучшую ориентацию осей анизотропии, которая важна при достижении достаточно высокой плотности записи [4]. На рис. 1 приведены экспериментальные сравнительные характеристики магнитной восприимчивости при использовании образцов композитных материалов.

Экспериментальные характеристики подтверждают, что и рабочий слой сформированный электроо-

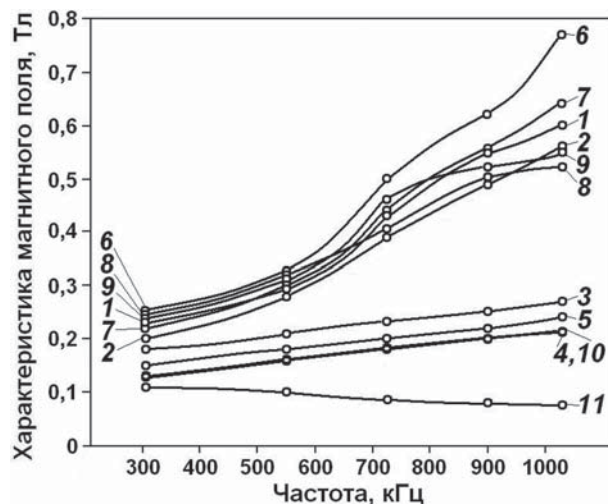


РИС. 1.

Сравнительные характеристики значений магнитной восприимчивости в зависимости от частоты при использовании образцов наноматериалов, содержащих кластеры: 1 – Co + Pd; 2 – Ni₃Fe + Co + Ni; 3 – феррит состава Ni_{0,5}Zn_{0,5}Fe₂O₄; 4 – Co + Ni; 5 – Ni₂Fe₃; 6 – Ni+FePd₃ + рентгеноаморфные фазы; 7 – Fe; 8 – Ni₃Fe; 9 – Ni₃Fe + рентгеноаморфные фазы; 10 – титанат железа FeTi₂O₅; 11 – Cu

саждением никеля, кобальта и железа на MgAl-основу с 4% содержанием Mg может обладать неплохими магнитными свойствами. MgAl-основа подвергалась химической обработке, в результате которой в ее поверхностном слое образовывалась пористая структура. На такую основу и осуществлялось электроосаждение рабочего слоя. На одной из заключительных стадий рабочий слой полировался. При электроосаждении поры заполнялись магнитным материалом, при этом формировались гексагональные ячейки с центральными магнитными и периферийными немагнитными зонами. С уменьшением диаметра пор коэрцитивная сила монотонно растет. Диаметр пор около 20 нм соответствует коэрцитивной силе 160 кА/м при их заполнении железом. Результаты наблюдения микроструктуры CoNiP-пленок с перпендикулярной анизотропией, осажденных электролизным способом, показывает, что размеры и форма кристаллов влияют на коэрцитивную силу в перпендикулярном направлении [3, 14]. Пленки с более высокой коэрцитивной силой содержат больших размеров кристаллические зерна с упорядоченной кристаллографической структурой в виде перпендикулярно ориентированных столбиков. Однако такая упорядоченная столбчатая структура не наблюдалась для пленок CoNiP с относительно низкой коэрцитивной силой. Анизотропия формы, а также кристаллографическая анизотропия, существенно влияют на магнитные свойства данных пленок. На начальной стадии осаждения образуются обогащенные никелем беспорядочно ориентированные кристаллиты с гранцентрированной кубической структурой. При дальнейшем осаждении формируются столбчатые кристаллиты с гексагональной плотноупакованной структурой, характерной для высококоэрцитивной среды. В то же время в пленках с низкой коэрцитивной силой наблюдаются кристаллиты с гранцентрированной кубической и гексагональной плотноупакованной структурами.

Железо-кобальтовые на алюминиевой основе пленки, полученные в результате электроосаждения, содержат железо-кобальтовые частицы, находящиеся в однофазном состоянии. В данных пленках наблюдаются поры сравнительно небольшого диаметра – около 15 нм. Пленки с 34% содержанием кобальта обладают сравнительно неплохими магнитными параметрами: коэрцитивная сила равна 216 кА/м, коэффициент прямоугольности петли гистерезиса M_r/M_s = 0,90. Данные пленки характеризуются сравнительно большой энергией анизотропии. По своим магнитным и анизотропным свойствам они могут служить материалом рабочего слоя носителей с перпендикулярным намагничиванием [4, 13].

Осажденным электролизом CoNiReP-пленкам также присуща перпендикулярная магнитная анизотропия. В таких пленках наблюдаются зоны с разной степенью кристаллизации. Для них характерна сегре-

гация микроструктуры: ферромагнитная обогащенная кобальтом фаза находится в центральной части кристаллических столбиков, окруженных немагнитной NiP-фазой. Для улучшения характеристики записи-воспроизведения в процессе электролизного осаждения на гибкой основе вначале формировался эпитаксиальный NiMoP-слой, а затем основной Co-NiReP-слой. Поле анизотропии и коэрцитивная сила H_c эпитаксиального слоя зависят от концентрации $NiSO_4$. Для концентраций 0.10 и 0.06 моль/дм³ H_c соответственно равна 4 и 6.8 кА/м. Кристаллографическая структура эпитаксиального слоя является грацецентрированной кубической, а основной слой состоит из гексагональной формы с плотной упаковкой, С оси которой ориентированы в перпендикулярном к плоскости подложки направлении [10, 12].

При исследовании процесса перемагничивания выяснено, что для основного слоя преобладает механизм вращения вектора намагниченности, а для эпитаксиального – механизм движения доменных границ. Меньшая коэрцитивная сила NiMoP-слоя соответствует более высокому уровню сигнала воспроизведения, как для низкой, так и для высокой плотности записи вплоть до 8000 п.п/мм.

МАГНИТНЫЕ И АНИЗОТРОПНЫЕ СВОЙСТВА МАТЕРИАЛОВ ПОЛУЧЕННЫХ ХИМИЧЕСКИМ ОСАЖДЕНИЕМ

В результате выбора оптимальных условий химического осаждения кобальтнickedельфосфорных пленок с перпендикулярной анизотропией достигнута коэрцитивная сила около 120 кА/м без существенного изменения намагниченности насыщения и коэффициента прямоугольности петли гистерезиса [11]. Как показал анализ методов электронной дифракции, данные пленки состоят из областей с перпендикулярно ориентированными кристаллитами и областей с существенно менее выраженной ориентацией кристаллитов. С повышением размеров кристаллитов растет

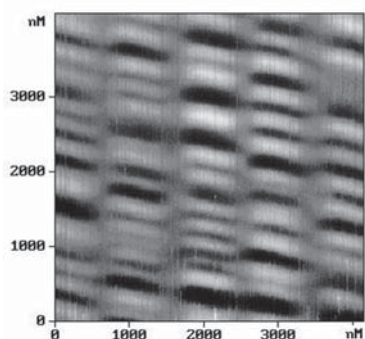


Рис. 2.

Фрагмент рельефа перпендикулярной записи на магнитном носителе

коэрцитивная сила. В работе [8, 10, 12] исследовались характеристики записи-воспроизведения на носителе перпендикулярной записи с двухслойным тонкопленочным покрытием. На рис. 2 приведен фрагмент рельефа перпендикулярной записи на магнитном носителе.

Двухслойное (CoNiReP/NiFeP) покрытие наносилось методом электролиза на поверхность гибкого диска. Коэрцитивная сила в перпендикулярном направлении основного слоя составляла около 96 кА/м. Изготавливались магнитные диски с разной толщиной покрытия и коэрцитивной силой магнитно-мягкого слоя NiFeP.

В последние годы в качестве носителя информации используются слоистые среды с антиферромагнитной связью. Среда с антиферромагнитной связью (АФС) – многослойная структура [15], в которой два магнитных слоя отделены предельно тонким, всего три атома толщиной, слоем немагнитного металла рутения. Сущностью АФС среды является антипараллельное выстраивание двух магнитных слоев при каждом магнитном переходе между двумя битами. Воспроизводящая магнитная головка воспринимает эффективную магнитную толщину сложной структуры. Это свойство АФС среды позволяет создавать ячейки большего эффективного объема. На рис. 3 представлено схематическое изображение АФС среды с магнитным переходом.

Для записи-воспроизведения используется массивная ферритовая головка и магнитная головка с металлическим заполнением рабочего зазора. На двухслойном носителе с большей коэрцитивной силой магнитно-мягкого слоя NiFeP с помощью ферритовой головки получен более высокий уровень сигнала воспроизведения. Однако на этом же носителе при записи-воспроизведении магнитной головкой с металлическим заполнением рабочего зазора достигнут самый высокий уровень сигнала воспроизведения, что объясняется довольно эффективным взаимодей-

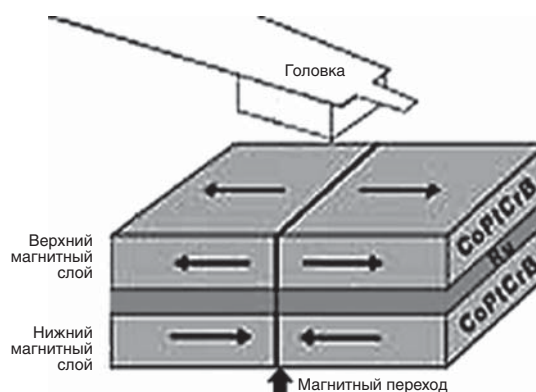


Рис. 3.

Схематическое представление среды с магнитным переходом

ствием магнитного поля рассеяния головки с высокопроницаемым слоем носителя.

Для сравнения, AFC среда имеет тепловую стабильность обычной среды с двойной магнитной толщиной. AFC среды позволяют обеспечить устойчивое хранение данных при плотности записи около 100 гигабит на квадратный дюйм.

Мультиферроидные материалы открывают перспективные совершенствования дисковых носителей информации. Отечественные разработчики исследовали возможность метаматериалов на основе опаловых матриц для создания тонких пленок управляемых импульсными магнитными полями в СВЧ диапазоне [2, 6]. Опаловая матрица представляет собой плотно упакованную периодическую структуру микросфер рентгеноаморфного кремнезема (SiO_2) – другими словами решетчатую упаковку микросфер, чьи тетраэдрические и октаэдрические полости, образованные контактирующими микросферами, не заполнены. Получены 3D правильные упаковки наносфер SiO_2 объемом $>15 \text{ см}^3$ с размерами монодоменных областей до $0,1 \text{ мкм}$, $\Delta d < 4\%$. Наноккомпозиты на основе опаловых матриц, были изготовлены методом пропитки, который основан на заполнении нанополостей опаловой матрицы веществом–прекурсором с определенным химическим составом (пропитка опаловых матриц смесью водных растворов солей нитратов металлов из расчета формирования заданного состава). Методом просвечивающей электронной микроскопии (ПЭМ, прибор JEM 200C) было установлено, что степень нарушений периодичности зависит от вводимых материалов и для образцов с соединениями на основе Co, Ni и Fe незначительна. Сформированные кластеры металла, как правило, бесформенны и хаотично ориентированы, но иногда имеют форму тетраэдров и октаэдров, соответствующую форме межсферических полостей [6]. Метаматериалы на основе опаловых матриц для создания тонких пленок успешно используются при разработке радиоэлектронной аппаратуры [8].

Разработчики из Университета Саутгемптон предложили новый вид метаматериала, соединение германий-сурьма-теллур, для создания нового поколения перезаписываемых лазерных CD, DVD дисков, свойства которых могут изменяться с помощью внешнего воздействия [1]. В новых материалах отсутствуют металлы, поэтому исключаются потери в видимой и ближней ИК-области. По заявлению разработчиков материал полностью диэлектрический. При облучении материала лазерными импульсами структура его изменяется (аморфная, либо кристаллическая). После облучения материал сохраняет свое измененное состояние до воздействия следующего импульса излучения. Разработчики считают, что материал может обеспечить функционирование перезаписываемых CD-RW, DVD-RW дисков памяти.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследования и анализ характеристик мультиферроидных материалов позволили раскрыть свойства материалов, полученных электролизным химическим осаждением, а также процессы фазовых переходов магнитных материалов, уточнить коэрцитивную силу магнитных материалов, значение намагнитченности тонких пленок магнитного материала. Анализ результатов позволяет сделать вывод о возможности создания оборудования с магнитной системой, обеспечивающей создание магнитных полей, напряженность которых превосходит значения коэрцитивной силы мультиферридных материалов, применяемых в существующих носителях информации. Общее состояние современного уровня, рассмотренное в предложенном материале статьи, исследований технических характеристик мультиферроидных материалов характеризуется увеличением практических разработок образцов для промышленных изделий. Уверены, что предложенные исследования найдут широкое применение в случаях разработки технологического оборудования для создания магнитных полей, напряженность которых превосходит значения коэрцитивной силы мультиферроидных материалов.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант № 16-07-00642).

ЛИТЕРАТУРА

1. Гуляев Ю.В., Хлопов Б.В., Лобанов Б.С., Митягин Ал.Ю., Соколовский А.А., Тимирязева М.П., Фесенко М.В. Влияние внешних магнитных полей на информационную магнитную структуру современных жестких дисков // Нано - микросистемная техника. 2010. № 11. С.- 10-14.
2. Ринкевич А.Б., Бурханов А.М., Самойлович М.И., Беянин А.Ф., Клещева С.М., Кузнецов Е.А. 3D-наноккомпозитные металлдиэлектрические материалы на основе опаловых матриц // Российский химический журнал. 2012. Т. LVI. № 1–2. С. 26–35.
3. Ринкевич А.Б., Устинов В.В., Самойлович М.И., Беянин А.Ф., Клещева С.М., Кузнецов Е.А. Наноккомпозиты на основе опаловых матриц с 3D-структурой, образованной магнитными наночастицами // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. 2008. № 4. С. 55–63.
4. Самойлович М.И., Ринкевич А.Б., Бовтун В., Беянин А.Ф., Нужный Д., Кемпа М., Клещева С.М. СВЧ-характеристики, микроволновая проводимость и диэлектрические свойства наноккомпозитов на основе опаловых матриц с заполнением межсферических нанополостей металлами // Наноинженерия. 2012. №3. С. 22–30.

5. Хлопов Б.В., Митягин А.Ю., Фесенко М.В., Кузьминых А.С. Труды 19 Международной конференции «Материалы с особыми физическими свойствами и магнитные системы». Суздаль, 2007. С. 305–310.
6. Хлопов Б.В., Самойлович М.И., Белянин А.Ф., Клещева С.М. Использование нанокompозитных материалов на основе опаловых матриц в аппаратуре уничтожения информации. // Наноинженерия. 2014. №9. С. 20–23.
7. Хлопов Б.В., Самойлович М.И., Митягин А.Ю. Использование метаматериалов на основе опаловых матриц в системах стирания информации на магнитных носителях // Наноинженерия. 2013. №4. С. 29–34.
8. Хлопов Б.В., Фесенко М.В., Кузьминых А.С. Труды VII Международной конференции молодых специалистов. Новые материалы и технологии в авиационной и ракетно-космической технике. Федеральное агентство по промышленности, Федеральное космическое агентство «КОММЕТПРОМ», ИПК «Машприбор», г. Королев, 2008. Ч. II. С. 61.
9. Хлопов Б.В., Чучева Г.В., Митягина А.Б. Фазовые изменения мультиферроидных магнитных материалов, применяемых в системах внешней памяти// Известия Саратовского университета. Новая серия. Серия Физика. 2017. Т. 17. вып. 1. С. 33–43.
10. HAINES W.G. IEEE Trans. on Magn. 1984. V. 20. P. 812.
11. НОММА Т. J. Magn. Soc. Jap. 1991. V. 15. P. 113.
12. МАЕДА J., ТАКАНАШИ М. IEEE Trans. on Magn. 1988. V. 24. P. 3012.
13. NIIMURA Y., NAOE M. IEEE Trans. on Magn. 1985. V. 21. P. 1447.
14. ОНУМА S. IEEE Trans. on Magn. 1988. V. 24. P. 2551.
15. RIRAKOSYAN A.S, POKROVSKY V.L. arXiv:cond-mat/0305487v1.2003.

Хлопов Борис Васильевич,
д.т.н., профессор, начальник отдела АО «Центральный научно-исследовательский радиотехнический институт им. академика А.И. Берга»,

☎ 107078, г. Москва, ул. Новая Басманная, д. 20, стр. 9,
e-mail: hlopovu@yandex.ru

Бондарев Юрий Степанович,
д.воен.н., профессор, заместитель генерального директора АО «Центральный научно-исследовательский радиотехнический институт им. академика А.И. Берга»,

Самойлова Валерия Сергеевна,
инженер 2 категории АО «Центральный научно-исследовательский радиотехнический институт им. академика А.И. Берга»

УДК: 001.891.576

РАЗРАБОТКА АКУСТООПТИЧЕСКОГО МОДУЛЯТОРА СВЧ ДИАПАЗОНА В ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ НА ОСНОВЕ АЛМАЗНЫХ СТРУКТУР

А.Г. Бочаров, К.С. Кашуркин,
Г.А. Шарапов,
Ю.Н. Медведский

АО «ЦЕНТРАЛЬНЫЙ НАУЧНО-
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ
ИНСТИТУТ ИМ. АКАДЕМИКА А.И. БЕРГА»

В данной статье рассматривается возможность построения акустооптического модулятора (АОМ) на основе алмазных структур, проведено сравнение его характеристик с имеющимся аналогом. Представлен алгоритм нахождения профиля показателя преломления градиентного волновода, на базе которого возможно построение интегрально-оптического устройства – СВЧ – спектроанализатора.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: акустооптика, акустооптический модулятор, СВЧ – спектроанализатор, алмазный волновод.

ВВЕДЕНИЕ

Акустооптический модулятор – это прибор, управляющий интенсивностью световых пучков на основе перераспределения световой энергии между проходящим и дифрагированным светом [7]. АОМ представляет собой акустооптическую ячейку (АОЯ), в которой распространяется амплитудно-модулированная ультразвуковая волна, излучаемая пьезопреобразователем. Падающий на АОЯ свет частично дифрагирует, и отклонённый луч принимается фотоприёмным устройством [7]. Дифракцию света на ультразвуковых волнах качественно можно объяснить следующим образом. Ультразвуковая волна, распространяясь в твердом теле или жидкости, создаёт локальные сжатия и разрежения среды. Вследствие эффекта фотоупругости из-за механических напряжений возникают изменения диэлектрической проницаемости, а следовательно, изменения показателя преломления среды. Таким образом, в среде образуются периодические слои с отличающимся показателем преломления. Эти слои движутся со скоростью звука и следуют друг за

DEVELOPMENT OF AN ACOUSTO-OPTIC MODULATOR OF MICROWAVE RANGE IN INTEGRATED DESIGN BASED ON DIAMOND STRUCTURES

A.G. BOCHAROV, K.S. KASHURKIN,
G.A. SHARAPOV, Y.N. MEDVEDSKIY

In this article we consider the possibility of constructing an acousto-optic modulator (AOM) based on diamond structures, we compared its characteristics with existing analogues. We presented an algorithm for finding the profile of the refractive index of a gradient waveguide, on the basis of which it is possible to build an integrated-optical device – microwave spectrum analyzer.

KEYWORDS: acoustooptic, acoustic – optical modulator, microwave spectrum analyzer, diamond wave guide.

другом на расстоянии половины длины звуковой волны. При прохождении света через такую слоистую структуру возникает дифракция [5].

Эффективность работы АОМ зависит от параметров и характеристик кристалла, на основе которого он изготовлен: показателя преломления, диапазона прозрачности, скорости распространения акустической волны в нём, коэффициента акустооптического качества и др.

Интенсивность дифрагированного света определяется по формуле:

$$I_1 = I_0 \sin^2 \left(\frac{\pi}{\lambda_0 \cos \theta_0} \sqrt{\frac{P_a L}{2H}} M_2 \right) \quad (1)$$

где I_0 – интенсивность падающего пучка; λ_0 – длина световой волны в вакууме; θ_0 – угол Брэгга; P_a – акустическая мощность; L – длина пьезопреобразователя; H – ширина пьезопреобразователя; M_2 – коэффициент акустооптического качества.

Коэффициент акустооптического качества – есть комбинация констант данного материала, она определяет интенсивность дифрагированного света независимо от размеров пьезопреобразователя и акустической мощности. Коэффициент акустооптического качества определяется по формуле:

$$M_2 = \frac{n^6 p^2}{\rho v^3} \quad (2)$$

где n – коэффициент преломления кристалла; p – действующая фотоупругая константа; ρ – плотность среды; v – скорость распространения акустической волны в материале.

Коэффициент качества M_2 является важнейшей характеристикой акустооптического материала [5].

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ АЛМАЗНЫХ СТРУКТУР ДЛЯ АКУСТООПТИЧЕСКОГО МОДУЛЯТОРА

В данной работе исследуется возможность построения АОМ на основе алмазных структур. Значение коэффициента акустооптического качества кристалла алмаза можно рассчитать по формуле 2.

Параметры кристалла алмаза:

- показатель преломления $n = 2,418$;
- скорость распространения акустических волн: продольных $v = 18000$ м/с, поперечных $v = 12000$ м/с;
- плотность $\rho = 3,417 \times 10^6$ г/м³;
- фотоупругая константа $p = 2,1 \times 10^{-6}$ м/г [3, 4].

В ходе проведенных расчетов получили значение коэффициента акустооптического качества кристалла алмаза при:

продольном распространении акустических волн $M_2 = 44,24 \times 10^{-18}$; поперечном распространении акустических волн $M_2 = 149 \times 10^{-18}$.

В качестве эталонного значения M_2 принято значение коэффициента акустооптического качества плавленого кварца. Рассчитанные значения M_2 для АОМ на основе алмазных структур представлены относительно плавленого кварца. Значение M_2 алмаза намного выше значения M_2 кристалла LiNbO₃. Для кристалла LiNbO₃ значение M_2 при продольном распространении акустических волн равно $M_2 = 4,5 \times 10^{-18}$, при поперечном – $M_2 = 1,87 \times 10^{-18}$.

РАСЧЕТ ПЛАНАРНОГО ОПТИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДА НА ОСНОВЕ АЛМАЗНОЙ ПЛЕНКИ

В качестве подложки в данном исполнении используется нитрид алюминия (AlN). На рис. 1 показана конструкция АОМ на основе алмазного волновода на подложке AlN.

Основная задача при разработке АОМ СВЧ диапазона в интегральном исполнении состоит в реализации алмазного волновода, определяющего особенности интегрально-оптического устройства:

А. Г. БОЧАРОВ, К. С. КАШУРКИН,
Г. А. ШАРАПОВ, Ю. Н. МЕДВЕДСКИЙ
РАЗРАБОТКА АКУСТООПТИЧЕСКОГО МОДУЛЯТОРА
СВЧ ДИАПАЗОНА В ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ
НА ОСНОВЕ АЛМАЗНЫХ СТРУКТУР

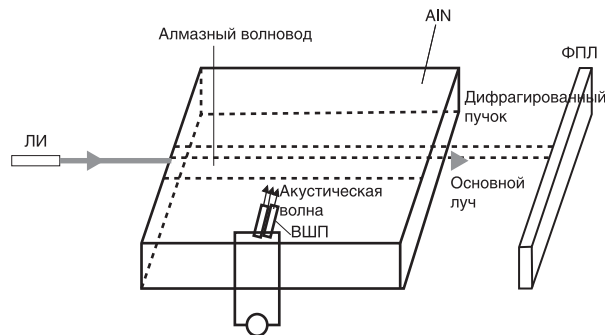


РИС. 1.

Конструкция АОМ на основе алмазного волновода на подложке AlN: ЛИ – лазерный источник; ВШП – встречно-штыревой преобразователь; ФПЛ – фотоприёмная линейка

- эффективность управления распространением световых колебаний;
- частотные характеристики устройства;
- потери света при стыковке с источником излучения и оптическим волокном.

Особый интерес представляет новый тип оптических волнопроводов (ОВ), сформированных на ниобате лития с применением алмазной пленки [1]. Будем рассматривать его в качестве прототипа. Выбор оптимальных параметров – ширины и толщины – волновода существенным образом влияет на параметры изготавливаемого на его основе интегрально-оптического устройства. Вопросы определения профиля показателя преломления таких структур позволяют реализовать новый тип интегрально-оптических устройств с улучшенными характеристиками, в частности, оптоэлектронный СВЧ-спектроанализатор.

Неоднородные (градиентные) планарные ОВ с плавным изменением показателя преломления $n_1(x)$ по поперечному сечению волновода находят широкое применение в интегральной оптике. Показатель преломления $n_1(x)$ такого градиентного волновода, представленного на рисунке 2, может быть задан в виде:

$$n_1(x) = n_0 + \Delta n f(x/d) \quad (3)$$

где n_0 – показатель преломления;

$$\Delta n = n_1 - n_0$$

где n_1 – максимальное значение показателя преломления $n_1(x_0)$, как правило, $f(x/d)$ – функция профиля показателя преломления ОВ, где d – параметр профиля.

Имеем следующее соотношение

$$f(x_0/d) = 1; f(\infty) = 0.$$

Обычно в практических применениях $\Delta n \ll n_1 - n_2$. Как правило, вид функции $n_1(x)$ заранее не известен. Поэтому используются различные методы определе-

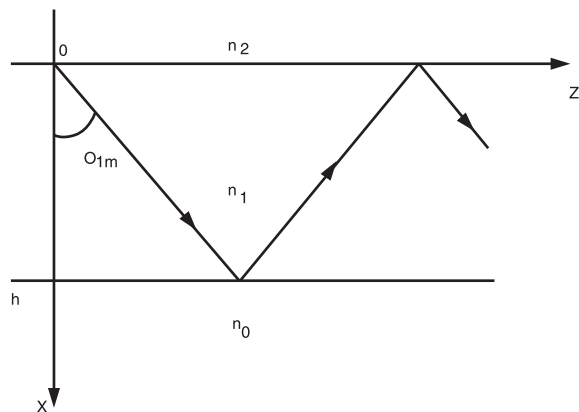


Рис. 2.

Показатель преломления $n_1(x)$ градиентного волновода; n_m – эффективный показатель преломления m -ой моды; Z – направление распространения световой волны

ния профиля показателя преломления градиентных ОВ по экспериментально измеренным значениям эффективных показателей преломления n_m^* его мод.

В условиях реализации алмазных пленочных структур на нитриде алюминия, как и на ниобате лития, необходимо рассмотрение неоднородных планарных ОВ [1, 6]. В данной работе при восстановлении профиля показателя преломления ОВ используется прием, основанный на обращении дисперсионного уравнения градиентного ОВ методом Вентцеля-Крамера-Бриллюэна (ВКБ) – приближении при кусочной аппроксимации $n_1(x)$ некоторыми простыми функциями [2, 4].

В ВКБ-приближении дисперсионное уравнение градиентного волновода можно представить в виде:

$$V \int_0^{\xi_m} [f(\xi) - b_m]^2 d\xi = \pi(m - \frac{3}{4}) + \arctg\left(\frac{b_m + a}{1 - b_m}\right) \quad (4)$$

где $V = kd(n_1^2 - n_0^2)^{1/2}$;

$$f(\xi_m) = b_m;$$

$$\xi = \frac{x}{d};$$

x_m – координата точки поворота моды с индексом m ;

$$b_m = (n_m^{*2} - n_0^2) / (n_1^2 - n_0^2);$$

b_m – нормированный эффективный показатель преломления; a – степень асимметрии распределения показателей преломления планарного волновода [4].

Введем нормированную толщину градиентного ОВ:

$$V_0 = k(n_1^2 - n_0^2)^{1/2} D, \quad (5)$$

где $D = d \int_0^{\xi_m} [f(\xi)]^{1/2} d\xi$ – толщина градиентного волновода.

Тогда дисперсионное уравнение (4) может быть приведено к виду:

$$\int_0^{\xi_m} [f(\xi) - b_m]^{1/2} d\xi = \tilde{m}, \quad (6)$$

где $\tilde{m} = \pi(m + \delta m - 3/4) / V_0$ – нормированный модовый индекс,

$$\text{где } \delta m = \arctg[(b_m + a)/(1 - b_m)]^{1/2} / \pi.$$

Уравнение (6) описывает нормированные эффективные показатели b_m в большинстве планарных градиентных ОВ с заданной функцией $b(\tilde{m})$.

Таким образом, задавая определенную величину n_0 и V_0 , можно определить \tilde{m} для мод различного номера и, следовательно, соответствующий им набор эффективных показателей преломления волноводных мод N_m в конкретно рассматриваемом волноводе. Нахождение $b(\tilde{m})$ по набору экспериментальных данных позволяет получить выражение для профиля $n(x)$. [2]

Для восстановления профиля маломодовых волноводов (что представляет интерес в данной работе) требуются дополнительные данные, а именно набор эффективных показателей преломления, полученных при различных длинах волн падающего света. Допустим, что имеются n_m^* измеренные на длинах волн λ_0 и λ_0' . Как показал эксперимент [1] для диффузных волноводов в Y-срезе ниобата лития при изменении λ_0 форма профиля сохраняется, а дисперсией обладает только приращение показателя преломления Δn . Будем считать, что закон дисперсии Δn и n_1 известен. Тогда задав величину $n(\lambda_0)$ для λ_0 , найдем значение β , определяемое как:

$$\beta = \frac{\lambda_0'}{\lambda_0} [n_0 \Delta n / n_0' \Delta']^{1/2} \quad (7)$$

Тогда дисперсионное уравнение (4) можно представить в виде:

$$V \int_0^{\xi_m} [f(\xi) - b_m]^{1/2} d\xi = \Phi(\Delta m, \beta, m), \quad (8)$$

где $\Delta m = m(\beta - 1) + \beta \delta m + \frac{3}{4}(\beta - 1)$.

Будем рассматривать функцию $\Phi(\Delta m, \beta, m)$ в выражении (8) в виде полинома по параметру m , ограничиваясь первыми двумя членами. Изменяя параметр β , можно для заданных материалов получать искомую зависимость $n(x)$. Используя соотношение для b_m из выражения (4) и соотношение

$$n_m^{*2} = n^2(\xi_m) = n_1^2 + (n_0^2 - n_1^2) b_m \quad (9)$$

определяется профиль $n(x)$ с учетом выражения (8).

Расчеты профиля преломления для алмазного волновода представлены на рисунках 3 и 4.

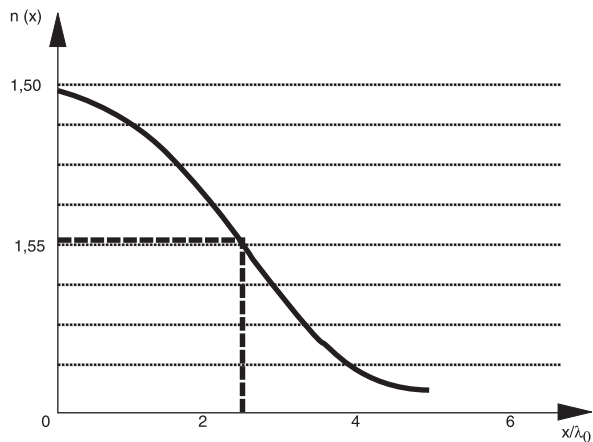


Рис. 3.

Расчет профиля показателя преломления алмазного градиентного волновода

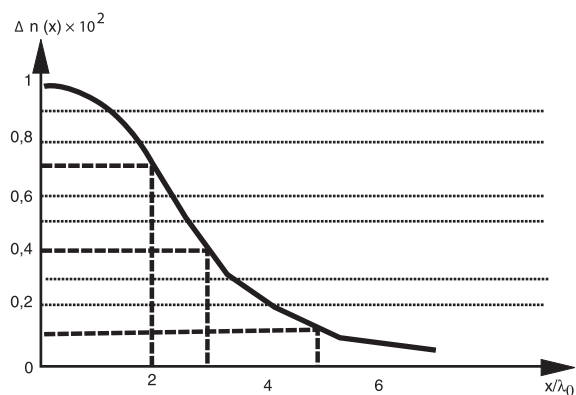


Рис. 4.

Расчет профиля показателя преломления алмазного градиентного волновода

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе было проведено исследование возможности построения акустооптического модулятора в интегральном исполнении на основе алмазных структур. Был проведен расчет коэффициента акустооптического качества алмаза, высокое значение которого позволяет сделать вывод о том, что АОМ на основе алмазных структур будет обладать лучшими характеристиками, по сравнению с АОМ, изготовленным на основе других кристаллов, например, LiNbO_3 .

Построение АОМ СВЧ диапазона в интегральном исполнении состоит в реализации акустооптического взаимодействия на поверхности алмазного волновода. Возбуждение акустических колебаний СВЧ диапазона осуществляется встречно-штыревым преобразователем (ВШП).

В работе был рассмотрен алгоритм восстановления профиля показателя преломления маломодового оптического волновода по экспериментальным значениям эффективного показателя преломления на основе ВКБ-

приближения, а так же представлен показатель преломления маломодового волновода, сформированного на основе алмазной пленки. Рассчитанный профиль показателя преломления алмазного волновода на основе ниобата лития может быть использован для реализации оптоэлектронного АОМ СВЧ-диапазона в интегральном исполнении и последующего анализа его работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Аксенов Е.Т., Кухарев А.В., Липовская М.Ю., Липовский А.А. Исследование особенностей диффузии титана при формировании оптических волнопроводов в подложках из ниобата лития. ЖТФ, 1987. Т. 57. Вып. 1. С. 146–151.
2. Аксенов Е.Т., Липовский А.А. К вопросу расчета профилей показателя преломления градиентных оптических волнопроводов – ЖТФ, 1980. Т. 50. Вып. 4. С. 842–844.
3. Басанец В.В., Болтовец Н.С., Гуцул А.В., Зоренко А.В., Ральченко В.Г., Беяев А.Е., Кладько В.П., Конакова Р.В., Кудрик Я.Я., Кучук А.В., Миленин В.В. Интегральная схема СВЧ-модулятора сантиметрового диапазона на слоях поликристаллической алмазной пленки // ЖТФ. 2013. Т. 83. Вып. 3. С. 113–117.
4. Колосовский Е.А., Петров Д.В., Царев А.В. Численный метод восстановления профиля показателя преломления диффузных волнопроводов. Квантовая электроника. 1981. Т. 8. №12. С. 2557–2561.
5. Магдич Л.Н., Молчанов В.Я. Акустооптические устройства и их применение. М., «Советское радио», 1978. 112 с.
6. Медведский Ю.Н., Шарапов Г.А., Подшивалова В.Ю., Карсеев А.И. Планарные оптические волноводы на основе алмазных пленок в ниобате лития для интегрального оптоэлектронного СВЧ-спектроанализатора // Доклад на V Всероссийской микроволновой конференции 2017. С. 208.
7. Левин В.М. Акустооптика. В кн: Физическая энциклопедия (под ред. Прохорова А.М.). М.: Советская Энциклопедия, 1988. Т. 1. С. 48.
8. Сорокин Б.П., Квашнин Г.М., Бормашов В.С., Волков А.П., Теличко А.В., Гордеев Г.И., Голованов А.В. Технология изготовления СВЧ пьезоэлектрических преобразователей на основе пленки AlN, нанесенной на подложку из синтетического монокристалла алмаза.

Бочаров А.Г., инженер АО «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга»
Кашуркин К.С., инженер АО «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга»
Шарапов Г.А., инженер АО «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга»
Ю.Н. Медведский, инженер АО «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга»

✉ 107078 г. Москва, ул. Новая Басманная, д. 20
e-mail: sarius1990@ya.ru

УДК 621.3

МЕТОД ОПТИМИЗАЦИИ СТРУКТУРЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТНОГО АВТОМАТА

А. В. Волков

ЦЕНТРАЛЬНЫЙ НАУЧНО-
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ
ИНСТИТУТ ИМЕНИ АКАДЕМИКА А. И. БЕРГА

В промышленных системах автоматизированного проектирования уделяется мало внимания такой важной процедуре синтеза последовательностного автомата, как кодирование его состояний. Обычно является доступным кодирование последовательным двоичным кодом, когда первому состоянию присваивается код – 001, второму – 010, третьему – 011 и т.д., либо позиционное кодирование, когда первому состоянию присваивается код – 001, второму – 010, третьему – 100 и т.д. В статье приводится метод кодирования, который позволяет минимизировать функциональную зависимость между переменными состояний автомата и тем самым значительно упростить физическую реализацию устройства.

Ключевые слова: последовательностный автомат, кодирование состояний, синтез автомата, алгоритмическое описание, операционный блок, управляющий блок, регистровая схема, комбинационная схема.

Проектирование электронного цифрового устройства обычно начинается с разработки алгоритма его функционирования. После этого выполняются процедуры синтеза функциональных и принципиальных схем устройства. Блочный синтез является первой процедурой синтеза и состоит в разделении алгоритмического описания на ряд фрагментов, каждому из которых ставится в соответствие некоторый аппаратный блок [1]. Результатом блочного синтеза является выделение по общему описанию операционных и управляющих блоков, называемых также автоматами.

При выполнении перехода к структурному описанию информационным переменным ставятся в соответствие выходы регистра или комбинационной схемы, операторам алгоритма – микрооперации. При поразрядном разбиении, т.е. при разделении много-разрядной структуры на структурно одинаковые или близкие друг к другу одnorазрядные ячейки, можно ограничиться синтезом небольшого числа схем малой размерности. Затем, разработав конструкцию этих

THE METHOD OF OPTIMIZING THE STRUCTURE OF A STATE MACHINE

A.V. VOLKOV

The purpose of this article is the desire to show, as the coding of states of a state machine influences complexity of its physical implementation. In industrial automated design engineering systems little attention is paid to such an important procedure for the synthesis of a state machine as the coding of its states. The sequential binary coding is usually available when the first state is assigned the code - 001, the second - 010, the third - 011, etc., or positional coding, when the first state is assigned code - 001, the second - 010, the third - 100 etc. In this article there is the method of the coding that allows to minimize the functional dependence between variables of states, which can simplify considerably physical implementation of the device. a state machine.

KEYWORDS: coding of states, synthesis of an automaton, algorithmic description, operational block, control block, register circuit, combinative circuit.

схем, методом мультиплицирования, проектируют всю структуру устройства. Подобным способом можно спроектировать операционный блок.

В отличие от операционного, управляющий блок содержит процедуры, результаты выполнения которых во многом определяют сложность, быстродействие, устойчивость и надежность блока, а вместе с ним и проектируемого устройства в целом. Наличие обратных связей, нерегулярная структура управляющего автомата, ограничения по задержке сигналов увеличивают сложность проектирования этого блока.

После построения таблицы переходов и выходов автомата и проведения минимизации числа внутренних состояний переходят к процедуре кодирования [1]. В зависимости от класса, к которому относится проектируемый автомат, кодирование состояний ведется по различным критериям: по критерию минимума сложности комбинационных схем, по критерию минимума элементов памяти и т. д. (для синхронных автоматов), противоположное кодирование, устраня-

ющее опасные состязания сигналов (для асинхронных автоматов). Для повышения надежности применяют введение избыточности и кодирование, обеспечивающее правильное функционирование блока при отказавших элементах. Возможно применение критериев, учитывающих одновременно несколько требований к свойствам управляющего автомата [2, 3].

Кодирование внутренних состояний в синхронных автоматах очень ответственная задача, поскольку ее решение определяет структуру устройства, а, следовательно, и сложность его реализации. С другой стороны это комбинаторная задача и время поиска ее оптимального решения может быть неприемлемо долгим. Например, в [4] предлагается метод кодирования, предусматривающий разделение граф-схемы алгоритма (или микропрограммы) на линейные ветви с поочередным назначением кодов для начальных состояний каждой ветви. Ветви рассматриваются в порядке убывания числа переходов к данной ветви из других ветвей. Для очередной ветви перебираются возможные коды начального состояния, и выбирается тот код, для которого минимально значение некоторой целевой функции. При выборе кода каждой ветви накладывается ограничение, запрещающее использование кодов, уже занятых микрокодами ранее рассмотренных ветвей.

Наряду с совершенствованием алгоритмов и методов кодирования возможен более радикальный способ генерации квазиоптимальной структуры устройства. Среди бесконечного множества различных структурных решений, являющихся результатом традиционных алгоритмов решения, можно изначально отсеять неперспективные с точки зрения их реализации на выбранной элементной базе и оставить только несколько структур, которые заведомо обладают нужными качествами. В этом случае число вариантов кодирования может быть существенно снижено, поскольку ведется направленный поиск варианта кодирования, который приводит к получению заданной структуры.

Кодирование внутренних состояний асинхронных автоматов, в большинстве случаев, преследует цель устранить опасные состязания сигналов. Чаще всего устойчивость автомата обеспечивается кодированием по методу разделения переходов. Алгоритм этого метода, называемый алгоритмом кодирования по столбцам [5], заключается в поочередном рассмотрении столбцов матрицы переходов за исключением лишь столбцов, в которых либо только одно, либо все состояния устойчивы. Под устойчивым состоянием понимается состояние, из которого при данном входном сигнале невозможны переходы в другие состояния. При рассмотрении очередного столбца его элементы разделяются на блоки по числу устойчивых состояний так, что в каждый блок входит одно устойчивое состояние и все стремящиеся к нему неустойчивые. Предполагается, что автомат имеет одно и то же значение выхода

для всех состояний, относящихся к одному и тому же блоку рассматриваемого столбца. Тогда для кодирования состояний, соответствующим блокам присваивается свой код. К основным недостаткам описанного алгоритма можно отнести получаемую избыточность разрядности кода и отсутствие критериев формирования сигналов возбуждения внутренней памяти.

Одной из центральных проблем физической реализации последовательностных автоматов является выбор “желательных” бинарных кодов для представления внутренних состояний автомата. Выбор критериев рационального кодирования состояний управляющего автомата – наиболее ответственная задача. Каждому этапу развития элементной базы и средств проектирования соответствуют свои критерии качества проектных решений. Традиционным критерием оптимальности кодирования при синтезе устройств на базе схем малой степени интеграции считается наименьшее число компонентов в конечной реализации. Затем интеграция достигает такого уровня, когда физически неделимый элемент рассматривается как элемент структурного синтеза устройства, а объектом логического синтеза является структура БИС. Большая интеграция изменяет критерии качества синтезируемых схем. Лучшей считается схема, занимающая меньшую площадь кристалла БИС.

Для иллюстрации многообразия вариантов реализаций управляющего автомата, различающихся сложностью, и возможности упрощения структуры путем рационального кодирования, рассмотрим автомат А, заданный таблицей переходов, показанной на рис. 1.

На рис. 2 показаны два варианта кодирования состояний автомата А. Система логических уравнений, которая определяет функционирование автомата А,

	0	1	
1	4	3	0
2	6	3	0
3	5	2	0
4	2	5	1
5	1	4	0
6	3	4	0

РИС. 1.

Таблица переходов автомата А

y1	y2	y3
0	0	0
0	0	1
0	1	0
0	1	1
1	0	0
1	0	1

y1	y2	y3
1	1	0
1	0	1
1	0	0
0	0	0
0	0	1
0	1	0

вариант 1

вариант 2

Рис. 2.

Варианты кодирования состояний автомата А

полученная посредством первого варианта кодирования:

$$Y(1) = \overline{y(1)}y(2)y(3)x + \overline{y(2)}y(3)x + y(2)y(3)x$$

$$Y(2) = \overline{y(2)}x + \overline{y(1)}y(2)y(3) + y(1)y(3)$$

$$Y(3) = \overline{y(1)}x + \overline{y(2)}y(3)x + \overline{y(2)}y(3)x + \overline{y(1)}y(2)x$$

$$z = y(2)y(3)$$

Второй вариант кодирования дает:

$$Y(1) = \overline{y(1)}x + \overline{y(1)}x$$

$$Y(2) = \overline{y(3)}x$$

$$Y(3) = \overline{y(2)}y(3)$$

$$z = \overline{y(1)}y(2)y(3)$$

Разница в сложности между этими системами уравнений очевидна. В физической реализации первый вариант требует приблизительно в три раза больше вентилях по сравнению со второй реализацией.

В этом примере второй вариант кодирования приводит к более простой системе логических уравнений потому, что функциональная зависимость между переменными состояний минимизирована. Видно, что $Y(1)$ не зависит от $y(2)$ и $y(3)$, а $Y(2)$ и $Y(3)$ не зависят от $y(1)$. Соответствующая схема (рис. 3) показывает, что эта реализация действительно содержит два независимых автомата, работающих параллельно. Этот пример показывает, что кодирование состояний авто-

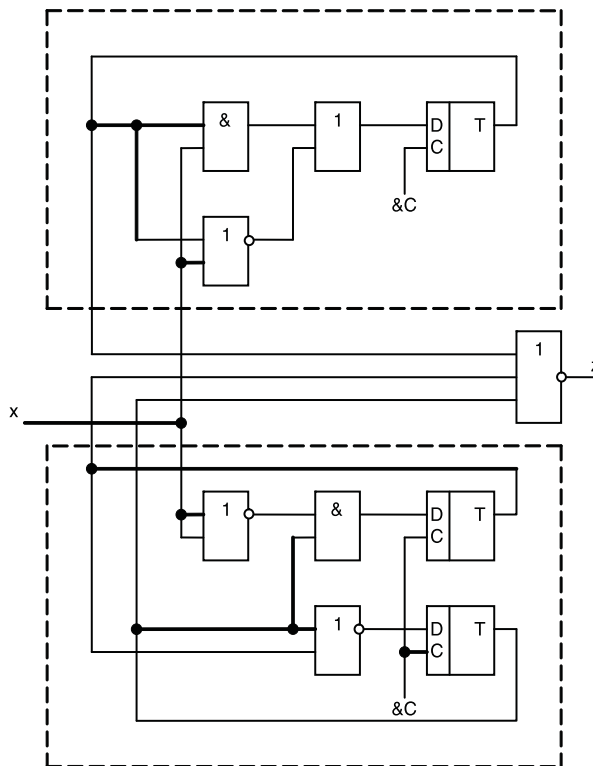


Рис. 3.

Схема автомата А для второго варианта кодирования

мата является не тривиальной задачей и от результатов ее решения во многом зависит сложность физической реализации устройства.

Предлагаемый ниже метод получения физической реализации последовательных автоматов позволяет решить трудоемкую задачу выбора эффективных кодов. Метод позволяет получить реализацию автомата, имеющую минимальное число элементов памяти.

Из литературы [6] известно, что если автомат имеет два разреза на множестве состояний автомата π_1 и π_2 обладающих свойством подстановки, такие, что $\pi_1 \cdot \pi_2 = 0$, то структуру исходного автомата можно представить в виде нескольких независимых автоматов (автоматов-компонентов), работающих параллельно, каждый из которых выполняет только часть вычислений, возложенных на исходный автомат. Элементами разрезов π_1 и π_2 являются состояния исходного автомата, объединенные в блоки, то есть $\pi = \{B_\alpha\}$ такое, что $B_\alpha \cap B_\beta = 0$ для $\alpha \neq \beta$ и $B_\alpha \cup B_\beta = S$, где S – множество состояний исходного автомата. Для приведенного примера разрезы со свойством подстановки будут $\pi_1 = \{1, 2, 3; 4, 5, 6\}$ и $\pi_2 = \{1, 6; 2, 5; 3, 4\}$. Их произведение $\pi_1 \cdot \pi_2 = 0$. Далее можно составить таблицы переходов автоматов-компонентов В и С (рис. 4), строки которых соответствуют блокам разрезов π_1 и π_2 . Правило составления следующее: если исходный автомат А находится в состоянии 1, 2 или 3, что соответствует состоянию $b1$ автомата В, то из этих состоя-

ний при воздействии входного сигнала "0" он должен перейти в состояния 4, 6 или 5 (см. рис. 1), которые принадлежат блоку $b2$. Поэтому на пересечении строки $b1$ и входа "0" записываем $b2$. Подобным образом заполняются все строки таблицы.

Каждый автомат независимо выполняет только часть вычислений, выполняемых автоматом А, поскольку он определяет только блок π_i , который содержит состояния автомата А. Работая совместно, эти два автомата определяют в точности одно состояние автомата А. Это происходит потому, что каждый блок разреза π_i имеет только одно состояние, общее с каждым блоком разреза π_j . Так, состояния автоматов В и С единственным образом определяют состояния автомата А и, работая параллельно, вычисляют все переходы состояний автомата А.

Проведя кодирование состояний автоматов В и С последовательным двоичным кодом, получим кодирование состояний для автомата А (рис. 2 вариант 2). Например, состояние 1 исходного автомата А принадлежит блоку разреза $b1$, следовательно $y1 = 1$ и блоку разреза $c1$, следовательно $y2 = 1, y3 = 0$. Таким образом, код первого состояния автомата А "110". Аналогично получают коды остальных состояний. Полученное кодирование, как сказано выше, приводит к более простой системе логических уравнений, описывающих функционирование устройства и, соответственно, к более простой его физической реализации.

Состояния \ Входы	Входы		Код $y1$
	0	1	
$b1 = \{1, 2, 3\}$	b2	b1	1
$b2 = \{4, 5, 6\}$	b1	b2	0

Таблица переходов автомата В

Состояния \ Входы	Входы		Код $y2$	Код $y3$
	0	1		
$c1 = \{1, 6\}$	c3	c3	1	0
$c2 = \{2, 5\}$	c1	c3	0	1
$c3 = \{3, 4\}$	c2	c2	0	0

Таблица переходов автомата С

РИС. 4.

Таблицы переходов автоматов-компонентов

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В заключение следует отметить, что применение данного метода позволяет:

– упорядочить структуру управляющего автомата, которая может быть представлена в виде оптимально, с точки зрения количества и длины межсоединений, расположенных относительно друг друга каскадов;

– термы в функциях возбуждения элементов памяти зависят от небольшого числа кодирующих переменных y_i , поэтому реализация терма осуществляется простым элементом. Кроме того, дешифратор состояний существенно упрощается или вообще отсутствует.

Преимуществом предложенного метода является простота формальных процедур, их высокое быстродействие, так как снижается размерность задач конструкторского синтеза. Оптимизация термов выполняется в процессе решения задачи проектирования, за счет чего облегчается физическая реализация устройства.

ЛИТЕРАТУРА

1. **МАЙОРОВ С.А., НОВИКОВ Г.И.** Принципы организации цифровых машин. Л., Машиностроение, Ленинградское отделение, 1974. 432 с.
2. **БАРАНОВ С.И.** Синтез микропрограммных автоматов. Л.: Энергия, 1974. 216 с.
3. **ЗАКРЕВСКИЙ А.Д.** Алгоритмы синтеза дискретных автоматов. М.: Наука, 1971. 512 с.
4. **СКЛЯРОВ В.А.** Синтез автоматов на матричных БИС. Минск: Наука и техника, 1984. 287 с.
5. **САПОЖНИКОВ В.В., САПОЖНИКОВ В.В.** Методы синтеза надежных автоматов. Л.: Энергия, 1980. 96 с.
6. **HARTMAN'S J., STEARNS R.** Algebraic Structure Theory of Sequential Machines. N.Y., 1966. 212 p.

Волков Андрей Валентинович,
к.т.н, начальник отдела АО «ЦНИРТИ им. академика
А.И. Берга»,

☎ 107078, г. Москва, ул. Новая Басманная, д. 20, стр. 9,
тел.: +7 (916) 100-63-27, e-mail: vol.1@mail.ru

УДК 621.372.832

ТЕОРЕМА О КАСКАДНОМ ВКЛЮЧЕНИИ РЕАКТИВНЫХ СИММЕТРИЧНЫХ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЕ ПРИ СТРУКТУРНОМ СИНТЕЗЕ СВЧ УСТРОЙСТВ

И. А. ПЕТРОВ

ЦЕНТРАЛЬНЫЙ НАУЧНО-
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ
ИНСТИТУТ ИМЕНИ АКАДЕМИКА А. И. БЕРГА

В статье рассматривается структурный синтез СВЧ устройств с использованием шлейфных четырехполюсников. Приводится теорема о каскадном включении одинаковых реактивных симметричных четырехполюсников. Приводятся примеры проектирования различных устройств СВЧ, путем совмещения их с широкополосными шлейфными структурами.

Ключевые слова: теорема, устройства СВЧ, широкополосные шлейфные структуры.

ВВЕДЕНИЕ

В работах [1–8] последовательно развивается метод применения широкополосных шлейфных структур при проектировании различных линейных и нелинейных, активных и пассивных устройств СВЧ. Под шлейфной структурой понимается каскадное соединение четырехполюсников, содержащих короткозамкнутые и разомкнутые шлейфы. Совмещение подобных структур со структурами СВЧ устройств, синтезируемых общепринятыми (традиционными, классическими) методами, будем называть структурным синтезом устройств СВЧ.

Структурный синтез СВЧ устройств основан на:

1. Общепринятых (традиционных, классических) схемотехнических решениях проектирования и методах анализа и синтеза устройств СВЧ.
2. Применении современных вычислительных средств и программного обеспечения при схемотехническом и электродинамическом моделировании, а также параметрическом синтезе устройств.
3. Принципе совмещения структур СВЧ устройств, полученных общепринятыми методами, с широкополосными согласующими цепями и, прежде всего, со структурами на основе шлейфных четырехполюсников.

THEOREM ABOUT CASCADE CUT-IN REACTIVE SYMMETRICAL MICROWAVE QUADRUPOLES AND ITS USING UNDER STRUCTURED SYNTHESIS DEVICE

I. A. PETROV

The microwave devices structured syntheses with use shunting quadrupoles is considered in given to article. The Theorem about cascade cut-in reactive symmetrical quadrupoles happens to here. The examples different microwave devices are brought in given to article.

KEYWORDS: theorem, microwave devices, broadband shunting structures.

4. Применении, в качестве исходных широкополосных шлейфных структур, каскадных соединений одинаковых реактивных симметричных шлейфных четырехполюсников.

Под словом «структура» понимается не только схемное соединения элементов, но и их взаимное расположение, размеры, конфигурация и другие особенности схемного, конструктивного и технологического характера.

Структурный синтез СВЧ устройств позволяет:

1. Значительно увеличивать количество вариантов схемотехнического построения устройств.
2. Расширять рабочий диапазон устройств.
3. Получать заданные амплитудно- и фазо-частотные характеристики.
4. Увеличивать число параметров для параметрического синтеза устройств.
5. В ряде случаев, получать новые частотные свойства и расширять функциональные возможности устройств.
6. Уменьшать габариты устройств.

В качестве исходных широкополосных шлейфных структур предлагается использовать каскадные соединения одинаковых реактивных симметричных Т – и П – образных четырехполюсников с разомкнутыми

и короткозамкнутыми шлейфами, а также каскадные соединения комбинированных шлейфных четырехполюсников. Применение каскадных соединений одинаковых реактивных симметричных четырехполюсников обусловлено прежде всего тем, что это несколько облегчает задачу поиска подходящих структур для структурного синтеза устройств СВЧ, т.е. для реализации принципа совмещения различных структур в единую результирующую структуру с новыми частотными и другими свойствами.

1. ТИПЫ ШЛЕЙФНЫХ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ.

На рис. 1 приведены некоторые варианты шлейфных четырехполюсников, которые могут быть использованы при структурном синтезе различных СВЧ устройств, включая: линейные, нелинейные, усилительные и другие устройства.

На рис. 1А и 1Б приведены широкополосные Т – и П – четырехполюсники с короткозамкнутыми шлейфами. Каскадные соединения подобных четырехполюсников могут применяться в цепях смещения для подачи питающих и управляющих напряжений на полупроводниковые элементы, для создания многоканальных переключателей и широкополосных фильтров. На рис. 1В и 1Г приведены широкополосные Т – и П – четырехполюсники с разомкнутыми шлейфами. Каскадные соединения данных четырехполюсников могут применяться для замены любых отрезков линий передачи, при этом уменьшаются габариты и увеличивается число параметров для последующего параметрического синтеза устройств. На рис. 1Д – 1Ж приведены комбинированные шлейфные четырехполюсники, содержащие как разомкнутые, так и короткозамкнутые шлейфы.

Каскадные соединения одинаковых реактивных симметричных Т – образных четырехполюсников с короткозамкнутыми шлейфами (рис. 1А) использо-

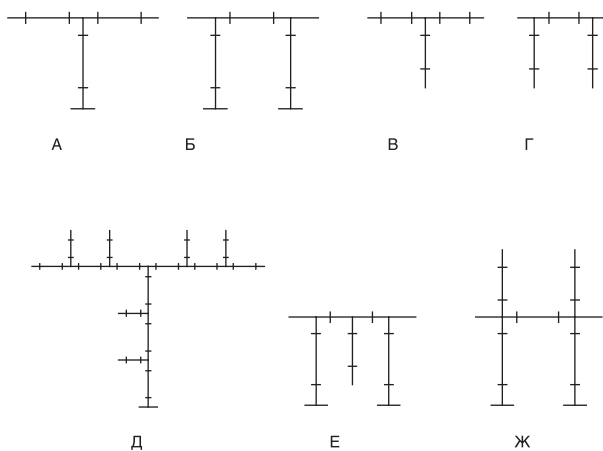


РИС. 1.

Варианты шлейфных четырехполюсников

вались в качестве исходных структур для построения многоканальных переключателей с полупроводниковыми элементами [1]. Было установлено, что независимо от числа каналов, т.е. каскадно соединенных четырехполюсников, полоса рабочих частот, максимальные значения ослабления и КСВН определяются параметрами одиночного четырехполюсника. Было проведено исследование и получено доказательство этого свойства. Данное доказательство опубликовано в работах [2, 3]. Распространяя принцип совмещения структур на другие устройства СВЧ, это свойство было сформулировано в виде теоремы, которая впервые была опубликована в работе [5].

2. ТЕОРЕМА О КАСКАДНОМ ВКЛЮЧЕНИИ РЕАКТИВНЫХ СИММЕТРИЧНЫХ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

Теорема: «При каскадном включении одинаковых реактивных симметричных четырехполюсников функция рабочего затухания результирующего четырехполюсника $L_p^n(f_w)$ в математической полосе пропускания не превышает значений функции $1 + P(f_w)$, где $P(f_w) = (L_p(f_w) - 1) / (1 - a_{11}^2(f_w))$, $L_p(f_w)$ – функция рабочего затухания одиночного четырехполюсника, $a_{11}(f_w)$ – элемент классической матрицы передачи одиночного четырехполюсника, f_w – частота в математической полосе пропускания четырехполюсника».

Результирующая функция рабочего затухания каскадного соединения n четырехполюсников в полосе пропускания будет определяться следующим выражением

$$L_p^n(f_w) = 1 + P(f_w) \cdot \Psi(n, a_{11}(f_w)),$$

где $P(f_w)$ – функция определена в теореме,

$$L_p(f_w) = a_{11}^2(f_w) + \frac{1}{4} \left| \frac{a_{12}(f_w)}{\rho_0} + \rho_0 a_{21}(f_w) \right|^2 -$$

функция рабочего затухания одиночного четырехполюсника,

$$\Psi(n, a_{11}(f_w)) = \sin^2 n(\arccos a_{11}(f_w)).$$

В полосе пропускания функция $\Psi(n, a_{11}(f_w))$ изменяется от 0 до 1 и результирующая функция рабочего затухания (1) не превышает значений $1 + P(f_w)$. Под полосой пропускания, с математической точки зрения, здесь понимаются частоты f_w , на которых элемент a_{11} классической матрицы передачи одиночного четырехполюсника лежит в пределах от -1 до 1 , т.е. когда решение разностных уравнений цепочки четырехполюсников [9] необходимо искать в виде $e^{i\gamma n}$. Таким образом, анализ частотных свойств реактивных симметричных четырехполюсников, а также широкополосных согласующих структур, получаемых при ка-

скадном соединении подобных шлейфных четырехполосников, можно проводить на основе изложенной выше теоремы. Наиболее полно частотные свойства шлейфных четырехполосников приведены в работе [7].

Для пояснения, что понимается под математической полосой пропускания, рассмотрим одиночный четырехполосник с 4 короткозамкнутыми шлейфами, изображенный на рис. 2. Рассчитаем его как полосовой фильтр с характеристикой Чебышева.

На рис. 3 приведены характеристики ослабления и КСВН фильтра, кривые 1. На рис. 3 (кривые 2) приведены характеристики каскадного соединения четырех таких фильтров. Согласно теореме, при каскадном включении одинаковых реактивных симметричных четырехполосников ослабление и КСВН не должны зависеть от n , здесь же произошло их увеличение слева и справа от центральной частоты.

Знаменатель функции $P(f_w)$ равен $1 - a_{11}^2$. На рис. 4 приведено изменение коэффициента a_{11} в диапазоне частот. Как видно, слева и справа от центральной частоты $|a_{11}| > 1$, $|a_{11}| = 1$ функции $P(f_w) = \infty$ и

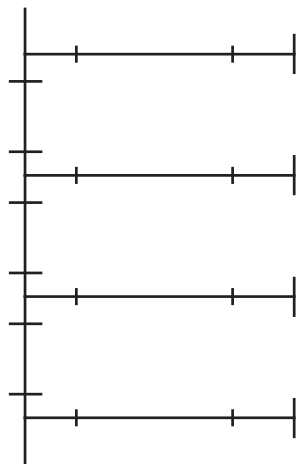


Рис. 2.

4-х шлейфный четырехполосник

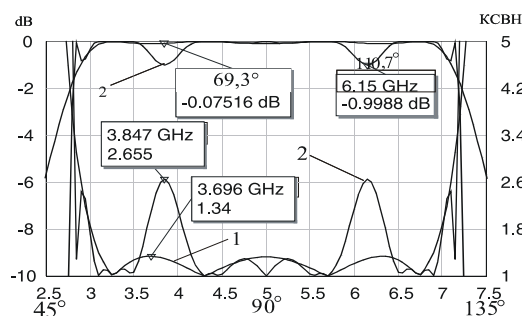


Рис. 3.

Характеристики четырехполосников

при $|a_{11}| > 1$ она не существует, т.е. имеет разрывы. На рис. 5 приведена зависимость функции $P(f_w)$ в диапазоне частот.

3. ПРИМЕРЫ СТРУКТУРНОГО СИНТЕЗА УСТРОЙСТВ СВЧ.

На рис. 6 приведена электродинамическая модель трехзвенного делителя мощности, а на рис. 7 его расчетные характеристики в диапазоне частот от 2 до 20 ГГц.

Трехзвенный делитель мощности с неперидической структурой оптимизировался для получения максимальной полосы согласования при минимальных значениях КСВН на верхних частотах. Хотя, на низких частотах КСВН увеличивается, но остается менее 2, а развязка снижается до -10 дБ. Такой делитель вполне можно применять в диапазоне частот от 2 до 20 ГГц, при этом ослабление сигнала от входа до выхода не превышает 3,6 дБ. Длина делителя не превышает 4 мм.

На рис. 8 приведена топология делителя мощности на шесть выходов. Данный делитель состоит из: делителя 1x3 – 1, делителей 1x2 – 2 и тандемного ответвителя – 3.

Трансформирующие отрезки линий в делителях и связанные линии ответвителя заменялись каскадным соединением четырехполосников с разомкнутыми шлейфами и далее оптимизировались, что позволило получить хорошие частотные характеристики и уменьшить габариты. Кроме того, основные линии делителей имеют высокое волновое сопротивление и малую ширину, поэтому их удалось компактно свернуть.

Необходимость применения тандемного ответвителя обусловлена тем, что фазовая характеристика первого канала в диапазоне рабочих частот должна быть сдвинута на 90° относительно других пяти выходов. На рис. 9 приведены фазовые частотные характеристики первого (кривая 1) и второго (кривая 2) относительно последующих каналов. Характеристи-

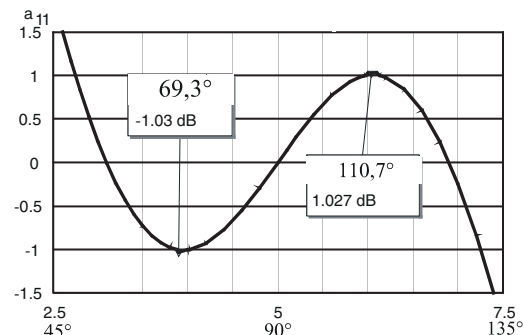


Рис. 4.

Коэффициент a_{11} в диапазоне

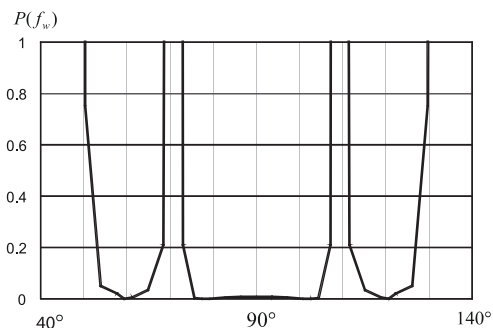


Рис. 5.
Функции $P(f_w)$ в диапазоне

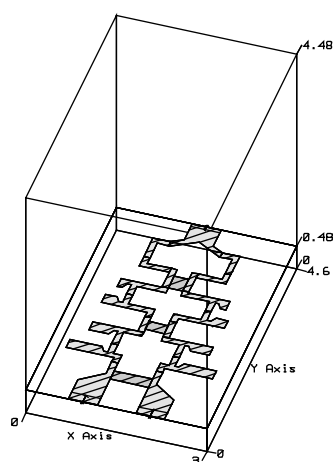


Рис. 6.
Электродинамическая модель

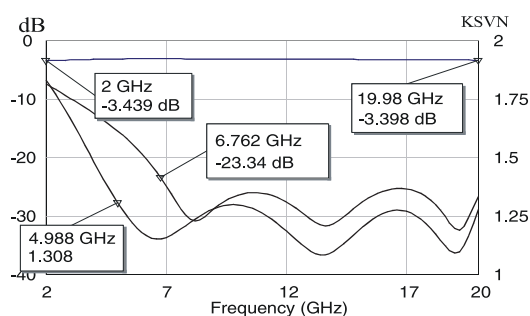


Рис. 7.
Частотные характеристики

ка первого канала имеет наклон $7,4^\circ$, второго 6° . Для уменьшения наклона фазовых характеристик к выходам ответвителя подключены каскадные соединения четырехполюсников с разомкнутыми шлейфами. Так как входные проводимости разомкнутых шлейфов имеют тангенциальную зависимость, фазовые характеристики таких структур имеют нелинейный характер по сравнению с однородными линиями. В резуль-

И.А. ПЕТРОВ
ТЕОРЕМА О КАСКАДНОМ ВКЛЮЧЕНИИ РЕАКТИВНЫХ
СИММЕТРИЧНЫХ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ
И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЕ ПРИ СТРУКТУРНОМ СИНТЕЗЕ
СВЧ УСТРОЙСТВ

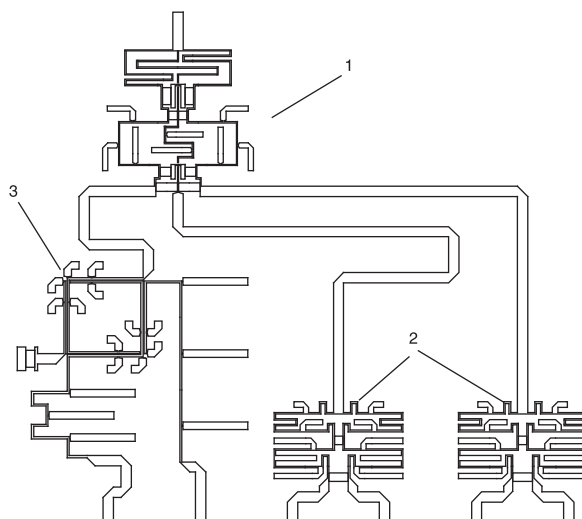


Рис. 8.
Топология делителя 1x6

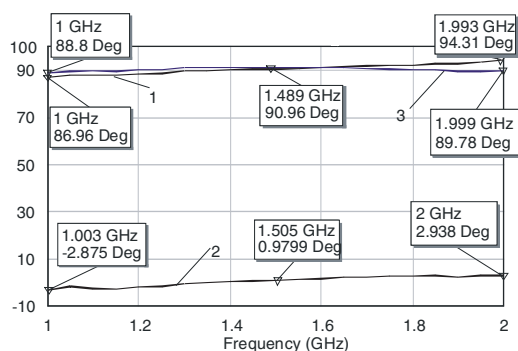


Рис. 9.
Разности фаз между каналами

тате наклон фазовой характеристики первого канала уменьшился до 1° , аналогично корректируется и второй канал.

В работе [6] подробно анализируются основные принципы проектирования переключающих СВЧ-устройств с полупроводниковыми элементами (ПЭ). Приводятся примеры применения шлейфных структур при создании новых схемотехнических решений переключающих устройств с последовательным, параллельным и последовательно-параллельным включением ПЭ в линии передачи.

Приведем еще один пример. На рис. 10 приведена схема устройства, состоящего из диодного переключателя и делителя мощности. Высокочастотный сигнал, поступающий на один из входов (XV1 или XV2) подключается р-и-п диодным переключателем к общей линии и, далее, через делитель мощности разветвляется на выходы (XV3 и XV4).

Переключатель выполнен по схеме с последовательным включением диодов в 50-омную линию передачи. Открывание одного из каналов осуществляется

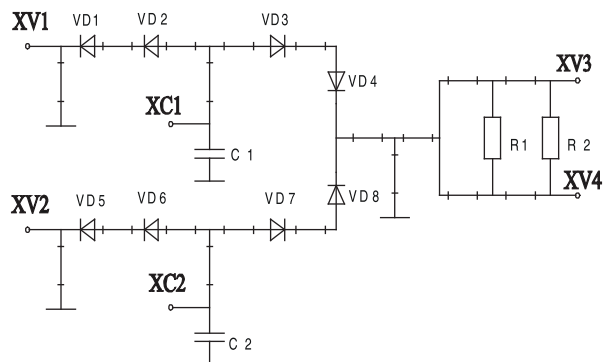


Рис. 10.

Схема переключателя и делителя мощности

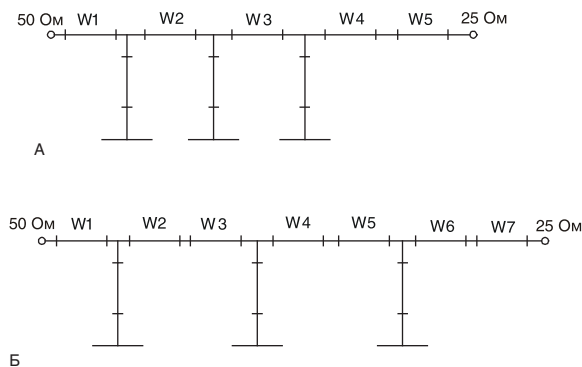


Рис. 11.

Эквивалентные схемы переключателя и делителя мощности

подачей управляющего напряжения положительной полярности на низкочастотный вход того канала, который необходимо открыть (XC1 или XC2). Ток управления через четвертьволновые, короткозамкнутые по СВЧ сигналу конденсаторами C1 и C2 на корпус, открывает соответствующие диоды и замыкается крайними четвертьволновыми шлейфами. Делитель выполнен на основе двухступенчатого перехода, согласующего входную 50-омную линию с суммарным сопротивлением выходных линий, равным 25 Ом. Эквивалентная схема устройства при одном открытом канале переключателя, без учета емкостей C, и сопротивлений r_+ и r_- диодов, приведена на рис. 11а (вариант 1). Волновое сопротивление отрезков линий W1, W2 и W3 равно 50 Ом, отрезки W4 и W5 образуют двухступенчатый переход. Частотная характеристика КСВН такого устройства приведена на рис. 12 (кривая 1), коэффициент перекрытия по диапазону частот равен 2 для уровня КСВН не более 1,5.

Для расширения частотного диапазона рассматриваемого устройства заменим обычные четвертьволновые шлейфы в переключателе каскадными структурами, состоящими из четырехполюсников рис. 1б (вариант 2) и из четырехполюсников рис. 1а (вариант 3). Эквивалентная схема варианта 2 будет соответствовать рис. 11а, варианта 3 – рис. 11б. Длины всех последовательных отрезков линий передачи W1...W5 в варианте 2 и W1...W7 в варианте 3 будут равны $\lambda/4$. Волновые сопротивления этих отрезков будем рассчитывать как многоступенчатые трансформаторы, с одной стороны, согласующие входное 50-омное волновое сопротивление с выходным 25-омным, а с другой стороны, чтобы они компенсировали реактивности короткозамкнутых шлейфов. Частотные характеристики КСВН вариантов 2 и 3 приведены на рис. 12 (кривые 2 и 3, соответственно). Коэффициент перекрытия по диапазону частот в варианте 2 увеличился до 3, а в варианте 3 до 5. Далее все последовательные отрезки линий можно заменить каскадными структурами с разомкнутыми шлейфами (рис. 1в и 1г), что уменьшит габариты. Приведенные выше примеры (варианты 2 и 3) показывают, как в единой широкополосной согласующей структуре могут быть совмещены многоступенчатый переход, диодный переключатель, делитель мощности, а также каскадные структуры с короткозамкнутыми и разомкнутыми шлейфами.

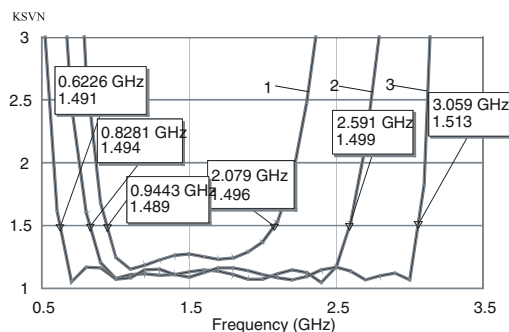


Рис. 12.

Характеристики переключателя и делителя мощности

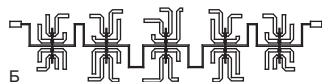
На рис. 13а приведен пример микрополоскового ФНЧ, выполненного на подложке из поликора толщиной 0,5 мм.

На рис. 14 приведены расчетная (кривая 1) и экспериментальная (кривая 2) частотные характеристики ослабления фильтра, изображенного на рис. 13а. Экспериментальные и расчетные частотные характеристики фильтра достаточно хорошо совпадают как в полосе пропускания, так и в полосе заграждения, что говорит о высокой точности электродинамических методов расчета. Фильтр имеет паразитную полосу пропускания выше 10 Гц.

В ФНЧ разомкнутые шлейфы выполняются из отрезков линии передачи с низким волновым сопротивлением, поэтому они могут быть заменены каскадным соединением четырехполюсников с разомкнутыми шлейфами. После такой замены разомкнутых шлейфов в исходном фильтре на эквивалентные периодиче-



А



Б

Рис. 13.

Фильтры нижних частот

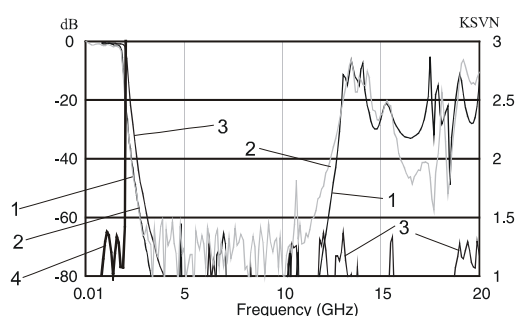


Рис. 14.

Характеристики фильтров

ские структуры, характеристики ослабления и КСВН в полосе пропускания фильтра практически не изменились, а в полосе заграждения уровень паразитных полос снизился до минус 30 дБ.

Проведем оптимизацию этого фильтра, произвольно изменяя длины разомкнутых шлейфов и соединительных отрезков линий передачи в исходных периодических структурах. Топология ФНЧ после оптимизации приведена на рис. 13б. В нем разомкнутые шлейфы исходного фильтра заменены неперiodическими структурами с разомкнутыми шлейфами. Характеристики ослабления и КСВН такого фильтра приведены, соответственно, на рис. 14 (кривые 3, 4).

Как видно из этих частотных характеристик, получился уникальный ФНЧ с частотой среза около 2 ГГц, в котором паразитные полосы пропускания задавлены ниже уровня минус 60 дБ до частот 20 ГГц.

Синтезируем полосовой фильтр с чебышевской характеристикой, состоящий из 7 короткозамкнутых шлейфов с четвертьволновыми связями. Его расчетная характеристика приведена на рис. 15 (кривая 1). На рис. 15 (кривая 2) приведена частотная характеристика ППФ с таким же числом короткозамкнутых шлейфов, синтезируемого путем каскадного соединения шести одинаковых комбинированных четырехполюсников, схема которого изображена на рис. 1е.

Если для фильтра с чебышевской характеристикой коэффициент прямоугольности на уровне -40 дБ равен 1,84, то для второго фильтра на уровне -40 дБ

И. А. ПЕТРОВ
ТЕОРЕМА О КАСКАДНОМ ВКЛЮЧЕНИИ РЕАКТИВНЫХ
СИММЕТРИЧНЫХ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ
И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЕ ПРИ СТРУКТУРНОМ СИНТЕЗЕ
СВЧ УСТРОЙСТВ

равен 1,25, а на уровне -60 дБ равен 1,4. На рис. 16 приведены частотные характеристики этих же фильтров, но в расширенном диапазоне частот. Как видно из рисунка, если первый фильтр имеет паразитную полосу пропускания, то во втором она подавлена почти до 20 ГГц.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Рассмотрен структурный синтез СВЧ устройств с использованием шлейфных четырехполюсников, позволяющий значительно увеличивать количество вариантов схемотехнического построения устройств, расширять рабочий диапазон, получать заданные амплитудно- и фазо-частотные характеристики, увеличивать число параметров для параметрического синтеза устройств, в ряде случаев, получать новые частотные свойства и расширять функциональные возможности устройств, уменьшать габариты.

2. Приведена теорема о каскадном включении реактивных симметричных четырехполюсников. В теореме введена функция $P(f_n)$, зависящая от параметров элементов одиночного четырехполюсника, но позволяющая анализировать частотные свойства каскадного соединения с любым числом одиночных четырехполюсников. Дано понятие математической полосы пропускания и ее отличие от физической полосы пропускания.

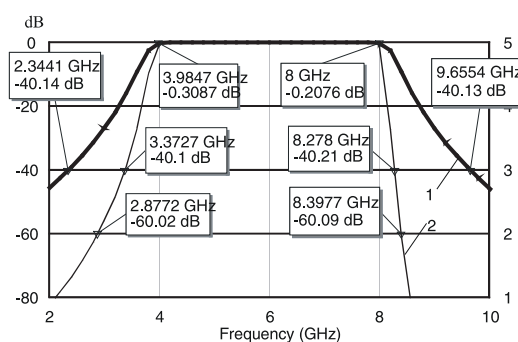


Рис. 15.

Частотные характеристики ППФ

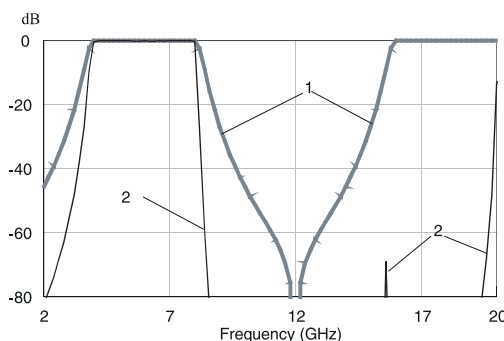


Рис. 16.

Частотные характеристики ППФ в расширенном диапазоне

3. Приведены примеры структурного синтеза новых устройств СВЧ таких как: делителей и ответвителей мощности, трансформаторов сопротивлений, переключающих устройств с полупроводниковыми элементами, фильтров СВЧ.

ЛИТЕРАТУРА

1. ПЕТРОВ И.А. Многоканальный переключатель. / Авторское свидетельство № 881902 Н01Р 1/15. Приоритет от 06.09.1976. Опубликовано 15.11.1981, бюллетень № 42.
2. ПЕТРОВ И.А. Синтез р-і-п диодных переключателей с произвольным числом каналов. // Специальная радиоэлектроника. 1981. Вып. 9.
3. ПЕТРОВ И.А. Управляющие устройства на полупроводниковых приборах с использованием широкополосных структур диапазона СВЧ // Труды X Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация и связь». г. Воронеж. 13–15 апреля. 2004. Т. 3. С. 428–435.
4. ПЕТРОВ И.А. Широкополосные согласующие структуры и их применение в устройствах СВЧ // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2010. Т. 13. № 2. С. 52–57.
5. ПЕТРОВ И.А. Фильтры СВЧ с использованием широкополосных согласующих структур // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011. Т. 14. № 1. С. 51–56.
6. ПЕТРОВ И.А. Многоканальные СВЧ переключатели с полупроводниковыми элементами на основе широкополосных согласующих структур // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011. Т. 14. № 4.
7. ПЕТРОВ И.А. Частотные свойства реактивных симметричных четырехполюсников на основе шлейфных структур // Электронный журнал «Журнал радиоэлектроники». М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. 2014, № 1. 21с. <http://jre.cplire.ru/jre/contents.html>.
8. ПЕТРОВ И.А. Метод структурного синтеза СВЧ устройств на основе теоремы о каскадном включении реактивных симметричных четырехполюсников // V Всероссийская Микроволновая конференция. Доклады. М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. 2017. С. 109–113.
9. ФЕЛЬДШТЕЙН А.А., ЯВИЧ Л.Р. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ (второе издание). М.: Связь, 1971. 388 с.

Петров Игорь Александрович,
к.т.н., с.н.с. АО «Центральный научно-исследовательский
радиотехнический институт имени академика А.И. Берга»,

☎ 107078, г. Москва, ул. Новая Басманная, д. 20.
тел.: +7 (905)591-95-07, e-mail: petrov-sammos@yandex.ru

УДК 621.37: 621.396.67

МНОГОЛУЧЕВАЯ ЦИФРОВАЯ АКТИВНАЯ ФАЗИРОВАННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Г.И. Андреев¹, М.Е. Замарин¹,
В.В. Корнев¹, П.А. Созинов²

¹Центральный научно-исследовательский радиотехнический институт им. академика А.И. Берга,
²АО «Концерн Воздушно-космической обороны «Алмаз-Антей»

MULTI-BEAM ACTIVE PHASED ANTENNA ARRAY WITH DIGITAL BEAMFORMING AND POLARIZATION CONTROL

G.I. Andreev, M.E. Zamarin,
V.V. Kornev, P.A. Sozinov

Рассмотрена схема построения многолучевой цифровой активной фазированной антенной решетки с поляризационным управлением, в которой одновременно могут создаваться непересекающиеся множества диаграмм направленности на излучение и приём электромагнитной волны с возможностью раздельного управления поляризацией при излучении и адаптации к поляризации принимаемой ЭМВ в каждой диаграмме направленности. Разработана схема калибровки каналов передачи и приёма электромагнитной волны методом сравнения параметров приёмно-передающих модулей с параметрами опорного модуля. Синтезирован алгоритм вычисления комплексных коэффициентов коррекции амплитудно-фазовых характеристик приёмных, передающих каналов и поправок канала приёма приёмно-передающих модулей.

Ключевые слова: многолучевая цифровая активная фазированная антенная решетка, поляризация, калибровка, коррекция, ЦАП, АЦП.

A scheme for constructing the multi-beam active phased antenna array with digital beam forming and polarization control is considered, in which disjoint sets of beam patterns can be created at the same time for the radiation and reception of an electromagnetic wave (EMW) with the possibility of separate control of the polarization upon radiation and adaptation to the polarization of the received EMW in each beam pattern. A scheme for calibrating the transmission and receiving channels of an EMW is developed by comparing the parameters of the receiving and transmitting modules with the parameters of the reference module. The algorithm for calculating the complex correction coefficients for the amplitude-phase characteristics of the receiving and transmitting channels and corrections of the receiving channel of the receiving-transmitting modules is synthesized.

KEYWORDS: multi-beam active phased antenna array with digital beam forming and polarization control, polarization, calibration, correction, DAC, ADC.

ВВЕДЕНИЕ

Использование многолучевой цифровой активной фазированной антенной решетки (МЛЦАФАР) с поляризационным управлением как на передаче, так и на приеме существенно повышает возможности радиоэлектронной системы по получению информации о нескольких разнесенных по углу целях, обеспечивает подавление активных помех, позволяет решать множество задач на базе одного РЭС.

В МЛЦАФАР при приеме и передаче используется многоканальный приемно-передающий тракт. Каждый канал этого тракта включает приемную и передающую часть, при этом в передающую часть входят такие узлы, как: усилитель мощности, цифроаналоговые преоб-

зователи, согласующие цепи, излучатель; в приемную часть входят такие узлы, как: малошумящий усилитель (МШУ), согласующие цепи, аналого-цифровые преобразователи и т.д., а в качестве развязывающего устройства используют циркулятор или коммутаторы. Элементы, образующие каждый узел, не являются абсолютно идентичными, они имеют отклонения параметров от номинального значения, вызванные погрешностями при изготовлении, температурными воздействиями, старением и т.д. В результате амплитуды и фазы сигналов на выходах разных каналов многоканальной системы будут отличаться от расчетных значений, что вызывает ошибки в амплитудно-фазовом распределении вдоль апертуры МЛЦАФАР отно-

сительно расчетных величин и, в конечном счете, вызывает ухудшение таких важнейших параметров, как коэффициент направленного действия, коэффициент полезного действия, уровень боковых лепестков. Так же неправильно формируются параметры поляризации ЭМВ при излучении, и некорректно, с потерями, осуществляется адаптация к поляризации при приеме. Вследствие этих причин, настройка МЛЦАФАР (фазирование каналов при приеме и передаче) и удержание ее параметров в рабочем состоянии является одной из сложнейших задач.

МЛЦАФАР представляет собой антенную систему, состоящую из совокупности аналого-цифровых и цифро-аналоговых каналов (приемо-передающих каналов) с общим фазовым центром. В МЛЦАФАР формирование диаграмм направленности при излучении и приеме сигналов осуществляется в цифровом виде, без использования фазовращателей. В основе МЛЦАФАР лежит приемо-передающий модуль (ППМ) в котором аналоговая система управления амплитудой и фазой сигналов заменена системой цифрового синтеза и анализа сигналов.

Отметим, что принятый модулем из пространства сигнал на порядки ниже синтезированного передающим каналом. Так как оба канала работают на один излучатель, то появляется необходимость в развязке каналов, чтобы сигнал передающего канала не проникал в приемный. Для этих целей в приемо-передающем модуле устанавливается циркулятор, либо используют переключатели. Приемлемые характеристики циркулятора по развязке обеспечиваются в ограниченном диапазоне частот, вследствие этого в широкополосных активных фазированных решетках для обеспечения развязки приемного и передающего каналов используют переключатели.

Сохранение расчетных параметров МЛЦАФАР обеспечивается введением перед ЦАП и после АЦП устройств коррекции амплитудно-фазовых характеристик каналов, параметры которых уточняются в процессе калибровки.

Обобщенная структурная схема МЛЦАФАР, имеющая N элементов, систему цифрового диаграммообразования, систему управления поляризацией электромагнитной волны (ЭМВ) при излучении и систему адаптации к поляризации при приеме с системой синхронизации приведена на рис. 1.

Рис. 1. Функциональная схема МЛЦАФАР с системами цифрового диаграммообразования и управления поляризацией при излучении и адаптации к поляризации принимаемого сигнала:

$\dot{K}_{rv,1}, \dots, \dot{K}_{rv,N}$ – комплексные коэффициенты амплитудно-фазовой коррекции передающих каналов ППМ НВ с индексами 1, ..., N при излучении ЭМВ на вертикальной поляризации;

$\dot{K}_{rh,1}, \dots, \dot{K}_{rh,N}$ – комплексные коэффициенты амплитудно-фазовой коррекции передающих

каналов ППМ НВ при излучении ЭМВ на горизонтальной поляризации;

$\dot{K}_{rv,1}, \dots, \dot{K}_{rv,N}$ – комплексные коэффициенты амплитудно-фазовой коррекции приемных каналов ППМ НВ при приеме ЭМВ на вертикальной поляризации;

$\dot{K}_{rh,1}, \dots, \dot{K}_{rh,N}$ – комплексные коэффициенты амплитудно-фазовой коррекции приемных каналов ППМ НВ при приеме ЭМВ на горизонтальной поляризации.

Каждый из модулей НВ, состоит из двух приемо-передающих модулей (ППМ) с излучателями на ортогональных поляризациях. ППМ состоит из:

- приемного канала, оканчивающегося АЦП;
- передающего канала, начинающегося с ЦАП;

Каждый из каналов ППМ модуля НВ имеют общий излучатель на вертикальной или горизонтальной поляризации.

Для обеспечения цифрового синтеза диаграммы направленности в режиме приема, а также формирование заданного распределения электромагнитного поля в раскрыве антенной решетки в режиме передачи, используется система цифрового диаграммообразования при излучении и при приеме ЭМВ. Нужно отметить, что система цифрового диаграммообразования позволяет формировать многолучевую диаграмму направленности, при этом ограничение по ширине диапазона рабочих частот при приеме электромагнитной волны определяется полосой рабочих частот по входу АЦП, а при излучении – полосой рабочих частот ЦАП по его выходу.

Формирование требуемых параметров эллиптичности ЭМВ при излучении и процесс адаптации к поляризации при ее приеме обеспечивается системой управления поляризацией.

Формирование сетки опорных частот, обеспечивающих синхронную работу всех составных частей программно-аппаратного комплекса системы цифрового диаграммообразования, выдачи синхросигнала тактирования АЦП и ЦАП, формирование частот гетеродинов и управление коррекцией характеристик приемных и передающих модулей обеспечивается системой синхронизации.

МНОГОЛУЧЕВАЯ ЦИФРОВАЯ АКТИВНАЯ ФАЗИРОВАННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА С СИСТЕМОЙ КАЛИБРОВКИ

Возможным направлением решения проблемы фазирования приемо-передающих каналов МЛЦАФАР и удержание ее параметров в процессе функционирования является введение в состав МЛЦАФАР системы калибровки. Задачей системы калибровки является процедура определения значений коэффициентов амплитудно-фазовой коррекции каналов приемо-передающих модулей из состава МЛЦАФАР. Эта процедура может быть реализована методом срав-

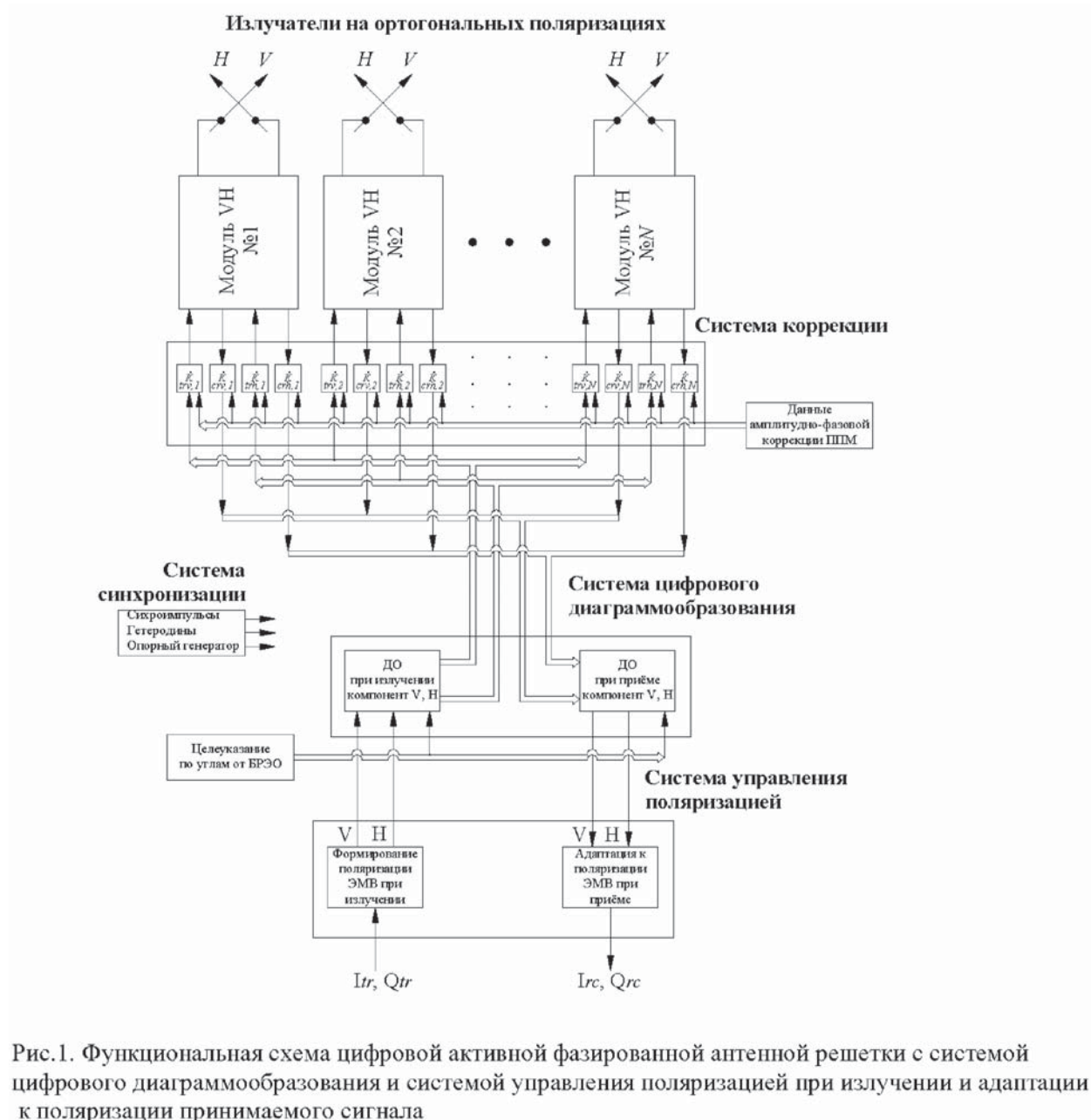


Рис. 1. Функциональная схема цифровой активной фазированной антенной решетки с системой цифрового диаграммообразования и системой управления поляризацией при излучении и адаптации к поляризации принимаемого сигнала

нения комплексных коэффициентов передачи каналов излучения и приема ЭМВ с коэффициентами каналов приема и передачи, выбранных за опорные. По этой информации вычисляются значения коэффициентов амплитудно-фазовой коррекции приемо-передающих каналов МЛЦАФАР.

На рис. 2 показана функциональная схема ППМ, реализующего многоканальность на приеме и при излучении. Предлагаемая структура многоканального ППМ реализует возможность формирования нескольких лучей на прием и передачу на разных частотах, когда разнос по частоте между лучами больше полос пропускания по входу для АЦП и ЦАП; отметим, что в общем случае количество лучей на приеме и

при излучении может не совпадать. В ППМ количество ЦАП соответствует числу лучей при излучении ЭМВ, а число АЦП в модуле определяет количество лучей на приеме.

Рис.2 Функциональная схема многоканального ППМ:

$I_{tr,(mt)}$, $Q_{tr,(mt)}$ – квадратурные компоненты аналитического сигнала из условия требуемого амплитудно-фазового распределения на раскрытие антенной решетки при излучении ЭМВ каналом mt приемо-передающего модуля;

$I_{rc,(mr)}$, $Q_{rc,(mr)}$ – квадратурные компоненты аналитического сигнала на выходе приемного канала mr ППМ при приеме ЭМВ.

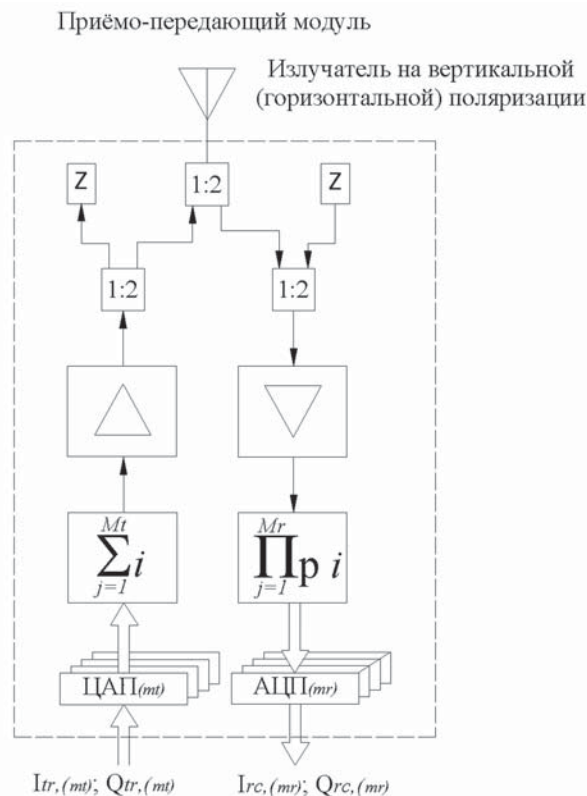


Рис. 2. Функциональная схема многоканального ППМ

Для МЛЦАФАР с поляризационным управлением каждый ППМ VН излучает и принимает ЭМВ на ортогональных поляризациях и, соответственно, имеет удвоенное значение приёмно-передающих модулей, каждый из которых имеет M_{tr} цифровых входов и M_{rc} цифровых выходов. МЛЦАФАР формирует M_{tr} различных диаграмм на излучение ЭМВ и M_{rc} различных диаграмм при приеме ЭМВ. Для простоты изложения примем: в МЛЦАФАР количество ППМ VН равно N , они имеют индексы $I \in [1, \dots, N]$ и соответственно индексы ППМ из состава ППМ VН с индексом I соединенные с излучателями на вертикальной поляризации равны $i = 2I - 1$, а индексы ППМ, соединенные с излучателями на горизонтальной поляризации, равны $i = 2I$.

На рис. 3 представлена развернутая функциональная схема МЛЦАФАР с системой калибровки приёмно-передающих каналов по контрольному сигналу методом поочередного сравнения с опорным приёмно-передающим модулем.

Рис. 3. Функциональная схема МЛЦАФАР с системой калибровки каналов ППМ:

П0, П1, ..., П6 – высокочастотные переключатели системы калибровки, которые определяют пути прохождения контрольного сигнала при калибровке ППМ;

U0 – устройство ненаправленной связи линии передачи сигнала калибровки с входом приемного канала опорного ППМ;

П1i, П1i, ..., П6i – высокочастотные переключатели ППМ с индексом i , которые обеспечивают требуемую конфигурацию тракта прохождения СВЧ сигналов при калибровке ППМ;

U1i, U2i – устройство ненаправленной связи линии передачи сигнала калибровки с входом ППМ с индексом i и дополнительным входом приемных каналов, величина связи U1i, U2i между трактом прохождения контрольного сигнала и входом ППМ и дополнительным входом приемных каналов выбирается по уровню порядка -20 ... -25 дБ для уменьшения деградации коэффициента шума приемных каналов;

$\Sigma i (mt)$ – сумматор ППМ с индексом i на M_{tr} входов формирует аналоговый композитный сигнал на основе входных цифровых сигналов, который далее поступает на выходной усилитель;

Прi (mr) – приемные каналы ППМ с индексом i , которые через АЦП формируют M_{rc} цифровых выходов приёмно-передающего модуля;

$K_{tr,i(mt)}$, $K_{rc,i(mr)}$ – комплексные коэффициенты амплитудно-фазовой коррекции канала m ППМ с индексом i при излучении и при приеме электромагнитной волны;

$I_{tr,i(mt)}$, $Q_{tr,i(mt)}$ – квадратурные компоненты аналитического сигнала от системы цифрового диаграммообразования после амплитудно-фазовой коррекции, определенные из условия требуемого амплитудно-фазового распределения (формирование требуемой диаграммы направленности) на раскрытии антенной решетки при излучении ЭМВ каналом mt ППМ с индексом i ;

$I_{rc,i(mr)}$, $Q_{rc,i(mr)}$ – квадратурные компоненты аналитического сигнала на выходе приемного канала mr ППМ с индексом i , поступающие после амплитудно-фазовой коррекции на систему цифрового диаграммообразования для формирования амплитудно-фазового распределения на раскрытии антенной решетки при приеме ЭМВ (формирование диаграммы направленности при приеме);

$I_{tr,(mt)}$, $Q_{tr,(mt)}$ – квадратурные компоненты аналитического сигнала излучаемого лучом с номером mt ;

$I_{rc,i(mr)}$, $Q_{rc,i(mr)}$ – квадратурные компоненты аналитического сигнала принимаемого лучом mt ;

$D_{tr,i(mt)}$, $D_{rc,i(mr)}$ – комплексный коэффициент управления амплитудно-фазовым значением канала mt ППМ с индексом i при формировании диаграммы направленности на излучение и комплексный коэффициент управления амплитудно-фазовым значением канала mr ППМ с индексом i при формировании диаграммы направленности при приеме.

Отметим, что устройства ненаправленной связи линии передачи сигнала калибровки с трактами пере-

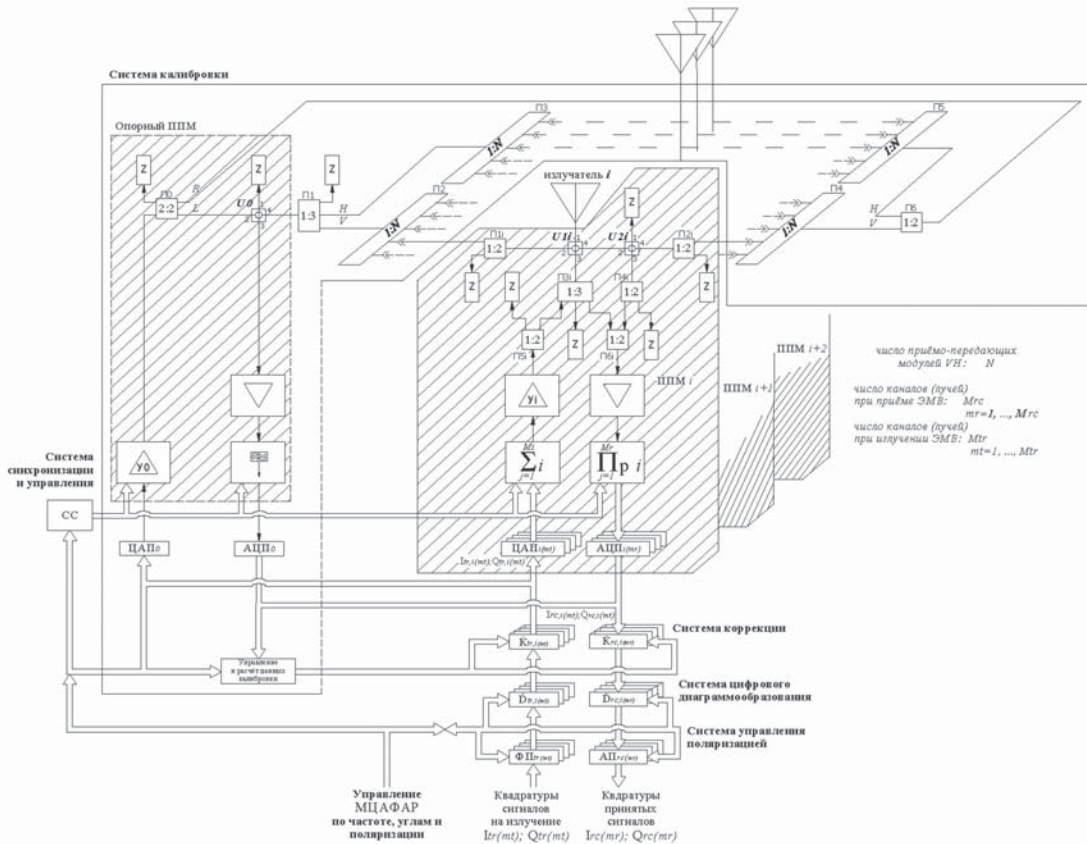


Рис.3. Функциональная схема МЛЦАФАР с системой калибровки приёмно-передающих каналов по контрольному сигналу методом поочередного сравнения с опорным приёмно-передающим модулем

дачи СВЧ сигналов выполняются в максимальной степени идентично.

Работа МЛЦАФАР осуществляется в режимах излучения ЭМВ, приема ЭМВ и калибровки. На рис.4 показан путь коммутации тракта ППМ в режиме «Передача» и «Прием», а на рис.5 – при калибровке приемного канала ППМ в режиме «Калибровка» и «Калибровка «Передача».

Калибровку приемных каналов ППМ МЛЦАФАР можно определить как измерение множества комплексных коэффициентов коррекции, равных отношению комплексных коэффициентов передачи приемных каналов ППМ с индексом i , $i \in [1, 2, \dots, 2N]$ к величине комплексного коэффициента передачи канала приема канала номер mrc ППМ с индексом flr :

$$\Delta \dot{k}_{i(mr)/flr(mrc)}^R = \frac{\dot{K}_{i(mr)}^R}{\dot{K}_{flr(mrc)}^R}$$

где: $\Delta \dot{k}_{i(mr)/flr(mrc)}^R$ – комплексный коэффициент коррекции приемного канала с номером mr , ($mr \in [1, M_{rc}]$) ППМ с индексом i , определенный относительно приемного канала с номером mrc , ($mrc \in [1, M_{rc}]$) ППМ с индексом flr ;

$\dot{K}_{i(mr)}$ – комплексный коэффициент передачи приемного канала с номером mr ППМ с индексом i ;

$\dot{K}_{flr(mrc)}$ – комплексный коэффициент передачи приемного канала с номером mrc ППМ с индексом flr .

Правило выбора канала приема номер mrc ППМ с индексом flr может быть произвольным, очевидно что $\Delta k_{flr(mrc), flr(mrc)}^R = 1$.

Калибровку излучающих каналов ППМ МЛЦАФАР можно определить как измерение множества комплексных коэффициентов коррекции, равных отношению комплексных коэффициентов передачи каналов излучения ЭМВ приемно-передающим модулем с индексом i ($i \in [1, 2, \dots, 2N]$) к величине комплексного коэффициента передачи канала излучения канала номер mtr ППМ с индексом flr :

$$\Delta \dot{k}_{i(mt)/flr(mtr)}^T = \frac{\dot{K}_{i(mt)}^T}{\dot{K}_{flr(mtr)}^T}$$

где: $\Delta \dot{k}_{i(mt)/flr(mtr)}^T$ – комплексный коэффициент коррекции излучающего канала с номером mt , ($mt \in [1, M_{tr}]$) ППМ с индексом i , определенный относительно приемного канала с номером mtr , ($mtr \in [1, M_{tr}]$) ППМ с индексом flr ;

$\dot{K}_{i(mt)}$ – комплексный коэффициент передачи приемного канала с номером mt ППМ с индексом i ;

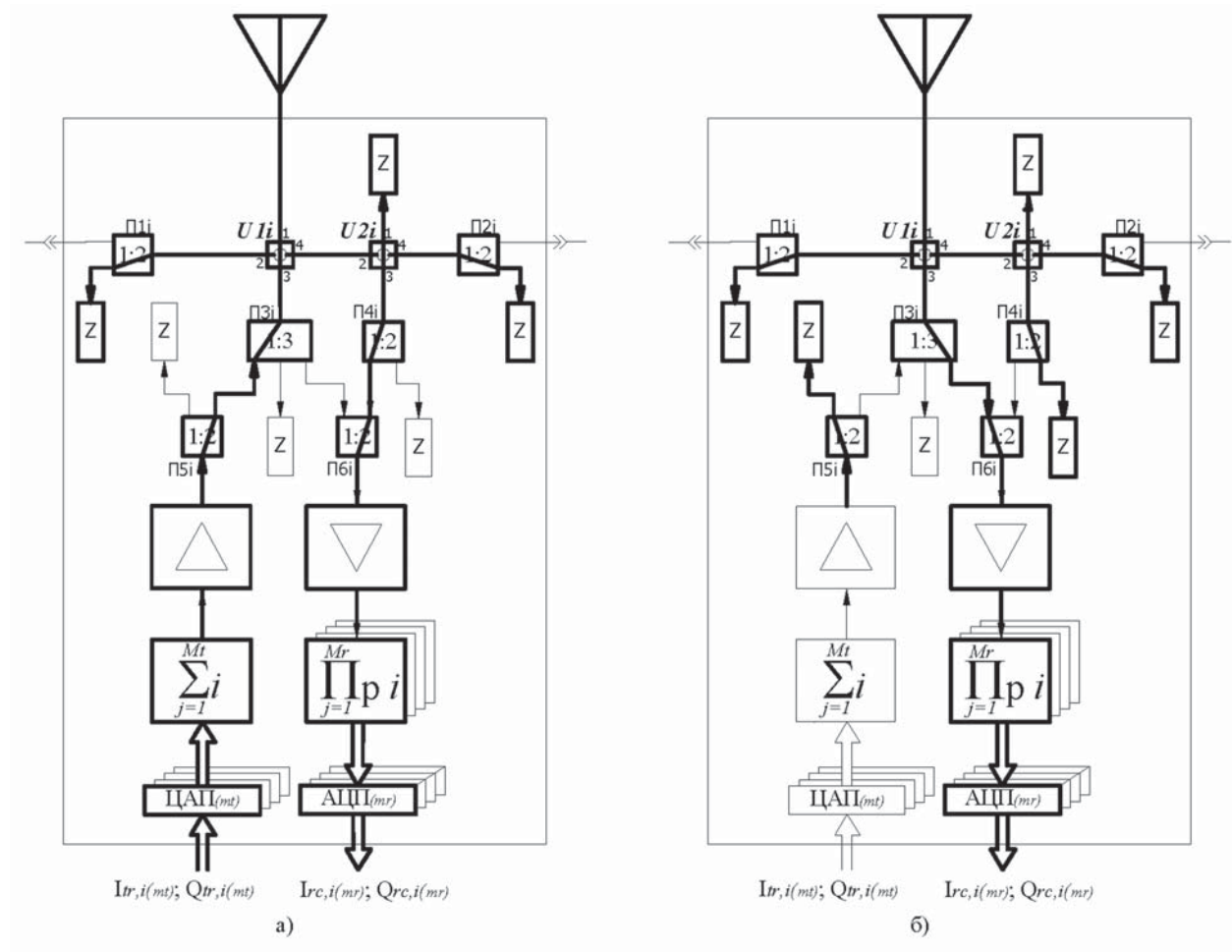


Рис. 4. Коммутация тракта приёмно-передающего модуля в режимах «Передача» (а) и «Приём» (б)

$\dot{K}_{fl(mtr)}^T$ – комплексный коэффициент передачи приемного канала с номером mtr ППМ с индексом flr .

Правило выбора канала приема номер mtr ППМ с индексом flr может быть произвольным, очевидно что $\Delta k_{fl(mtr), flr(mtr)} = 1$.

В режиме «Передача» излучаемые сигналы приёмно-передающего модуля с индексом i через ненаправленные узлы связи $U1i$ и $U2i$ поступают на входы приемных каналов. С выхода АЦП соответствующих приемных каналов сигналы используются для контроля излучаемых приёмно-передающим модулем сигналов. Для исключения ошибок контроля излучаемых сигналов необходимо согласовать коэффициенты передачи трактов приема ППМ с индексом i от точки ввода контрольного сигнала $U1i$ до выхода АЦП для схемы подключения, показанной на рис. 4 и от точки ввода $U1i$ до выхода АЦП для схемы, показанной на рис. 4. Условием согласования является равенство коэффициентов передачи трактов приема:

$$\dot{K}_{i(mr)}^{R1} = \dot{K}_{1i} \dot{K}_{1i,2i} \dot{K}_{2i} \dot{K}_{i(mr)}^{R2} \dot{K}_{i(mr)}^{1,2}$$

где: $\dot{K}_{i(mr)}^{1,2}$ – поправка коэффициента передачи тракта за счет изменения схемы подключения приемного канала.

Калибровку по согласованию коэффициентов передачи трактов приема ППМ с индексом i от точки ввода контрольного сигнала $U1i$ до выхода АЦП можно определить как измерение множества комплексных коэффициентов коррекции, равных отношению комплексных поправок коэффициентов передачи трактов приема номер j , $j \in [1, \dots, M_{rc}]$ к величине комплексной поправки коэффициента передачи тракта приема канала номер mrk , $mrk \in [1, \dots, M_{rc}]$ ППМ с индексом flk , $flk \in [1, \dots, 2N]$:

$$\Delta \dot{K}_{i(j)/flk(mrk)}^{1,2} = \frac{\dot{K}_{i(j)}^{1,2}}{\dot{K}_{flk(mrk)}^{1,2}}$$

Правило выбора канала приема номер mrk ППМ с индексом flk может быть произвольным, очевидно что

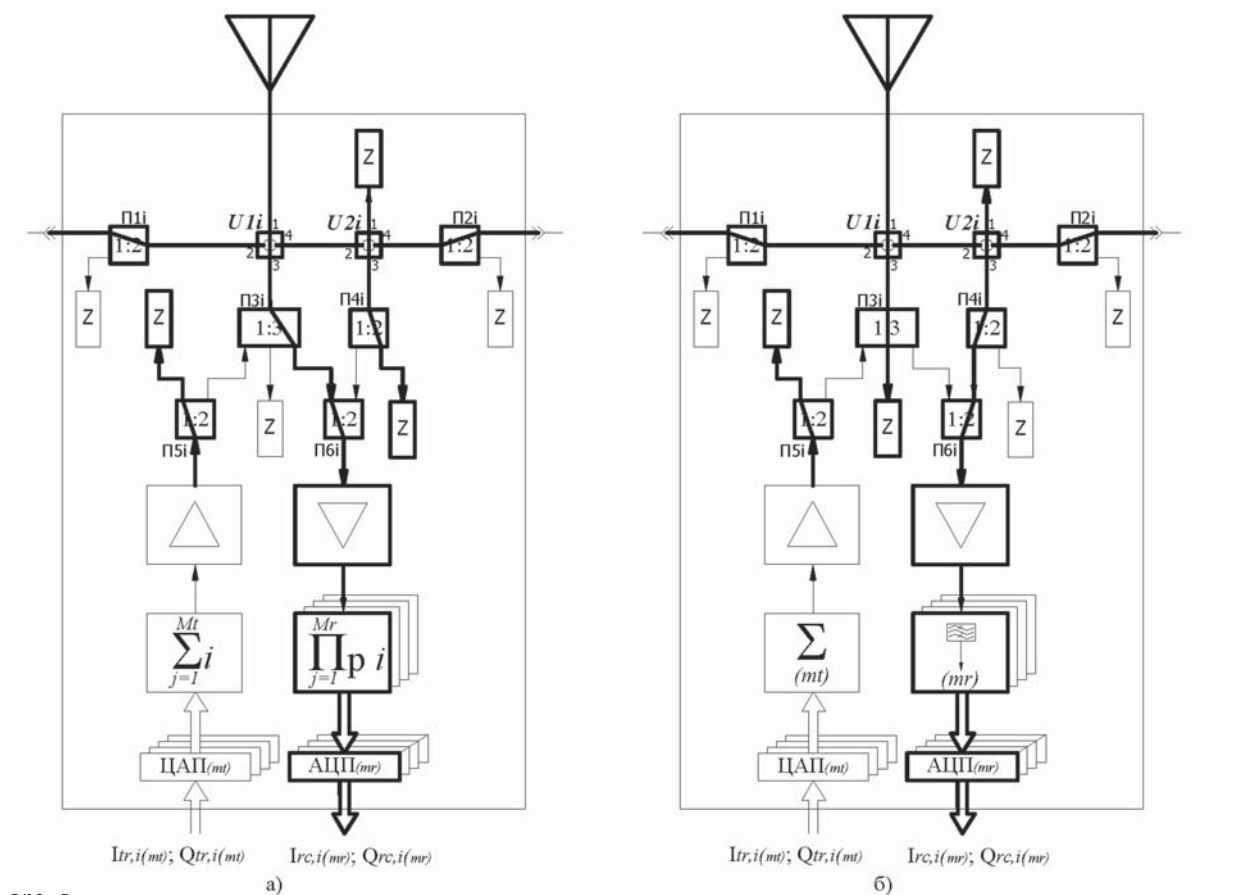


Рис. 5.

Коммутация тракта приёмно-передающего модуля при калибровке в режимах «Калибровка «Приём» (а) и «Калибровка «Передача» (б)

$$\Delta k_{fl(mr)/fl(mr)}^{1,2} = 1.$$

Рассмотрим алгоритм вычисления коэффициентов амплитудно-фазовой коррекции каналов ППМ в режиме «Прием», «Передача» и поправки коэффициента передачи тракта при контроле излучаемого сигнала – «Контроль «Передача».

АЛГОРИТМ КАЛИБРОВКИ ПРИЕМО-ПЕРЕДАЮЩИХ МОДУЛЕЙ МЛЦАФАР

Алгоритм калибровки ППМ МЛЦАФАР на рабочих частотах f_1, f_2, \dots, f_k осуществляется последовательным выполнением следующих операций:

- 1 Устанавливается частота, для которой выполняется калибровка МЛЦАФАР.
- 2 Выполняется калибровка ППМ с индексом i на заданной частоте.

С помощью высокочастотных переключателей $П1, П6$ и $П2, П3, П4, П5$ подключают ППМ с индексом i к системе калибровки. Переключатели $П1, П6$ обеспечивают выбор приемно-передающих модулей, работающих на вертикальной поляризации или горизонтальной поляризации, а переключатели $П2, П3, П4, П5$ обеспечива-

ют перебор приемно-передающих модулей во всем диапазоне ППМ VH .

На рис. 6 представлена схема подключения ППМ с индексом k к системе калибровки.

Устанавливается частота, на которой выполняется калибровка приемных каналов приемно-передающих модулей. Формируется контрольный сигнал калибровки путем записи в ЦАП опорного канала квадратурных составляющих аналитического сигнала и соответствующим сдвигом по частоте его сигналом гетеродина от системы синхронизации и управления.

2.1. Этап L1.

Положение переключателей $П0, П1, Пi, П2i, П6$ устанавливаются таким образом, чтобы контрольный сигнал от выходного усилителя опорного канала $U0$ распространялся от узла ненаправленной связи $U0$ к узлу ненаправленной связи $U2i$, а высокочастотные переключатели $П1i, П2i, \dots, П6i$ ППМ с индексом устанавливаются в положение, соответствующее режиму «Калибровка Прием».

Контрольный сигнал через узлы ненаправленной связи $U0$ и $U1i$ поступает в приемный канал опорного канала и приемные каналы $1, 2, \dots, M_{rc}$,

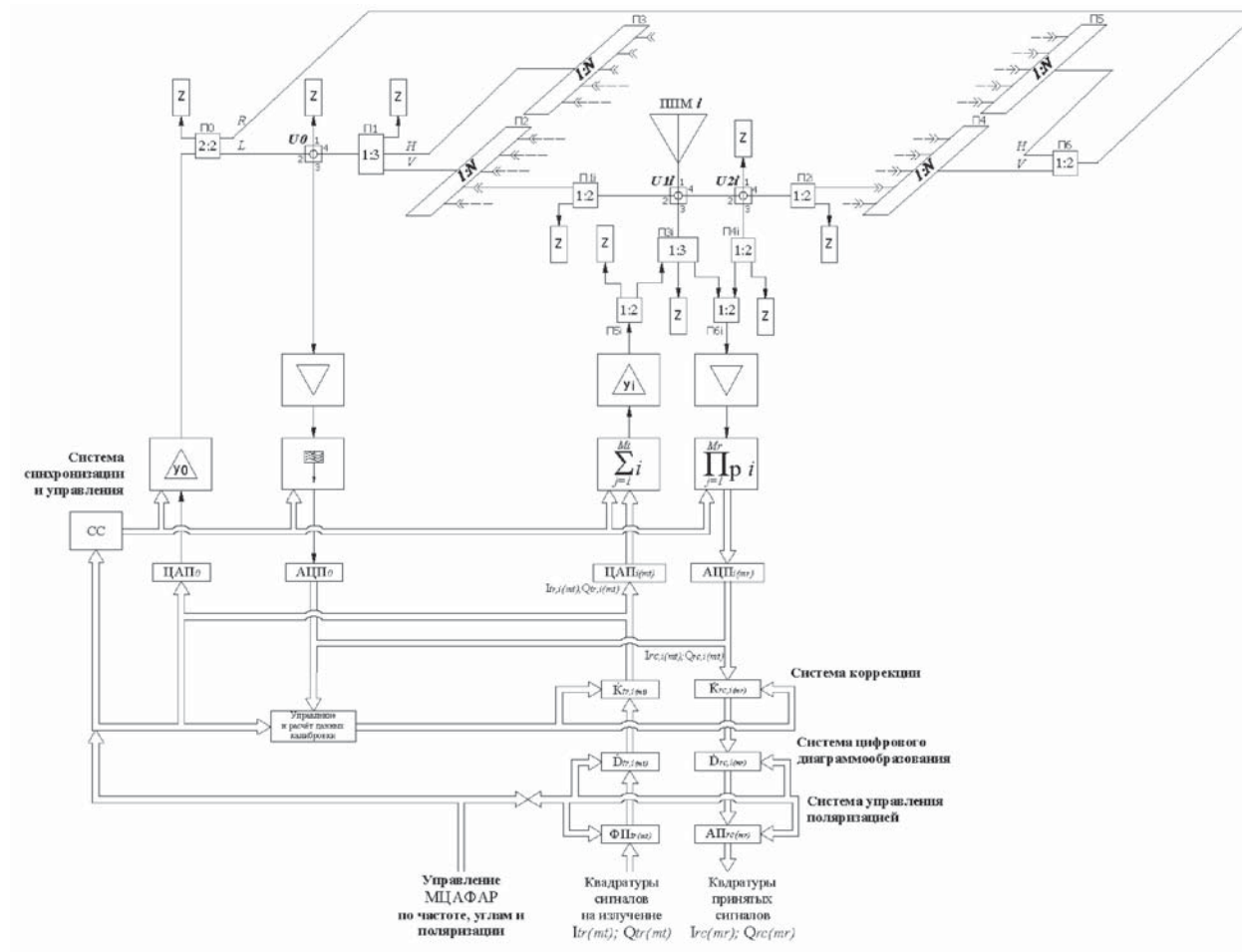


Рис. 6. Схема подключения системы калибровки к приемо-передающим каналам ППМ с индексом i

выходы которых соединены с аналого-цифровыми преобразователями. АЦП регистрируют в квадратурах выходные сигналы соответствующих приемных каналов, равные $\dot{V}_0^{(L1)}$ и $\dot{V}_{i(1)}^{(L1)}, \dot{V}_{i(2)}^{(L1)}, \dots, \dot{V}_{i(Mrc)}^{(L1)}$ здесь индекс $L1$ соответствует заданному направлению распространения контрольного сигнала, схема прохождения которого приведена на рис. 7.

2.2. Этап R1.

Положение переключателя $П0$ устанавливают таким образом, чтобы контрольный сигнал от выходного усилителя опорного канала $У0$ распространялся от узла ненаправленной связи $У2i$ к узлу ненаправленной связи $У0$.

Контрольный сигнал через узлы ненаправленной связи $У0$ и $У1i$ поступает в приемный канал опорного канала и приемные каналы $1, 2, \dots, M_{rc}$, выходы которых соединены соответственно с аналого-цифровыми преобразователями. АЦП регистрируют в квадратурах выходные сигналы соответствующих приемных каналов равные $\dot{V}_0^{(R1)}$ и $\dot{V}_{i(1)}^{(R1)}, \dot{V}_{i(2)}^{(R1)}, \dots, \dot{V}_{i(Mrc)}^{(R1)}$ а индекс $R1$ соответствует заданному направлению распространения кон-

трольного сигнала, схема прохождения которого приведена на рис. 8.

2.3. Определение коэффициентов коррекции приемных каналов ППМ с индексом i для режима «Прием».

Выполняется расчет отклонений комплексных коэффициентов передачи приемного канала с номером mr , где $mr \in [1, 2, \dots, M_{rc}]$ ППМ с индексом от комплексного коэффициента передачи опорного приемного канала.

Пусть контрольный сигнал на этапе $L1$ на входе 1 ненаправленного узла связи $У0$ равен \dot{V}_{L1} , тогда выходной сигнал $\dot{V}_0^{(L1)}$ опорного приемного канала в квадратурах равен:

$$\dot{V}_0^{(L1)} = \dot{K}_0^R \dot{K}_0 \dot{V}_{L1}$$

где: \dot{K}_0 – комплексный коэффициент передачи ненаправленного узла связи $У0$; \dot{K}_0^R – комплексный коэффициент передачи опорного приемного канала от точки ввода контрольного сигнала до выхода АЦП.

Пусть комплексный коэффициент передачи части тракта передачи контрольного сигнала от не-

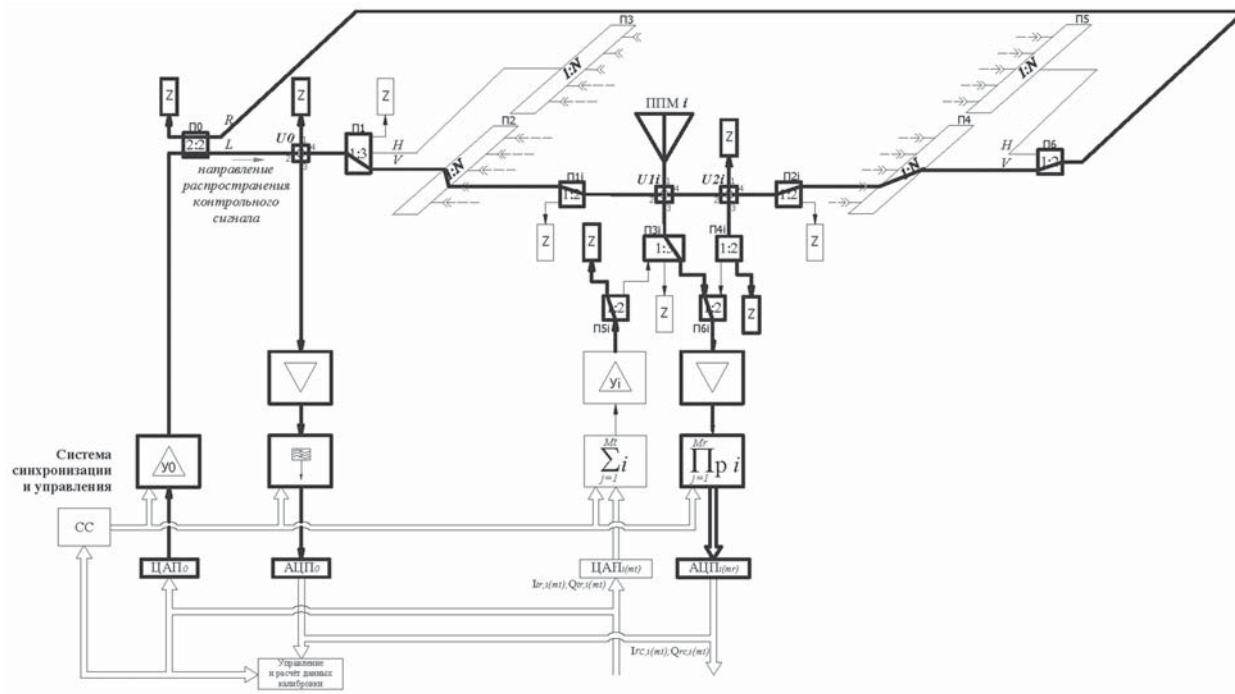


Рис. 7.

Схема прохождения контрольного сигнала на этапе L1

направленного узла связи $U0$ до ненаправленного узла связи $U1i$ равен $\dot{K}_{0,1i}^{R1}$, тогда выходные сигналы $\dot{V}_{i(1)}^{(L1)}$, $\dot{V}_{i(2)}^{(L1)}$, ..., $\dot{V}_{i(Mrc)}^{(L1)}$ приемных каналов ППМ с индексом i равны:

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{i(1)}^{(L1)} &= \dot{K}_{i(1)}^R \dot{K}_{0,1i} \dot{K}_{1i} \dot{V}_{L1} \\ \dot{V}_{i(2)}^{(L1)} &= \dot{K}_{i(2)}^R \dot{K}_{1i} \dot{K}_{0,1i} \dot{V}_{L1} \\ &\dots \\ \dot{V}_{i(Mrc)}^{(L1)} &= \dot{K}_{i(Mrc)}^R \dot{K}_{1i} \dot{K}_{0,1i} \dot{V}_{L1} \end{aligned} \right\}$$

здесь \dot{K}_{1i} – комплексный коэффициент передачи ненаправленного узла связи $U1i$; $\dot{K}_{i(j)}^{R1}$ – комплексный коэффициент передачи приемного канала номер j , ($j \in [1, \dots, M_{rc}]$) ППМ с индексом i в режиме «Прием» от точки ввода контрольного сигнала через узел ненаправленного ввода $U1i$ до соответствующего АЦП.

Для этапа R1 определим величину $\dot{K}_{i(j)}^{(L1)}$ равную отношению в квадратурах выходных сигналов приемных каналов ППМ с индексом i к выходному сигналу опорного приемного канала:

$$\left. \begin{aligned} \dot{k}_{i(1)}^{(L1)} &= \frac{\dot{V}_{i(1)}^{(L1)}}{\dot{V}_0^{(L1)}} = \frac{\dot{K}_{1i} \dot{K}_{0,1i}}{\dot{K}_0} \cdot \frac{\dot{K}_{i(1)}^{R1}}{\dot{K}_0^R} \\ \dot{k}_{i(2)}^{(L1)} &= \frac{\dot{V}_{i(2)}^{(L1)}}{\dot{V}_0^{(L1)}} = \frac{\dot{K}_{1i} \dot{K}_{0,1i}}{\dot{K}_0} \cdot \frac{\dot{K}_{i(2)}^{R1}}{\dot{K}_0^R} \\ &\dots \\ \dot{k}_{i(Mrc)}^{(L1)} &= \frac{\dot{V}_{i(Mrc)}^{(L1)}}{\dot{V}_0^{(L1)}} = \frac{\dot{K}_{1i} \dot{K}_{0,1i}}{\dot{K}_0} \cdot \frac{\dot{K}_{i(Mrc)}^{R1}}{\dot{K}_0^R} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Пусть амплитуда контрольного сигнала на этапе R1 на входе 3 ненаправленного узла связи $U1i$ равна $\dot{V}_{R1}^{(R1)}$, тогда выходной сигнал $\dot{V}_0^{(R1)}$ опорного приемного канала в квадратурах равен:

$$\dot{V}_0^{(R1)} = \dot{K}_0^R \dot{K}_0 \dot{K}_{0,1i} \dot{V}_{R1}$$

где: \dot{K}_0 – комплексный коэффициент передачи ненаправленного узла связи $U0$; \dot{K}_0^R – комплексный коэффициент передачи опорного приемного канала.

Выходные сигналы в квадратурах $\dot{V}_{i(1)}^{(R1)}$, $\dot{V}_{i(2)}^{(R1)}$, ..., $\dot{V}_{i(Mrc)}^{(R1)}$ приемных каналов ППМ с индексом i равны:

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{i(1)}^{(R1)} &= \dot{K}_{i(1)}^{R1} \dot{K}_{1i} \dot{V}_{R1} \\ \dot{V}_{i(2)}^{(R1)} &= \dot{K}_{i(2)}^{R1} \dot{K}_{1i} \dot{V}_{R1} \\ &\dots \\ \dot{V}_{i(Mrc)}^{(R1)} &= \dot{K}_{i(Mrc)}^{R1} \dot{K}_{1i} \dot{V}_{R1} \end{aligned} \right\}$$

2.4. Этап $L2$.

Положение переключателя $П0$ устанавливаются таким образом, чтобы контрольный сигнал от выходного усилителя опорного канала $У0$ распространялся от узла ненаправленной связи $U2i$ к узлу ненаправленной связи, а высокочастотные переключатели $П1i, П2i, \dots, П6i$ ППМ с индексом i устанавливаются в положение, соответствующее режиму «Калибровка Передача».

Контрольный сигнал через узлы ненаправленной связи $U0$ и $U2i$ поступает в приемный канал опорного канала и приемные каналы $1, \dots, M_{rc}$ ППМ, выходы которых соединены с аналого-цифровыми преобразователями, которые регистрируют в квадратурах выходные сигналы соответствующих приемных каналов $\dot{V}_0^{(L2)}$ и $\dot{V}_{i(1)}^{(L2)}, \dots, \dot{V}_{i(Mrc)}^{(L2)}$, здесь индекс $L2$ соответствует заданному направлению распространения контрольного сигнала.

Схема прохождения контрольного сигнала приведена на рис. 9.

2.5. Этап $R2$.

Положение переключателя $П0$ устанавливаются таким образом, чтобы контрольный сигнал от выходного усилителя опорного канала $У0$ распространялся от узла ненаправленной связи $U2i$ к узлу ненаправленной связи $U0$.

Контрольный сигнал через узлы ненаправленной связи $U0$ и $U2i$ поступает в приемный канал опорного канала и приемные каналы $1, 2, \dots, M_{rc}$ ППМ, выходы которых соединены с аналого-цифровыми преобразователями. АЦП регистрируют в квадратурах выходные сигналы соответствующих приемных каналов, равные $\dot{V}_0^{(R2)}$ и $\dot{V}_{i(1)}^{(R2)}, \dot{V}_{i(2)}^{(R2)}, \dots, \dot{V}_{i(Mrc)}^{(R2)}$, здесь индекс $R2$ соответствует заданному направлению распространения контрольного сигнала.

Схема прохождения контрольного сигнала приведена на рис. 10.

2.6. Определение коэффициентов коррекции приемных каналов ППМ с индексом i для режима «Передача».

Выполняется расчет отклонений комплексных коэффициентов передачи приемного канала с номером mr , где $mr \in [1, \dots, M_{rc}]$ ППМ с индексом i от комплексного коэффициента передачи опорного приемного канала.

Пусть контрольный сигнал на этапе $L2$ на входе 1 ненаправленного узла связи $U0$ равен \dot{V}_{L2} и комплексный коэффициент передачи части тракта передачи контрольного сигнала от ненаправленного узла связи $U2i$ до ненаправленного узла связи $U0$ равен $\dot{K}_{0,2i}^R$ тогда выходной сигнал $\dot{V}_0^{(L2)}$ опорного приемного канала в квадратурах равен:

$$\dot{V}_0^{(L2)} = \dot{K}_0^R \dot{K}_{0,2i} \dot{V}_{L2}$$

Выходные сигналы $\dot{V}_{i(1)}^{(L2)}, \dot{V}_{i(2)}^{(L2)}, \dots, \dot{V}_{i(Mrc)}^{(L2)}$ приемных каналов ППМ с индексом i равны:

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{i(1)}^{(L2)} &= \dot{K}_{i(1)}^{R2} \dot{K}_{2i} \dot{V}_{L2} \\ \dot{V}_{i(2)}^{(L2)} &= \dot{K}_{i(2)}^{R2} \dot{K}_{2i} \dot{V}_{L2} \\ \dots \\ \dot{V}_{i(Mrc)}^{(L2)} &= \dot{K}_{i(Mrc)}^{R2} \dot{K}_{2i} \dot{V}_{L2} \end{aligned} \right\}$$

здесь \dot{K}_{2i} – комплексный коэффициент передачи ненаправленного узла связи $U2i$.

$\dot{K}_{i(j)}^{R2}$ – комплексный коэффициент передачи приемного канала номер $i, i \in [1, \dots, 2N]$ ППМ с индексом $i, i \in [1, \dots, 2N]$ от точки ввода контрольного сигнала через узел ненаправленного ввода $U2i$ до выхода соответствующего АЦП.

Для этапа $R2$ определим величину $\dot{k}_{i(j)}^{(L2)}$, равную отношению в квадратурах выходных сигналов приемных каналов ППМ с индексом i к выходному сигналу опорного приемного канала:

$$\left. \begin{aligned} \dot{k}_{i(1)}^{(L2)} &= \frac{\dot{V}_{i(1)}^{(L2)}}{\dot{V}_0^{(L2)}} = \frac{\dot{K}_{2i}}{\dot{K}_0 \dot{K}_{0,2i}} \cdot \frac{\dot{K}_{i(1)}^{R2}}{\dot{K}_0^R} \\ \dot{k}_{i(2)}^{(L2)} &= \frac{\dot{V}_{i(2)}^{(L2)}}{\dot{V}_0^{(L2)}} = \frac{\dot{K}_{2i}}{\dot{K}_0 \dot{K}_{0,2i}} \cdot \frac{\dot{K}_{i(2)}^{R2}}{\dot{K}_0^R} \\ \dots \\ \dot{k}_{i(Mrc)}^{(L2)} &= \frac{\dot{V}_{i(Mrc)}^{(L2)}}{\dot{V}_0^{(L2)}} = \frac{\dot{K}_{2i}}{\dot{K}_0 \dot{K}_{0,2i}} \cdot \frac{\dot{K}_{i(Mrc)}^{R2}}{\dot{K}_0^R} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Пусть контрольный сигнал на этапе $R2$ на входе 3 ненаправленного узла связи $U2i$ равен \dot{V}_{R2} , тогда выходной сигнал $\dot{V}_0^{(R2)}$ опорного приемного канала в квадратурах равен:

$$\dot{V}_0^{(R2)} = \dot{V}_{R2} \dot{K}_{0,2i} \dot{K}_0 \dot{K}_0^R$$

Выходные сигналы в квадратурах $\dot{V}_{i(1)}^{(R2)}, \dot{V}_{i(2)}^{(R2)}, \dots, \dot{V}_{i(Mrc)}^{(R2)}$ приемных каналов ППМ с индексом i равны:

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{i(1)}^{(R2)} &= \dot{K}_{i(1)}^{R2} \dot{K}_{2i} \dot{V}_{R2} \\ \dot{V}_{i(2)}^{(R2)} &= \dot{K}_{i(1)}^{R2} \dot{K}_{2i} \dot{V}_{R2} \\ \dots \\ \dot{V}_{i(Mrc)}^{(R2)} &= \dot{K}_{i(Mrc)}^{R2} \dot{K}_{2i} \dot{V}_{R2} \end{aligned} \right\}$$

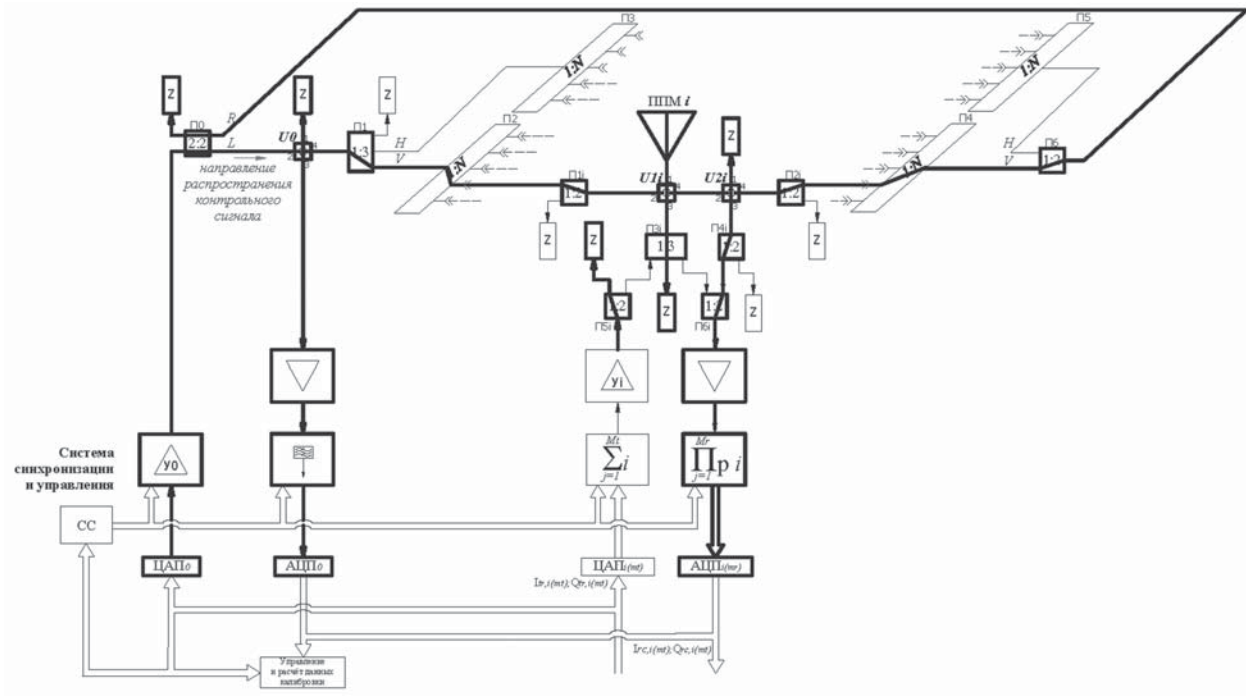


Рис. 9.
Схема прохождения контрольного сигнала на этапе L2

Для этапа R2 величина $\dot{k}_{i(j)}^{(R2)}$, равная отношению в квадратурах выходных сигналов приемных каналов ППМ с индексом i к выходному сигналу опорного приемного канала имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} \dot{k}_{i(1)}^{(R2)} &= \frac{\dot{V}_{i(1)}^{(R2)}}{\dot{V}_0^{(R2)}} = \frac{\dot{K}_{1i}}{\dot{K}_{0,2i} \dot{K}_0} \cdot \frac{\dot{K}_{i(1)}^{R2}}{\dot{K}_0^R} \\ \dot{k}_{i(2)}^{(R2)} &= \frac{\dot{V}_{i(2)}^{(R2)}}{\dot{V}_0^{(R2)}} = \frac{\dot{K}_{1i}}{\dot{K}_{0,2i} \dot{K}_0} \cdot \frac{\dot{K}_{i(2)}^{R2}}{\dot{K}_0^R} \\ &\dots \\ \dot{k}_{i(Mrc)}^{(R2)} &= \frac{\dot{V}_{i(Mrc)}^{(R2)}}{\dot{V}_0^{(R2)}} = \frac{\dot{K}_{1i}}{\dot{K}_{0,2i} \dot{K}_0} \cdot \frac{\dot{K}_{i(Mrc)}^{R2}}{\dot{K}_0^R} \end{aligned} \right\} (7)$$

Из (6) и (7) следует:

$$\left. \begin{aligned} \dot{k}_{i(j)}^{(L2)} \dot{k}_{i(j)}^{(R2)} &= \left(\frac{\dot{K}_{2i}}{\dot{K}_0} \frac{\dot{K}_{i(j)}^{R2}}{\dot{K}_0^R} \right)^2 \\ \frac{\dot{k}_{i(j)}^{(L2)}}{\dot{k}_{i(j)}^{(R2)}} &= \left(\dot{K}_{0,2i} \right)^2 \\ i &\in [1, \dots, 2N] \\ j &\in [1, \dots, M_{rc}] \end{aligned} \right\} (8)$$

Из (8) следует: комплексный коэффициент отклонения коэффициента передачи приемного канала номер j , $j \in [1, \dots, M_{rc}]$ для ППМ с индексом i , $i \in [1, \dots, 2N]$ от точки ввода контрольного сигнала через узел ненаправленного ввода $U2i$ до выхода соответствующего АЦП относительно комплексного коэффициента передачи опорного приемного канала равен:

$$\left. \begin{aligned} \dot{k}_{0,i(j)}^T &= \frac{\dot{K}_{i(j)}^{R2}}{\dot{K}_0^R} = \frac{\dot{K}_0}{\dot{K}_{1i}} \sqrt{\dot{k}_{i(j)}^{(L2)} \dot{k}_{i(j)}^{(R2)}} \\ i &\in [1, \dots, 2N] \\ j &\in [1, \dots, M_{rc}] \end{aligned} \right\} (9)$$

Комплексный коэффициент передачи тракта прохождения контрольного сигнала от узла ненаправленного ввода $U0$ до узла ненаправленного ввода $U2i$ равен:

$$\left. \begin{aligned} \dot{K}_{0,2i} &= \sqrt{\frac{\dot{k}_{i(j)}^{(L2)}}{\dot{k}_{i(j)}^{(R2)}}} \\ i &\in [1, \dots, 2N] \\ j &\in [1, \dots, M_{rc}] \end{aligned} \right\} (10)$$

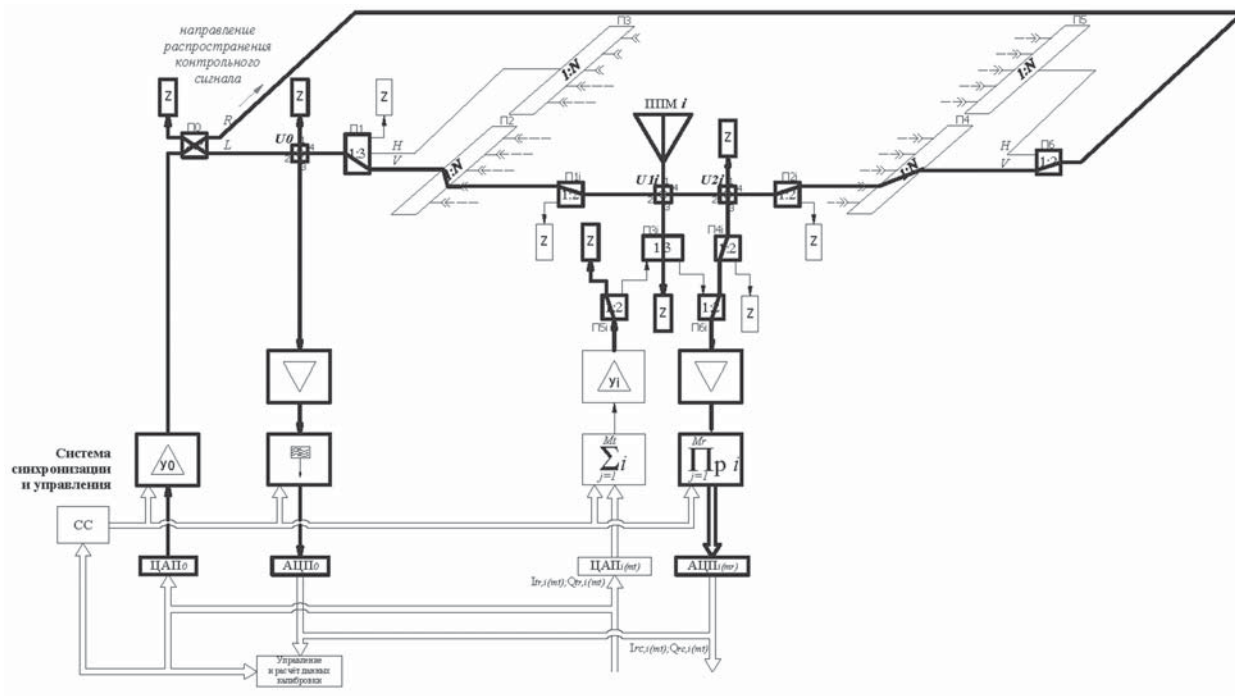


Рис. 10.

Схема прохождения контрольного сигнала на этапе R2

Отметим, что для коэффициента передачи тракта прохождения контрольного сигнала от узла ненаправленного ввода $U0$ до узла ненаправленного ввода $U2i$ справедливо равенство:

$$\dot{K}_{0,2i} = \dot{K}_{0,1i} \dot{K}_{1i,2i} \quad (11)$$

где $\dot{K}_{1i,2i}$ – коэффициент передачи тракта прохождения контрольного сигнала от узла ненаправленного ввода $U1i$ до узла ненаправленного ввода $U2i$.

2.7. Пункты 2.2 – 2.6 калибровки приемных каналов выполняются для всех приемо-передающих модулей из состава МЛЦАФАР. В результате формируются данные по отклонению коэффициентов передачи приемных каналов приемо-передающих модулей от точек ввода контрольного сигнала через узлы ненаправленного ввода $U1i$, $U2i$ до выходов соответствующих аналого-цифровых преобразователей относительно комплексного коэффициента передачи опорного приемного канала.

2.8. Этап T

В цифроаналоговые преобразователи опорного канала и передающих каналов с номерами $1, 2, \dots, M_{tr}$ ППМ с индексом i записываются равные квадратурные компоненты сигналов и на выходе передающих каналов формируются сигналы заданной частоты.

Положение переключателей $П0$, $П1$ устанавливаются таким образом, чтобы контрольный сигнал от выходного усилителя опорного канала $У0$ распро-

странялся до узла ненаправленной связи $U0$ и через переключатель $П1$ к согласованной нагрузке. Контрольный сигнал через узел ненаправленной связи $U0$ поступает в приемный канал опорного канала, выход которого соединен с аналого-цифровым преобразователем. АЦП регистрирует в квадратурах выходной сигнал опорного приемного канала равный $\dot{V}_0^{(T)}$.

Высокочастотные переключатели $П1i$, $П2i$, ..., $П6i$ ППМ с индексом i устанавливаются в положение, соответствующее режиму «Излучение ЭВМ».

Цифроаналоговый преобразователь передающего канала с номером j , $j \in [1, 2, \dots, M_{tr}]$ ППМ с индексом i формирует аналоговый сигнал, который поступает на выходной усилитель $Уi$ и далее к излучателю. Излучаемый сигнал через узел ненаправленной связи $U1i$ принимают одним из каналов приема, например, номер которого равен n , $n \in [1, 2, \dots, M_{rc}]$ АЦП канала приема n регистрирует в квадратурах выходной сигнал приемного канала равен $\dot{V}_n^{(T)}$.

Схема прохождения сигналов при калибровке трактов излучения приведена на рис. 11.

Пусть контрольный сигнал в квадратурах на входе цифроаналогового преобразователя равен \dot{V}_T , тогда сигнал $\dot{V}_0^{(T)}$ на выходе АЦП опорного приемного канала в квадратурах равен:

$$\dot{V}_0^{(T)} = \dot{K}_0^R \dot{K}_0 \dot{K}_0^T \dot{V}_T$$

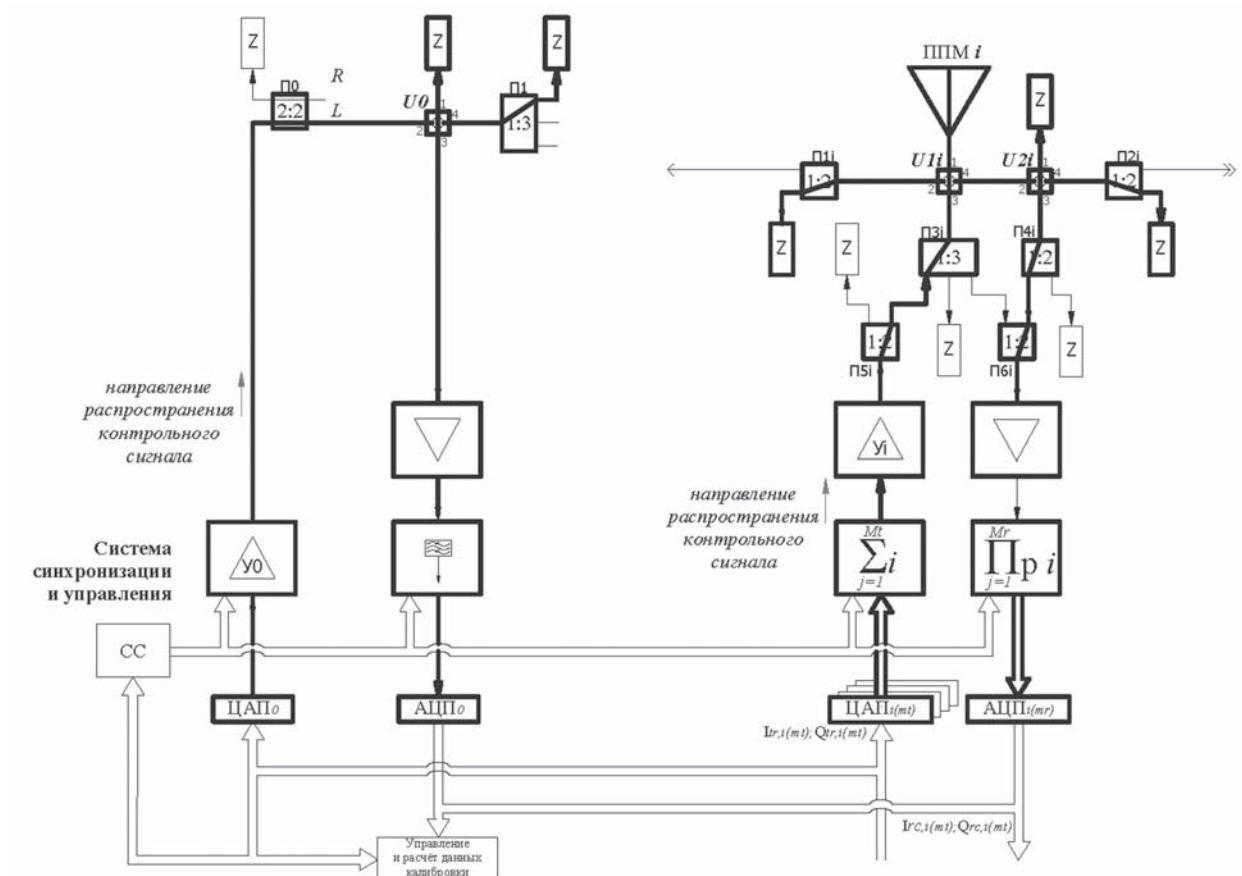


Рис. 11. Схема прохождения сигналов на этапе T

где \dot{K}_0^T – комплексный коэффициент передачи опорного передающего канала от цифроаналогового преобразователя до точки ввода контрольного сигнала в устройстве ненаправленной связи $U0$.

При записи сигнала в квадратурах равного \dot{V}_T , в цифроаналоговый преобразователь передающего канала номер mt ППМ с индексом i , сигнал в квадратурах на выходе АЦП приемного канала с номером n будет равен $\dot{V}_{i(n,mt)}^{(T)}$:

$$\dot{V}_{i(mt,n)}^{(T)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \dot{K}_{i(n)}^{R2} \dot{K}_{2i} \dot{K}_{1i,2i} \dot{K}_{1i} \dot{K}_{i(mt)}^T \dot{V}_T$$

где: $\dot{K}_{i(mt)}^T$ – комплексный коэффициент передачи передающего канала номер mt , $mt \in [1, \dots, M_{tr}]$ ППМ с индексом i , $i \in [1, \dots, 2N]$ от цифроаналогового преобразователя до точки ввода контрольного сигнала устройством ненаправленной связи $U1i$;

$\dot{K}_{1i,2i}$ – комплексный коэффициент передачи тракта прохождения сигнала от узла ненаправленного ввода $U1i$ до узла ненаправленного ввода $U2i$;

При последовательной записи сигнала в квадратурах равного \dot{V}_T на входы цифроаналоговых пре-

образователей передающих каналов с номерами mt , $mt \in [1, \dots, M_{tr}]$ ППМ с индексом i , сигналы в квадратурах на выходе АЦП приемного канала n равны:

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{i(1,n)}^{(T)} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \dot{K}_{i(n)}^{R2} \dot{K}_{2i} \dot{K}_{1i,2i} \dot{K}_{1i} \dot{K}_{i(1)}^T \dot{V}_T \\ \dot{V}_{i(2,n)}^{(T)} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \dot{K}_{i(n)}^{R2} \dot{K}_{2i} \dot{K}_{1i,2i} \dot{K}_{1i} \dot{K}_{i(2)}^T \dot{V}_T \\ &\dots \\ \dot{V}_{i(M_{tr},n)}^{(T)} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \dot{K}_{i(n)}^{R2} \dot{K}_{2i} \dot{K}_{1i,2i} \dot{K}_{1i} \dot{K}_{i(M_{tr})}^T \dot{V}_T \end{aligned} \right\}$$

Определим величину $\dot{k}_{i(j)}^{(T)}$ равную отношению в квадратурах выходного сигнала приемного канала номер n , $n \in [1, \dots, M_{rc}]$ ППМ с индексом i , $i \in [1, \dots, 2N]$ к выходному сигналу опорного приемного канала:

$$\left. \begin{aligned} \dot{k}_{i(1,n)}^{(T)} &= \frac{\dot{V}_{i(n,1)}^{(T)}}{\dot{V}_0^{(T)}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\dot{K}_{2i} \dot{K}_{1i,2i} \dot{K}_{li} \dot{K}_{i(n)}^{R2} \dot{K}_{i(1)}^T}{\dot{K}_0 \dot{K}_0 \dot{K}_0} \\ \dot{k}_{i(2,n)}^{(T)} &= \frac{\dot{V}_{i(n,2)}^{(T)}}{\dot{V}_0^{(T)}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\dot{K}_{2i} \dot{K}_{1i,2i} \dot{K}_{li} \dot{K}_{i(n)}^{R2} \dot{K}_{i(2)}^T}{\dot{K}_0 \dot{K}_0 \dot{K}_0} \\ &\dots \\ \dot{k}_{i(Mtr,n)}^{(T)} &= \frac{\dot{V}_{i(n,Mtr)}^{(T)}}{\dot{V}_0^{(T)}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\dot{K}_{2i} \dot{K}_{1i,2i} \dot{K}_{li} \dot{K}_{i(n)}^{R2} \dot{K}_{i(Mtr)}^T}{\dot{K}_0 \dot{K}_0 \dot{K}_0} \end{aligned} \right\} (12)$$

2.9. Пункт 2.8 калибровки передающих каналов выполняется для всех приемо-передающих модулей из состава МЛЦАФАР.

В результате формируются данные по отклонению комплексных коэффициентов передачи излучающих каналов приемо-передающих модулей относительно комплексного коэффициента передачи канала излучения опорного канала.

3. Выполняется расчет коэффициентов коррекции приемных, передающих каналов модулей МЛЦАФАР и согласование коэффициентов передачи трактов приема в режиме «Передача» относительно режима «Прием»

3.1. Расчет коэффициентов коррекции приемных каналов в режиме «Прием»

Из (4) следует: комплексный коэффициент коррекции амплитудно-фазовой характеристики приемного канала с номером j , $j \in [1, \dots, M_{rc}]$ ППМ с индексом i , $i \in [1, \dots, 2N]$ относительно комплексного коэффициента передачи приемного канала с номером mrc , $mrc \in [1, \dots, M_{rc}]$ ППМ с индексом flr , $i \in [1, \dots, 2N]$ для режима «Прием» равен:

$$\Delta \dot{k}_{i(j)/flr(j)}^R = \frac{\dot{K}_{i(j)}^R}{\dot{K}_{flr(mrc)}^R} = \frac{\dot{k}_{0,i(j)}^R}{\dot{k}_{0,flr(mrc)}^R} = \frac{\dot{K}_{1flr}}{\dot{K}_{li}} \sqrt{\frac{\dot{k}_{i(j)}^{(L1)} \dot{k}_{i(j)}^{(R1)}}{\dot{k}_{flr(mrc)}^{(L1)} \dot{k}_{i(mrc)}^{(R1)}}}$$

$$i \in [1, \dots, 2N]$$

$$(j, mrc) \in [1, \dots, M_{rc}]$$

Узлы ненаправленного ввода контрольного сигнала выполняются с максимально одинаковыми передаточными характеристиками, то есть $\dot{K}_{1flr} \dot{K}_{li}$ для всех $(i, flr) \in [1, \dots, Mrc]$. В этом случае:

$$\Delta \dot{k}_{i(mr)/flr(mrc)}^R = \sqrt{\frac{\dot{k}_{i(mr)}^{(L1)} \dot{k}_{i(mr)}^{(R1)}}{\dot{k}_{flr(mrc)}^{(L1)} \dot{k}_{i(mrc)}^{(R1)}}}$$

3.2. Расчет коэффициентов коррекции передающих каналов ППМ.

Из (12) следует:

Г. И. АНДРЕЕВ, М. Е. ЗАМАРИН,
В. В. КОРНЕВ, П. А. СОЗИНОВ
МНОГОЛУЧЕВАЯ ЦИФРОВАЯ АКТИВНАЯ
ФАЗИРОВАННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА
С ПОЛЯРИЗАЦИОННЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

$$\left. \begin{aligned} \frac{\dot{K}_{i(1)}^T}{\dot{K}_0^T} &= \sqrt{2} \frac{\dot{K}_0}{\dot{K}_{2i} \dot{K}_{1i,2i} \dot{K}_{li}} \frac{\dot{K}_0^R}{\dot{K}_{i(n)}^{R2}} \dot{k}_{i(1,n)}^{(T)} \\ \frac{\dot{K}_{i(2)}^T}{\dot{K}_0^T} &= \sqrt{2} \frac{\dot{K}_0}{\dot{K}_{2i} \dot{K}_{1i,2i} \dot{K}_{li}} \frac{\dot{K}_0^R}{\dot{K}_{i(n)}^{R2}} \dot{k}_{i(2,n)}^{(T)} \\ &\dots \\ \frac{\dot{K}_{i(Mtr)}^T}{\dot{K}_0^T} &= \sqrt{2} \frac{\dot{K}_0}{\dot{K}_{2i} \dot{K}_{1i,2i} \dot{K}_{li}} \frac{\dot{K}_0^R}{\dot{K}_{i(n)}^{R2}} \dot{k}_{i(Mtr,n)}^{(T)} \end{aligned} \right\} (13)$$

$$i \in [1, \dots, 2N]$$

Определим комплексные коэффициенты коррекции амплитудно-фазовой характеристики передающих каналов с номером j , $j \in [1, \dots, M_{tr}]$ ППМ с индексом i , $i \in [1, 2, \dots, 2N]$ относительно комплексного коэффициента передачи излучающего канала mtr , $mtr \in [1, \dots, M_{tr}]$ ППМ с индексом flt как отношение вида:

$$\Delta \dot{k}_{i(j)/flt(mtr)}^T = \frac{\dot{K}_{i(j)}^T}{\dot{K}_{flt(mtr)}^T}$$

Из (13) следует:

$$\Delta \dot{k}_{i(j)/flt(mtr)}^T = \frac{\dot{K}_{i(j)}^T}{\dot{K}_{flt(mtr)}^T} = \frac{\dot{K}_{2flt}}{\dot{K}_{2i}} \frac{\dot{K}_{1flt}}{\dot{K}_{li}} \frac{\dot{K}_{1flt,2flt}}{\dot{K}_{i,2i}} \frac{\dot{K}_{flt(nflt)}^{R2}}{\dot{K}_{i(n)}^{R2}} \frac{\dot{k}_{i(j,n)}^{(T)}}{\dot{k}_{flt(mtr,nflt)}^{(T)}}$$

$$i \in [1, \dots, 2N]$$

$$(n, nflt) \in [1, \dots, M_{rc}]$$

$$(j, flt, mtr) \in [1, \dots, M_{tr}]$$

Из (9), (11) следует:

$$\frac{\dot{K}_{flt(nflt)}^{R2}}{\dot{K}_{i(n)}^{R2}} = \frac{\dot{K}_{li}}{\dot{K}_{1flt}} \sqrt{\frac{\dot{k}_{flt(nflt)}^{(L2)} \dot{k}_{flt(nflt)}^{(R2)}}{\dot{k}_{i(n)}^{(L2)} \dot{k}_{i(n)}^{(R2)}}}$$

$$\dot{K}_{li,2i} = \frac{\dot{K}_{0,2i}}{\dot{K}_{0,li}} = \sqrt{\frac{\dot{k}_{i(j)}^{(L2)} \dot{k}_{i(j)}^{(R1)}}{\dot{k}_{i(j)}^{(R2)} \dot{k}_{i(j)}^{(L1)}}}$$

с учетом этих соотношений коэффициент коррекции амплитудно-фазовой характеристики передающего канала номер j , $j \in [1, \dots, M_{tr}]$ ППМ с индексом i , $i \in [1, \dots, 2N]$ относительно комплексного коэффициента передачи передающего канала mtr , $j \in [1, \dots, M_{tr}]$ ППМ с индексом flr равен:

$$\Delta \dot{k}_{i(j)/flr(mtr)}^T = \frac{\dot{K}_{2flr}}{\dot{K}_{2i}} \frac{\dot{k}_{i(j,n)}^{(T)}}{\dot{k}_{flr(mtr,nflt)}^{(T)}} \sqrt{\frac{\dot{k}_{flr(nflt)}^{(L2)} \dot{k}_{flr(nflt)}^{(R2)} \dot{k}_{flr(j)}^{(L1)} \dot{k}_{flr(j)}^{(R1)} \dot{k}_{i(j)}^{(R2)} \dot{k}_{i(j)}^{(L1)}}{\dot{k}_{i(n)}^{(L2)} \dot{k}_{i(n)}^{(R2)} \dot{k}_{flr(j)}^{(R2)} \dot{k}_{flr(j)}^{(L1)} \dot{k}_{i(j)}^{(L2)} \dot{k}_{i(j)}^{(R1)}}}$$

$$(i, flt) \in [1, \dots, 2N]$$

$$(n, nflt) \in [1, \dots, M_{rc}]$$

$$(j, mtr) \in [1, \dots, M_{tr}]$$

Узлы ненаправленного ввода контрольного сигнала выполняются с максимально одинаковыми передаточными характеристиками, то есть $\dot{K}_{1flr} \dot{K}_{li}$ для всех $(i, flr) \in [1, \dots, Mrc]$. В этом случае:

$$\Delta \dot{k}_{i(j)/flr(mtr)}^T = \frac{\dot{k}_{i(j,n)}^{(T)}}{\dot{k}_{flr(mtr,nflr)}^{(T)}} \sqrt{\frac{\dot{k}_{flr(nflr)}^{(L2)} \dot{k}_{flr(nflr)}^{(R2)}}{\dot{k}_{i(n)}^{(L2)} \dot{k}_{i(n)}^{(R2)}} \frac{\dot{k}_{flr(j)}^{(L2)} \dot{k}_{flr(j)}^{(R1)}}{\dot{k}_{flr(j)}^{(R2)} \dot{k}_{flr(j)}^{(L1)}} \frac{\dot{k}_{i(j)}^{(R2)} \dot{k}_{i(j)}^{(L1)}}{\dot{k}_{i(j)}^{(L2)} \dot{k}_{i(j)}^{(R1)}}}$$

$$i \in [1, \dots, 2N]$$

$$(n, nflr) \in [1, \dots, Mrc]$$

$$(j, flt, mtr) \in [1, \dots, Mtr]$$

3.3. Коррекция коэффициентов передачи трактов приема в режиме «Передача».

Согласование коэффициентов передачи трактов приема по каналу приема номер j , $j \in [1, \dots, Mrc]$ ППМ с индексом i от точки ввода контрольного сигнала $U1i$ до выхода АЦП для схемы подключения, показанной на рис. 12(а), и от точки ввода $U1i$ до выхода АЦП для схемы показанной на рис. 12(б), находится из условия $\dot{K}_{i(mr)}^{R1} = \dot{K}_{li} \dot{K}_{li,2i} \dot{K}_{2i} \dot{K}_{i(mr)}^{R2} \dot{k}_{i(mr)}^{1,2}$ где $\dot{k}_{i(mr)}^{1,2}$ – коэффициент коррекции коэффициента передачи тракта за счет изменения схемы подключения приемного канала. С учетом выражений для $\dot{K}_{i(j)}^{R1}$, $\dot{K}_{i(j)}^{R2}$ и $\dot{K}_{li,2i}$ коэффициент согласования коэффициентов передачи трактов приемного канала номер j приемно-передающего модуля с индексом i за счет изменения схемы подключения равен:

$$\dot{k}_{i(j)}^{1,2} = \frac{\dot{K}_{i(j)}^{R1}}{\dot{K}_{li} \dot{K}_{li,2i} \dot{K}_{2i} \dot{K}_{i(j)}^{R2}} = \frac{1}{\dot{K}_{li}} \sqrt{\frac{\dot{k}_{i(j)}^{(L1)} \dot{k}_{i(j)}^{(R1)}}{\dot{k}_{i(j)}^{(L2)} \dot{k}_{i(j)}^{(R2)}} \frac{\dot{k}_{i(j)}^{(R2)} \dot{k}_{i(j)}^{(L1)}}{\dot{k}_{i(j)}^{(L2)} \dot{k}_{i(j)}^{(R1)}}}$$

Определим коэффициент коррекции коэффициентов передачи трактов приемного канала номер j приемно-передающего модуля с индексом i при изменении схемы подключения как отношение комплексного коэффициента согласования коэффициентов передачи трактов по каналу приема номер j , $j \in [1, \dots, Mrc]$ ППМ с индексом i , $i \in [1, 2, \dots, 2N]$ к комплексному коэффициенту согласования коэффициентов передачи трактов по каналу приема номер mkr , $mkr \in [1, \dots, Mrc]$ ППМ с индексом flk , $flk \in [1, \dots, 2N]$:

$$\Delta \dot{k}_{i(j)/flk(mrk)}^{1,2} = \frac{\dot{k}_{i(j)}^{1,2}}{\dot{k}_{flk(mrk)}^{1,2}} = \frac{\dot{K}_{1flk}}{\dot{K}_{li}} \sqrt{\frac{\dot{k}_{i(j)}^{(L1)} \dot{k}_{i(j)}^{(R1)}}{\dot{k}_{i(j)}^{(L2)} \dot{k}_{i(j)}^{(R2)}} \frac{\dot{k}_{flk(mrk)}^{(L2)} \dot{k}_{flk(mrk)}^{(R2)}}{\dot{k}_{flk(mrk)}^{(L1)} \dot{k}_{flk(mrk)}^{(R1)}} \frac{\dot{k}_{flk(mrk)}^{(L2)} \dot{k}_{flk(mrk)}^{(R1)}}{\dot{k}_{flk(mrk)}^{(L1)} \dot{k}_{flk(mrk)}^{(R2)}}}$$

$$(i, flk) \in [1, \dots, 2N]$$

$$(j, mrk) \in [1, \dots, 2N]$$

Узлы ненаправленного ввода контрольного сигнала выполняются с максимально одинаковыми передаточными характеристиками, то есть $\dot{K}_{1flk} \dot{K}_{li}$ для всех $i \in [1, \dots, 2N]$, $(j, flk) \in [1, \dots, Mrc]$, то есть:

$$\Delta \dot{k}_{i(j)/flk(mrk)}^{1,2} = \sqrt{\frac{\dot{k}_{i(j)}^{(L1)} \dot{k}_{i(j)}^{(R1)}}{\dot{k}_{i(j)}^{(L2)} \dot{k}_{i(j)}^{(R2)}} \frac{\dot{k}_{i(j)}^{(R2)} \dot{k}_{i(j)}^{(L1)}}{\dot{k}_{i(j)}^{(L2)} \dot{k}_{i(j)}^{(R1)}} \frac{\dot{k}_{flk(mrk)}^{(L2)} \dot{k}_{flk(mrk)}^{(R2)}}{\dot{k}_{flk(mrk)}^{(L1)} \dot{k}_{flk(mrk)}^{(R1)}} \frac{\dot{k}_{flk(mrk)}^{(L2)} \dot{k}_{flk(mrk)}^{(R1)}}{\dot{k}_{flk(mrk)}^{(L1)} \dot{k}_{flk(mrk)}^{(R2)}}}$$

4. Формирование коэффициентов коррекции параметров приемно-передающих модулей МЛЦАФАР.

Пункты 1–3 повторяются для определения коэффициентов коррекции приемно-передающих модулей МЛЦАФАР на заданных частотах f_1, f_2, \dots, f_k .

В результате для каждого номинала частоты определяются коэффициенты коррекции параметров приемных и передающих каналов модулей МЛЦАФАР:

1 – Комплексные коэффициенты коррекции амплитудно-фазовой характеристики приемных каналов приемно-передающих модулей с индексами i , $i \in [1, \dots, 2N]$ относительно амплитудно-фазовой характеристики приемного канала с номером mrc , $mrc \in [1, \dots, Mrc]$ ППМ с индексом flr , $i \in [1, \dots, 2N]$:

$$\Delta \dot{k}_{i(j)/flr(mrc)}^R = \frac{\dot{K}_{1flr}}{\dot{K}_{li}} \sqrt{\frac{\dot{k}_{i(j)}^{(L1)} \dot{k}_{i(j)}^{(R1)}}{\dot{k}_{flr(mrc)}^{(L1)} \dot{k}_{i(mrc)}^{(R1)}}}$$

$$(j, mrc) \in [1, \dots, Mrc]$$

$$(i, flr) \in [1, \dots, 2N]$$

$$\Delta \dot{k}_{flr(mrc)/flr(mrc)}^R = 1$$

2 – Комплексные коэффициенты коррекции амплитудно-фазовой характеристики передающих каналов приемно-передающих модулей с индексами i , $i \in [1, \dots, 2N]$ относительно комплексного коэффициента передачи передающего канала mtr , $j \in [1, \dots, Mtr]$ ППМ с индексом flr :

$$\Delta \dot{k}_{i(j)/flr(mtr)}^T = \frac{\dot{K}_{2flr}}{\dot{K}_{2i}} \frac{\dot{k}_{i(j,n)}^{(T)}}{\dot{k}_{flr(mtr,nflr)}^{(T)}} \sqrt{\frac{\dot{k}_{flr(nflr)}^{(L2)} \dot{k}_{flr(nflr)}^{(R2)}}{\dot{k}_{i(n)}^{(L2)} \dot{k}_{i(n)}^{(R2)}} \frac{\dot{k}_{flr(j)}^{(L2)} \dot{k}_{flr(j)}^{(R1)}}{\dot{k}_{flr(j)}^{(R2)} \dot{k}_{flr(j)}^{(L1)}} \frac{\dot{k}_{i(j)}^{(R2)} \dot{k}_{i(j)}^{(L1)}}{\dot{k}_{i(j)}^{(L2)} \dot{k}_{i(j)}^{(R1)}}}$$

$$(j, mtr) \in [1, \dots, Mtr]$$

$$(i, flt) \in [1, \dots, 2N]$$

$$(n, nflr) \in [1, \dots, Mrc]$$

$$\Delta \dot{k}_{flt(mtr)/flt(mtr)}^T = 1$$

3 – Комплексные коэффициенты согласования коэффициентов передачи трактов по каналу приема номер $j, j \in [1, \dots, M_{rc}]$ приемо-передающих модулей с индексом $i, i \in [1, 2, \dots, 2N]$ относительно комплексного коэффициента согласования коэффициентов передачи трактов по каналу приема номер $mkr, mkr \in [1, \dots, M_{rc}]$ ППМ с индексом $flk, flk \in [1, 2, \dots, 2N]$:

$$\Delta k_{i(j)/flk(mkr)}^{1,2} = \frac{\dot{K}_{1flk}}{\dot{K}_{1i}} \sqrt{\frac{\dot{k}_{i(j)}^{(L1)} \dot{k}_{i(j)}^{(R1)} \dot{k}_{i(j)}^{(R2)} \dot{k}_{i(j)}^{(L1)}}{\dot{k}_{i(j)}^{(L2)} \dot{k}_{i(j)}^{(R2)} \dot{k}_{i(j)}^{(R1)} \dot{k}_{i(j)}^{(L1)}} \sqrt{\frac{\dot{k}_{flk(mkr)}^{(L2)} \dot{k}_{flk(mkr)}^{(R2)} \dot{k}_{flk(mkr)}^{(L2)} \dot{k}_{flk(mkr)}^{(R1)}}{\dot{k}_{flk(mkr)}^{(L1)} \dot{k}_{flk(mkr)}^{(R1)} \dot{k}_{flk(mkr)}^{(R2)} \dot{k}_{flk(mkr)}^{(L1)}}$$

$$(i, flk) \in [1, \dots, 2N]$$

$$(j, mkr) \in [1, \dots, M_{rc}]$$

$$\Delta k_{flk(mkr)/flk(mkr)}^{1,2} = 1$$

Калибровка МЛЦАФАР должна проводиться с периодом повторения T_K , который определяется временем изменения параметров устройств МЛЦАФАР. Значение T_K зависит от используемой элементной базы, схемного построения и т.д. и определяется на опытном образце изделия.

Заключение:

1. Предложена структурная схема многолучевой цифровой активной фазированной антенной решетки с системой калибровки приемо-передающих каналов на основе сравнения их параметров с параметрами опорного модуля.

2. Синтезирован алгоритм расчета комплексных коэффициентов коррекции амплитудно-фазовых характеристик приемных, передающих каналов и коэффициентов согласования коэффициента передачи тракта при контроле излучаемого сигнала.

3. Предлагаемая схема МЛЦАФАР реализует возможность формирования несколько лучей на прием и передачу на разных частотах, когда разнос по частоте между лучами превышает полосы пропускания по входу аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей.

ЛИТЕРАТУРА

1. **РОССЕЛЬС Н.А., ШИШЛОВ А.В., ШИТИКОВ А.М.** Активные фазированные антенные решетки – некоторые вопросы настройки и обслуживания // Радиотехника. 2009, №4.
2. **СВЕТИЧНЫЙ Ю.А. и др.** Схемы и компоненты перспективных радиотехнических систем с цифровыми фазированными антенными решетками. Материалы научно-технической конференции молодых ученых и специалистов «Научные чтения к 90-летию со дня рождения академика В.П. Ефремова». М. 19 сентября 2016 г.
3. Патент США № 4937582 «Polarization Adaptive Active Aperture System», опубликовано 26.06.1990, G01S 7/42.
4. Патент США № 5966102 «Dual Polarized Array Antenna With Central Control», опубликовано 12.10.1999, H01Q 9/36.

Андреев Г.И.,
д.т.н., профессор АО «ЦНИРТИ имени академика А.И. Берга»

М.Е. Замарин,
АО «ЦНИРТИ имени академика А.И. Берга»

В.В. Корнев,
АО «ЦНИРТИ имени академика А.И. Берга»

П.А. Созинов,
д.т.н., профессор, АО «Концерн воздушно-космической обороны «Алмаз-Антей»

✉ 107078, г. Москва, ул. Новая Басманная, д. 20, стр. 9

УДК 621.37.037

РЕИНЖИНИРИНГ ИЗДЕЛИЙ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ В ЗАДАЧАХ ВНУТРИСИСТЕМНОГО КОНТРАДИОПРОТИВОДЕЙСТВИЯ

Г.В. Куликов¹, М.С. Костин^{1,2},
Д.С. Воруничев^{1,2}

¹Московский технологический
университет (МИРЭА)

²Институт радиотехнических
и телекоммуникационных систем

В работе представлены основные результаты научно-практических исследований физико-технологических аспектов спецпроектного реинжиниринга радиоэлектронных средств в задачах исключения нештатной работы изделий во внутрисистемных режимах собственного радиоподавления, радиоперехвата или аутоидентификации, т.е. способности обеспечивать контррадиопротиводействие на конструктивном, системном и схемотехническом уровнях исполнения. Рассмотрены методы и средства спецпроектного реинжиниринга функциональных модулей многослойных печатных плат и корпусных микросхем в их схемотехнической комплектации. Изложены положения и методология схемотехнического анализа принципиальной архитектуры электрических цепей и сигнальных процессов радиоэлектронных изделий по конфигурации печатного узла, его электронной компонентной базе и их связным топологиям. Показаны возможности прототипирования радиоэлектронных изделий по ряду идентификаторов. Предложены и сформулированы конструкторско-технологические меры обеспечения технического противодействия спецпроектному реинжинирингу изделий радиоэлектронных средств.

Ключевые слова: реинжиниринг, контррадиопротиводействие, электронная компонентная база, печатная топология, схемотехнический анализ, радиоэлектронное изделие, аутоидентификация.

В связи с активным развитием Государственной целевой программы по импортозамещению чрезвычайно важной стратегической задачей является рациональная модернизация и активный контроль экономической безопасности ключевых секторов отечественной промышленности, в которой особая роль отводится развитию современных радиоэлектронных средств, технологий их производства и противодей-

REENGINEERING OF ELECTRONIC DEVICES IN THE PROBLEMS OF INSERT SYSTEM COUNTERRADIOINTERFERENCE

G.V. Kulikov,
M.S. Kostin, D.S. Vorunichev

The paper presents the main results of scientific and practical studies of the physical and technological aspects of special project reengineering of radioelectronic devices in the tasks of eliminating abnormal work of devices in intrasystem regimes of their own radio suppression, radio interception or autoidentification, i.e. the ability to provide counterradiointerference against the constructive, systemic and circuit-level performance levels. The methods and means of special project reengineering of functional modules of multi-layer printed circuit boards and case microcircuits in their circuit configuration are considered. The positions and methodology of circuit technology analysis of the basic architecture of electrical circuits and signaling processes of radio electronic devices by the configuration of the printed unit, its electronic component base and their connected topologies are outlined. The possibilities of prototyping radio electronic products for a number of identifiers are shown. Proposed and formulated design and technological measures to provide technical countermeasures to special project reengineering of radioelectronic devices.

KEYWORDS: reengineering, counterradiointerference, electronic component base, printed topology, circuit analysis, radioelectronic device, autoidentification.

ствию спецпроектным реинжиниринговым исследованиям оригинальных изделий и разработок ОПК, в том числе, поставляемых под экспортные заказы, либо частично изготавливаемых импортным высокотехнологичным производством на базе российской технической документации по внешнеэкономической кооперации. При этом современные тенденции исследования в области реинжиниринга радиоэлектронных

средств (РЭС) занимают доминирующие позиции в области обеспечения информационно-технической безопасности радиоэлектронной аппаратуры, в том числе военного назначения, создаваемой на импортной электронной компонентной базе (ЭКБ), с целью идентификации сигнальных процессов, элементов и электрических цепей, реализующих программно-аппаратные решения средств внутрисистемных режимов собственного радиоподавления, радиоперехвата или аутоидентификации. Таким образом, возникает ряд задач, касающихся создания и применения специальных проектно-технологических мер обеспечения технического противодействия, исключающего условия возникновения заявленных нештатных режимов работы изделий РЭС на аппаратном уровне.

Реинжиниринговые исследования являются именно таким инструментом, позволяющим проанализировать и разработать научно-практическую стратегию проектирования и производства изделий РЭС с целью безошибочного выбора номенклатуры ЭКБ, а также создания выпускаемой продукции в защищенном от реинжиниринга исполнении.

1. РЕИНЖИНИРИНГОВЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ С МНОГОСЛОЙНОЙ ТОПОЛОГИЕЙ

Исследование методов и средств функциональной идентификации печатных модулей и узлов по трассировочной топологии является antecedentным основополагающим аспектом в разработке и обеспечении технических мер противодействия реинжинирингу на этапе проектирования радиоэлектронных изделий. Так, реинжиниринг многослойных печатных плат (МПП) способен не только послойно повторить оригинальность структурной топологии, но и в высоковероятной степени воссоздать принципиальную схему радиоэлектронного узла, вплоть до поэтапного определения технологического цикла его производства [1]. При этом наличие печатной платы в сборе не является обязательным условием, поскольку типизация посадочных мест ЭКБ с установленным числом выводов, топологией цепей обвязки по питанию, сигнальных шин, посадочных мест под дискретные и интегрированные компоненты, позволяют практически безошибочно идентифицировать принадлежность печатного узла к конкретному функциональному классу изделия исключительно по трассировке. Главным образом, для современных МПП это косвенно позволяет выявить номенклатуру интегрируемой ЭКБ и, как следствие, тип микросистемного устройства, например, цифрового приемопередатчика или ПЛИС, а далее по справочному техническому описанию узнать основные радиотехнические параметры схмотехнического ядра печатного изделия. Поэтому конструкторско-технологическим задачам обеспечения технического противодействия реинжинирин-

говым исследованиям изделий радиоэлектронных средств отводится особый сектор стратегического обеспечения отраслевой безопасности с целью сохранения оригинальности технических решений перспективных отечественных радиоэлектронных разработок в условиях промышленно-производственной внешнеэкономической кооперации, экспортно-технического сотрудничества.

По принципам и видам физического воздействия на МПП классифицируют разрушающие и неразрушающие методы спецпроектного реинжиниринга многослойных печатных модулей. К разрушающим методам реинжиниринга МПП относится послойная декомпозиция образца при помощи абразивного шлифования, химического травления, лазерного структурирования, фрезерования или термовоздушного расщепления [3]. Реинжиниринг разрушающего воздействия не гарантирует отсутствие повреждений топологии МПП повышенной плотности монтажа или трассировки, потому не является прогрессивным, и применяется только в тех случаях, где исключается эффективность применения методов неразрушающего прототипирования, позволяющих восстанавливать топологию с применением косвенных методов экспертного анализа: стереолазерное и оптическое сканирование, тепловизионная электротермия, рентгенографический анализ и радиосенсорное исследование, применяемое для контактно-локационного анализа при восстановлении схмотехнической конфигурации печатного изделия [1].

Во многом выбор того или иного метода и средства реинжиниринга МПП, а также реализация технических мер его противодействию будут зависеть от конструкции, материалов и типа монтажа печатного радиоэлектронного изделия. Для этого по предварительному анализу важно точно идентифицировать структуру, конструкторско-технологические особенности проектирования и производства изделий с многослойной печатной топологией. Идентифицируя каждый слой МПП и коннекцию межслойных соединений можно воссоздать принципиальную схему печатного изделия. С одной стороны, полученная информация позволит разработчикам воссоздать проект интересующего изделия с целью модификационного и параметрического прототипирования, анализа надежности и качества выполненных слоев, с другой стороны – представляет возможность проведения объективной оценки технического противодействия реинжинирингу изделий РЭС. Отсюда изучение и анализ прогрессивных, а также перспективных методов и средств прототипирования МПП позволяет разработать комплекс технических мер защиты от спецпроектных исследований, обеспечивая оригинальность отечественных изделий и разработок.

1.1 Послойная декомпозиция МПП методом разрушающего воздействия

Послойная декомпозиция образца печатного изделия относится к методам разрушающего спецпроектного исследования топологии МПП и является наиболее радикальным техническим решением в области реинжиниринга радиоэлектронных средств, позволяющим получить печатный рисунок, переходя от одного стека топологии к другому. Послойная декомпозиция образца МПП достигается при помощи средств физико-механического, термического и химического разрушения: абразивное шлифование, фрезерование, лазерное структурирование, термовоздушное расщепление, а также химическое травление [1]. Классификацию разрушающих методов послойной деструктуризации топологии МПП замыкает технология химического травления, которая, как правило, применяется в сочетании с другими для поверхностного стравливания лакокрасочного покрытия и остатков припоя с периферии боковой поверхности МПП.

Этапом, следующим за послойной деструктуризацией топологии МПП, является послойное стереооптическое сканирование образца. Стереооптическим данный процесс называется за счет применения лазерно-оптических систем, позволяющих регистрировать, как печатную топологию МПП, так и поперечный срез межслойных соединений при помощи специализированных сканеров и адаптированного ПО, как, например, ScanCAD [10].

Важно отметить, что активно внедряемые в производство печатные модули со встраиваемыми компонентами (рис. 1), практически не поддаются реинжинирингу с использованием физических средств разрушающего механического воздействия на образец, поскольку послойное расслоение платы приведет к нарушению целостности электрорадиоэлементов,

что затруднит и даже вовсе исключит возможность воссоздания прототипа изделия.

Кроме того, полноценный внутрисхемный анализ таких МПП становится априори невозможным, о чем свидетельствует высокая защищенность печатных модулей со встраиваемой ЭКБ от реинжиниринговых исследований. Однако, для координатно-позиционного выявления положения встроенных в плату электронных компонентов может быть использован рентгенографический анализ или тепловизионная электротермия с последующим лазерным контурным структурированием ЭКБ.

1.2 Послойная декомпозиция МПП методом неразрушающего воздействия

В тех случаях, когда эффективность разрушающих методов становится мало обоснованной, либо априори исключается, применяются методы неразрушающего реинжиниринга МПП: рентгенографический анализ и тепловизионная электротермия.

Рентгенографический анализ. В отличие от разрушающих методов послойной деструктуризации рентгенографический анализ позволяет сохранить образец исследуемого изделия в оригинальном исполнении для более детального внутрисхемного параметрического анализа – завершающего этапа прототипирования МПП. Однако собственно двумерный рентгеновский анализ не позволяет четким образом выявить принадлежность регистрируемого снимка многослойного печатного образца. Для этого прибегают к режиму углового облучения МПП с настройкой контраста, что обеспечивает послойную селекцию топологии медных слоев и при помощи специального программного обеспечения позволяет воспроизвести их по двум угловым проекциям (рис. 2 А, Б).

Переходом к многомерной рентгенографической идентификации являются средства компьютерной томографии МПП, которая представляет собой процесс

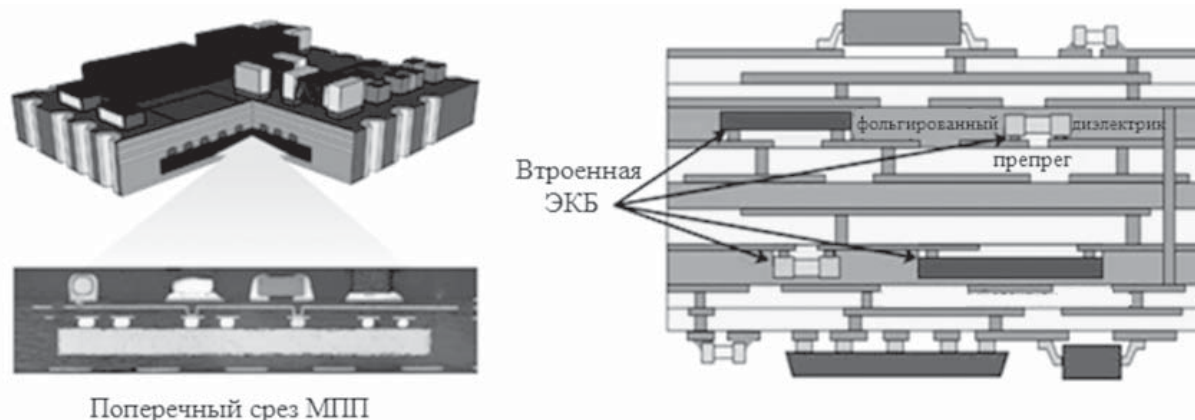


Рис. 1.

Поперечный срез конструктивной реализации МПП со встраиваемой ЭКБ

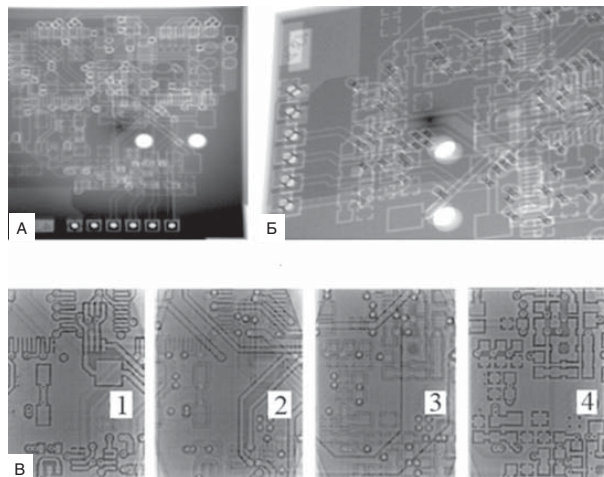


Рис. 2.

Рентгенографический портрет МПП, полученный при помощи специализированной установки DAGE XD7500VR X-ray Inspection System: А – облучение образца под прямым углом; Б – облучение образца под углом 30 градусов; В – послойная контрастированная рентгенографическая томограмма 4-х слойной МПП

высокоточного послойного получения стереомерного рентгеновского изображения, получаемого из серии двумерных рентгеновских срезов при помощи специальной программно-численной обработки полученных данных. В качестве современного оборудования рентгенографической томографии МПП широкое распространение получила серия многофункциональных установок типа Nordson DAGE XD7600NT Ruby X-ray Inspection System [5]. Технология компьютерной томографии заключается в осуществлении захвата серии двумерных рентгеновских изображений от 60 до 720 слоев, в зависимости от требуемого разрешения полученного поперечного сечения срезов МПП, путем вращения рентгеновского излучения вокруг исследуемого образца. Так, на рис. 2В показаны программно-численные обработки результатов послойного стереорентгеновского сканирования 4-х слойной МПП.

Если одним из способов технического противодействия разрушающим методам послойной деструктуризации МПП является конструктивное решение создания МПП со встраиваемой электронной компонентной базой, то со стороны противодействия рентгенографическому анализу основной мерой защиты является контрастное подавление топологии и электронных компонентов на фоне материала диэлектрического основания. Действительно, чтобы компонент или фрагмент слойной топологии был видимым в рентгеновских лучах, он должен иметь достаточный физический контраст с диэлектрическим материалом. Уровень контрастирования находится в прямой зависимости от связанного с ним материала мишени (элек-

тродиагонального элемента, материала проводящего слоя), его физической плотности, физико-химических свойств и атомного числа. Таким образом, если компонент или структуру образца МПП заблокировать от непосредственного воздействия рентгеновского излучения, то при таком исследовании будет трудно получить четкое изображение топологии. Отсюда композитные материалы на основе химических элементов с большим атомным числом могут использоваться в слоях МПП для блокирования передачи рентгеновских лучей. Такой блокинг-материал (с атомным числом из диапазона 70...82: вольфрам, тантал, золото, свинец и т.д.) может выполняться в качестве нанесения фольги между препрегами, конструкции МПП или путем напыления на проводники, может быть получен путем добавления блокинг-частиц в смолистую основу, наносимую между препрегами, или добавляемую в их структуру, путем добавления в припой и т.д. Поскольку блокинг-материалы – проводники, то это требует применения дополнительных мер изолирования поверхностных слоев токоведущей топологии.

Так, на рис. 3А показаны рентгенографические томограммы шестислойной печатной платы, на периферийный слой которой фрагментарно был нанесен слой блокинг-материала на основе припоя с содержанием тантала. Как видно из рис. 3А, после рентгеновского сканирования, на томограмме МПП нетрудно идентифицировать топологию, а также коннекцию во всех слоях платы, в то время, как материал с высоким атомным числом (73) создавал гамма-зашумление в области проведения пайки при помощи припоя с добавлением танталовой пудры, которая поглощает большую часть рентгеновских лучей в указанной области МПП.

Важно отметить, что размещение блокинг-материалов на всей площади МПП не является, в принципе, целесообразным. Достаточно применить фрагментарное или локальное покрытие (рис. 3Б). При этом в ответственных местах нанесения блокинг-материала на топологию предполагает, например, конструктивную реализацию неоднозначного перераспределения коммутации печатных проводников в слоях МПП, как показано на рис. 3 В, Д. Таким образом, правильное расположение блокинг-материалов во внутрислойной структуре МПП со встроенными электронными компонентами делает печатное изделие неуязвимым к рентгенографическому анализу печатной топологии, и следовательно, защищает устройство от преднамеренных реинжиниринговых исследований.

Тепловизионная электротермия. Концептуальное решение технологии тепловизионной электротермии (ТВЭТ) заключается в создании индукционного нагрева медных проводников МПП с целью термографического проявления рисунка печатной топологии, скрытой в слоях диэлектрического основания платы, в инфракрасном диапазоне при помощи тепловизора

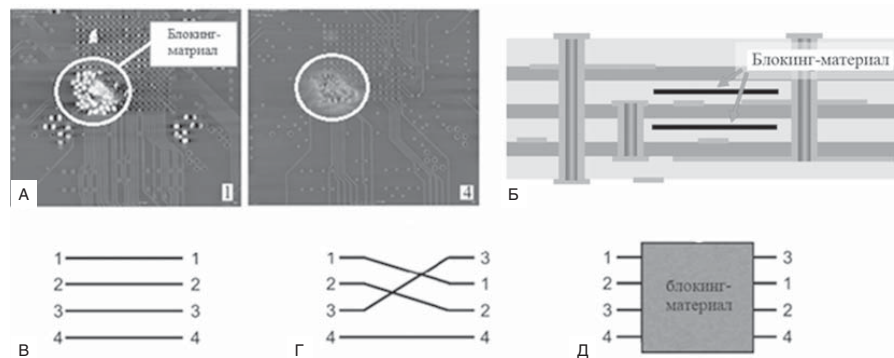


Рис. 3.

Нанесение блокинг-материала в структуру МПП: А – образование гамма-шумов в области нанесения блокинг-материала при сканировании МПП методом рентгенографического исследования; Б – поперечный срез МПП со встроенным блокинг-материалом; В – фрагмент узловой топологии оригинала печатного изделия; Г – неоднозначно структурированная топология; Д – структурированная топология под слоем блокинг-материала

высокого чувствительного и матрично-пиксельного разрешения [2]. Побочным электротермическим процессом в этом случае будет являться диэлектрический нагрев изолирующего основания МПП, инфракрасное излучение которого будет образовывать аддитивный тепловой шумовой фон.

Индукционный и диэлектрический электронагревы основаны на выделении тепловой энергии непосредственно в нагреваемом образце МПП, помещенном в переменное высокочастотное электромагнитное поле. Принцип индукционного нагрева печатных проводников основывается на поглощении ими электромагнитной энергии при возникновении в образце наведенных вихревых токов Фуко и выделении тепла по закону Джоуля-Ленца в проводниках и токов смещения в диэлектриках с выделением тепловой энергии из-за влияния диэлектрических потерь. Основным требованием, предъявляемым к ВЧ-индукторам в ТВЭТ-технологии, является применение конструкций открытого типа с целью нагревания МПП с одной стороны платы и тепловизионной термографии – с противоположной стороны диэлектрического основания. В качестве таковых могут использоваться два варианта конструкции маломощных индукторов открытого типа: магнитопроводные катушечные и плоские спиральные.

Побочный нагрев диэлектриков в ВЧ электромагнитном поле зависит от частоты, а также от величины электрической компоненты поля и диэлектрических свойств материала. При этом увеличение скорости нагрева диэлектрика достигается путем повышения электрической напряженности поля и частоты ВЧ-генератора. Поэтому ТВЭТ-технология МПП осуществляется питанием индуктора ВЧ-током малой мощности до 0,5 Вт и ограничивается частотой 30 МГц, в то время, как собственно диэлектрический нагрев проводится, обычно, с применением частот свыше 30 МГц. Регистрация ИК-излучения образца МПП осуществ-

ляется в среднем диапазоне 8...9,5 мкм с чувствительностью 0,03° С, что соответствует температурному интервалу +30...+80° С при среднем нагреве образца около +55° С, фоновом диэлектрическом нагреве до +26° С и температуре окружающего пространства +22° С [2].

Применение технологии ТВЭТ в задачах реинжиниринга МПП априори исключает применение специальных средств разрушающего воздействия и позволяет вести высокоточный анализ как в ближнем магнитном поле ВЧ-индуктора, так и при помощи метода контактно-гальванической генерации ВЧ-тока. В качестве тепловизора в ТВЭТ-технологии, как правило, применяются инфракрасные камеры среднего спектрального диапазона 7,5...14 мкм, например, RAZ-IR PRO-2 с тепловой чувствительностью менее 0,03° С [2].

Принцип реализации ТВЭТ-технологии следующий. В результате воздействия магнитных полей, наводимых ВЧ-токами (рис. 4А), происходит индукционный нагрев проводящих слоев на поверхности и внутри диэлектрического основания испытуемого образца МПП. Тепловизионные исследования могут проводиться в двух режимах термографической регистрации: в фоновом и инверсном (рис. 4 Б, В). Инверсный режим является более предпочтительным, поскольку катушка индуктора, а также диэлектрическое основание так или иначе образуют тепловое излучение, мешающее контрастному восприятию и распознаванию термографического изображения.

Регулируя положение индуктора относительно платы, время регистрации, а также подаваемую на него частоту и мощность ВЧ-сигнала, можно добиться термограммы, на которой нагретые слои МПП будут иметь высокоточное разделение, в том числе, достигаемое за счет средств термоградиентной фильтрации инфракрасного изображения. Для детального рассмотрения фрагментарных элементов топологии может быть ис-

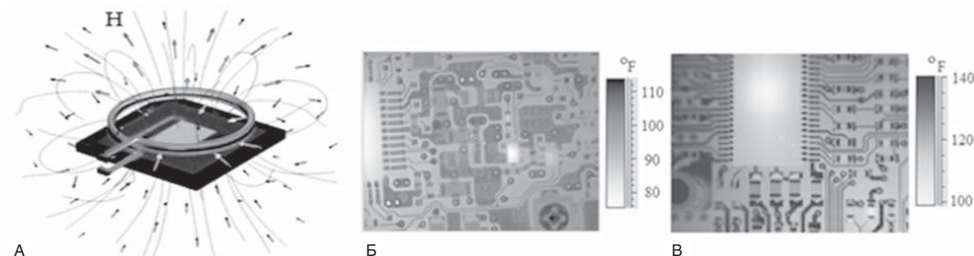


Рис. 4.

Образец МПП в магнитном поле плоского ВЧ-индуктора (А); результаты исследования образца МПП в режиме инверсной тепловизионной регистрации (Б)

пользован способ нагрева печатных проводников контактным методом ВЧ-токами малой мощности.

Исследование современных методов и средств реинжиниринга изделий МПП, а также анализ технологии производства и номенклатуры ЭКБ позволяют разработать комплекс технических мер и проектно-конструкторских рекомендаций противодействия спецпроектным исследованиям изделий РЭС. Так, например, в целях обеспечения защищенного исполнения МПП от методов разрушающего воздействия рекомендуются конструктивные решения с применением МПП со встраиваемой ЭКБ. Для защиты от рентгенографического анализа предлагается внедрение блокинг-материала, обеспечивающего гамма-зашумление стереоизображения томограммы. Одним из способов защиты изделия от исследования методом ТВЭТ является локальное внедрение в структуру диэлектрического основания микрополосковых встречно-бифилярных катушек, закрывающих участки перераспределения коннекции с двух сторон по аналогии с блокинг-материалом, и тем самым компенсируя наводимое поле плоского ВЧ-индуктора. Комбинация представленных решений создаст устойчивость конструкции МПП одновременно к двум рассматриваемым методам. Кроме того, также существуют и другие конструкторско-технологические рекомендации противодействия реинжинирингу МПП, например, переход на МПП с оптоэлектронным основанием или основанные на технических приемах визуального измышления: использование фиктивной активной и пассивной компонентной базы, т.е., когда элементы могут рассматриваться в схематехнической конфигурации и находиться в рабочем состоянии, не влияя на заданные характеристики изделия печатного узла. Также в конструкцию МПП вводятся фиктивные слои печатной топологии. В качестве компонентов могут быть неработоспособные (непроводящие или всегда открытые) транзисторы, мнимые (непроводящие) вертикальные межсоединения, избыточные проводящие дорожки и т.д. Противодействием схематехническому прототипированию может послужить ис-

ключение расположения тестовых площадок и/или элементов трассировки на боковых поверхностях МПП. Переход к МПП со встраиваемой ЭКБ, а также конструктивное размещение значительного числа соединений (более 70%) во внутренних слоях платы, не позволяют в должной мере реализовать процедуру внутрисхемного анализа без использования декомпозиционных методов разрушающего воздействия, как, например, засверливание отверстий в диэлектрическом основании для гальванического доступа контактного манипулятора или тестовой ИСТ-матрицы к слоям печатной топологии. Кроме всего прочего, применение технологий тестирования JTAG, или периферийного схематехнического анализа, в значительной степени компенсирует недостаток физического доступа, создавая бесконтактную альтернативу тестированию цепей, недоступных для ИСТ-адаптеров.

Обработка и анализ сканированных изображений топологии МПП, полученных при помощи рассмотренных в работе методов разрушающей и неразрушающей декомпозиции, требуют специального программно-численного форматирования, обеспечивающего послойную векторизацию геометрии печатного рисунка. Благодаря векторизации можно не только выполнить обратную трассировку для изготовления прототипной копии МПП и модифицировать ее топологию, но и исследовать конфигурацию электрических цепей и по ряду реперных идентификаторов автоматически выявить функциональную принадлежность МПП к тому или иному типу радиоэлектронного устройства. В качестве таковых идентификаторов могут выступать заданные точки заземления или обвязочные цепи питания штатного подключения ПЛИС, цифровых приемопередатчиков, микроконтроллеров, элементов памяти, интерфейсов и т.д.

Автоматизация процесса через построение векторного описания контура топологии в формате DXF не является достаточно эффективной. Поэтому среди средств программно-численной обработки сканированной топологии оригиналов МПП в задачах спец-

проектного реинжиниринга находит применение модульный функционал специализированных пакетов, таких, как Drupht, Aplite и PhiPlastic.

2. РЕИНЖИНИРИНГ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ЦЕПЕЙ И СИГНАЛОВ ПЕЧАТНЫХ УЗЛОВ С МНОГОСЛОЙНОЙ ТОПОЛОГИЕЙ

Реинжиниринг схмотехнической конфигурации радиоэлектронных цепей печатного узла заключается в воспроизведении перечня ЭКБ, реконструкции электрической принципиальной схемы, а также в параметрическом исследовании сигнальных процессов и основных характеристик и принципов работы радиоэлектронного устройства [3]. Классифицируют три основных режима схмотехнического анализа МПП: функциональный, внутрисхемный и периферийный. Переходящим между тремя представленными режимами является четвертый режим – идентификационной визуализации, обязательно реализуемый на всех стадиях цикла реинжиниринга МПП, в том числе, с использованием микровизионной, и даже фотоэлектронной микроскопии, для идентификации невидимых глазу или стандартным оптическим системам электронных компонентов или элементов печатной топологии [10].

Функциональный анализ заключается в исследовании и регистрации основных радиотехнических характеристик печатного узла и характеризуется тремя стадиями диагностики: передаточная комплексная функциональная диагностика – печатный узел рассматривается и исследуется как многополюсник в целом; передаточная модульная функциональная диагностика – отдельным образом рассматриваются и исследуются функциональные цепи печатного узла; передаточная дискретно-локальная функциональная диагностика – обособленным образом рассматривается элементная структура ЭКБ в составе функциональных цепей печатного узла: аналоговые или цифровые интегральные микросхемы, микропроцессоры и ПЛИС. Аппаратная реализация функционального анализа МПП проходит с использованием специального стендового обеспечения, способного сигнально моделировать радиоэлектронное устройство, в составе которого эксплуатируется исследуемый печатный узел. На практике лучшие результаты показывают методы анализа, которые используются в процессе оригинального производства радиоэлектронного изделия. Как правило – это комбинация методов функционального и внутрисхемного анализа, или функционального с периферийным исследованием, поскольку их сочетание определенно позволяет получить параметрические данные для воссоздания принципиальной электрической схемы печатного узла, как в автоматическом, так и ручном режимах.

Технология внутрисхемного анализа состоит в параметрической идентификации отдельных фрагмен-

тов или компонентов схем печатного узла. В качестве аппаратных средств реализации методов внутрисхемного анализа на практике применяются специальное ИСТ-оборудование в составе с внутрисхемным анализатором цепей, оснащенный тестовой контактно-иглоочной адаптерной матрицей или подвижным турбопозиционным манипулятором (рис. 5) [6]. Благодаря внутрисхемному анализу печатного узла, реализованного на МПП, можно исследовать отдельные модули и компоненты схемы радиоэлектронного устройства. Интерес к ИСТ-тестированию обусловлен тем, что данный способ схмотехнического реинжиниринга применяется не только для коннекторного анализа электронных компонентов МПП, но и для внутрисхемных измерений их радиотехнических характеристик.

Внутрисхемный анализ, как и функциональный, не предполагает демонтажа МПП или нарушения связей электрических цепей принципиальной схемы функциональных модулей и ЭКБ в составе конструкции печатного узла. При этом для выполнения внутри-схемного анализа, например, по отношению к пассивным цепям исследуемого образца печатного узла, исключается необходимость в дополнительном питании компонентной базы. Такое исследование позволяет выполнить селективное формирование перечня ЭКБ в составе устройства без опасности электрического повреждения радиоэлементов конструкции [10]. В то же время, внутрисхемный анализ активных компонентов в составе конструкции изделия выполняется при включенном режиме питания печатного узла.

Применение технологии JTAG-тестирования в задачах периферийного схмотехнического анализа компенсирует ряд недостатков многоэлектродного матричного доступа ИСТ-адаптера, создавая альтернативу системного исследования цифровых цепей, недоступных для внутрисхемного анализа ввиду конструктивных особенностей исполнения печатного узла на базе сложных программируемых цифровых компонентов таких, как устройства памяти, ПЛИС, микропроцессоров и т.д. [4].

Принципиальная разница между внутрисхемным и периферийным анализом заключается в том, что внутрисхемный анализ требует гальванического контакта тестирующих электродов ИСТ-адаптера с проводниками печатного узла МПП (выводами компонентов, контрольными точками и другими элементами печатной топологии), в то время как периферийное исследование предполагает использование встроенной JTAG-логики компонентов ИМС. Это свидетельствует об исключительном применении методов периферийного анализа в схмотехническом реинжиниринге программируемых цифровых устройств. Отсюда периферийный анализ печатных узлов, построенных на ядре процессорной или ПЛИС конфигурации, не

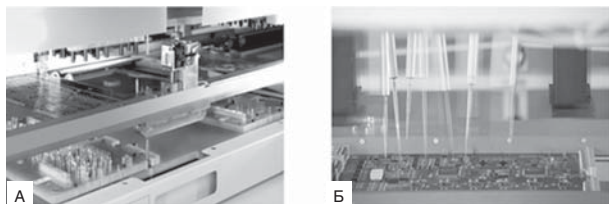


Рис. 5.

Внутрисхемный ICT-адаптер: А – тестовые щупы матричного типа; Б – тестовые щупы «летающего» типа

нуждается в контакте пробников с внутрисхемной сигнальной топологией печатного узла.

Важно отметить, что реинжиниринг цифровых систем на базе микроконтроллеров и ПЛИС отличается повышенной степенью технической и криптографической защищенностью, как, например, формирование в кодовом листинге процессора команд *Assembler* или скрипите *VHDL* описания архитектора ПЛИС псевдослучайных переменных, динамично обновляющихся от цикла к циклу выполнения алгоритмических операций и процессов [4]. При этом основной задачей схемотехнического анализа программируемых цифровых устройств на базе ПЛИС является компиляция кодового скрипта в принципиальную схему, через которую возможно восстановить цифровую логику устройства через программное средство генерации и отладки цифровых систем на кристалле, как, например, *WindPower ICE*.

Аппаратная реализация режимов и методов схемотехнического анализа активно развивается и актуализируется, предлагая эффективные технические решения на базе специализированного оборудования, как автоматизированный пробник *AutoPoint DT* с «летающим щупом», диагностическая система *PinPoint* или *FaultFinder*, внутрисхемный матричный адаптер *FlexFixer* и т.д. [10]. Рассмотренная в работе методология схемотехнического анализа принципиальной архитектуры радиоэлектронного изделия по оригиналу печатного узла и его многослойной топологии строится на основе функционального, внутрисхемного и периферийного режимов спецпроектного исследования радиоэлектронного изделия. Проектирование радиоэлектронных узлов на базе МПП со встраиваемой ЭКБ, а также конструктивное размещение значительного числа соединений во внутренних слоях платы не позволяют в должной мере реализовать процедуру заявленных режимов анализа без использования декомпозиционных методов разрушающего воздействия, как, например, засверливание отверстий в диэлектрическом основании для гальванического доступа контактного манипулятора или тестовой матрицы к слоям печатной топологии, ранее полученной при помощи рентгенографии или ТВЭТ-технологии. Матрица тестовых контактных точек МПП служит

своеобразным реперным индикатором для удобного и быстрого схемотехнического реинжиниринга и радиотехнического анализа печатного узла. Отсюда противодействием внутрисхемному анализу может также послужить техническое решение, позволяющее исключить расположение тестовых площадок и/или элементов трассировки на боковых поверхностях МПП, так как альтернативной матричному ICT-адаптеру для контроля МПП без тестовых контрольных точек может послужить адаптер с тестовым щупом «летающего» типа. Основным способом снижения эффективности периферийного анализа является исключение возможности доступа к JTAG-порту, что достигается его конструктивным устранением на этапе отладки и прошивки ПЛИС или внутрислойным размещением топологии интерфейсных шин данных. Реинжиниринг цифровых систем на базе ПЛИС отличается повышенной степенью технической и криптографической защищенности, как, например, формирование в кодовом листинге команд *Assembler* или скрипите описания *VHDL* псевдослучайных переменных, меняющихся от цикла к циклу выполнения алгоритмических операций. При этом основной задачей схемотехнического прототипирования ПЛИС является компиляция кодового скрипта в логическую схему. Тем не менее, одним из эффективных способов технического противодействия реинжинирингу ПЛИС и микропроцессоров остаются исключительно аппаратные методы, как, например, технология токового расплавления проводников, ведущих к JTAG-интерфейсу шин памяти устройств хранения данных или создание микросхем специальной памяти.

3. РЕИНЖИНИРИНГ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ ИЗДЕЛИЙ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

В отличие от реинжиниринга МПП, где существует возможность применения неразрушающих методов исследования макротопологии, спецпроектный реинжиниринг микротопологии изделий корпусных ИМС осуществляется только при помощи разрушающих методов: механического фрезерования и послойного химического травления, а также комбинации шлифования и послойного химического травления. В ряде случаев также применяются термические (лазерные) методы декапсуляции ИМС (как правило, термехимический, заключающийся сначала в лазерном выжигании корпуса до толщины полимера 100 мкм над кристаллом ИМС, а затем собственно химическом травлении). Процесс механообработки корпусных ИМС служит в качестве подготовительной операции технологического процесса травления, обеспечивая предварительное истончение активной зоны травления, а для составных шовных корпусов из полимеров является единовременным шагом к началу проведения микровизионного исследования топологии [8].

Во многом выбор того или иного метода и средства декапсуляции и послойной декомпозиции кристалла ИМС, а также реализация технических мер их противодействию будет зависеть от конструкции, материалов кристалла, корпуса и типа реализации технологии интегральной сборки: полупроводниковая, пленочная, гибридная или смешанного типа. Для этого по предварительному анализу важно точно идентифицировать структуру, конструкторско-технологические особенности проектирования и производства корпусных ИМС.

3.1 Методы декапсуляции корпусных ИМС

Химическая декапсуляция. Как правило, чипы ИМС чаще всего помещают в полимерные пластиковые корпуса. В полимерном корпусе чип со всех сторон окружен отвердевшим полимером, таким как эпоксидная смола, полиуретан, поливинилхлорид. Химическая декапсуляция чипа в полимерном корпусе основана на прецизионном химическом травлении полимера при помощи концентрированной (дымящей) азотной кислоты или подогретой концентрированной (дымящей) серной кислоты.

Для декапсуляции чипа в полимерном корпусе существует ряд профессионального оборудования, среди которого зарекомендовал себя программируемый установочный комплекс декапсуляции PS103S (PS105), обеспечивающий выбор до 25 режимов травления пластика и применяемый для декапсуляции чипа при проведении анализа отказов ИМС (рис. 6).

В процессе химической декапсуляции основная цель – избежать длительного воздействия сильных кислот, чтобы не нанести повреждений кристаллу и соединительным проводникам. В этом случае применяют плазмохимическое или сухое химическое травление полимеров. На практике находят применение установки плазмохимической декапсуляции типа E373 и E401.

Механическая декапсуляция. Наряду с химическим методом декапсуляции, широко используется механический способ декапсуляции путем прецизионного шлифования, полирования, фрезерования материала корпуса ИМС микрофрезами. Как правило,

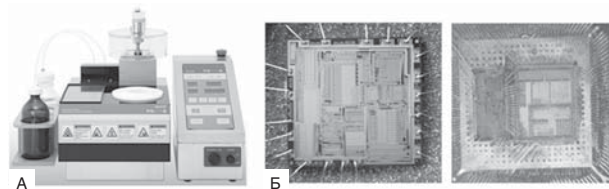


Рис. 6.

Программируемый установочный комплекс химической декапсуляции ИМС PS103S (PS105) (А) и микроскопические снимки декапсулированных ИМС в полимерных корпусах (Б)

механический способ используется для декапсуляции чипов ИМС в керамических и металлокерамических корпусах. Однако механообработка может быть использована также для декапсуляции чипов ИМС в полимерных корпусах. Метод применяется в качестве подготовительной операции, предшествующей химическому травлению, за исключением тех случаев, где корпус ИМС является полым. Современное оборудование для механической декапсуляции предусматривает последовательную замену механических вращающихся инструментов, чтобы обеспечить быстрое и аккуратное удаление материала корпуса над чипом вплоть до защитных слоев.

Процесс механической декапсуляции ИМС может осуществляться как на печатной плате без демонтажа микросхемы, например, с применением прецизионного микровизионного фрезерно-шлифовального станка с программным управлением LY 1001, так и с проведением демонтажных работ ИМС с печатного основания, например, при помощи полуавтоматической программируемой паяльной установки RW-SV520 (рис. 7). В некоторых случаях механическая декапсуляция ИМС на печатном основании является обязательным условием для сохранения целостности электрических соединений со схемотехнической периферией радиоэлектронного изделия. Этим обусловлено достоинство применения внутрисхемной технологии механической декапсуляции ИМС с последующим атмосферным химическим травлением.

Термический (лазерный) метод. Метод лазерной декапсуляции эффективен при вскрытии корпусов с медными и серебряными проводниками, а также для полимеров, практически не растворимых в кислотах. Технология лазерной декапсуляции заключается в удалении слоя полимерного или керамического (металлокерамических) материала корпуса ИМС лазерным лучом, в том числе, обеспечивающего термическое разрушение металлической крышки металлокерамического корпуса (рис. 8).

Лазерный метод, также как и метод механообработки, в технологическом цикле декапсуляции ИМС



Рис. 7.

Установки демонтажа и механической декапсуляции ИМС: паяльная микровизионная станция RW-SV520 (А); прецизионный микровизионный фрезерно-шлифовальный станок LY-1001 (Б); образцы ИМС, прошедшие фрезерную обработку (В)

часто предшествует химическому или плазмохимическому травлению в качестве подготовительной операции, оставляя надкристалльный слой материала корпуса около 100 мкм [9]. Кроме того метод применяется также самостоятельно. Так, лазер мощностью около 10 Вт может разрезать интегральную схему даже, если корпус покрыт керамикой и металлическим покрытием, не говоря уже о полимерных корпусах типа BGA. В задачах радиоинжиниринга ИМС находят применение установки лазерной декапсуляции Falit и PL101i (PL121i).

3.2 Методы анализа топологии ИМС

Среди методов анализа топологии микросхем эффективно применяют следующие методы микроскопической топографии: оптическая микроскопия или микровизионный анализ, растровая электронная и атомно-силовая микроскопии.

Микровизоры представляют собой новое поколение микроскопов с оптико-цифровым каналом наблюдения, регистрации и обработки микроизображений. Современные микровизоры обеспечивают оптическую кратность увеличения до 1000х, а в цифровом масштабирование – до 4000х. Так, для исследования топологии микросхем можно эффективно использовать следующую линейку цифровых микровизоров: μ Vizo-101, μ Vizo-103 и μ VIZO-MET-221, μ VIZO-MET-222 (рис.9а). В тех случаях, когда необходимо получить разрешение топологии кристалла менее 0,5 мкм, применяют растровые электронные микроскопы. На практике находят применение электронные микроскопы из серии JEOL JIB-4601F – сканирующий электронный микроскоп с термополевой эмиссией и ионной пушкой (рис. 9Б). Однако растровая электронная микроскопия имеет ряд ограничений в применении, поскольку метод относится к разряду разрушающего воздействия на кристалл и требует специальной подготовки образцов декапсулированных ИМС при контроле пространственных параметров, что снижает эффективность его использования.

В этой связи использование метода атомно-силовой микроскопии (АСМ) является перспективным для прецизионного реинжинирингового исследования геометрических параметров отдельных элементов

и небольших участков ИМС. АСМ – один из видов сканирующей зондовой микроскопии, основанный на взаимодействиях Ван-дер-Ваальса. Метод атомно-силового зондового сканирования, применяемый в задачах реинжиниринга ИМС, позволяет проводить контроль конфигурации профиля топологии с субмикронными размерами и разрешением от 1 до 10 нм латерально и от 0,1 до 0,5 нм по вертикали. Так, среди нашедших применение в исследовании топологии ИМС, используют совмещенный сканирующий зондовый и оптический микроскоп Certus Optic I, а также Certus Optic U (рис. 9В).

Противодействие реинжиниринговым исследованиям ИМС разрушающим способом осуществляется на нескольких уровнях:

- На уровне чипа:

1. По аналогии для случая с МПП – применение технических приемов визуального измышления: использование фиктивной активной и пассивной компонентной базы, т.е., когда элементы могут рассматриваться в схемотехнической конфигурации и находиться в рабочем состоянии, не влияя на заданные характеристики электронного изделия. В качестве компонентов могут быть неработоспособные (непроводящие или всегда открытые) транзисторы, мнимые (непроводящие) вертикальные межсоединения, избыточные проводящие дорожки и т.д.

2. Введение фиктивных слоев топологии ИМС.

3. Создание «невидимых» (не обнаруживаемых микровизионными способами) работоспособных компонентов кристалла. Так, например, на оптическом изображении, легированные области n-типа и p-типа неразличимы, поэтому требуется спектрохимический анализ.

- На уровне защитных слоев и материалов корпуса:

1. Изготовление корпуса ИМС из материалов, устойчивых к методам механического, химического и термического разрушающего воздействия.

2. Использование встраиваемых электронных систем защищенного доступа самоуничтожения. Так, например, в структуру корпуса ИМС вводят пьезокристалл, который под воздействием механической де-

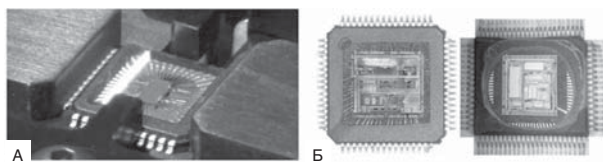


Рис. 8.

Фотоснимок технологического процесса лазерной декапсуляции ИМС (А); микроскопические фотоснимки образцов ИМС, декапсулированных методом лазерного выжигания (Б)



Рис. 9.

Установки микровизионной, растрово-электронной и атомно-силовой микроскопии: микровизоры μ Vizo-101 (А); электронные микроскопы типа JEOL JIB-4601F (Б); зондо-оптический микроскоп Certus Optic U (В)

формации индуцирует высоковольтный разряд, разрушительно действующий на элементы КМОП-логики.

3. Иногда в полимерную структуру корпуса ИМС вводят химически активные реагенты, взаимодействующие с серной кислотой, вызывая бурную экзотермическую реакцию, либо добавляют микрочастицы взрывчатого вещества, способного разрушать чип ИМС при попытке одного из трех методов воздействия. В этом случае пьезокристалл может послужить электроискровым воспламенителем. При этом пьезокристалл рекомендуется размещать в разных местах корпусной структуры ИМС.

• На уровне аппаратной блокировки:

1. Блокировка доступа к интерфейсу ввода/вывода данных ПЗУ. Реализация данного механизма документированным способом: выжигание одного или нескольких выводов микросхемы, предназначенных для чтения/записи данных в ПЗУ. Это делается путем подачи на порт ИМС предельно допустимого тока, в результате воздействия которого контактные проводники подвергаются токотермическому выжиганию.

2. Реализация данного механизма документированным способом: метод вывода из строя порта ввода/вывода данных путем пережигания специальной плавкой перемычки в составе топологии ИМС, которая представляет собой узкую полоску поликремния, подключенную непосредственно к линиям питания через мощный транзистор

• На системно-технологическом уровне:

1. Использование специализированной ячейки памяти – бита защиты, отвечающего за отключение доступа к данным. В простейшем варианте этот бит контролирует функцию чтения программного интерфейса. В первоначальном исполнении данный модуль памяти располагался вне массива постоянного запоминающего устройства

2. Криптографическая защита: формирование в кодовом листинге команд Assembler или скрипите описания VHDL псевдослучайных переменных, меняющихся от цикла к циклу выполнения алгоритмических операций.

3. Встраивание экранирующей сетки в структуру ИМС: данный вид защиты может детектировать электрическое тестирование или разрушающее воздействие с последующим блокированием работы кристалла вплоть до полного стирания программного обеспечения и выхода чипа из строя. Элементы экранирующей сетки контролируются не только на разрыв, но и по значению емкости. Таким образом, при повышении определенного порогового значения тока, текущего в цепи сетки, ИМС теряет свою работоспособность.

4. Применение технологии стохастической аутентификации на базе технологии физически неклонированных функций [7]. Так на производстве изделие ИМС получается уникальным за счет неконтролируемых факторов (погрешностей и случайностей). Эти осо-

бенности можно регистрировать и использовать как уникальный идентификатор.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Конструкторско-технологические решения производства печатных модулей и интегральных микросборок усложняются, приобретая комплексную направленность реализации оригинальных технических предложений с внедрением перспективных материалов и разработок, что усиливает спрос на специфическую деятельность, связанную с развитием процесса разработки новых методов спецпроектного реинжиниринга – параметрического прототипирования изделий РЭС. С одной стороны, концептуальная стратегия спецпроектных реинжиниринговых исследований преследует создание нового усовершенствованного прототипного изделия, а также параметрическое исследование и диагностику с целью повышения его качества и надежности и т.д. Однако проводимые исследования в области реинжиниринга представляют не менее важную ключевую роль в обеспечении информационно-технической безопасности радиоэлектронной аппаратуры, поскольку без знания способов обратного инжиниринга невозможна эффективная организация его активного противодействия ему.

Анализ современных методов и средств спецпроектного прототипирования конструкций радиоэлектронных изделий, рассмотренных в работе, а также идентификация особенностей технологии их производства и номенклатуры ЭКБ позволяют выработать комплекс технических мер противодействия спецпроектным исследованиям, исключая преднамеренное копирование и, тем самым, обеспечивая подлинную оригинальность изделий, выпускаемых отечественной радиоэлектронной индустрией и сектором ОПК.

ЛИТЕРАТУРА

1. Костин М.С., Воруничев Д.С. Спецпроектные реинжиниринговые исследования радиоэлектронных изделий // Российский технологический журнал [электронный журнал]. 2017. Т. 5, №4. URL: https://rtj.mirea.ru/upload/medialibrary/8bc/RTZH_4_2017_47_55.pdf. (дата обращения 10.11.2017).
2. Костин М.С., Воруничев Д.С. Тепловизионная электротермия топологии печатных плат в магнитном поле плоского ВЧ-индуктора. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2017. №9. – URL: <http://jre.cplire.ru/jre/sep17/7/text.pdf> (дата обращения 24.11.2017).
3. Костин М.С., Воруничев Д.С., Марков Д.В. Реинжиниринговые исследования печатных плат с многослойной топологией в аспектах обеспечения технического противодействия // Оборонный комплекс – научно-техническому прогрессу России, 2017. №1. С. 47–56.

4. AMOS D. ET AL. FPGA-Based Prototyping Methodology Manual. Best practices in design-for-prototyping. USA.: Synopsys, 2011. 470 p.
5. ASADIZANJANI N. ET AL. Non-destructive PCB reverse engineering using X-ray micro computed tomography // 41st International symposium for testing and failure analysis, ASM. Oregon, USA.: ASM International, 2015. P. 1–5.
6. BUKROYD A. In-Circuit Testing. USA.: Butterworth-Heinemann, 2015. 168 p.
7. BÖHM CH., HOFER M. Physical Unclonable Functions in Theory and Practice. USA.: Springer Science & Business Media, 2012. 270 p.
8. CASTILLO-LEÓN J., W. SVENDSEN. Lab-on-a-Chip devices and micro-total analysis systems: a practical guide. USA.: Springer, 2015. 243 p.
9. FLICH J., BERTOZZI D. Designing Network On-Chip Architectures in the Nanoscale Era. USA.: Chapman and Hall/CRC, 2010. 528 p.
10. KENG TIONG NG. The Art of PCB Reverse Engineering (Standard Edition): Unravelling the Beauty of the Original Design. USA.: CreateSpace Independent Publishing Platform, 2015. 372 p.

Куликов Г.В.,
д.т.н., профессор кафедры РЛРН Московского технологического университета,

✉ e-mail: kulikov@mail.ru

Костин М.С.,
к.т.н., зам. директора Института радиотехнических и телекоммуникационных систем по научной работе, доцент кафедры КГРЭС Московского технологического университета,

✉ тел.: +7 (915) 116-55-34, e-mail: mihaikos@mail.ru

Воруничев Д.С.,
зам. директора Института радиотехнических и телекоммуникационных систем, ст. преподаватель кафедры КГРЭС Московского технологического университета,

✉ e-mail: vorunichev@mirea.ru

✉ 119454, г. Москва, пр-т Вернадского, д. 78, МИРЭА,

УДК 621.391.825

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛЬНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА ПО РАДИОПОДАВЛЕНИЮ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЕЙ С ЧЕТЫРЕХЭЛЕМЕНТНОЙ АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ

В.Н. Юдин, Е.А. Камнев

МОСКОВСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ)

Разработана компьютерная имитационная модель четырехэлементной адаптивной антенной решетки (ААР) и проведен ряд модельных экспериментов по оценке ее помехоустойчивости при воздействии пространственно-распределенной системы (ПРС) постановщиков активных помех (ПАП). Сформулированы предложения по организации противонавигационного поля радиопомех (ПНПР) в интересах противодействия навигационной аппаратуре потребителей (НАП) спутниковых радионавигационных систем (СРНС) с четырехэлементной ААР. Для оценки эффективности создаваемого ПНПР на базе ПРС ПАП при решении задач объективно-территориальной защиты разработана КИМ сценария радиоподавления НАП с ААР. Получены оценки зон радиоподавления НАП с ААР для конфигурации ПНПР вида «квадрат» и сформулированы требования к плотности размещения постов радиопомех в пределах защищаемой территории. Показано, что построение ПНПР с высокоэнергетической барьерной зоной и учетом режимов работы НАП позволяет увеличить шаг расстановки постов радиопомех в пределах защищаемой территории до двух раз.

Ключевые слова: спутниковая радионавигационная система, навигационная аппаратура потребителей, адаптивная антенная решетка, преднамеренная активная помеха, постановщик активной помехи, помехоустойчивость, пространственно-распределенная система.

ВВЕДЕНИЕ

Современные образцы помехозащищенной НАП СРНС, как правило, оснащаются средствами пространственно-временной обработки сигналов, реализующими пространственную режекцию активных маскирующих помех (АП) и пространственную се-

THE RESULTS OF A MODEL EXPERIMENT OF JAMMING OF THE NAVIGATION EQUIPMENT WITH A FOUR ELEMENT ADAPTIVE ANTENNA ARRAY

V.N. YUDIN, E.A. KAMNEV

The computer simulation model of four element adaptive antenna array was developed. We conducted series of model experiments on the estimation of interference immunity under the influence of a spatially distributed system of jammers. Proposals for constructing an anti-navigational field in the interests of counteracting navigation equipment with an adaptive antenna array were formulated. To assess the effectiveness of the created anti-navigational field on the basis of a spatially distributed system of jammers, a computer simulation model of the scenario of jamming of navigation equipment with an adaptive antenna array was developed. Evaluations of the areas of jamming of navigation equipment with an adaptive antenna array for the configuration of the anti-navigation field (of the «square» type) were obtained. The requirements to the density of placement of jammers within the protected area were formulated. It is shown that the construction of an anti-navigational field with a high-energy barrier zone and consideration of the operation modes of the navigation equipment allows to increase the step of placement of jammers within the protected area up to two times.

KEYWORDS: adaptive antenna, beamformer, satellite radio navigation systems, jamming, interference immunity, space-time signal processing, GNSS receiver, spatially distributed system.

лекцию полезных навигационных сигналов (НС), поступающих от навигационных спутников Земли (НСЗ). Организация радиоподавления НАП с учетом наличия в ее составе средств помехозащиты, построенных на базе ААР, является сложной задачей. Это справедливо при создании ПНПР [11] с помо-

щью ПРС ПАП с элементами наземного и/или воздушного базирования.

В рамках данной работы рассматривается четырехэлементная ААР (ААР4), используемая в современных образцах помехозащищенной НАП для пространственной режекции АП и пространственной селекции полезных НС (устоявшееся название «beamformer» или адаптивный формирователь лучей). В частности, согласно [3, 7, 10], а также по результатам экспериментов авторов данной работы на компьютерной имитационной модели (КИМ) ААР4, коэффициент улучшения отношения сигнал/помеха по мощности может достигать 50...60 дБ и более. Применение ААР4 в современных образцах НАП существенно увеличивает сложность организации радиоподавления НАП. Поэтому поиск возможностей снижения эффективности ААР в условиях воздействия преднамеренных радиопомех является в настоящее время актуальной задачей.

Цель данной работы – получение количественных оценок помехоустойчивости и зон радиоподавления НАП с ААР4 в условиях воздействия ПРС ПАП, выявление перспективных подходов к организации радиоподавления НАП, оснащенных ААР4.

Для достижения поставленной цели разработаны КИМ ААР4 и КИМ сценария радиоподавления НАП с ААР4.

ОБЩИЕ ПАРАМЕТРЫ МОДЕЛЬНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

Рассмотрена конфигурация ААР, наиболее часто используемая в приложениях СРНС – плоская четырехэлементная антенна решетка (АР).

В качестве антенного элемента (АЭ) для ААР4 принят АЭ типа «антенна на корпусе» [2], нормированная ДН которого приведена на рисунке 1. Принято, что диаграмма направленности (ДН) одиночного АЭ симметрична в горизонтальной плоскости.

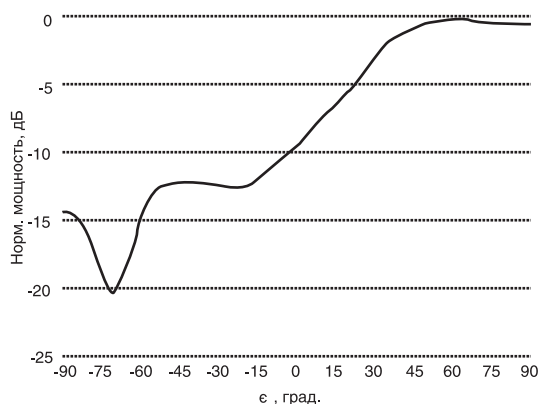


Рис. 1.

Нормированная ДН одиночного АЭ типа «антенна на корпусе»

На рисунке 2 показано размещение АЭ на общем радиопрозрачном основании ААР4.

Четыре АЭ размещены в вершинах квадрата со стороной, равной половине рабочей длины волны ($\lambda/2$). Здесь и далее в расчетах несущая частота принята равной 1575,42 МГц ($\lambda = 0,19$ м). В модели принято допущение о том, что все АЭ расположены в свободном пространстве.

Выходной сигнал ААР определяется как

$$Y = W^H X,$$

где $W = [w_0 \dots w_{N-1}]^T \in V^{N \times 1}$ – вектор весовых коэффициентов, определяемых в соответствии с выбранными критериями эффективности [6, 9]; $(\cdot)^H$ – оператор комплексного транспонирования.

При решении навигационной задачи известно направление на НСЗ – источники НС, по которым можно рассчитать необходимые для фокусировки векторы h_m в направлении m -го НСЗ. В качестве критерия адаптации ААР выбран «минимум мощности выходного шума при линейном ограничении диаграммы направленности в направлении сопровождаемого НСЗ» [6]:

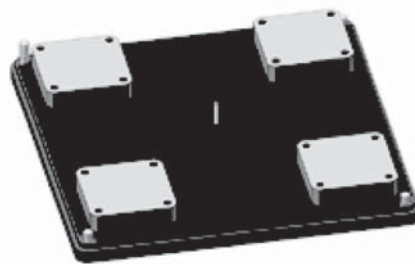
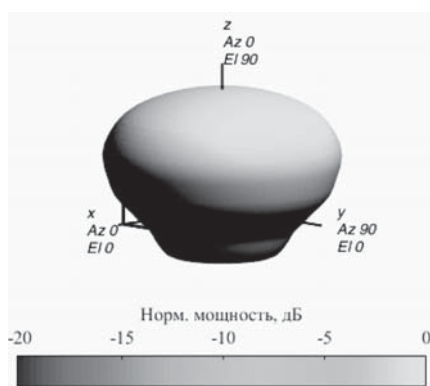


Рис. 2.

Конфигурация АЭ на ААР4



$$\arg \min_{\mathbf{W}} E \left\{ \left| \mathbf{W}^H \mathbf{X} \right|^2 \right\} \text{ при } \mathbf{W}^H \mathbf{h}_m = 1,$$

где \mathbf{h}_m – вектор фокусировки в направлении m -го сопровождаемого НСЗ.

Вектор оптимальных весовых коэффициентов в соответствии с выбранным критерием определяется соотношением [6]:

$$\mathbf{W}_{opt} = \frac{\hat{\mathbf{R}}_{XX}^{-1} \hat{\mathbf{h}}_m^H}{\hat{\mathbf{h}}_m^H \hat{\mathbf{R}}_{XX}^{-1} \hat{\mathbf{h}}_m^H},$$

где $\hat{\mathbf{R}}_{XX}$ – оценка выборочной корреляционной матрицы суммы НС, АП и собственного шума в каналах АР.

Для вычисления вектора оптимальных весовых коэффициентов \mathbf{W}_{opt} необходимо рассчитать матрицу $\hat{\mathbf{R}}_{XX}^{-1}$. В настоящей работе используется метод непосредственного обращения выборочной корреляционной матрицы [6]. Оценка выборочной корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{R}}_{XX}$ при объеме выборки входного процесса K (далее $K=20$) определяется соотношением:

$$\hat{\mathbf{R}}_{XX} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{X}[k] \mathbf{X}[k]^H.$$

В качестве меры помехозащитной эффективности НАП с ААР приняты:

– коэффициент улучшения (КУ) отношения сигнал/помеха (ОСП) на выходе ААР (после адаптации) по отношению к выходу изотропной антенны (ИА), определяемый как произведение:

$$K_{ул}^{(AAP)} = K_{пер.НС}^{(AP)} \cdot K_{осл.АП}^{(AP)} \cdot \frac{G_{АЭ}^{НСЗ}}{G_{АЭ}^{ПАП}} = \frac{K_{пер.НС}^{(AP)}}{K_{пер.АП}^{(AP)}} \cdot \frac{G_{АЭ}^{НС}}{G_{АЭ}^{ПАП}},$$

где $K_{пер.НС}^{(AP)}$ – коэффициент передачи АР по рабочему НС;

$K_{пер.АП}^{(AP)}$ – коэффициент передачи АР по АП;

$K_{осл.АП}^{(AP)}$ – коэффициент ослабления АП;

$G_{АЭ}^{НСЗ}$ – коэффициент усиления одиночного АЭ в направлении НСЗ;

$G_{АЭ}^{ПАП}$ – коэффициент усиления одиночного АЭ в направлении ПАП.

– коэффициент выигрыша за счет адаптации в отношении КУ ОСП ААР относительно КУ ОСП неадаптивной АР (НАР) (далее ВА ОСП), определяемый соотношением:

$$K_{ВА}^{(AAP)} = \frac{K_{ул}^{(AAP)}}{K_{ул}^{(НАР)}},$$

где $K_{ул}^{(НАР)}$ – КУ ОСП, обеспечиваемый рассматриваемой АР в ее неадаптивном варианте (до начала процесса адаптации).

Основными декоррелирующими факторами, ограничивающими максимальный коэффициент ослабле-

ния АП в ААР до (45...50) дБ в реальных устройствах, является амплитудное и фазовое рассогласование частотных характеристик антенных каналов [3]. В разработанной модели на выходе каждого АЭ АР добавлены фильтры с соответствующими комплексными частотными характеристиками. Временная задержка и рассогласование амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) в каналах АР выбраны в соответствии с методикой [9]. Рассогласование (размах) АЧХ каналов ААР4 в модельном эксперименте принято не более 0,2 дБ, а рассогласование каналов по временной задержке не более 0,2 нс, при этом значение КУ ОСП ААР4 в направлении до трех наземных ПАП не превышает 56 дБ. Указанные значения соответствуют данным, приведенным в [3, 9].

КОМПЬЮТЕРНАЯ ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ААР4

Для оценки помехоустойчивости ААР4 разработана КИМ, которая позволяет анализировать ААР4 при воздействии пространственно-распределенной системы ПАП, сравнить коэффициенты передачи НС и АП применительно к одиночному АЭ, неадаптивной АР, сфокусированной АР и адаптивной АР с учетом рассогласований АЧХ и задержки в каналах АР. Программа разработана в среде Matlab и выполнена в виде вызываемого графического окна с элементами управления.

Возможности КИМ ААР позволяют обеспечить:

- выбор формы ДН АЭ АР;
- выбор межэлементного расстояния;
- задание объема выборки для оценки корреляционной матрицы помех;
- задание координат (азимут, угол места) и мощности для каждого ПАП;
- задание координаты источника полезного НС (азимут, угол места);
- задание рассогласования АЧХ и ФЧХ каналов АР;
- оценку КУ ОСП и ВА ОСП при воздействии группы ПАП.

В качестве АП в КИМ используется помеха с равномерной спектральной плотностью мощности.

ОСНОВНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛЬНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА ПО ОЦЕНКЕ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ААР4 ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ПРС ПАП

Анализ результатов проведенных модельных экспериментов на разработанной КИМ по оценке помехоустойчивости ААР4 при воздействии ПРС ПАП позволяет сделать ряд выводов и предложений по организации ПНПР в интересах противодействия НАП с ААР4:

1. Снижение ВА ОСП ААР4 достигается при воздействии не менее четырех ПАП наземного базирования (НБ), равномерно распределенных по азимуту,

при этом средний ВА ОСП в направлении ПАП НБ отсутствует. В частности, при воздействии пяти, шести и семи ПАП НБ с взаимным азимутальным расогласованием не менее, соответственно, 26°, 21° и 17° достигается снижение ВА ОСП для НСЗ, находящегося в зените, до 10 дБ и менее, при этом среднее значение КУ ОСП лежит в интервале от 26 до 38 дБ.

2. Воздействие ПАП воздушного базирования (ВБ) по главному лепестку ДН ААР4 значительно снижает требования к энергетике отдельного ПАП. При углах места ПАП ВБ более 30° снижение КУ ОСП ААР4 составляет более 20 дБ по сравнению с ПАП НБ при одинаковой мощности, кроме того, существует конечная вероятность «затенения» сопровождаемых НСЗ при малых угловых расогласованиях с ПАП ВБ.

3. Требования к энергетике каждого ПАП при организации ПНПР необходимо предъявлять с учетом значений КУ ОСП неадаптивной АР, который может достигать 30 дБ и более в направлении ПАП НБ.

4. Комбинированный вариант радиоподавления ААР4 с использованием не менее трех ПАП НБ и не менее одного ПАП ВБ позволяет обеспечить эффективное противодействие ААР4. Реализация относительно мощных пространственно-распределенных ПАП НБ задействует все степени свободы ААР4, а реализация относительно маломощного ПАП ВБ, барражирующего в пределах некоторой зоны и действующего по главному лепестку ДН ААР4, способна существенно снизить ВА ОСП ААР4.

КОМПЬЮТЕРНАЯ ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ СЦЕНАРИЯ РАДИОПОДАВЛЕНИЯ НАП СРНС С ААР4

Компьютерная имитационная модель сценария радиоподавления НАП СРНС предназначена для оценки зон радиоподавления (РП) НАП, в том числе оснащенной ААР, с помощью ПРС ПАП (далее постов радиопомех (ПРП)) с произвольной конфигурацией в интересах оценки эффективности существующих ПРС РЭБ («Поле-21Э» [8], «Оптим-3.2» [5] и др.), а также других комплексов РЭБ, предназначенных для противодействия НАП СРНС.

В КИМ реализована структура многоканального приемника с ААР, позволяющая формировать максимумы ДН в направлении НСЗ и провалы в направлении ПАП в каждом канале сопровождения НСЗ (до восьми) независимо друг от друга [12].

Структурная схема КИМ приведена на рис. 3. Программа разработана в Matlab и выполнена в виде вызываемого графического окна с элементами управления.

Разработанная КИМ сценария радиоподавления НАП СРНС позволяет построить зоны РП НАП СРНС с учетом следующих параметров:

- наличия средств помехозащиты: ААР4;

- неидентичности характеристик компенсационных каналов АР;
- ДН АЭ НАП или АЭ АР;
- произвольного расположения ПРП;
- произвольного количества модулей радиопомех (МРП) в составе каждого ПРП;
- ДН МРП;
- энергопотенциала МРП;
- пространственной ориентации каждого МРП из состава ПРП по углу места и азимуту;
- высоты пролета носителя НАП;
- наличие прямой видимости между НАП и каждым МРП;
- различных показателей качества подавления в режиме поиска, допоиска и слежения, модуляции помеховых сигналов, а также условия необнаружения (срыва слежения) заданного количества НСЗ [4].

При решении задач объектово-территориальной защиты для создания ПНПР может потребоваться достаточно большое количество ПРП, что несет в себе существенные затраты ресурсов как энергетических, так и технических. Минимизации затрат ресурсов на создание ПНПР можно добиться несколькими путями:

- поиск оптимальной конфигурации ПНПР при решении конкретной задачи объектово-территориальной защиты с учетом особенностей функционирования средств помехозащиты НАП;
- учет особенностей функционирования режимов работы НАП в режиме слежения, поиска и допоиска НС – разделение ПНПР на две части: кластер ПРП для создания барьерной зоны на границе ПНПР, где обеспечивается срыв слежения за параметрами НС, и кластер ПРП для защиты сегмента защищаемой территории, где обеспечивается предотвращение поиска или допоиска НС после срыва слежения. Для реализации предотвращения поиска или допоиска НС после срыва слежения требуется существенно меньшая мощность АП на входе приемника НАП. Снижение требуемой мощности АП на входе приемника НАП для заданных показателей качества подавления по сравнению со срывом слежения достигает 11.8 и 7 дБ для поиска и допоиска соответственно.

ПАРАМЕТРЫ МОДЕЛЬНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА ПО ОЦЕНКЕ ЗОН РП НАП С ААР4

Объектом радиоподавления является НАП СРНС GPS, работающая на частоте 1575,42 МГц одновременно с несколькими сигналами СРНС GPS: С/А, Р(У), М, L1C_в, L1C_р. Запись «Зоны РП НАП с ААР4» без дополнительных условий будет означать, что на рисунке отображается совокупная зона РП всех НС GPS на частоте L1, которая, в основном, будет определяться наиболее помехозащищенным сигналом для выбранной АП, а также критерием радиоподавления НАП. Критерий радиоподавления НАП – количество одно-

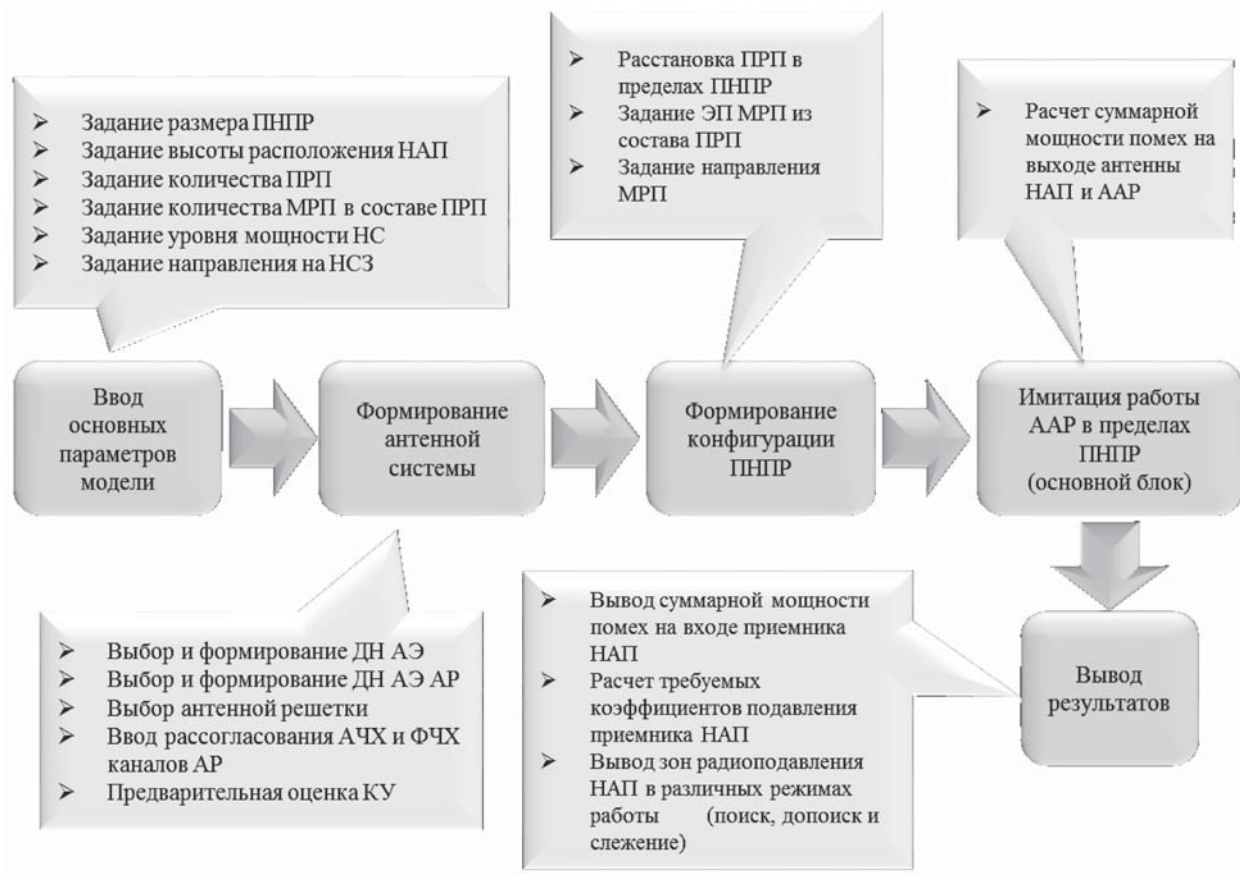


Рис. 3. Структурная схема КИМ сценария радиоподавления НАП СРНС

временно сопровождаемых (обнаруженных) НСЗ не более «двух из восьми».

Для отображения зоны РП НАП в различных режимах ее работы (поиск, допоиск, слежение) в КИМ приняты следующие обозначения: красная область – отображает зону срыва слежения за несущей НС, голубая – предотвращение успешной процедуры допоиска НС после срыва слежения, желтая – предотвращение процедуры поиска НС, зеленая – НАП нормально функционирует и получает навигационно-временные определения.

В качестве средства помехозащиты в НАП используется ААР₄, рассмотренная выше. Критерий адаптации – минимизация мощности выходного шума при линейном ограничении ДН.

НАП осуществляют независимую фокусировку ДН в направлении восьми НСЗ, угловые координаты которых относительно платформы ААР приведены в табл. 1.

В качестве помехового сигнала рассматривается заградительная шумовая помеха (ЗШП) с равномерной спектральной плотностью мощности в полосе 30 МГц (перекрывающая спектры всех рассматриваемых НС СРНС GPS на частоте L1).

ТАБЛИЦА 1. Координаты НСЗ

Номер НСЗ	1	2	3	4	5	6	7	8
$\beta_{НСЗ},^\circ$	45	135	-135	60	15	-50	-90	70
$\varepsilon_{НСЗ},^\circ$	60	20	15	10	25	30	15	10

Количество модулей радиопомех в составе каждого ПРП – три. На ПРП модули радиопомех расположены и направлены по азимуту с шагом 120 град. и наклоном по углу места +10 град. Высота расположения ПРП над поверхностью Земли – 30 м. При расчетах используется МРП, аналогичный типовым серийным образцам МРП, используемым в разработанных ПРС РЭБ «Поле-21Э», «Оптим-3.2» и автоматизированной станции помех Р-330Ж [1], со следующими характеристиками:

- несущая частота помехового сигнала 1575,42 МГц;
- ДН в горизонтальной плоскости – 120 град.;
- ДН в вертикальной плоскости – 20 град.;

- поляризация излучения – вертикальная;
- энергопотенциал в максимуме ДН в одночастотном режиме - 2000 Вт.

Коэффициент поляризационного рассогласования антенн НАП-МРП принят 0,5.

Высота пролета НАП с ААР равна 200 и 1000 метров. Направление перемещения подавляемой НАП – 15 град.

При расчете коэффициентов подавления для различных режимов работы НАП были использованы следующие показатели качества подавления [4]:

- режим поиска: вероятность необнаружения НСЗ 0,95, время необнаружения НСЗ 300 с, критерий «5 из 8»;

- режим допоиска: вероятность необнаружения НСЗ 0,95, время необнаружения НСЗ 60 с, критерий «5 из 8»;

- режим слежения: вероятность срыва слежения за фазой НС 0,95, время срыва слежения 1 с, параметр $p = 3$.

Класс носителя НАП – низкодинамичный. Тип приемника НАП – когерентный (слежение за фазой). В интересах экономии времени, затрачиваемого на моделирование работы ПРС ПРП, шаг расчета в КИМ был выбран 5 км.

Для оценки возможности РП НАП с ААР4 проведено компьютерное имитационное моделирование ПРС из девяти ПРП на частоте 1575,42 МГц для конфигурации ПНПР с расстановкой вида «квадрат». На рисунках 4 и 5 приведены сечения зон РП НАП с ААР4 на высотах 200 м и 1000 м при воздействии ЗШП. Расстояние между ПРП составляет от 30 до 60 км. Дальность прямой видимости с учетом того, что ПРП расположены на высоте 30 м, а движение НАП осуществляется на высоте 200 и 1000 м, составляет около 70 и 132,4 км соответственно.

Для радиоподавления НАП с ААР4 на высоте 200 м и 1000 м в режиме слежения за несущей НС в пределах всего кластера из девяти ПРП достаточно иметь расстояние между ПРП не более 30 км. Для реали-

зации предотвращения поиска/допоиска НС после срыва слежения расстояние между ПРП можно увеличить до двух раз (50...60 км).

На высоте 1000 м расстояние между ПРП в глубине защищаемой территории при подавлении НАП с ААР4 можно увеличить до 70 км, что обусловлено увеличением количества МРП одновременно воздействующих на НАП внутри кластера.

На рис. 6 и 7 приведены конфигурация ПНПР, состоящая из двух кластеров ПРП, и сечения зоны РП НАП с ААР4 на высоте 200 м и 1000 м.

Первый кластер ПРП (№1-10) создает барьерную зону, в которой обеспечивается срыв слежения за несущей НС. ПРП с номерами №1-5 содержат всего по одному МРП. ПРП с номерами №6-10 содержат по три МРП (стандартная расстановка). ПРП с номерами №11-13 также содержат по три МРП и они представляют первый ряд из состава второго кластера (см. рисунок 4 (в)), который реализует защиту сегмента территории и обеспечивает предотвращение допоиска НС.

Из рисунка 7 видно, что в барьерной зоне, созданной ПРП с номерами №1-10, реализуется срыв слежения за фазой НС, а в промежуточной зоне между ПРП №6-10 гарантированно реализуется срыв допоиска НС, что позволяет использовать в дальнейшем расстановку ПРП с шагом 50...60 км.

В целом, ПНПР с расстановкой вида «квадрат» достаточно эффективно обеспечивает радиоподавление НАП с ААР4, поскольку практически в каждой точке ПНПР выполняются условия «перегрузки» ААР4:

- на ААР4 воздействуют одновременно не менее четырех ПРП;

- расстановка ПРП относительно платформы ААР4 удовлетворяет требованиям по взаимному азимутальному разнесу между соседними ПРП из состава ПНПР – не менее 20° (для четырех ПРП).

Также стоит отметить факт ослабления «низколетящих» сопровождаемых НСЗ за счет небольшого угло-

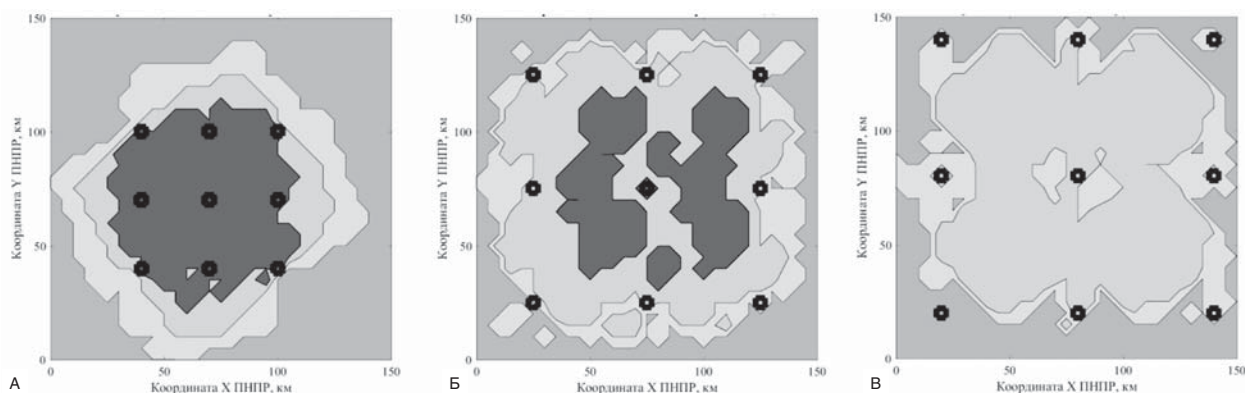


РИС. 4.

Зоны РП НАП с ААР4 на высоте 200 м при воздействии ЗШП: расстояние между ПРП: А – 30 км, Б – 50 км, В – 60 км

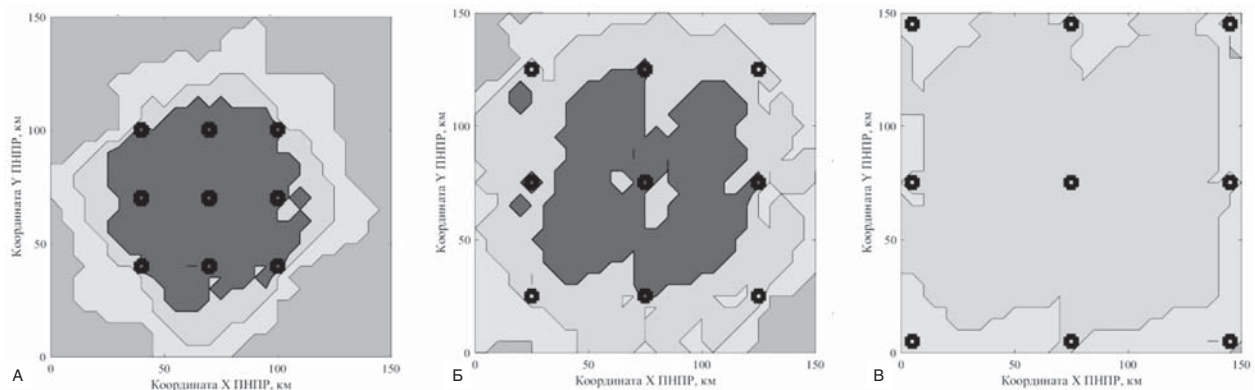


Рис. 5.

Зоны РП НАП с ААР4 на высоте 1000 м при воздействии ЗШП: расстояние между РПП: А – 30 км, Б – 60 км, В – 70 км

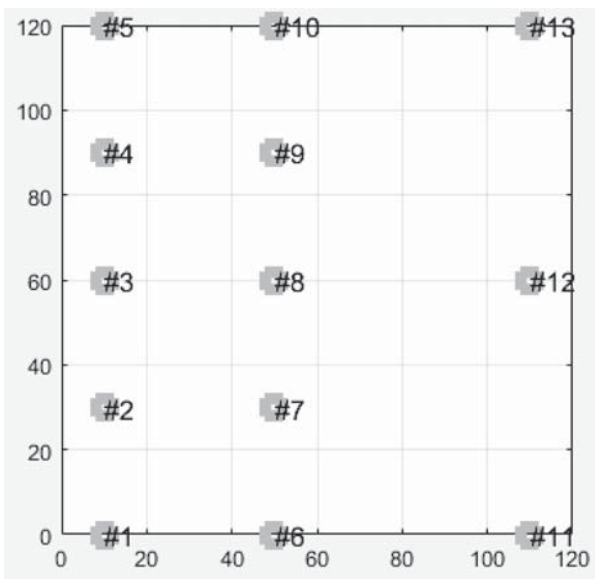


Рис. 6.

Конфигурация ПНПР с барьерной зоной для радиоподавления НАП с ААР4

го разноса между НСЗ и РПП. Например, при расчете зон РП НАП с ААР4 (рис. 6) коэффициенты передачи НС в направлении НСЗ составили (в среднем):

для НСЗ №1 с углом места 60°: минимальный около 0,5 дБ, максимальный до 5,2 дБ;

для НСЗ №2-8 с углами места от 10 до 30°: минимальный до минус 21 дБ, максимальный до 2,8 дБ.

Организация ПНПР с применением барьерной зоны позволяет существенно увеличить шаг расстановки РПП (до двух раз для высоты полета НАП 200 м) в глубине защищаемой территории (непосредственно вокруг объекта защиты) по сравнению с барьерной зоной.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

По результатам модельных экспериментов по оценке помехоустойчивости ААР4 и зон радиоподавления НАП с ААР4 с помощью ПРС ПАП можно сделать несколько выводов:

1. Создание ПНПР для организации объектово-территориальной защиты при наличии у подавляемой НАП средств помехозащиты на базе ААР4 требует значительных энергетических и технических затрат.

2. Конфигурация ПНПР вида «квадрат» позволяет эффективно противодействовать помехозащитенной НАП СРНС, оснащенной ААР4. Шаг расстановки РПП внутри одного кластера ПНПР для противодействия ААР4 должен быть не более 30 км (для заданных характеристик МРП, условий и критериев подавления, а также высоты полета носителя НАП). Важно отметить, что НАП может работать одновременно на нескольких частотах, что потребует кратного увеличения общего количества МРП в составе РПП.

3. При организации объектово-территориальной защиты предлагается использовать конфигурацию ПНПР вида «квадрат» с барьерной зоной, которая позволит увеличить взаимное расстояние между РПП за пределами барьерной зоны в глубине защищаемой территории за счет учета особенностей функционирования НАП в различных режимах. Например, для высоты полета НАП 200 м и 1000 м шаг расстановки РПП в глубине защищаемой территории может быть увеличен до двух раз – с 30 км до 50...60 км для ААР4.

4. Разработанная КИМ сценария радиоподавления НАП СРНС позволяет оценить эффективность конфигурации ПРС РЭБ (на базе изделий «Поле-21Э», «Оптим-3.2» и др.), выявить ее недостатки (наличие разрывов в формируемом ПНПР) при решении конкретных задач радиоподавления помехозащитенной НАП с ААР на различных высотах в интересах объектово-территориальной защиты, а также обосновать

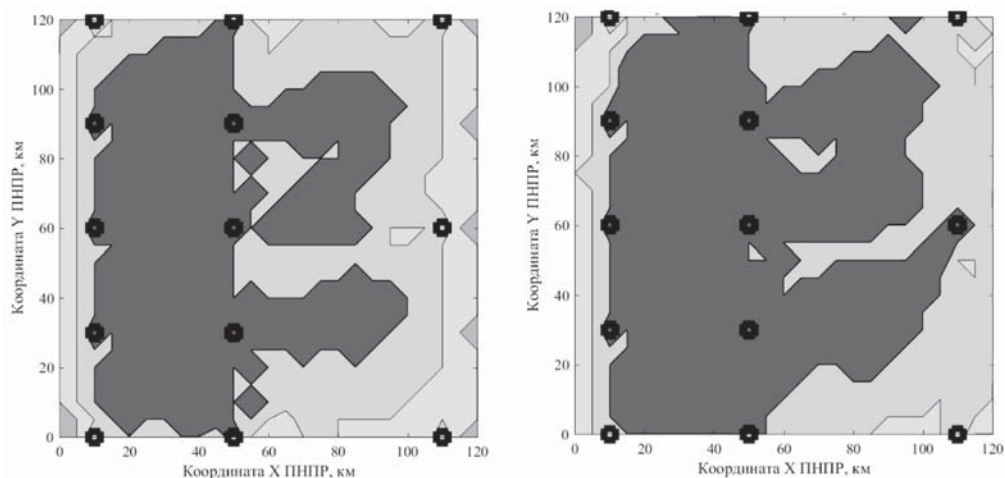


РИС. 7.

Зоны РП НАП с ААР4 на высоте 200 м (А) и 1000 м (Б) в барьерной зоне при воздействии ЗСП

программу натурных полигонных испытаний развертываемых позиционных районов, что позволит экономить ресурсы на проведение летных испытаний.

ЛИТЕРАТУРА

1. Автоматизированная станция помех Р-330Ж. URL: <http://www.protek-vrn.ru/production/avtomatizirovannaya-stantsiya-pomeh-r-330zh/>. [Электронный ресурс] доступ: свободный (дата обращения 15.03.2018 г.).
2. Вейцель А.В., Вейцель В.А., Татарников Д.В. Аппаратура высокоточного позиционирования по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем: высокоточные антенны. Специальные методы повышения точности позиционирования. Под редакцией М.И. Жодзишского. М.: МАИ-ПРИНТ, 2010.
3. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования // Под ред. А. И. Петрова, В. И. Харисова Изд.-е 4-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.
4. Камнев Е.А., Юдин В.Н. Коэффициенты подавления средств обнаружения и слежения за параметрами навигационных сигналов НАП СРНС // Электросвязь. 2016. №11.
5. Комплекс помех навигационной аппаратуре потребителей систем GPS и ГЛОНАСС «Оптим-3.2». URL: <http://www.kbradar.by/products/radioelektro-nnaya-borba/peredatchiki-i-kompleksy-pomekh-navigatsionnoy-apparature-potrebiteley-sistem-gps-i-glonass/115/>. [Электронный ресурс] доступ: свободный (дата обращения 15.03.2018 г.).
6. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию. Перевод с английского под ред. В.А. Лексаченко. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
7. Петров А.С. Моделирование характеристик адап-

тивных антенных компенсаторов помех, применяемых в глобальных навигационных спутниковых системах // Радиотехника, Антенны, 2015. № 8.

8. Унифицированные модули радиопомех пространственно-распределенной системы прикрытия объектов от прицельного применения высокоточного оружия «Поле-21Э». URL: <http://www.ntc-reb.ru/pole.html>. [Электронный ресурс] доступ: свободный (дата обращения 15.03.2018 г.).
9. Харисов В.Н., Быстраков С.Г., Пастухов А.В., Сизов Р.Н. Метод задания требований к неидентичности каналов компенсаторов помех // Радиотехника. 2007. №7.
10. Харисов В.Н., Ефименко В.С., Оганесян А.А., Пастухов А.В., Павлов В.С., Головин П.М., Медведев П.В. Оценка характеристик подавления помех приемникам ГНСС с антенными решетками в реальных условиях // Радиотехника. 2013. № 7.
11. Юдин В.Н., Камнев Е.А. Принципы создания противонавигационного поля радиопомех // Труды МАИ. №83.
12. FERNÁNDEZ-PRADES C., ARRIBAS J., CLOSAS P. Robust GNSS receivers by array signal processing: Theory and implementation. Proceedings of the IEEE March 2016. DOI: 10.1109/JPROC.2016.2532963.

Юдин Василий Николаевич,
д.т.н., профессор Московского авиационного института
(национального исследовательского университета),

✉ e-mail: vn_yudin@mail.ru

Камнев Евгений Анатольевич,
аспирант Московского авиационного института (национального исследовательского университета).

✉ 125993, г. Москва, Волоколамское ш., д. 4,
тел.: +7 (903) 721-82-24, e-mail: ekam91@yandex.ru

УДК 621.396.99

АНАЛИЗ И СРАВНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ ФИЛЬТРАЦИИ КООРДИНАТ ОБЪЕКТА НАБЛЮДЕНИЯ В ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РАДИОСИСТЕМЕ

Я.О. Арешин¹, Б.А. Заикин²,
А.Ф. Котов²,
А.И. Стариковский²,

¹ ОАО «НПК «НИИДАР»»,

² Московский технологический
университет

В работе сравниваются алгоритмы: нелинейной фильтрации с использованием критерия максимума апостериорной вероятности, α - β фильтрации, фильтрации Калмана. Сравнение проводится по числовым характеристикам статистических распределений ошибок фильтрации. Описаны характер движения объекта наблюдения и двухпозиционная радиосистема координатометрии. Результаты моделирования представлены в виде графиков ошибок фильтрации при различных условиях.

Ключевые слова: двухпозиционная дальномерная радиосистема, нелинейная фильтрация, фильтрация Калмана, α - β фильтрация.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время различные радиосистемы координатометрии применяются во многих сферах человеческой деятельности, в то числе в радиоастрономии, радиогодезии, радионавигации, радиолокации и т.д. Широкое применение таких радиосистем обуславливает постоянное совершенствование методов обработки информации в таких системах. Данная статья посвящена сравнению алгоритмов оценивания координат объекта наблюдения (ОН) в двухпозиционной дальномерной радиосистеме. В качестве алгоритмов оценивания рассматриваются: α - β фильтрация, фильтрация Калмана, фильтрация по критерию максимума апостериорной вероятности (МАН).

1. ОБЪЕКТ НАБЛЮДЕНИЯ

Пусть вектор состояния объекта наблюдения (ОН) на ν -ом интервале представлен марковской последовательностью:

ANALYSIS AND COMPARISON OF FILTERING ALGORITHMS OF COORDINATES OF AN OBJECT OF OBSERVATION USING TWO-POSITION RADIO SYSTEM

Y.O. ARESHIN, B.A. ZAIKIN, A.F. KOTOV,
A.I. STARIKOVSKY

A comparison between algorithms described in the article. It's include a nonlinear algorithm with using the criteria of maximum posteriori probability, an α - β filtering algorithm, a Kalman filtering algorithm. This comparison was made by using numerical characteristics of statistical distribution of filtering errors. Formulas for motion of an observing object and a two-position rangefinder radio system for coordinate measurement are given. The results of modeling presented in graphics of filtering errors in different conditions.

KEYWORDS: two-position rangefinder radio system, nonlinear filtering, Kalman filtering, α - β filtering.

$$\vec{\Lambda}^{(\nu)} = \Phi \vec{\Lambda}^{(\nu-1)} + B \vec{N}^{(\nu)}, \quad (1)$$

где $\vec{\Lambda}^{(\nu)}$ – вектор состояния на ν -ом интервале; Φ – матрица перехода; $\vec{\Lambda}^{(\nu-1)}$ – вектор состояния на предыдущем шаге; B – матрица формирующих воздействий; $\vec{N}^{(\nu)}$ – векторная реализация гауссовской случайной последовательности с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией. Элементами вектора состояния в данном случае являются координаты объекта $\vec{\Lambda}^{(\nu)} = \begin{bmatrix} x^{(\nu)} \\ y^{(\nu)} \end{bmatrix}$.

2. ДВУХПОЗИЦИОННАЯ ДАЛЬНОМЕРНАЯ РАДИОСИСТЕМА

Геометрическое построение дальномерной двухпозиционной радиосистемы координатометрии представлено на рис. 1. На плоскости в приемных пунктах П1 и П2 расположены радиодальнометры, работающие в импульсном режиме и измеряющие времен-

ные задержки $\tau_1^{(v)}$ и $\tau_2^{(v)}$ на v -ом шаге, соответственно. Временные задержки передаются по радиоканалам на пункт обработки информации ПОИ, расположенный в точке 0. Таким образом, для временных задержек, полученных на v -ом интервале в пункте обработки, можно записать следующие выражения:

$$\begin{cases} \tau_1^{(v)} = \frac{2}{c} \sqrt{\left(x^{(v)} + \frac{b}{2}\right)^2 + y^{(v)} + \frac{b}{2c}}, \\ \tau_2^{(v)} = \frac{2}{c} \sqrt{\left(x^{(v)} - \frac{b}{2}\right)^2 + y^{(v)} + \frac{b}{2c}}, \end{cases} \quad (2)$$

где b – база (расстояние между приемными пунктами), c – скорость распространения радиоволны.

При приеме каждого импульса происходит процедура оценивания временных задержек $\hat{\tau}_1^{(v)}$ и $\hat{\tau}_2^{(v)}$ без учёта движения ОН. Такая процедура математически может быть записана, как:

$$\begin{cases} \hat{\tau}_1^{(v)} = \tau_1^{(v)} + \sigma_{\tau_1} n_{\tau_1}^{(v)}, \\ \hat{\tau}_2^{(v)} = \tau_2^{(v)} + \sigma_{\tau_2} n_{\tau_2}^{(v)}, \end{cases} \quad (3)$$

где $\sigma_{\tau_1}, \sigma_{\tau_2}$ – среднеквадратические отклонения (СКО) измерений временных задержек; $n_{\tau_1}^{(v)}, n_{\tau_2}^{(v)}$ – реализации гауссовских случайных последовательностей с нулевыми математическими ожиданиями и единичными дисперсиями. Параметры $\hat{\tau}_1^{(v)}$ и $\hat{\tau}_2^{(v)}$ полагаются не коррелированными, поскольку их значения получаются от разных измерителей.

Далее отсчеты, полученные с помощью выражения (3), проходят процедуру оценивания при учёте движения ОН (фильтрации). Синтез алгоритма фильтрации

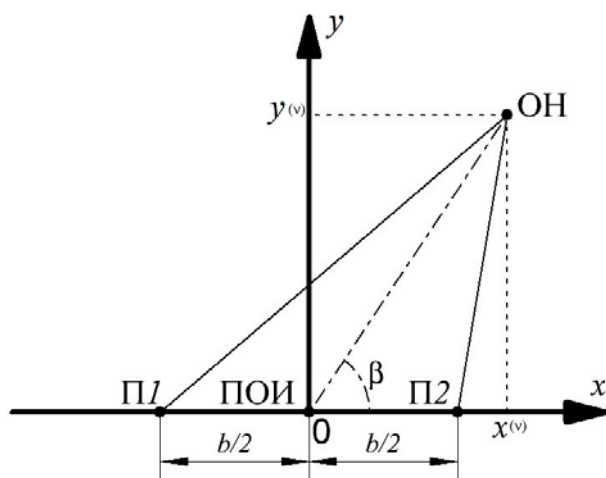


Рис. 1.

Геометрическое построение охранной дальномерной двухпозиционной радиосистемы координатометрии

с использованием критерия МАВ для данной радиосистемы подробно описан в [1] (синтез алгоритма проводился без учета времени распространения от приёмных пунктов до пункта обработки сигнала, однако это никак не влияет на структуру алгоритма).

Синтез алгоритмов α - β фильтрации и фильтрации Калмана может быть проведен с помощью соотношений, представленных, к примеру, в [2] (а также во множестве других источников). В рамках данной работы алгоритмы α - β фильтрации и фильтрации Калмана отличаются от алгоритма фильтрации по критерию МАВ тем, что они синтезированы в рамках двухэтапной обработки [4], т. е. вначале производится фильтрация временных задержек, а на втором этапе временные задержки пересчитываются в координаты согласно формулам, обратным соотношениям (2). При этом при работе алгоритма по критерию МАВ происходит непосредственно фильтрация вектора декартовых координат.

3. КРИТЕРИЙ КАЧЕСТВА ОЦЕНИВАНИЯ

Для обобщенной оценки ошибки оценивания по обеим координатам в данной работе рассматривается расстояние между истинными значениями координат и значениями, полученным в результате оценивания:

$$d^{(v)} = \sqrt{\left(x^{(v)} - \hat{x}^{(v)}\right)^2 + \left(y^{(v)} - \hat{y}^{(v)}\right)^2}. \quad (4)$$

где в качестве $\hat{x}^{(v)}, \hat{y}^{(v)}$ могут выступать значения, полученные благодаря оцениванию.

Ввиду того, что величина (4) является случайной, для численных оценок качества фильтрации может быть взято исправленное выборочное среднеквадратическое отклонение [1]:

$$\sigma_d = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{v=1}^n \left(d^{(v)} - \bar{d}\right)^2}. \quad (5)$$

где n – число импульсов за время наблюдения, \bar{d} – выборочное среднее значение за интервал наблюдения.

4. ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ

В качестве радиосистемы координатометрии для сравнения алгоритмов фильтрации была выбрана охранная радиосистема; при этом объект наблюдения является медленно передвигающимся, что характерно для некоторых видов дронов и наземных средств передвижения. Таким образом, матрица Φ является единичной.

СКО измерений временной задержки в общем случае представляет собой корень из суммы квадратов ошибок, возникающих по различным причинам [2]:

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\sigma_{\tau_{ш}}^2 + \sigma_{\tau_{\phi}}^2 + \sigma_{\tau_{распр}}^2}. \quad (6)$$

где $\sigma_{\tau_{ш}}$ – СКО измерения временной задержки, обусловленное внутренними шумами приемника; $\sigma_{\tau_{\phi}}$ –

СКО измерения временной задержки, обусловленное флюктуациями цели; $\sigma_{\tau_{распр}}$ – СКО измерения временной задержки, обусловленное особенностями распространения радиоволны.

Среднеквадратическое отклонение измерения временной задержки, обусловленное внутренними шумами приемника $\sigma_{\tau_{ш}}$ может быть вычислено по формуле потенциальной точности [2]:

$$\sigma_{\tau_{ш}} = \frac{1}{\Delta f_c \sqrt{2E/N_0}}, \quad (7)$$

где Δf_c – ширина спектра эхосигнала, $2E/N_0$ – энергетическое отношение сигнал/шум. Полагая, что значение величин $\sigma_{\tau_{распр}}$ и $\sigma_{\tau_{ф}}$ с учетом небольших расстояний до объекта наблюдения не превысят величину $\sigma_{\tau_{ш}}$, поэтому положим, что их сумма квадратов равна квадрату $\sigma_{\tau_{ш}}$.

Таким образом окончательно получаем:

$$\sigma_{\tau} = \frac{\sqrt{2}}{\Delta f_c \sqrt{2E/N_0}}, \quad (8)$$

Для фильтрации α - β коэффициент α был взят зависящим от шага, что обеспечивает хорошие показатели качества [2]:

$$\alpha = \frac{2(2\nu - 1)}{\nu(\nu + 1)}. \quad (9)$$

Далее зададимся некоторыми конкретными исходными параметрами охранной двухпозиционной радиосистемы координатометрии и объекта наблюдения. В процессе моделирования будем менять некоторые из них, оценивая при этом показатели качества и таким образом, определяя влияние конкретного параметра на эти показатели качества.

Период следования импульсов зададим равным $T_c = 0.001$ с. При этом время наблюдения будет ограничено $t_{набл} = 1$ с, и, соответственно, ограничено будет и количество тактов $n=1000$. Ширину спектра эхосигнала принимаем равной $\Delta f_c = 1$ ГГц, а ОСШ=0 дБ (затем значение пересчитываем в энергетическое отношение сигнал/шум $2E/N_0$). Среднеквадратические отклонения измерений задержек брались равными и составили $\sigma_{\tau_1} = \sigma_{\tau_2} = 1.414 \times 10^{-9}$ с.

Начальные координаты объекта наблюдения выбирались из условия, что ОН в начальный момент находится на расстоянии $R^{(1)} = 1500$ м от ПОИ, под углом $\beta=45^\circ$ (углом между линией, соединяющей ПОИ и ОН, и осью x). Таким образом, начальные координаты ОН по осям x, y составили $x^{(1)} = y^{(1)} = 1061$ м. СКО траекторных флюктуаций за интервал наблюдения 1 с. (соизмеримый с интервалом корреляции) брались одинаковыми и равными $b_x = b_y = 1$ м. Соответственно, получаем СКО флюктуаций траектории за один такт $b_{xT_c} = b_{yT_c} = 0.001$ м. (данные величины входят в матрицу B в выражении (1)).

5. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

На рис. 2 представлены типовые графики обобщенных ошибок (4) оценивания без учета движения ОН и рассматриваемых типов фильтрации для заданных параметров. Помимо указанных типов фильтрации на график выведена фильтрация с постоянными коэффициентами. Соотношения для синтеза данного алгоритма фильтрации могут быть найдены в [2] (в данном пособии эта фильтрация называется фильтрацией Винера). Постоянный коэффициент для данного графика был взят $K_0 = 0.01$. В дальнейшем моделирование оценивания этим фильтром не проводилось, т.к. требуется работа оператора, подбирающего этот коэффициент.

На рис. 3 представлена зависимость исправленного выборочного СКО (5) обобщенных ошибок (4) оценивания без учета движения ОН и рассматриваемых типов фильтрации в зависимости от ширины спектра эхосигнала Δf_c . Параметр Δf_c менялся от 1 до 10 ГГц, при этом значения СКО усреднялись по 100 реализациям.

На рис. 4 представлена зависимость исправленного выборочного СКО (5) обобщенных ошибок (4) оценивания без учета движения ОН и рассматриваемых типов фильтрации в зависимости от ОСШ. Параметр ОСШ менялся от 1 до 10 дБ, при этом значения СКО усреднялись по 100 реализациям.

На рис. 5 представлена зависимость исправленного выборочного СКО (5) обобщенных ошибок (4) оценивания без учета движения ОН и рассматриваемых типов фильтрации в зависимости от начального расстояния между пунктами обработки информации и объекта наблюдения $R^{(1)}$. Расстояние менялось от 500 до 5000 м, при этом значения СКО усреднялись по 100 реализациям.

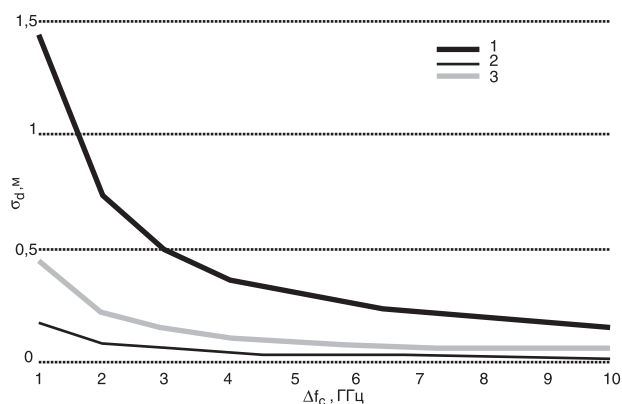


РИС. 3.

Зависимость исправленного выборочного СКО от ширины спектра эхосигнала Δf_c : 1 – оценивание без учёта движения объекта наблюдения, 2 – фильтрация α - β , 3 – фильтрация Калмана, 4 – фильтрация МАВ. Линии 3 и 4 совпадают

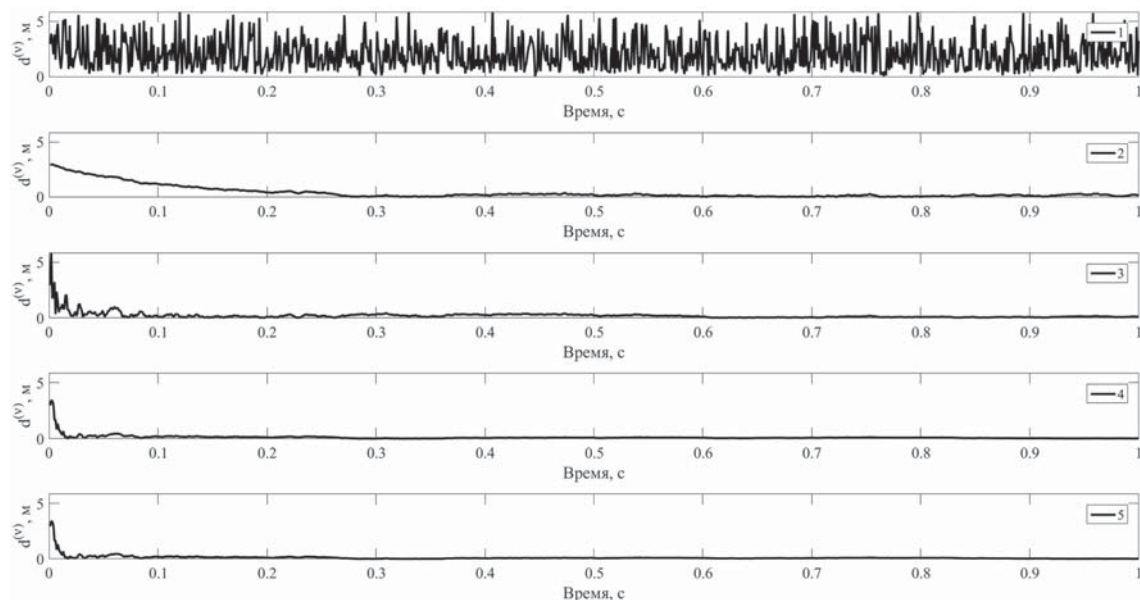


Рис. 2.

Обобщенная ошибка расстояния между истинными значениями координат и полученными в результате моделирования различных типов оценивания: 1 – оценивание без учета движения объекта наблюдения, 2 – фильтрация Винера с коэффициентом $K_0 = 0.01$, 3 – фильтрация α - β , 4 – фильтрация Калмана, 5 – фильтрация МАВ

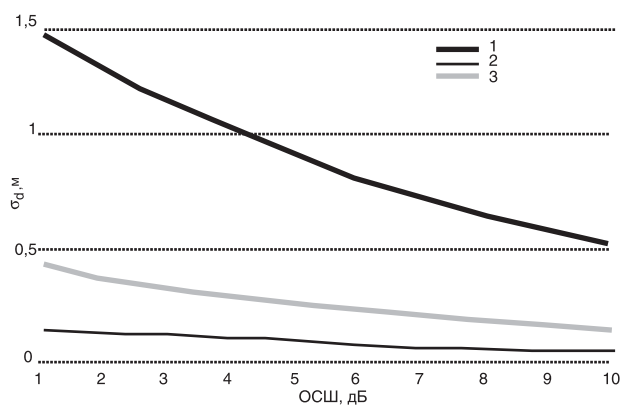


Рис. 4.

Зависимость исправленного выборочного СКО ошибки от отношения сигнал/шум (ОСШ): 1 – оценивание без учета движения объекта наблюдения, 2 – фильтрация α - β , 3 – фильтрация Калмана, 4 – фильтрация МАВ. Линии 3 и 4 совпадают

На рис. 6 представлена зависимость исправленного выборочного СКО (5) обобщенных ошибок (4) оценивания без учета движения ОН и рассматриваемых типов фильтрации в зависимости от угла между линией визирования и осью x . Угол менялся от 0° до 180° , при этом значения СКО усреднялись по 100 реализациям.

На рис. 7 представлена зависимость исправленного выборочного СКО (5) обобщенных ошибок (4) оценивания без учета движения ОН и рассматриваемых

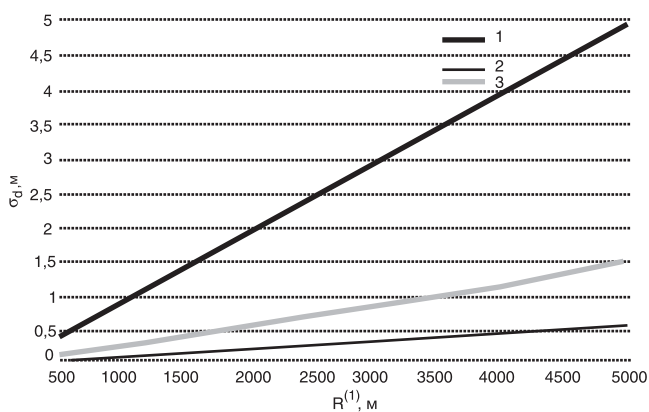


Рис. 5.

Зависимость исправленного выборочного СКО ошибки от начального расстояния до объекта наблюдения $R^{(1)}$: 1 – оценивание без учета движения объекта наблюдения, 2 – фильтрация α - β , 3 – фильтрация Калмана, 4 – фильтрация МАВ. Линии 3 и 4 совпадают

мых типов фильтрации в зависимости от СКО формирующих воздействий цели b_x, b_y . Параметры b_x, b_y брались равными друг другу и изменялись от 0,5 до 5 м, при этом значения СКО усреднялись по 100 реализациям.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенного исследования было оценено качество фильтрации алгоритма по критерию МАВ, алгоритма α - β и алгоритма Калмана при их

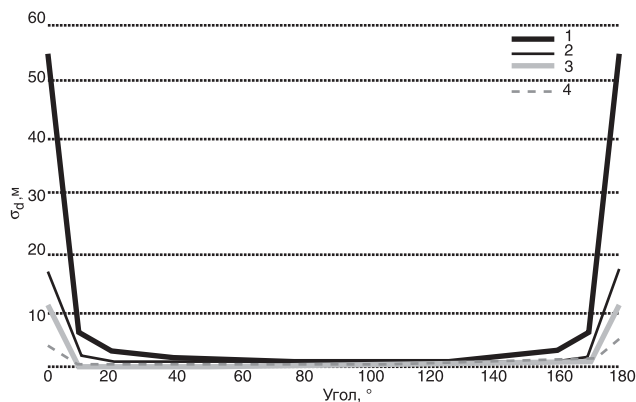


Рис. 6.

Зависимость исправленного выборочного СКО ошибки от угла β : 1 – оценивание без учёта движения объекта наблюдения, 2 – фильтрация α - β , 3 – фильтрация Калмана, 4 – фильтрация МАВ

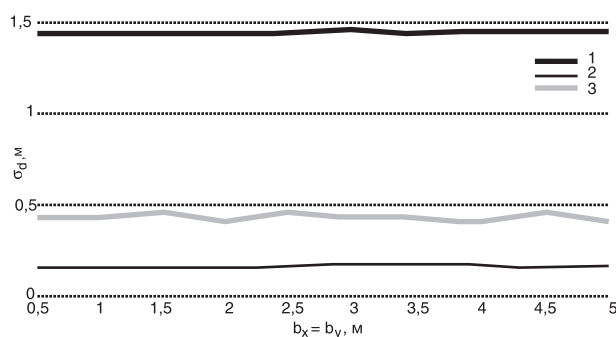


Рис. 7.

Зависимость исправленного выборочного СКО ошибки от СКО формирующих воздействий b_x, b_y : 1 – оценивание без учёта движения объекта наблюдения, 2 – фильтрация α - β , 3 – фильтрация Калмана, 4 – фильтрация МАВ. Линии 3 и 4 совпадают

функционировании в охранной дальномерной двухпозиционной радиосистеме координатометрии. Фильтр с постоянными коэффициентами требует оператора, подбирающего коэффициент, поэтому его полноценный анализ не проводился, но в целом можно утверждать, что это самый грубый фильтр, хотя и самый простой в реализации. Фильтр α - β сложнее в реализации, однако уступает по качеству фильтру МАВ и фильтру Калмана. По точности фильтр МАВ не уступает фильтру Калмана, а при угле наклона линии визирования к оси x , меньших 100 и больших 1700, исследуемый фильтр превосходит фильтр Калмана. Это означает, что угловой сектор ответственности системы, использующей фильтр МАВ, может быть расширен. Однако необходимо заметить, что реализация фильтра Калмана несколько проще.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гусак А.А., Гусак Г.М., Бричникова Е.А. Справочник по высшей математике. Мн.: ТетраСистемс, 1999. С. 538.
2. Дудник П.И., Кондратенков Г.С., Татрский Б.Г. и др. Авиационные радиолокационные комплексы и системы: учебник для слушателей и курсантов ВУЗов ВВС. М.: Изд. ВВИА им. проф. Жуковского Н.Е., 2006 г. С. 345.
3. Заикин Б.А., Богадаров А.Ю., Котова А.Ф., Попонов П.В. Оценивание координат воздушной цели в дальномерной многопозиционной радиолокационной системе. РТЖ, 2016. Т. 4. №2 (11). С. 65–72.
4. Кондратьев В.С., Котов А.Ф., Марков Л.Н. Многопозиционные радиотехнические системы. М.: Радио и связь, 1986, 264 с.

Арешин Я.О.,
ведущий инженер ОАО «НПК «НИИДАР»

Заикин Б.А.,
аспирант кафедры теоретической радиотехники и радиофизики Московского технологического университета

e-mail: halfmazerkin@gmail.com

Котов А.Ф.,
д.т.н., профессор кафедры теоретической радиотехники и радиофизики Московского технологического университета

Стариковский А.И.,
к.т.н., профессор кафедры радиосистем передачи информации Московского технологического университета

☎ 119454, г. Москва, пр-т Вернадского, д. 78,
МИРЭА

УДК 681.513.6

АНАЛИЗ ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩЕЙ СИСТЕМЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭНТРОПИИ ПОКРЫТИЯ

А.В. Сухов¹, В.В. Осипов¹,
С.Б. Савилкин¹,
М.Ю. Повасин²

¹Московский авиационный институт
(Национальный исследовательский
университет)

²АО «Корпорация «КОМЕТА»

В статье проводится анализ динамических свойств информационно-управляющей системы в информационном пространстве, основанном на энтропии покрытия. В отличие от ранее рассматриваемых динамических моделей рассмотрена математическая динамическая модель, характерная для систем по обеспечению информационных потребностей целевого функционального элемента. Такое представление основано на уравнениях типа Лотки-Вольтерры. Проведено компьютерное моделирование динамики на основе математических моделей в конечных разностях. Получены выводы о связи ресурсного потенциала с устойчивостью системы.

Ключевые слова: информационно-управляющая система, стохастическое дифференциальное уравнение, энтропия покрытия, эргатическая система.

В настоящее время все больше внимания уделяется исследованиям информационно-управляющих систем, решающих задачи по удовлетворению информационных потребностей целевых функциональных элементов при взаимодействии таких систем между собой с внешней средой. Такая информационно-управляющая система, как сложная система управления объектами технических, технологических, организационных и экономических комплексов, в которой управляющая система содержит человека-оператора (или группу операторов) как главный компонент, характеризующаяся функциональной активностью и функциональным гомеостазисом на множестве функциональных возможностей в условиях динамически изменяющейся внешней среды является эргатической системой [2].

К категории рассматриваемых социально-экономических систем относятся производственно-технологические комплексы, решающие свои задачи при

ANALYSIS OF THE INFORMATION-
CONTROL SYSTEM USING THE
COVERING ENTROPY

A.V. SUKHOV, V.V. OSIPOV,
S.B. SAVILKIN, M.U. POVASIN

The article analyzes the dynamic properties of the information-control system in the information space based on the covering entropy. In contrast to the previously considered dynamic models, a mathematical dynamic model is considered that is typical for systems to ensure the information needs of the target functional element. Such a representation is based on equations of the Lotki-Volterra type. Computer modeling of dynamics on the basis of mathematical models in finite differences is carried out. Conclusions are drawn about the relationship between the resource potential and the stability of the system.

KEYWORDS: information-control system, stochastic differential equation, covering entropy, ergatic system.

взаимодействии с информационными базами, другими подобными комплексами, внешним социально-экономическим пространством, и другие системы – отраслевые производственные структуры и им подобные. В настоящее время они имеют развитые сети информационного обмена, использующие, а порой и основанные на широком использовании интернета, спутниковых, наземных служб передачи информации.

Организацию информационного обмена осуществляют связанные с ними информационно-управляющие системы, организующие каналы информационного обмена, их устойчивую работу, решающие в том числе задачи маршрутизации, коммутации каналов информационного обмена и прочее.

При исследовании информационно-управляющих систем (ИУС) одним из актуальных вопросов является вопрос исследования живучести такой системы в условиях действия деструктивных внешних возмуща-

ющих факторов, как правило естественного происхождения для гражданских систем и искусственного происхождения для систем военного назначения.

Для такой ИУС наиболее важным показателем является поддержание функциональных способностей ее целевых элементов на определенном промежутке времени.

В целом показатели, характеризующих функциональное состояние элементов системы, может быть достаточно много. Но с единых позиций каждый элемент может описываться обобщенным информационным показателем – энтропией покрытия [1, 3, 4], характеризующим степень соответствия реального значения параметров их нормативным значениям.

При таком подходе динамика элементов ИУС может быть представлена совокупностью стохастических дифференциальных уравнений, представляющих динамику ресурсных показателей в предметной области, а оценка состояния каждого элемента будет количественно характеризоваться текущим значением энтропии покрытия.

При этом положительные значения энтропии покрытия будут характеризовать наличие ресурсного запаса состояния элемента в целом, в то время как нулевое значение энтропии покрытия покажет полное исчерпание ресурсных возможностей для обеспечения дальнейшего целевого функционирования элемента.

Также такая система может быть оценена количественно общей энтропией покрытия, интегрально обобщающей информационное состояние всех элементов системы.

Рассмотрим обобщенную структуру такой системы. В ее состав будут входить управляющая подсистема (УПС), подсистема технического обеспечения (ПСТО) и сам целевой функциональный элемент (ЦФЭ) – комплекс, требующий обеспечения удовлетворения потребностей информационного обмена (рис. 1).

Наиболее адекватно процессы в предметной области отношений могут быть представлены с квадратичной правой частью (1). К такому представлению

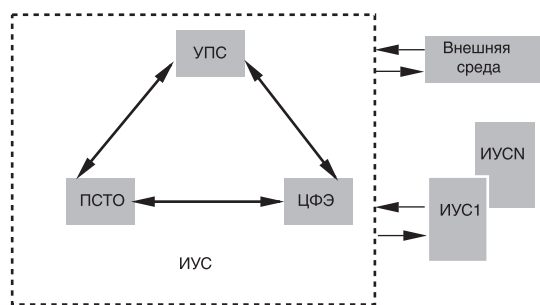


Рис. 1.

Информационно-управляющая система

относятся модели, основанные на уравнениях, подобных уравнениям Лотки-Вольтерры (хищник-жертва), которые позволяют гибко описать различного рода взаимодействия элементов в системе. Такими взаимодействиями являются отношения соперничества, сотрудничества, противоборства, нейтрального поведения. И что удобно в схемах типа Лотки-Вольтерры, так это то, что все эти отношения можно задать регуляровкой значений и знака коэффициентов в дифференциальных уравнениях.

Следует также учитывать и влияние внешней среды. В большинстве случаев воздействия внешней среды могут классифицироваться как непреднамеренные вредные воздействия, к которым относятся различного рода технические сбои и неполадки, сбои трафика, отказы и сбои внешних и сопряженных сетей информационного обмена, влияние природных факторов, особенно ощутимое для радиоканалов, и т.п. Подобного рода воздействия в математической модели учитываются как случайные процессы, что приводит к стохастическому виду дифференциальных уравнений.

Динамика обобщенного вектора ресурсов в предметной области может быть представлена системой стохастических дифференциальных уравнений:

$$\dot{x}(t) = F(x(t), t, n(t)), \quad (1)$$

где $n(t)$ – вектор возмущающих факторов, который целесообразно рассматривать как гауссовский случайный процесс, $x^t = (x_1, x_2, x_3)$ – обобщенный вектор состояния ИУС, x_1 – обобщенное значение ЦФЭ, x_2 – обобщенное значение ПСТО, x_3 – обобщенное значение УПС.

Для вектора состояния элементов ИУС конкретизируем выражение (1) с учетом обеспечения специфических отношений в ИУС, обусловленных функциональным назначением элемента УПС, как обеспечивающего организацию бесперебойной работы ЦФЭ при использовании ресурсов ПСТО. Тогда система стохастических дифференциальных уравнений примет вид:

$$\dot{x}(t) = -A x(t) + x(t)x(t)^t [B_1 + B_2 + B_3] + n(t), \quad (2)$$

где A – матрица динамических коэффициентов при линейных членах уравнения (в нашей математической модели эта матрица является диагональной, но возможны и другие ее формы) верхний индекс t – символ операции транспонирования вектора, B_1, B_2, B_3 – векторы, характеризующие взаимные влияния на первый, второй и третий компоненты вектора x соответственно.

В скалярной форме векторно-матричное уравнение (2) примет вид:

$$\dot{x}_i(t) = -a_{11} x_1(t) - b_3^1 x_1(t) x_3(t) + n_1(t), \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \dot{x}_2(t) &= -a_{22} x_2(t) - b_{23}^2 x_3(t) + n_3(t), \quad (4) \\ \dot{x}_3(t) &= -a_{33} x_3(t) - b_{31}^3 x_1(t) - b_{32}^3 x_2(t) + (5) \\ &+ b_{33}^3 x_3(t) + n_3(t) \end{aligned}$$

где a_{11}, a_{22}, a_{33} – диагональные элементы матрицы A , $b_{13}, b_{23}, b_{31}, b_{32}, b_{33}$ – ненулевые элементы для векторов B_1, B_2, B_3 соответственно.

Исследование динамики математической модели удобно проводить методом компьютерного пошагового моделирования, для чего уравнение (2) и (3) – (5) следует представить в дискретной форме. В этих целях воспользуемся методикой, представленной в [5]. Нелинейное уравнение (2) разложим в ряд Тейлора в окрестности точки X_k и ограничимся членами первого порядка малости. В результате получим следующее уравнение в конечных разностях:

$$\begin{aligned} X_{k+1} &= X_k - \Phi(\Delta t) X_k + \\ &+ X_k X_k^t [H_1(\Delta t) + H_2(\Delta t) + H_3(\Delta t)] - N_k, \quad (6) \end{aligned}$$

где Δt – шаг дискретизации по времени, Φ – матричная экспонента от матрицы A на интервале наблюдения Δt , которая получена путем представления экспоненты от матрицы через ряд.

Уравнения в конечных разностях в скалярной форме примут вид:

$$X_{k+1,1} = X_{k,1} - \Phi_{11} X_{k,1} + h_{13}^1 X_{1,k} X_{3,k} - n_{1k}, \quad (7)$$

$$X_{k+1,2} = X_{k,2} - \Phi_{22} X_{k,2} + h_{23}^2 X_{2,k} X_{3,k} - n_{2k}, \quad (8)$$

$$\begin{aligned} X_{k+1,3} &= X_{k,3} - \Phi_{33} X_{k,3} + h_{31}^3 X_{1,k} X_{3,k} + \\ &+ h_{32}^3 X_{2,k} X_{3,k} + h_{33}^3 X_{3,k} X_{3,k} - n_{3k}, \quad (9) \end{aligned}$$

$\Phi_{11}, \Phi_{22}, \Phi_{33}$ – диагональные элементы матрицы Φ . Следует отметить, что экспонента от диагональной матрицы также будет диагональной матрицей, $-h_{13}^1, h_{23}^2, h_{31}^3, h_{32}^3, h_{33}^3$ – ненулевые элементы соответствующих векторов.

Для вычисления энтропии покрытия воспользуемся выражением [3]:

$$H_n(X_p) = k \log \left| \left| C_{Dp} X_m \cup X_m \right| \right|_n \left| \left| X_m \right| \right|_n, \quad (10)$$

где C_{Dp} – операция дополнения к множеству реальных ресурсов, X_m – множество требуемых ресурсов, $\left| \left| \cdot \right| \right|_n$ – операция приведения к норме.

Целевая задача функционирования ИУС характеризуется тем, что требуется сохранять параметры объекта управления, которым является ЦФЭ, в заданных границах в течение определенного промежутка времени. Тогда целевое функционирование ИУС в пространстве состояний следует представить как перевод вектора состоя-

ния ЦФЭ из произвольной точки замкнутой области G , принадлежащей пространству R_n , в произвольную точку этой области на заданном интервале времени (рис. 2):

$$X^1(t_0) \rightarrow X^1(t_1), t_1 - t_0 = T, X^1(t_0) \in G, X^1(t_1) \in G, G \subset R_n \quad (11)$$

Для решения такой задачи определим целевой функционал [3]:

$$F = \int_{t_0}^{t_1} J(u(X,t), h_n(X,t)) dt \rightarrow \min_u \quad (12)$$

где интегрант $J(\cdot)$ определяется следующим образом:

$$J(u(X,t), h_n(X,t)) = u^t(X,t) \vee h_n(X,t), \quad (13)$$

$u(X,t)$ – вектор целевого управления, $h_n(X,t)$ – производная энтропии покрытия ЦФЭ по его вектору состояния, V – матрица, определяющая соответствие компонентов вектора управления u компонентам вектора производной энтропии покрытия h .

Решение задачи оптимального управления по принципу максимума Понтрягина можно найти в [1, 3, 4]. На основании этого уравнения могут быть получены коэффициенты оптимального управления для всех элементов ИУС:

$$\begin{cases} u^i(X^i, t) = H_{n\ i/j}(X^i, t_k) \{ \Delta H_{n\ i/j} k^j \}^t \\ \quad [V \{ \Delta H_{n\ i/j} k^j \} \{ \Delta H_{n\ i/j} k^j \}^t]^{-1} \\ u^j(X^j, t) = [H_{ij}(X^j, t_k) + H_{n\ max\ j}] \\ \quad \{ \Delta H_{n\ j/i} k^j \}^t [V_j \{ \Delta H_{n\ j/i} k^j \} \times \{ \Delta H_{n\ j/i} k^j \}^t]^{-1}, \\ \forall i \in \{0, \dots, m\}. \end{cases} \quad (14)$$

где $j = \{2, 3\}$, $H_{n\ i/j}$ – условная обобщенная энтропия покрытия [3, 4] – обобщенная энтропия покрытия i -го элемента ИУС, рассчитанная только по компонентам множества ресурсов элемента i , участвующим в ресурсном обмене с элементом j :

$$\begin{aligned} H_{n\ i/j} &= H_n(X_{ij}), X_{ij} \subseteq X_i \\ H_{n\ i/j} &= k \{ \log [\left| \left| (C_{XTi}(X_{Pi} \cap X_{Ti}(t))) \cup (X_{Pi} \cap X_{Ti}(t)) \right| \right|_n \div \\ &\quad \div \left| \left| X_{Pi} \cap X_{Ti}(t) \right| \right|_n] + \\ &+ i \log [\left| \left| X_{Ti}(t) \right| \right|_n / \left| \left| X_{Ti}(t) \right| \right|_i - r \left| \left| C_{XTi}(X_{Pi} \cap X_{Ti}(t)) \right| \right|_i] \end{aligned} \quad (15)$$

где i – мнимая единица.

Значения этих коэффициентов определяют окончательный вид компонентов матрицы Φ в выражении (6).

Методика компьютерного моделирования функционирования ИУС заключается в следующем:

1. Задаются начальные состояния для компонентов вектора $X(t_0)$. Значения обобщенного вектора X могут быть получены по методике, приведенной в [1, 3, 4].

2. В соответствии с требованиями технического задания задаются допустимые отклонения значений обобщенного вектора X , определяющие область G .

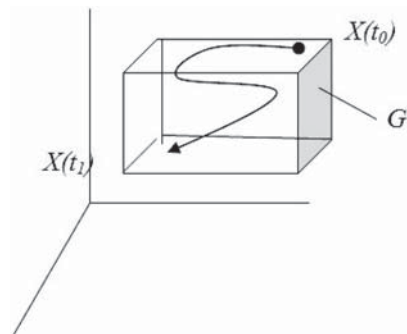


Рис. 2

Задача управления – движение в замкнутой области

3. По результатам статистических исследований реальной модели задаются числовые значения матрицы Φ и векторов H_1, H_2, H_3 в начальный момент времени.

4. Значения матрицы Φ для следующего шага вычислений корректируются по результатам вычисления энтропии покрытия по выражению (10) на текущем шаге.

5. По выражениям (7) – (9) проводятся пошаговые вычисления вектора X .

6. По результатам получаемых значений энтропии покрытия производится вывод о функциональной пригодности ИУС

Для обобщенной ИУС было проведено моделирование ее функционирования на конечном промежутке времени и были получены результаты моделирования, которые представлены на рис. 3 и 4.

На рис. 3 показано нестабильное функционирование системы. Для ситуации, показанной на рис. 4 было проведено повышение ресурсного состояния ИУС, что позволило обеспечить устойчивое функционирование системы.

По результатам моделирования можно сделать вывод, что изменение начальных условий, а именно повышение значений ресурсного состояния, может приводить к повышению устойчивости функционирования системы.

Таким образом, для ИУС, описываемых стохастическими дифференциальными уравнениями, основанными на схемах Лотки-Вольтерры, проведено исследование устойчивости с использованием компьютерного моделирования. В этих целях стохастические дифференциальные уравнения приведены к виду в конечных разностях. Получено экспериментальное доказательство о возможности обеспечения устойчивой работы подобных схем за счет управления ресурсами системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бурый А.С., Сухов А.В. Оптимальное управление сложным техническим комплексом в информационном пространстве // Автоматика и телемеханика. 2003. № 7. С. 145–162.

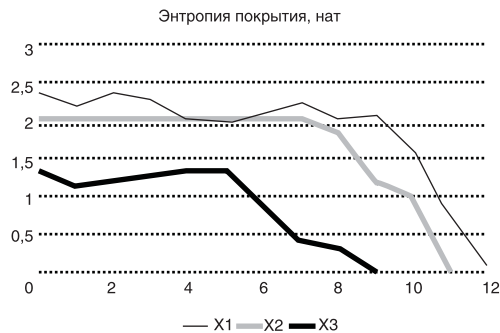


Рис. 3.

Компьютерное моделирование функционирования ИУС. Нестабильное функционирование

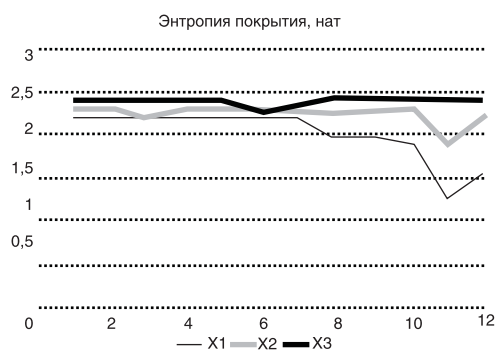


Рис. 4.

Компьютерное моделирование функционирования ИУС. Стабильное функционирование

2. Ловцов Д.А. Информационная теория эргасистем: Тезаурус. Наука, 2005.
3. Сухов А.В. Методы и технологии выработки управленческих решений., ВА РВСН им. Петра Великого, 2003.
4. Сухов А.В. Динамика информационных потоков в системе управления сложным техническим комплексом // Теория и системы управления. 2000. № 4. С. 111–120.
5. Тихонов В.И. Нелинейные преобразования случайных процессов. М.: Радио и связь. 1986. 296 с.

Сухов А.В.,
д.т.н., профессор Московского авиационного института
(Национальный исследовательский университет,
✉ e-mail: avs57@mail.ru

Осипов В.В., к.т.н, доцент Московского авиационного
института (Национальный исследовательский университет,
✉ e-mail: kt-mati@mail.ru

Савилкин С.Б., к.ф.м.н, доцент Московского авиационного
института (Национальный исследовательский университет,
✉ 125310, г. Москва, Волоколамское ш., 4,
e-mail: savilkin@mail.ru

Повасин М.Ю.,
начальник отдела АО «Корпорация «Комета»

✉ 115280, г. Москва, ул. Велозаводская, д. 5,
e-mail: ovv_42@mail.ru

УДК 62-1

ОБЛИК ПЕРСПЕКТИВНОЙ СТАНЦИИ РАДИОМОНИТОРИНГА ДЛЯ БПЛА

В.В. Мичурин, П.В. Еремеев,
Ю.Ю. Коробков

ЦЕНТРАЛЬНЫЙ НАУЧНО-
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ
ИНСТИТУТ ИМ. АКАДЕМИКА А.И. БЕРГА

В данной статье рассматривается вариант станции радиомониторинга (далее – СРМ) с малыми габаритами и массой, предназначенный для беспилотных летательных аппаратов (далее – БПЛА) различного назначения с массой полезной нагрузки до 25 кг. Также определены основные технические характеристики станции, состав и назначение аппаратуры, проработаны варианты размещения на малогабаритных носителях, приведена структурная схема станции.

Ключевые слова: беспилотные летательные аппараты, радиомониторинг, ГЛОНАСС, пеленгатор.

ВВОДНАЯ ЧАСТЬ И НОВИЗНА

Малые беспилотные летательные аппараты все больше и больше находят применение в различных сферах деятельности. В настоящее время БПЛА являются весьма востребованными, так как удачная компоновка, невысокая цена и дистанционное управление позволяют использовать БПЛА для решения большинства задач в разных областях:

- контролирование территории;
- съёмка местности;
- измерение количества вредных веществ в атмосфере и т.д.

Однако, в настоящее время их использование в целях радиомониторинга описано мало. Основной целью данной статьи является описание недорогой и эффективной станции радиомониторинга, носителем которой являлся бы беспилотный летательный аппарат, способный работать в труднодоступной местности.

Благодаря использованию пеленгационной и навигационной систем, реализована возможность точного определения координат источника сигнала для последующего построения карты радиообстановки местности.

PERSPECTIVE RADIO MONITORING
STATION FOR UAV.

V.V. MICHURIN,
P.V. EREMEEV, YU.YU. KOROKOV

This article considers the version of the radio monitoring station with small dimensions and mass, designed for unmanned aerial vehicles for various purposes with a payload weight of up to 25 kg. Also, the main technical characteristics of the station, the composition and purpose of the equipment, the options for placement on small-sized carriers, the structural diagram of the station are shown.

KEYWORDS: *unmanned aerial vehicles, radio monitoring, UAV, GLONASS, direction finder, radio equipment.*

ОСНОВНЫЕ КАЧЕСТВА

Решаемые задачи

- Контроль за излучением сигналов от радиоэлектронных средств.

- Поиск источников помех.
- Поиск незаконно действующих средств связи.

Преимущества

БПЛА возможно использовать в отдаленных и труднодоступных районах, в местности с плотной застройкой и зонах чрезвычайных ситуаций.

СРМ доставляется на носителе в необходимый район для проведения мониторинга радиообстановки, где принимает данные о сигналах из эфира, пеленгует направление и определяет координаты источника излучения.

ОПИСАНИЕ И ОБОСНОВАНИЕ ВЫБРАННОЙ КОНСТРУКЦИИ

Установим совокупность основных требований к станции, предлагаемой для установки на БПЛА:

- малые габариты и вес;
- эффективность;
- невысокая стоимость.

КОНСТРУКЦИЯ

Функцию анализа сигналов выполняет модуль анализа сигналов (далее – МАС), в основе которого лежит микросхема СБИС 1879ВМ3 [2] – быстродействующий программируемый контроллер со встроенными аналого-цифровыми (далее – АЦП) и цифро-аналоговыми (далее – ЦАП) преобразователями. Микросхема предназначена для предварительной обработки широкополосных аналоговых сигналов, формирования потока данных для вторичной обработки цифровым процессором сигналов (далее – ЦПС), восстановления аналогового сигнала после вторичной обработки.

МАС сопоставляется независимый конвертер. Частотный диапазон сканируется последовательно. Обслуживание сигналов осуществляется с временным разделением. Обработанные сигналы записываются в съемный модуль памяти.

Вариант широкополосного приемника представлен на рисунке 1.

Для достижения основных требований, станция оснащается:

- двумя разнесенными антеннами на законцовках крыльев, размещенных перпендикулярно к строительной линии БПЛА [3]. Переключение антенн не требуется.

- тремя пеленгационными антеннами на киле БПЛА;

- одной антенной навигационной системы. Расположение антенны зависит от конструкции БПЛА.

Снижение массогабаритных характеристик изделия реализуется путем модульной структуры СРМ со сменными модулями для расширения частотного диапазона, что, в свою очередь, ведёт к уменьшению стоимости.

СОСТАВ ИЗДЕЛИЯ

Структурная схема аппаратуры СРМ представлена на рисунке 2.

В состав СРМ входят следующие устройства:

- разнесённые антенные блоки А1 и А2, предварительно отомоделированные под реализуемые цели;

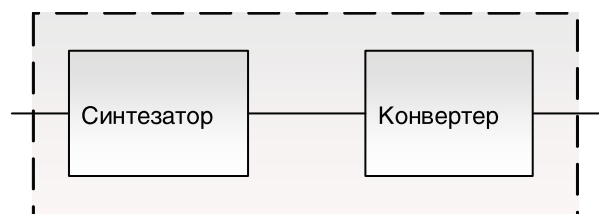


Рис. 1.

Широкополосный приемник

- схема защиты (далее – СЗ), ограничитель мощности, предназначенный для защиты малошумящего полупроводникового усилителя приёмника от перегрузок и деструктивных помех;

- малошумящий входной усилитель (далее – МШУ), обеспечивающий необходимое усиление входного сигнала;

- устройство автоматической регулировки усиления (далее – АРУ), усилитель-преобразователь, обеспечивающий выравнивание уровня входного сигнала во всём частотном диапазоне прохождения входных сигналов с выходов входных усилителей на конвертор;

- приемник, состоящий из конвертора, обеспечивающего прямое и обратное преобразование частоты входного сигнала и синтезатора для формирования сигналов гетеродина, поступающих в конвертор;

- МАС, предназначенный для измерения всех характеристик сигнала (частота, амплитуда, длительность, период);

- модуль центрального процессора (далее – МЦП), для управления работой изделия;

- устройство сопряжения (далее – УС) с бортовой системой управления;

- вторичный источник питания (далее – ВИП), предназначенный для электропитания всех составных частей путем формирования из первичной бортовой сети БПЛА необходимых номиналов напряжения для питания аппаратуры СРМ;

- антенна навигационной системы АЗ – внешняя активная антенна профессионального уровня для приема сигналов GPS L1, ГЛОНАСС L1 и SBAS (WAAS, EGNOS и MSAS) в полосе частот от 1574 до 1606 МГц, разработанная специально для БПЛА;

- усилитель навигационного сигнала (далее – УНС);

- модуль навигационной системы (далее – МНС), построен на полностью законченном двухчастотном мультисистемном высокоточном приемнике ГНСС, в котором для обеспечения навигации с сантиметровой точностью используются фазовые измерения ГНСС ГЛОНАСС и GPS. Разработан для применения в составе коммерчески эффективной навигационной аппаратуры, обеспечивающей высокую точность навигации, низкое энергопотребление, компактные габариты и высокую производительность.

- устройство пеленгации [1], представляет из себя фазовый пеленгатор с тремя приёмными антеннами А4, А5, А6, достигаемый результат – исключение неопределённости фазовой неидентичности приёмных радиоканалов, что позволяет исключить необходимость предварительной регулировки приёмных радиоканалов. Определяет пеленг на источник излучения и записывает его в модуль памяти;

- модуль памяти предназначен для записи всех характеристик полёта и принятых сигналов. Также на

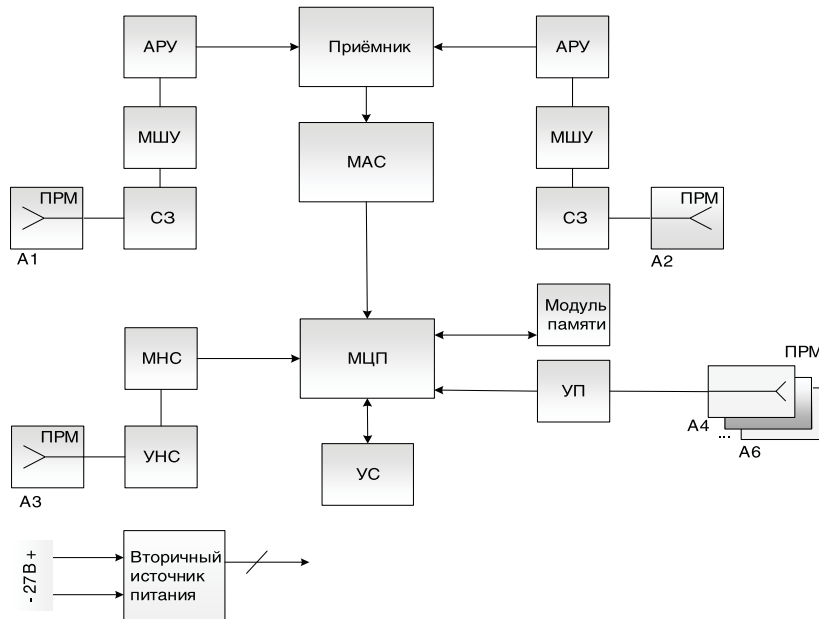


Рис. 2.

Структурная схема аппаратуры СРМ

модуль памяти возможно записывать информацию о координатах излучаемых объектов;

Данная станция по предварительным расчетам может быть размещена в корпусе объемом не более 6 дм³ и массой не более 15 кг (не считая антенного и кабельного хозяйства), токопотребление от бортовой цепи 27 В не более 6 А. Аппаратура может работать в автономном режиме. Конструктивно аппаратура имеет возможность одновременной работы в широком диапазоне несущих частот.

АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ РАБОЧЕЕ МЕСТО

Автоматизированное рабочее место (далее – АРМ) предназначено для считывания данных сеанса работы станции со съемного модуля памяти и последующего анализа. АРМ состоит из персонального компьютера (далее – ПК) и интерфейсного кабеля. Передача данных на ПК осуществляется через стандартный интерфейс USB. Схема подключения модуля памяти к ПК приведена на рисунке 3.

При помощи специального программного обеспечения на основании полученных данных формируется карта местности с указанием координат источников излучения и параметров их сигналов.

РЕКОМЕНДАЦИИ К РАЗМЕЩЕНИЮ АППАРАТУРЫ СРМ НА БПЛА

– обеспечение доступа к съёмному модулю памяти для его удобного извлечения и установки;

– должна быть предусмотрена электромагнитная совместимость (ЭМС) с системами ориентирования и связи БПЛА.

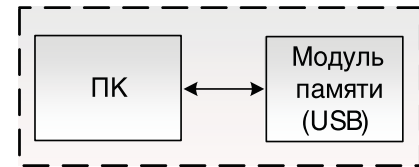


Рис. 3.

Подключение модуля памяти к ПК

ВЫВОДЫ

Малые массогабаритные характеристики достигнуты путем модульной комплектации станции. Разместить предлагаемую станцию возможно как на БПЛА самолетного типа с полезной нагрузкой не менее 25 кг [4], так и на различных самолётах малой гражданской авиации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вакин С.А., Шустов Л.Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки. М.: Советское радио, 1968.
2. Микросхема интегральная 1879ВМ3(DSM) техническое описание. ЮФКВ 431268 001 ТО1 К. М.: НТЦ «Модуль», 2003.
2. Радзиевский В.Г., Сирота А.А. Теоретические основы радиоэлектронной разведки. М.: Радиотехника, 2004.
4. <http://bp-la.ru/>

Мичурин В.В.,
аспирант, начальник сектора АО «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга»

✉ e-mail: vvm-45@yandex.ru

Еремеев П.В.,
аспирант, заместитель начальника отдела АО «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга»

Коробков Ю.Ю.,
аспирант, начальник отдела АО «ЦНИРТИ им. академика А.И. Берга»

✉ 107078, г. Москва, ул. Новая Басманная, д. 20

УДК 621.374.33

ЦИКЛОПОДОБНАЯ РЕГЕНЕРАЦИЯ СУБНАНОСЕКУНДНЫХ РАДИОИМПУЛЬСОВ

М.С. Костин^{1,2}, К.А. Бойков²,
А.И. Стариковский²,

¹Институт радиотехнических
и телекоммуникационных систем,
²Московский технологический
университет (МИРЭА)

Показаны основные принципы восстановления нестационарного сверхкороткоимпульсного сигнала посредством циклогенеративной системы с постоянным декрементом. Рассмотрен пример регенерации сложного одиночного сверхкороткого радиоимпульса без несущего частотного заполнения, полученного в результате отражения зондирующего сигнала от идеально проводящей сферы в схемотехнической PSpice-модели системы в среде Proteus и в реальном макете. Выполнен корреляционный анализ исходного и восстановленного импульсов, для всех указанных выше случаев регенерации, посредством модели строб-фрейм-дискретизатора в графической среде имитационного моделирования Simulink. Указаны основные недостатки разработанной циклогенеративной системы и предложены пути их устранения.

Ключевые слова: циклогенеративная система, сверхкороткоимпульсный сигнал, масштабнo-временное преобразование, строб-фрейм-дискретизация, радиовидение, радиофотоника, лидар.

В работе [4] впервые рассмотрен метод восстановления и воспроизведения нестационарного сверхкороткоимпульсного (СКИ) сигнала посредством использования циклогенеративной системы (ЦГС), основанный на вводе сигнала в замкнутый контур, с одновременной отдачей его энергетической части для дальнейшего стробоскопического преобразования. Данный подход к решению задач высокоскоростной оцифровки СКИ-сигнала позволяет уйти от необходимости приема серии импульсов, неизменно присутствующей при использовании методов масштабнo-временного преобразования (МВП) [5, 6], строб-фрейм-дискретизации (СФД) [2] и т.д.

Фактически использование ЦГС дает возможность восстановления и воспроизведения принятого

CYCLE-SIMILARITY REGENERATION
OF SUBNANOSECOND RADIO PULSES

M.S. Kostin, K.A. Boykov,
A.I. Starikovskiy

The basic principles of reconstruction of a non-stationary ultrashort pulse signal by means of a cyclogenetic system with a constant decrement are shown. An example of the regeneration of a complex single ultrashort radio pulse without carrier frequency filling, obtained as a result of reflection of the probe signal from an ideally conducting sphere in the circuit PSpice model of the system in the Proteus environment and in a real layout, is considered. Correlation analysis of the initial and reconstructed pulses is performed for all the above-mentioned regeneration cases, using the gate-frame sampler model in the Simulink simulation environment. The main shortcomings of the developed cycling system are indicated and ways of their elimination are suggested.

KEYWORDS: cyclogenerative system, ultrashort impulse signal, scale-time transformation, strobe-frame-sampling, radiovision, radio-photonics, lidar.

СКИ-сигнала за однократный прием, что эффективно может быть использовано в решении задач современных систем радиовидения [1].

1. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦГС С ПОСТОЯННЫМ ДЕКРЕМЕНТОМ

В работе [3] была подробно рассмотрена идеальная модель ЦГС, построенная при помощи блок-диаграмм в среде имитационного моделирования Simulink (рис. 1).

Блок формирования одиночного сигнала (БФОС) генерирует импульс длительностью ΔT_1 , который через модель идеального перекидного ключа (ИК) поступает на блок усиления (БУ) с коэффициентом усиления K_y . Далее, часть сигнала через идеальный

делитель (ИД) с коэффициентом деления K_d подается на линию задержки (ЛЗ) со временем ΔT_2 , формирующую длительность «паузы» между операциями регенерации. Вторая часть сигнала поступает для дальнейшего преобразования на модель СФД с N счетчиками (количество счетчиков определяется количеством импульсов, поступивших на СФД).

В качестве сформированного импульса выступает сигнал, отраженный от идеально проводящей сферы радиусом 20 см, численное моделирование которого проведено в параметрическом пакете ПО FEKO 7.0 при облучении идеально проводящей сферы зондирующим радиоимпульсом длительностью 500 пс, математически описываемым производной гауссовского видеоимпульса первого порядка $U_T(\tau)$:

$$U_T(\tau) = U_{ГМ} \sqrt{2e} \frac{\tau}{\Delta\tau} e^{-\frac{\tau^2}{\Delta\tau^2}}, \quad (1)$$

где $U_{ГМ}$ – амплитуда импульса.

Эюра идеального зацикленного СКИ, полученного в результате функционирования ЦГС при $K_y = K_d$, приведена на рис. 2.

Для оценки качества восстановления в работе [3] приведена зависимость взаимной корреляции r исходного и восстановленного импульсов от количества операций циклопреобразования N (рис. 3).

При достижении $N = 30$ коэффициент взаимной корреляции насыщается, что говорит о бессмысленности увеличения количества счетчиков СФД (количества операций циклопреобразования) для данного типа сигнала.

Таким образом, минимальное количество операций циклогенерации может быть определено необходимой точностью восстановления СКИ, а максимальное ограничено насыщением функции взаимной корреляции исходного и восстановленного СКИ.

Очевидно, что наиболее неблагоприятными явлениями для реальной ЦГС на базе быстродействующей классической полупроводниковой электроники явля-

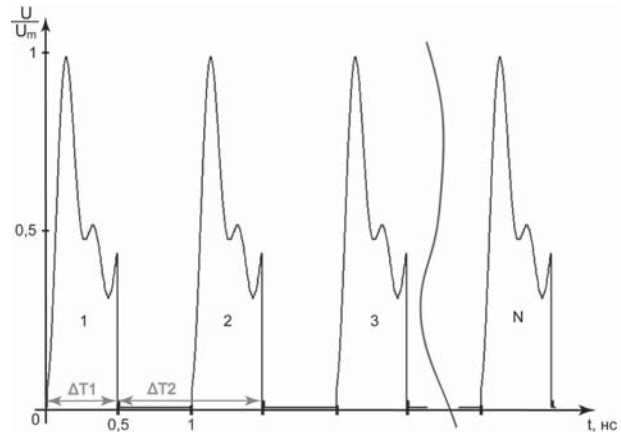


Рис. 2.

Эюра идеального зацикленного СКИ-сигнала

ются процессы, происходящие не только в главных активных элементах – широкополосном усилителе (ШУ) и перекидном ключе, но и явления, протекающие в линии задержки и делителе. Искажения, шумы, проблемы устойчивости, взаимных наводок, затухания, необходимость согласования входа и выхода циклогенеративного усилителя – факторы, которые уже на этапе проектирования ограничивают количество возможных циклогенеративных преобразований вследствие изменения формы сигнала от импульса к импульсу.

Для оценки функционирования ЦГС с учетом перечисленных выше радиотехнических факторов, к идеальной модели необходимо добавить источники, имитирующие влияние паразитных параметров (источники шума, фильтры высокой частоты), а также ввести погрешность согласования: $K_y \neq K_d$, причем с точки зрения соблюдения устойчивости и минимизации искажений необходимо, чтобы $K_y < K_d$ (затухающие колебания), в противном случае возможно насыщение и возбуждение ШУ.

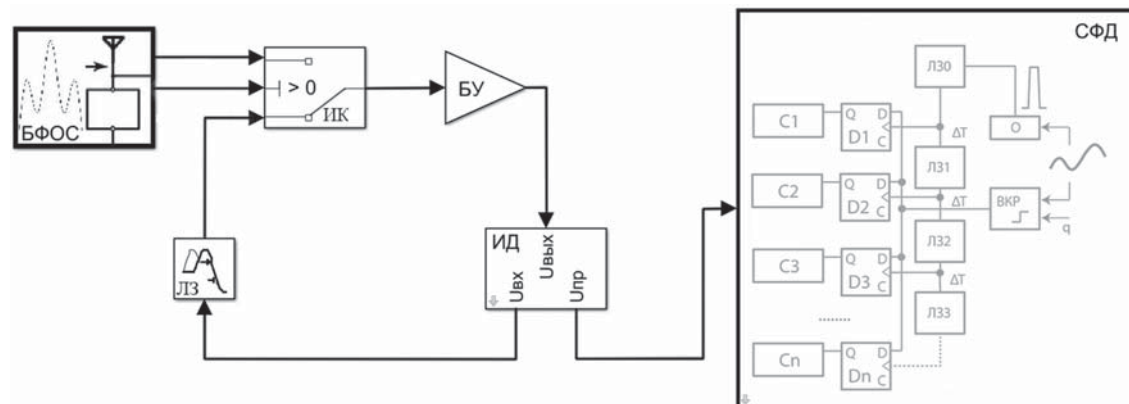


Рис. 1.

Модель циклогенеративной системы атактовой оцифровки в Simulink

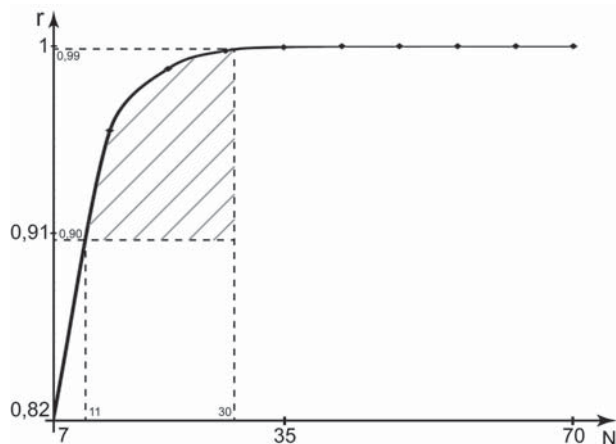


Рис. 3.

Зависимость взаимной корреляции исходного и восстановленного импульсов от количества операций циклопреобразования при $K_V = K_D$

Следует понимать, что восстановление исходного нестационарного СКИ по затухающим колебаниям в реальной циклогенеративной системе возможно лишь в случае определения закона затухания, с аппроксимацией огибающей сгенерированных импульсов известной функцией, для дальнейшего пересчета инкремента компаратора СФД [2]. На рис. 4 приведена эюра зацикленного СКИ, отображающего радиопортрет проводящей сферы и сгенерированного ЦГС с учетом коэффициента шума $K_{Ш} = 2$ дБ, коэффициента гармоник $K_G = 10\%$, отношения сигнал-шум $K_{СШ} = 12$ дБ, погрешности согласования $K_V = 0,9 \cdot K_D$.

Можно показать, что для ЦГС затухание колебаний будет происходить по закону:

$$U(N) = \frac{K_A}{K_V} U_1 e^{-kN}, \quad (2)$$

где U_1 – уровень сигнала на первом преобразовании, k – коэффициент затухания, зависящий от величины разбаланса между K_V и K_D .

Как и для случая с идеальной ЦГС, для определения достаточного количества преобразований необходимо построить зависимость взаимной корреляции восстановленного и исходного сигнала от количества счетчиков N (рис. 5).

Из рис. 5 видно, что корректное функционирование ЦГС на элементах быстродействующей полупроводниковой электроники возможно при $12 \leq N \leq 18$ ($0,9 \leq r \leq 0,95$).

2. ПОДГОТОВКА И ПРОВЕДЕНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТА

Для демонстрации основных принципов работы ЦГС целесообразно ограничить ее функционирование в полосе частот 20...200 МГц с обработкой СКИ длительностью 5...50 нс, поскольку регистрация более ко-

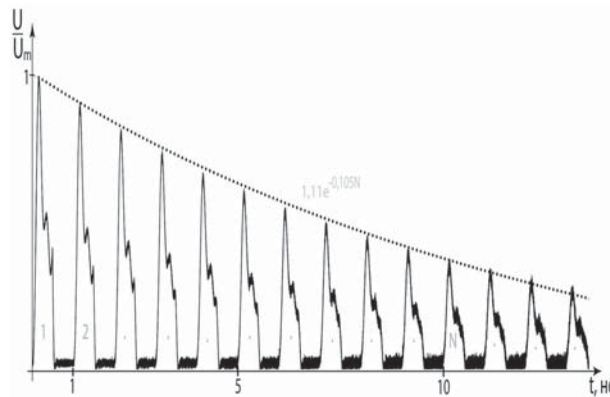


Рис. 4.

Эюра зацикленного СКИ с учетом радиотехнических факторов

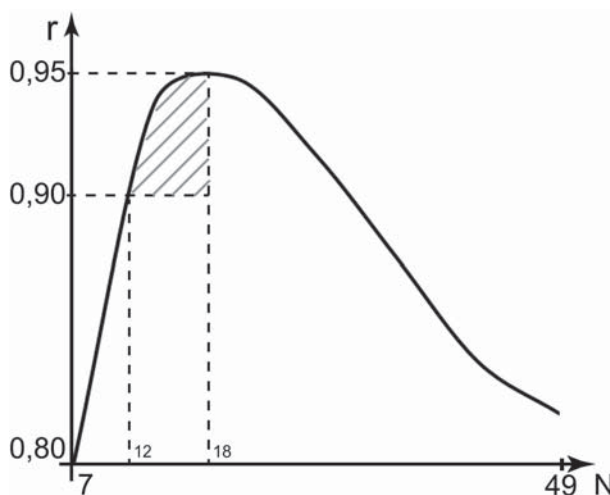


Рис. 5.

Зависимость взаимной корреляции исходного и восстановленного импульсов от количества операций циклопреобразования с учетом радиотехнических факторов

ротких одиночных импульсов без использования стробоскопических методов приема весьма затруднена.

Элементарная база рассчитана исходя из требований к основным элементам ЦГС – широкополосному усилителю и быстродействующему перекидному ключу [4, 3]. В качестве ШУ выбран видео-усилитель компании Analog Devises – AD8000, выполненный по технологии «eXtra Fast Complementary Bipolar», позволяющей достичь ширины полосы 1,5 ГГц и скорости нарастания сигнала 4,3 В/нс. В качестве быстродействующего ключа – коммутатор SPDT НМС197b (Analog Devises), управляющий сигналами на частотах от 0 до 3 ГГц с потерями менее 1 дБ.

Длительность задержки сигнала управления переключением ключом должна быть не меньше длительности принятого СКИ $\Delta T1$. С учетом вышесказанного, для управления ключом HMC197b выбраны быстродействующие инверторы 74HC04 (Texas Instruments), с зависимым от напряжения питания временем переключения 7...75 нс.

Линия задержки построена на коаксиальном кабеле Coaxial RG-213, предназначенном для передачи сигналов широкой полосы частот без искажений, с волновым сопротивлением 50 Ом, коэффициентом укорочения 0,8 и с затуханием менее 0,1 дБ/м (на частоте 200 МГц).

Аттенюатор (делитель) выбран пассивный, с омическим суммарным сопротивлением плеч, рассчитанным исходя из нагрузочной способности и необходимости согласования входа и выхода видео-усилителя.

При переходе от структурной схемы, представленной на рис. 1, к схеме электрической принципиальной необходимо учесть недопустимость влияния подключенных к выходу циклогенеративной системы приборов дальнейшего анализа (нагрузки). Для устранения данного влияния использован буферный усилитель, также выполненный на видео-усилителе AD8000.

Используя основные соотношения для ЦГС, приведенные в [4], и необходимость согласования входа и выхода циклогенеративного усилителя, рассчитаны номиналы всех компонентов системы для дальнейшего моделирования в среде, базирующейся на основе PSpice моделей электронных компонентов – Proteus компании Labcenter Electronics (рис. 6).

При замыкании ключа $S1$, на вход $Puls$ приходит СКИ-сигнал, одновременно с этим на вход In подается сигнал управления ключом $U3$, проходящий через цифровую линию задержки и управления $U1-U2$. Далее СКИ проходит через усилитель $U4$ (коэффициент усиления определяется отношением номиналов резисторов $R5$ к $R4$) и задерживается линией LW на время $\Delta T2$. Затем – на аттенюатор, сформированный элементами $R9$ и $R10$, а от него параллельно на:

– дальнейшее стробоскопическое преобразование через буферный усилитель $U5$ (коэффициент усиления определяется отношением номиналов резисторов $R8$ к $R7$) на выход $X8$;

– на вход усилителя $U4$ посредством положительной обратной связи, через переключенное плечо $U3$.

Таким образом, затухающий СКИ-сигнал повторно усиливается через время задержки линии LW и цикл повторяется.

Для проверки функционирования необходимо провести временной анализ (analogue analyses) работы схемы (рис. 7).

Исходный одиночный СКИ длительностью $\Delta T1 = 50$ нс (максимальный размах 200 мВ) усиливается, многократно повторяется, но постепенно вырождается, ограничивая количество операций циклогенерации, как было показано на рис. 4.

Восстановление СКИ необходимо провести посредством модели СФД в графической среде имитационного моделирования Simulink с последующим корреляционным анализом исходного и восстановленного радиоимпульса (рис. 8).

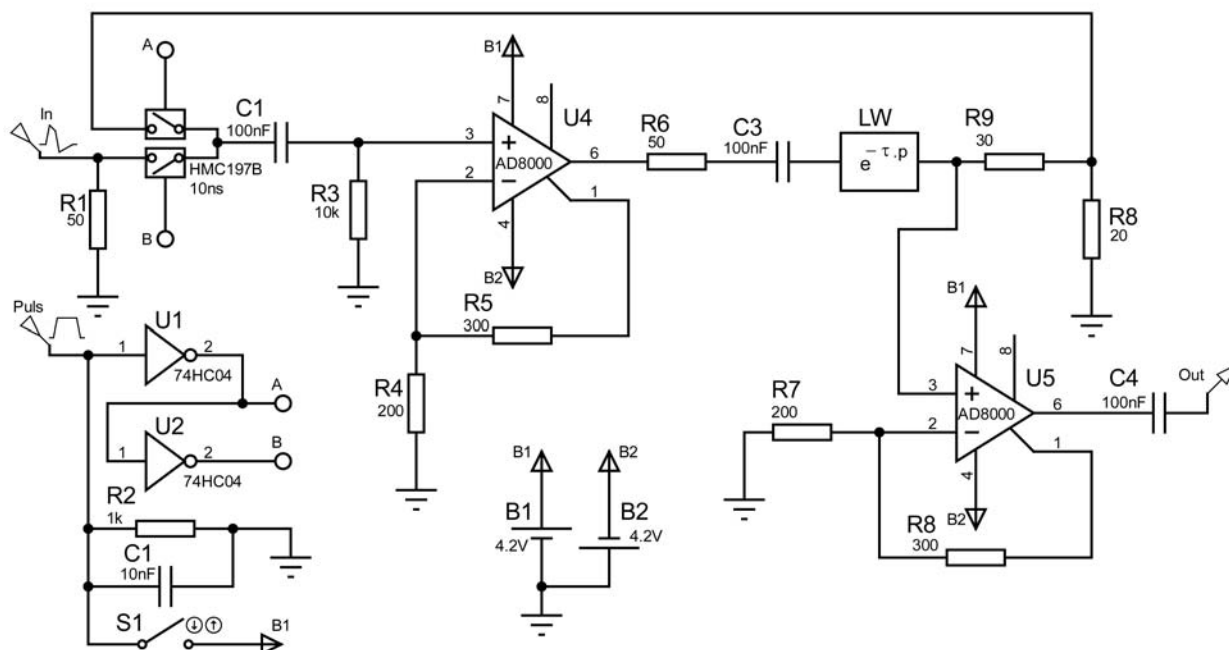


Рис. 6.

Модель макета ЦГС на элементах быстродействующей полупроводниковой электроники среды Proteus

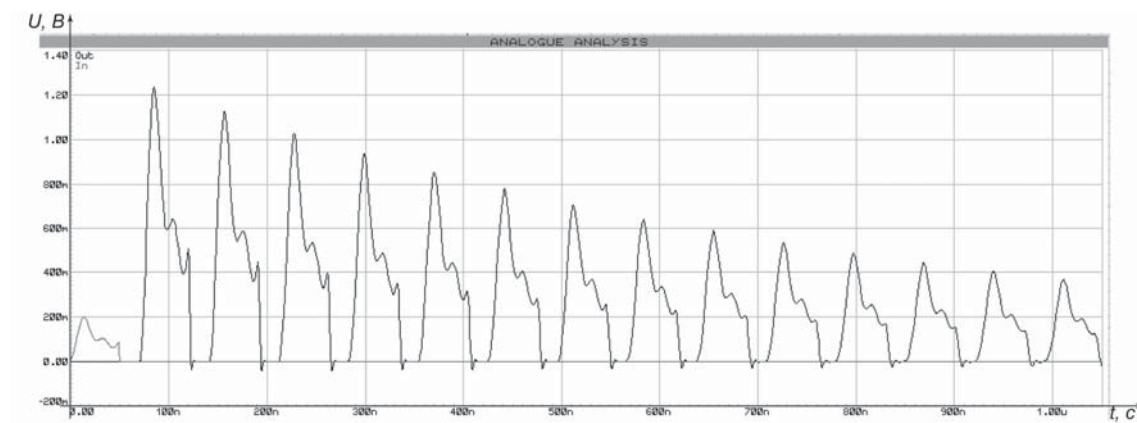


Рис. 7.

Временной анализ работы модели макета ЦГС на элементах быстродействующей полупроводниковой электроники среды Proteus

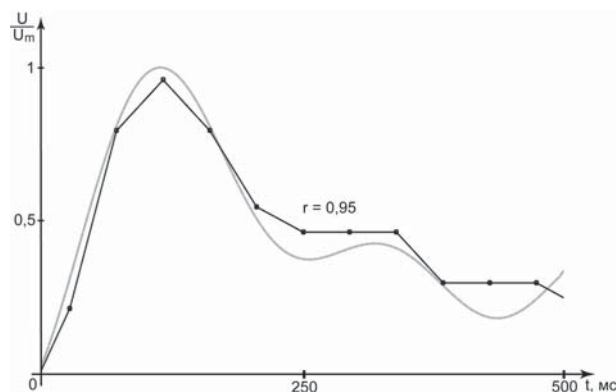


Рис. 8.

Временной профиль восстановленного СКИ посредством модели макета ЦГС на элементах быстродействующей полупроводниковой электроники

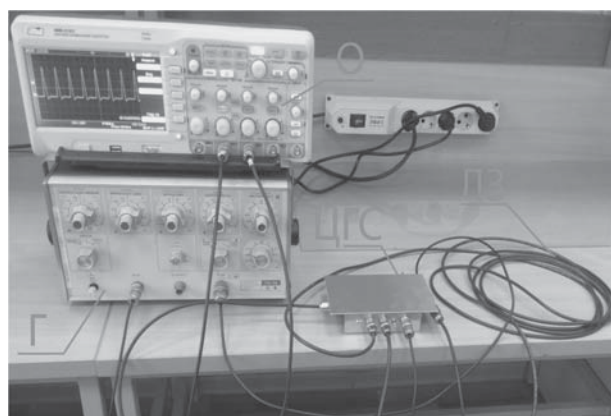


Рис. 9.

Фотография измерительного стенда и макета ЦГС

Идентичность моделей и практически равные показания качества восстановления СКИ подтверждают работоспособность ЦГС и корректность разработанной схемотехнической модели.

По завершении моделирования необходимо собрать макет ЦГС на элементах быстродействующей полупроводниковой электроники.

Эксперимент проведен в полосе частот 20...200 МГц с обработкой СКИ длительностью 5...50 нс. Фотография измерительного стенда и макета ЦГС представлена на рис. 9 (О – осциллограф АКІП-4119/3, Г – генератор Г5-78, ЦГС – макет циклогенеративной системы, ЛЗ – линия задержки).

От генератора Г, запускаемого низкочастотным воздействием (замыканием ключа SI), одиночный импульс длительностью $\Delta T1$ поступает на циклогенеративную систему ЦГС, генерирующую серию идентичных затухающих импульсов с задержкой $\Delta T2$. Исходный импульс и серия сгенерированных импульсов

поступают на разные каналы осциллографа О для регистрации с дальнейшей передачей и обработкой полученных данных на персональном компьютере ПК.

На рис. 10 представлен временной профиль одиночного импульса, сформированного генератором (вид с экрана рис.10а и модель, построенная по точкам путем выгрузки файла .csv рис. 10б).

На рис. 11а показан процесс циклогенерации одиночного импульса, сформированного ранее генератором (вид с экрана). Восстановление проводилось посредством модели СФД в графической среде имитационного моделирования Simulink с последующим корреляционным анализом исходного и восстановленного радиоимпульса (рис. 11б).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, проведенный эксперимент подтвердил эффективность разработанного метода циклогенеративного преобразования, корректность

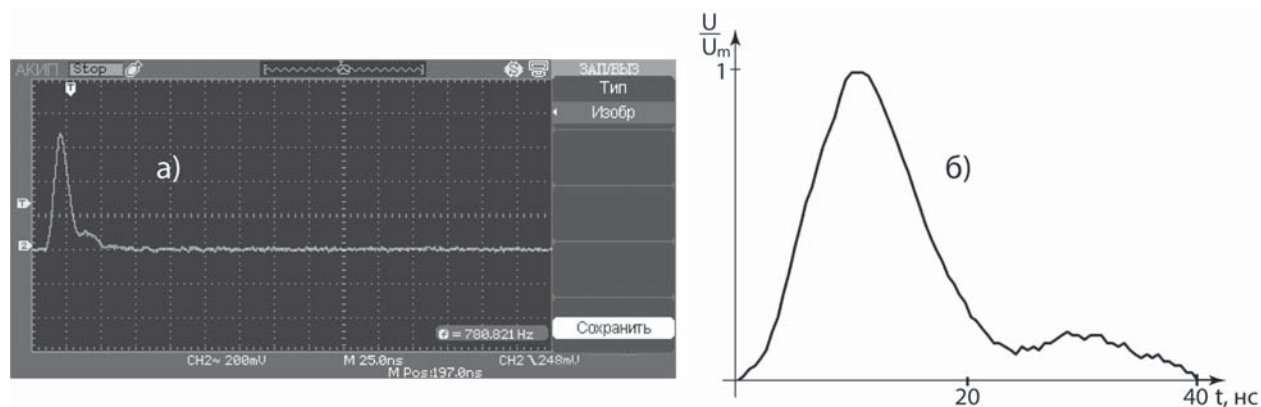


Рис. 10.

Временной профиль одиночного импульса: а) вид с экрана, б) модель, построенная по точкам

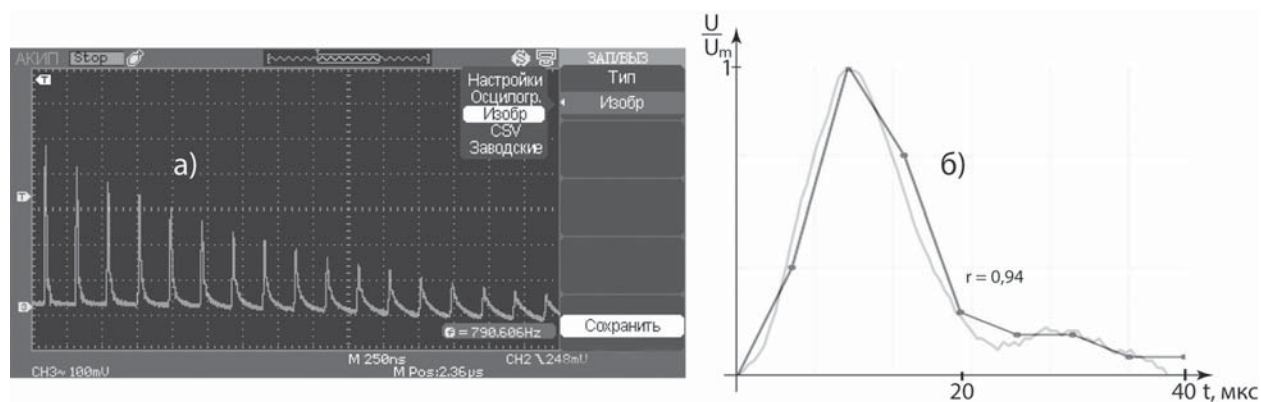


Рис. 11.

Процессы: а) циклогенерации, б) восстановления одиночного импульса

представленных моделей и результатов анализа, а также возможность восстановления сложного нестационарного СКИ-сигнала по одному радиоимпульсу. Одновременно с этим зацикленный СКИ-сигнал в реальной системе претерпевает затухания и искажения от импульса к импульсу, и в условиях расширения полосы до 3 ГГц, ЦГС на элементах быстродействующей полупроводниковой электроники будет малоэффективна ввиду значительных искажений на ЛЗ, взаимных наводок между самими элементами и их соединениями. Однако данные недостатки не являются критичными и несколько не снижают преимущества метода циклогенерации для скоростной оцифровки нестационарного СКИ в целом, поскольку все указанные выше ограничения практически полностью компенсируются заменой полупроводниковых узлов циклогенеративной системы на их радиопотонные аналоги. Потери на оптоэлектрическое и на электрооптическое преобразование на уровне малого сигнала незначительны и не носят накопительного характера,

так как не участвуют в цикле регенерации, функционирование ЦГС на элементах радиопотоники возможно в диапазоне, верхняя частота которого $fB > 3$ ГГц и ограничена возможностями блока стробоскопического преобразования. Более того, возможно применение радиопотонной ЦГС при прямой высокоскоростной оцифровке нестационарных лазерных СКИ для решения задач радиолокации на основе лидаров – оптических систем лазерного инфракрасного стереовидения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Авиационные системы радиовидения. (Научная серия «Бортовые аэронавигационные системы») Монография / Под ред. Г.С. Кондратенкова. М.: Радиотехника, 2015. 648 с.
2. Будагян И.Ф., Костин М.С., Шильцин А.В. Строб-фрейм-дискретизация радиоимпульсов субнаносекундного диапазона // Радиотехника и электроника, 2017. Т. 62. № 5. С. 486–492.

3. Костин М.С., Бойков К.А. Циклогенеративные системы атактовой оцифровки субнаносекундных радиоимпульсов в радиовидении. // Инженерная физика, 2018. №1. С. 41–47.
4. Костин М.С., Бойков К.А. Циклогенеративные системы высокоскоростной оцифровки нестационарных субнаносекундных процессов. // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал], 2017. №6. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jun17/8/text.pdf>. Дата доступа: 27.02.2018 г.
5. Кольцов Ю.В. Методы и средства анализа и формирования сверхкороткоимпульсных сигналов. Монография. М.: Радиотехника, 2004. 128 с.
6. PATRICK T. CALLAHAN, MICHAEL L. DENNIS, THOMAS R. CLARK JR. Photonic Analog-to-Digital Conversion. // Johns Hopkins APL Technical Digest. 2012. Vol. 30. №4. P. 280–286.

Костин М.С.,
к.т.н., зам. директора Института радиотехнических и телекоммуникационных систем по научной работе, доцент кафедры КГРЭС МИРЭА,

✉ e-mail: mihailkos@mail.ru,

Бойков К.А.,
инженер кафедры РЛРН МИРЭА,

✉ тел.: +7 (925) 476-26-49, e-mail: nauchnyi@yandex.ru,

Стариковский А.И.,
к.т.н., профессор кафедры РСПИ МИРЭА,

✉ 119454, г. Москва, пр-т Вернадского, д. 78, МИРЭА,
e-mail: starikovski@mirea.ru.

УДК 658.512.24

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ОПТИМИЗАЦИИ ПРИ ПОСТРОЕНИИ
КОНТУРА ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ДОПУСКОВВ.А. ТИХОМИРОВ,
С.Г. ТИМОФЕЕВ,
М.Н. ВЕРХОВСКАЯ

АО НПО «РИТ»

Рассматривается подход в решении задачи построения оптимальной совокупности геометрических допусков разрабатываемого изделия. Применение метода динамического программирования обеспечивает оптимизацию геометрических характеристик точности и снижение уровня брака в разрабатываемых изделиях.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: контур геометрических допусков, задача оптимизации, математическая модель, метод динамического программирования.

Качество проектирования определяется принимаемыми конструкторскими решениями. При этом с ростом сложности технических задач, возникающих при выборе и реализации конструкторских решений, повышается уровень требований к принятым решениям (комплексность, соответствие современному техническому уровню, научная обоснованность, многоаспектность). Вместе с тем, само содержание процесса создания изделия таково, что принятие решений занимает в нем центральное место [4]. Конструктору (разработчику, проектировщику), обобщенно – лицу, принимающему решение (ЛПР), на всех стадиях разработки приходится принимать множество проектных решений: определять и уточнять характеристики системы, формировать архитектуру и способы технической реализации изделия ВВТ, проводить оценку возможных конструктивных модификаций построения объекта и производить выбор рационального варианта. Поскольку в течении каждого этапа проектирования процесс разработки – это выбор лучшего варианта построения изделия, то в конечном счете всегда решается задача оптимизации. Очевидно, что решение подобных трудоемких задач конструкторского проектирования предопределяет необходимость применения математических методов оптимизации.

С целью нахождения оптимальных характеристик разрабатываемого объекта проводятся предваритель-

SOLUTION OF THE OPTIMIZATION
PROBLEM IN THE CONSTRUCTION
OF GEOMETRIC TOLERANCES CONTOURV.A. TIKHOMIROV,
S.G. TIMOFEEV, M.N. VERKHOVSKAYA

An approach to solving the problem of constructing an optimal set of geometric tolerances of the developed product is considered. The use of dynamic programming method provides optimization of geometric characteristics of accuracy and reducing the level of defects in the developed products.

KEYWORDS: contour of geometric tolerances, optimization problem, mathematical model, dynamic programming method.

ные вычисления показателей надежности, прочности, собираемости изделия и др., то есть осуществляются конструкторские операции оценки проектных решений. Одной из актуальнейших процедур этого комплекса мероприятий является проведение размерного анализа на этапах разработки рабочей конструкторской документации и технологической подготовки производства и формирование оптимального контура геометрических допусков. Под термином «контур геометрических допусков» понимается совокупность геометрических характеристик отклонения формы объекта разработки от заданных значений. Для области создания изделий ВВТ показатель точности является определяющей характеристикой функционирования, поэтому задача построения оптимального контура геометрических допусков конструкции является актуальной.

Опыт показывает, что назначение жестких допусков на элементы приводит к значительному удорожанию изделия за счет использования высокоточного оборудования и специалистов высокой квалификации. Уменьшение требований к точности приводит к появлению погрешности влияющей на функциональные показатели, коэффициенты сборности, взаимозаменяемости. Деталь может не соответствовать заданному качеству и потребует доработки или попадет в брак. Поэтому, наиболее обоснованным и эффективным методом назначения допусков является метод

экономического обоснования. Сущность данного метода заключается в назначении допусков на элементы конструкции с учетом стоимостных показателей. Оптимальной комбинацией в этом случае будет такая, при которой заданные допуски будут обеспечены при минимальной стоимости всего изделия, т.е. оптимальным будет контур геометрических допусков.

Современные объекты ВВТ представляют развитую иерархическую структуру, состоящую из различных групп взаимосвязанных элементов. Описание таких конструкций должно быть по сложности отображения сопоставимо с возможностью понимания и преобразования их разработчиком посредством различных инструментов проектирования. Для выполнения поставленной задачи требуется упрощение описаний по степени детализации отображаемых свойств [3]. Реализация этого подхода обеспечивается блочно-иерархическим представлением структуры объекта. Разделение описаний изделий по степени детализации отображаемых геометрических свойств и характеристик приводит к выявлению структуры контура геометрических форм и допусков геометрических размеров. Для конструкции объекта ВВТ характерна следующая детализация структуры (рис. 1). Прежде всего определяется множество сборочных единиц $\{V\}$ и элементов $\{v\}$, геометрические характеристики которых влияют на заданные показатели изделия в целом V_0 . Выходные параметры геометрической точности деталей являются входными для узлов сопряжений в сборочной единице. Математическое описание геометрии узла сопряжения строится на основе уравнений размерных цепей, составляющих звенья $\{A, \dots, Y\}$ которые описывают геометрические параметры деталей. Точность составляющих звеньев (δ_{ij}^s) может быть обеспечена несколькими вариантами стоимостной (c_{ij}) и технологической реализации (p_{ij}) (где i – номер звена размерной цепи, а j – номер варианта допуска), что в свою очередь ставит вопрос выбора оптимальной совокупности этих показателей.

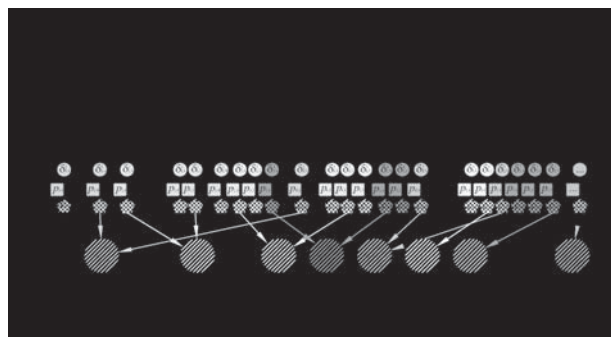


РИС. 1.

Схема модели формирования контура геометрических допусков

Формальное представление задачи оптимизации ставится следующим образом: требуется найти такое отображение контура геометрических допусков конструкции, совокупность значений которых не превысит заданной ограничительной величины конструктивного требования D_g при этом себестоимость проектируемого объекта должна быть минимальной (1):

$$Sd : opt V_0^* (D^* < p_{ij}, c_{ij} >) \rightarrow C_{\min} \quad (1)$$

$$D^* \langle p_{ij}, c_{ij} \rangle \leq D_g, \quad p_{ij} \in P, \quad c_{ij} \in C'$$

где Sd – инструмент оптимизации, opt – оператор, определяющий тип задачи оптимизации; V_0^* – функциональное отображение, описывающее допуски проектируемого объекта $D^* \langle p_{ij}, c_{ij} \rangle$ – вариант контура геометрических допусков проектируемого объекта, характеризуемый модификациями технологических процессов (p_{ij}) с соответствующими стоимостными показателями (c_{ij}); минимальная себестоимость изделия C_{\min} , D_g – конструктивное ограничение, i, j – идентификаторы множества D^* .

С целью решения поставленной задачи введены следующие обозначения:

$C(\delta_{11}^s, \delta_{21}^s, \dots, \delta_{ij}^s, \dots, \delta_{Z}^s \Psi)$ – себестоимость технической реализации, входящих в состав размерной цепи звеньев;

c_{ij} – себестоимость технической реализации i -ого размера детали, изготовленного при j -ом технологическом процессе ($i = I, Z; j = I, \Psi$);

δ_{ij}^s – допуск i -го размерного звена при j -ом технологическом процессе s -детали;

Dg – допустимая дисперсия замыкающего g -звена (конструктивное ограничение);

ξ_{gi} – коэффициент влияния i -го звена (размера) на g -ое конструктивное ограничение ($\xi_{gi} = \pm 1$).

Решение задачи оптимизации контура геометрических допусков сборочной единицы сводится к решению выражения (2):

$$C(\delta_{11}^s, \delta_{21}^s, \dots, \delta_{ij}^s, \dots, \delta_{Z}^s) = \sum_{i=1}^Z c_{ij} \theta_{ij}^s, \quad (2)$$

т.е. общая себестоимость технической реализации входящих в состав размерной цепи звеньев равна сумме себестоимостей изготовления размеров деталей, входящих в ее состав, при ограничении (3):

$$\sum_{i=1}^Z (\xi_{gi} \cdot \delta_{ij}^s)^2 \leq D_g, \quad (3)$$

т.е. сумма дисперсий допусков составляющих звеньев не должна превышать дисперсии замыкающего звена Dg .

Предлагается рассмотреть решение подобной задачи при помощи метода динамического программирования, который определяется следующим алгоритмом: спланировав оптимальным образом последний шаг n , можно к нему «пристраивать» предпоследний

шаг $(n-1)$ так, чтобы результат этих двух шагов был оптимальным и т.д. Именно так – от конца к началу – и можно развернуть всю процедуру принятия решений. При помощи функционального уравнения динамического программирования задача оптимизации контура геометрических допусков представляется как n -шаговый процесс. В этом случае на каждом последующем шаге контур объекта описывается функцией, аргументами которой являются значение функции на предшествующем шаге $f_{(n-1)}(D_{(n-1)})$, и управляющим показателем $C_n[d_{zj}(\delta_{zj}^s)]$, выбранным на предшествующем шаге [1] и описывается выражением (4):

$$f_n(D_n) = \min_{\delta_{zj}^s} \{ f_{(n-1)}(D_{(n-1)}) + C_n [d_{zj}(\delta_{zj}^s)] \}$$

при условии, что сумма дисперсий допусков на каждом последующем шаге D_n процедуры оптимизации не должна превышать дисперсии замыкающего звена Dg (5):

$$D_n = \sum_{i=1}^Z d_{ij} \leq D_g \quad d_{ij} = (\xi_{gi} \cdot \delta_{ij}^s)^2, \quad (5)$$

$$i = \overline{1, (Z-1)}; j = \overline{2, \Psi}; n = \overline{2, N}; s = \{1, 2, \dots, M\}$$

Вычислительный алгоритм решения функционального уравнения наиболее нагляден и удобен в табличном виде (1). Для рассмотрения возможных сочетаний задания точностных характеристик деталей, входящих в размерную цепь, для которых выполняется ограничение заданной дисперсии размерного звена при минимизации стоимости изготовления, составляется таблица 1. Числовые значения параметров заносятся в таблицу по следующему принципу: $\delta_{1j}^s, \delta_{2j}^s$ – верхнее значение столбца, c_{1j}, c_{2j} – среднее значение столбца, d_{1j}, d_{2j} – нижнее значение столбца. Производится заполнение пустых клеток таблицы, значения δ_{1j}^s и δ_{2j}^s, c_{1j} и c_{2j}, d_{1j} и d_{2j} [4].

В процессе расчетов при помощи выражения (4) последовательно определяется линейка функций $f_1(D_1), f_2(D_2), \dots, f_n(D_n), \dots, f_{N-1}(D_{N-1}), f_N(D_N)$, описывающих возможные комбинации геометрических допусков, с учетом выполнения условия конструктивного ограничения (5). Значение функции $f_N(D_N)$ устанавливает минимальное значение целевой функции, в нашем случае стоимости рассматриваемой размерной цепи.

Рассмотрим расчёт оптимального контура геометрических допусков на примере исходных данных, приведенных в таблице 2.

В результате вычислений по примеру табл. 2 получились числовые значения, представленные в табл. 3.

Из комбинаций таблицы 3 определена последовательность $\{f_{1j}; D_{1j}\}$, члены которой удовлетворяют заданному условию $0 \leq 19225 \leq 22500$. Вариант оптимальной реализации контура геометрических допусков элементов 6 и 1: звено $A_1(v_6) \delta_{12}^6 = 125$ мкм, звено $A_2 \delta_{22}^1 = 60$ мкм.

Если провести сравнительную оценку экономии средств в рассмотренном примере от самого близкого варианта из возможной последовательности $A_1(v_6) \delta_{12}^6 = 125$ мкм и $A_2 \delta_{22}^1 = 60$ мкм к выделенному, можно убедиться в эффективности применения представленной математической модели (ММ). Стоимостная оценка технической реализации ближайшего варианта составляет 1586 рублей. В этом случае процент экономического эффекта составляет (6):

$$\Delta C = \left(1 - \frac{C_{\text{opt}}(V_0)}{C(V_0)} \right) \cdot 100\% = \left(1 - \frac{1266}{1586} \right) \cdot 100\% \approx 20\% \quad (6)$$

По результатам анализа применения ММ поставленная задача (1) приведенного примера принимает вид (7):

$$Sd: \text{opt} V_0^*(D^*(p_{12}, p_{22}); (306, 960)) \rightarrow 1266 \text{ руб} \quad (7)$$

Из представленного примера прослеживается тенденция снижения стоимости не только отдельных технологически простых компонентов. Применение ММ оптимального контура геометрических допусков влияет и на снижение стоимости объекта в целом: чем больше конструкторская сложность объекта разработки, тем выше экономический эффект.

Еще одним положительным аспектом использования ММ оптимального контура геометрических допусков является гарантированное снижение риска попадания объекта в область брака. Обеспечение геометрической точности является одним из основных конструктивных свойств, влияющих на качество изделия. Недопустимое отклонение влечет за собой доводку создаваемого изделия или неисправимый брак. В область брака попадают как элементы, не подлежащие доработке или восстановлению (неисправимый брак), так и изделия с возможностью повторной обработки, и дальнейшим выведением на допустимый уровень качества (исправимый брак). Функциональная характеристика эффективности проектной и производственной деятельности предприятия – это низкий уровень брака конечного продукта, что свидетельствует о высокой степени профессионализма разработчиков, совершенстве техники и технологии изготовления изделия. Экономический аспект брака при разработке нового объекта ВВТ связан расходами, связанными с необходимостью корректировки технической документации и неоправданным затратам по доработке или переработке забракованных элементов, крайне негативно влияя на производственно-экономические показатели предприятия [2].

На основе разработанной ММ можно решить следующие задачи:

- 1) найти оптимальный вариант контура геометрических допусков объекта разработки;
- 2) снизить риск попадания проектируемого объекта с заданным контуром геометрических допусков в область брака;

ТАБЛИЦА 1.

Таблица расчетных данных

δ c d	δ^{1j} c^{11} d^{11}	...	δ^{1j} c^{1j} d^{1j}	...	$\delta^{1\psi}$ $c^{1\psi}$ $d^{1\psi}$
δ c d	δ^{21} $f_{2r} \underline{c} + \underline{c} \cdot \underline{c}_{21}$ $D = d + d_{2r} + d_{11} + d_{21}$...	δ^{21} $f_{2r} \underline{c} + \underline{c} \cdot \underline{c}_{21}$ $D = d + d_{2r} + d_{1j} + d_{21}$...	δ^{21} $f_{2r} \underline{c} + \underline{c} \cdot \underline{c}_{21}$ $D = d + d_{2r} + d_{1\psi} + d_{21}$
...
δ c d	δ^{2j} $f_{2r} \underline{c} + \underline{c} \cdot \underline{c}_{2j}$ $D = d + d_{2r} + d_{11} + d_{2j}$...	δ^{2j} $f_{2r} \underline{c} + \underline{c} \cdot \underline{c}_{2j}$ $D = d + d_{2r} + d_{1j} + d_{2j}$...	δ^{2j} $f_{2r} \underline{c} + \underline{c} \cdot \underline{c}_{2j}$ $D = d + d_{2r} + d_{1\psi} + d_{2j}$
...
δ c d	$\delta^{2\psi}$ $f_{2r} \underline{c} + \underline{c} \cdot \underline{c}_{2\psi}$ $D = d + d_{2r} + d_{11} + d_{2\psi}$...	$\delta^{2\psi}$ $f_{2r} \underline{c} + \underline{c} \cdot \underline{c}_{2\psi}$ $D = d + d_{2r} + d_{12} + d_{2\psi}$...	$\delta^{2\psi}$ $f_{2r} \underline{c} + \underline{c} \cdot \underline{c}_{2\psi}$ $D = d + d_{2r} + d_{1\psi} + d_{2\psi}$

ТАБЛИЦА 2.

Исходные данные возможных комбинаций элементов 6 и 1

Элемент, s	Звено, A _i	i	j	δ_{ij}^s МКМ	p_{ij}	c_{ij} руб.	d_{ij}
6	A ₁	1	1	70	p_{11}	320	4900
			2	125	p_{12}	306	15625
			3	200	p_{13}	278	40000
1	A ₂	2	1	50	p_{21}	210	2500
			2	60	p_{22}	150	3600
	A ₀			150			22500

ТАБЛИЦА 3.

Расчётные данные элементов 6 и 1

δ c d	δ^{1j} c^{1j} d^{1j}	70 320 4900	125 306 15625	200 278 40000
50		120	175	250
1280		1600	1586	1558
2500		7400	18125	42500
60		130	185	260
960		1280	1266	1238
3600		8500	19225	43600

3) повысить экономический эффект функционирования предприятия.

Дополнительным преимуществом описанной ММ является то, что полученная в результате расчетов оптимальная линейка возможных комбинаций геометрических допусков (функции $f_1(D_1), f_2(D_2), \dots, f_n(D_n), \dots, f_{N-1}(D_{N-1}), f_N(D_N)$), дает возможность варибельности решения при изменении конструктивного ограничения без дополнительного проведения расчетных операций.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Усложнение объектов ВВТ, в том числе и систем управления ВВТ нового поколения по сравнению с предыдущими образцами, приводит к существенному увеличению средств и времени, потребных на их разработку. Наблюдающееся удорожание вызывает необходимость проведения тщательного обоснования решений на стадии формирования концепций и проектирования облик комплексов того или иного типа [5] с широким применением новых инструментов математического анализа и проектирования. Общий эффект от использования таких инструментов заключается в улучшении качества проектирования, и, как следствие, повышении качества итоговых результатов процесса разработки. Одним из таких инструментов может стать система поддержки принятия конструкторского решения, основанная на ММ формирования оптимального контура геометрических допусков.

ЛИТЕРАТУРА

1. АЛЕКСЕЕВ О.Г. Комплексное применение методов дискретной оптимизации. М.: Наука, 1987. 247 с.
2. КРАЙНОВ М.С. Экономика опытных производств: финансовое планирование: научное издание // Пласт. массы. 2005. № 9. С. 51–56.
3. НОРЕНКОВ И.П. Основы автоматизированного проектирования: учеб. для вузов. М.: Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2000. 360 с.
4. ТИХОМИРОВ А.В., ВОЛЧИХИН В.И., ВЕРШИНИН Н.Н. Управление сложными производственными и технологическими системами: Монография // Сб. ст. междунар. конф. «Надежность и качество». Пенза: Изд-во Пенз. Гос. ун-та, 2004. 286 с.
5. ЭПОВ А.А., ЛОМКОВА Е.Н., КАЗНАЧЕЕВА АА., ШКОДА И.А. Разработка САПР (теоретические основы): Учеб. пособие. Под ред. А.А. Эпова / ВолгГТУ, Волгоград, 2007. 96 с.

Тихомиров В.А., д.т.н., профессор, генеральный директор АО НПО «РИТ»,
Тимофеев С.Г.,
к.т.н., технический директор-Главный конструктор АО НПО «РИТ»,
Верховская М.Н.,
ведущий инженер-конструктор АО НПО «РИТ», г. Тверь.
170008, г. Тверь, ул. Озерная, д.14, корп. 1.
тел.: +7 (903) 800-50-51,
e-mail: mnverkhovskaya@npo-rit.ru

УДК 004.052.42

МОДИФИЦИРОВАННЫЙ МЕТОД ВЕРИФИКАЦИИ ПРОГРАММ НА МОДЕЛИ

В.А. Тихомиров,
С.Г. Тимофеев, Е.А. Мошкова

АО НПО «РИТ»

В данной статье описан модифицированный метод автоматизированной верификации программного кода, основанный на проверке моделей. Метод позволяет сократить количество состояний модели и тем самым избежать комбинаторного взрыва числа состояний.

Ключевые слова: *формальная верификация, тестирование, разработка программного обеспечения.*

Качественное совершенствование как Вооруженных Сил в целом, так и отдельных комплексов вооружения заключается в обеспечении их высокой функциональной эффективности, экономичности и безопасности. Обеспечение наличия у разрабатываемой системы вооружения этих свойств – задача первоочередной важности. Следует отметить, что современный период строительства и развития Вооруженных Сил характеризуется широким применением систем управления и робототехники. При этом процесс разработки и внедрения в практику управления войсками различных средств автоматизации в настоящее время вступает в качественно новую фазу своего развития – этап комплексной автоматизации управления, что и приводит, как показывает практика боевого применения, к значительному повышению качества образцов вооружения. Все это является свидетельством того, что тенденция развития образцов вооружения направлена на их полную автоматизацию. Автоматизация достигается тем, что подобные системы автоматизации состоят из вычислительной системы и различного периферийного оборудования, состав которого может меняться в зависимости от назначения образца вооружения. Ядром любой системы автоматизации служит вычислительный комплекс, который в свою очередь состоит из аппаратного и программного обеспечения.

В настоящее время аппаратное обеспечение в автоматизированных системах управления может быть представлено микропроцессорной архитектурой или

MODIFIED MODEL CHECKING
VERIFICATION METHOD

V.A. Tikhomirov,
S.G. Timofeev, E.A. Moshkova

This article discusses the modified model checking verification method. This method allows reducing model states amount and avoiding the problem of combinatorial explosion.

KEYWORDS: *formal verification, testing, software development.*

специализированной интегральной схемой. Производство специализированных интегральных схем – довольно дорогостоящий и длительный процесс. Именно поэтому для формирования общего облика изделия целесообразно применение программируемых интегральных схем. Поэтому какое бы аппаратное обеспечение ни было выбрано – микропроцессорная или специализированная архитектура – проблема обеспечения высокой функциональной эффективности, экономичности и безопасности может быть сведена к решению важной задачи, связанной с анализом программного компонента.

Как показывает практика, в устройствах, оснащенных самыми современными бортовыми вычислительными системами, наблюдается тенденция к возрастанию отказов, обусловленных дефектами при проектировании и разработке вычислительных систем как аппаратной, так и программной части, которые увеличивают время создания и снижают их функциональную надежность. Все чаще поступают сообщения о происшестввах, причиной которых явились ошибки в программном или аппаратном обеспечении.

Анализ, проведенный в процессе эксплуатации БВС, выявил следующее: программно-аппаратные отказы, которые происходят из-за нестабильной работы ПО, могут привести к потере работоспособности всего объекта в процессе эксплуатации, в то же время, дефекты ПО могут проявляться случайным образом в случайные моменты времени и иметь последствия,

аналогичные последствиям, вызванным отказом техники, а именно: потерю отдельных функций или задержку их выполнения, искажение информации или управляющих воздействий. Анализ показывает, что на долю программных сбоев приходится 60% всех отказов. Последствия, связанные с подобными отказами, могут быть катастрофичными. Именно поэтому повышение функциональной надежности программного обеспечения БВС является важнейшей задачей. Следует подчеркнуть, что работающими комиссиями по установлению причин этих отказов было констатировано, что все они произошли в связи с ошибками, заложенными при проектировании вычислительных систем.

Согласно ГОСТ Р ИСО/МЭК 15288-2005 «Информационная технология. Системная инженерия. Процессы жизненного цикла систем» модель жизненного цикла составляет структурную основу процессов и действий, относящихся к жизненному циклу систем. Детальный анализ данного вопроса позволил выделить спиральную модель жизненного цикла как одну из наиболее приближенных к реальному способу взаимодействия в ходе разработки новой системы. При этом на каждом витке спирали выполняется создание очередной версии продукта, уточняются требования проекта, определяется его качество и планируются работы следующего витка. Именно поэтому появляется практическая необходимость в автоматизированном инструменте проверки корректности программного обеспечения, способного в оперативном режиме отслеживать эти изменения в уже подготовленном программном обеспечении, а также облегчить сопровождение и внесение корректировок.

На данный момент проверка критически важных систем основана на тестировании. В современной инженерной практике тестирование – это единственный способ проверить поведение системы в ее итоговой операционной среде, и оно обладает двумя недостатками: не обеспечивает полного покрытия кода и является ресурсозатратным. Тестирование не может обеспечить достаточного покрытия кода, поскольку даже небольшие системы управления работают в огромном пространстве состояний. При этом так как встроенное ПО, как правило, является частью прошивки – и потому его трудно или невозможно заменить – обеспечение его корректности становится делом первоочередной важности. Более того, встроенные комплексы часто производятся в большом количестве, и это приводит к удорожанию исправления ошибок. Процесс, в ходе которого происходит проверка корректности, называется верификацией. Верификация – подтверждение посредством представления объективных свидетельств того, что установленные требования были выполнены (ГОСТ Р ИСО 9000-2008). Только посредством исчерпывающей верификации – технологии, которая проверяет все возможные вычисления

– можно доказать корректность программного обеспечения уже на этапе его разработки. Исходя из этой практической потребности повышения эффективности процедуры верификации программного кода при создании встроенной аппаратуры является актуальной задачей.

Наряду с данным положением необходимо отметить, что увеличение скоростей процессора, объемов памяти, появление новейших датчиков и периферийного оборудования приводит к созданию все более сложных приборов. А именно отсутствие хороших методов проектирования и инструментов стало узким местом в развитии этих продуктов. Развитие встроенного программного обеспечения для крупных, сложных задач требует инструментов верификации, которые одновременно были бы интеллектуально управляемыми и физически реализуемыми.

Развитие автоматизированных систем управления требует создания новых средств верификации и методов разработки. В конечном итоге, разработка систем управления военного назначения возможна только с применением методов верификации, которые позволят снизить затраты на разработку за счет сжатия сроков работ, а это в свою очередь обеспечивает достижения такого качества как экономичность. Поэтому задача проверки правильности проектируемой системы, т.е. обеспечения ее корректности начиная с ранних этапов проектирования, является основной проблемой в процессе разработки любой надежной системы, и усилия, затрачиваемые на ее решение, поглощают все возрастающую долю стоимости и времени проектировочного цикла. Указанные обстоятельства свидетельствуют о противоречии на практике между возрастающим влиянием программных сбоев, обусловленных дефектами проектирования БВС, и недостаточной масштабируемостью методов проверки корректности программ. Именно поэтому задача автоматизированной верификации является актуальной.

Длительное время методы формальной верификации были недоступны для практикующих программистов ввиду трудоемкости их применения. Доказательство требовало больших усилий, нежели разработка самой программной системы. В связи с этим методы формальной верификации до недавнего времени имели преимущественно академическое значение. Пример такого доказательства был описан СМИ в 2009 году, когда Research Centre of Excellence компании NISTA (Australia) объявил о завершении работы по формальному доказательству корректности ядра ОС с помощью интерактивной системы доказательства теорем Isabelle. В качестве операционной системы для анализа была выбрана The Secure Embedded L4 (seL4) microkernel, содержащая 6,500 строк на языке C. Группой исследователей из 12 человек под руководством доктора Клейна было обнаружено 160 ошибок в коде

реализации протокола. Работа длилась 4 года. За это время было формально доказано 10'000 промежуточных теорем, а само доказательство заняло 200'000 строк. Оценка эффективности этого результата очевидна. Поскольку доказательство корректности ядра ОС secure embedded L4 потребовало около 60 человеко-лет (около 750 месяцев), при этом для обработки каждых 10 строк кода требовался 1 человеко-месяц работы верификатора, сложность доказательства оказалась в 30 раз выше, чем сложность кода, а на одну строку кода приходилась в среднем одна страница доказательства. Аллен Эмерсон, американский учёный в области теории вычислительных систем, лауреат премии Тьюринга, так описывал дедуктивную верификацию: «Мы писали 15-страничный отчет о том, что программа на полстраницы корректна... Формальные доказательства в форме логических выводов необозримы».

Описанная ситуация осложняется еще и необходимостью привлечения высококвалифицированных специалистов к решению задачи дедуктивного доказательства корректности программ. Так в описании системы доказательства теорем PVS присутствует следующая строчка [3]: «PVS is a large and complex system and it takes a long while to learn to use it effectively. You should be prepared to invest six months to become a moderately skilled user ...». («PVS – это большая и сложная система, и потребуется долгое время для того, чтобы научиться использовать ее эффективно. Вы должны быть готовы к тому, чтобы потратить шесть месяцев для того, чтобы научиться пользоваться этой системой на приемлемом уровне...»). Вышеописанные обстоятельства свидетельствуют в пользу того, что дедуктивная верификация едва ли может быть применена на практике.

Позитивный сдвиг в этом вопросе произошел после того, как появился метод проверки моделей. Суть этого метода заключается в следующем: требования (свойства программы) и сама программа представляются в формальном виде. Если программа является моделью требований, то требования выполняются на ней. В качестве модели программы выступает конечный автомат – так называемая модель Крипке, или размеченная система переходов.

Размеченная система переходов

$$TS = \{S, Act, \xrightarrow{\alpha}, I, AP, L\},$$

где S – множество состояний, Act – множество действий (τ – пустое действие), $\xrightarrow{\alpha} \subseteq S \times Act \times S$ – тотальное отношение переходов, $I \subseteq S$ – множество начальных состояний, AP – множество атомарных высказываний, $L: S \rightarrow 2^{AP}$ – функция разметки.

Пример подобной системы переходов представлен на рис. 1. Под состоянием программы понимается значение всех ее переменных и счетчика команд в

данный момент времени. Но при таком подходе число потенциально возможных состояний разрастается экспоненциально. Так, например, если в программе присутствует 10 целочисленных переменных (при размере целочисленного типа 32 бита), потенциально возможное число состояний составит 10×2^{32} . Данное обстоятельство приводит к негативному эффекту, называемому комбинаторным взрывом числа состояний.

Комбинаторный взрыв числа состояний – главный недостаток, препятствующий эффективной практической реализации метода проверки моделей. В связи с этим появляется задача поиска более удобных абстракций для представления модели с меньшим числом состояний.

И такой абстракцией служит представление программы в виде операционного и управляющего автомата. Т.к. программы управления в БВС являются реагирующими, наиболее удобной абстракцией для их представления служит конечный автомат. Автомат работает в дискретном времени, принимающем целые неотрицательные значения $\tau = 0, 1, 2, \dots, K$. K означает общее время работы автомата.

Абстрактный автомат определяется кортежем $S = (A, Z, W, \delta, \lambda, \alpha_0)$, где A – множество состояний автомата, Z – множество входных слов, W – множество выходных слов, δ и λ – реализуемые в автомате отображения, $\alpha_0 \in A$. С помощью такого представления можно проверить свойства-предикаты, истинность которых изменяется во времени. При этом выражать время в явном виде нет необходимости – оно неявным образом присутствует в самой абстракции темпоральной логики.

Саму программу можно рассматривать как алгоритм управления некоторой вычислительной машиной. Для того, чтобы задать цифровой автомат, необходимо явным образом описать множества, входящие в кортеж.

Вершины в синтаксическом дереве программы делятся на два типа: операторные и условные. Условные вершины относятся к элементам, влияющим на процесс вычисления в системе, т.е. они явным образом меняют поток вычисления. Введем дополнительные предикаты X_1, X_2, \dots, X_n , которые принимают значение 1, если соответствующее условие выполняется, и 0, если не выполняется. При введении данных предикатов необходимо учитывать ограничения на значения общих переменных, от которых они зависят: если переменная входит в различные условия, необходимо выполнить ее замену таким образом, чтобы получить интервальные оценки, на которых каждый из предикатов принимает истинное или ложные значения.

После произведенной описанным образом замены предикатных выражений и атомарных высказываний программа представляется в символическом виде. Для этого все состояния программы, под которыми по-

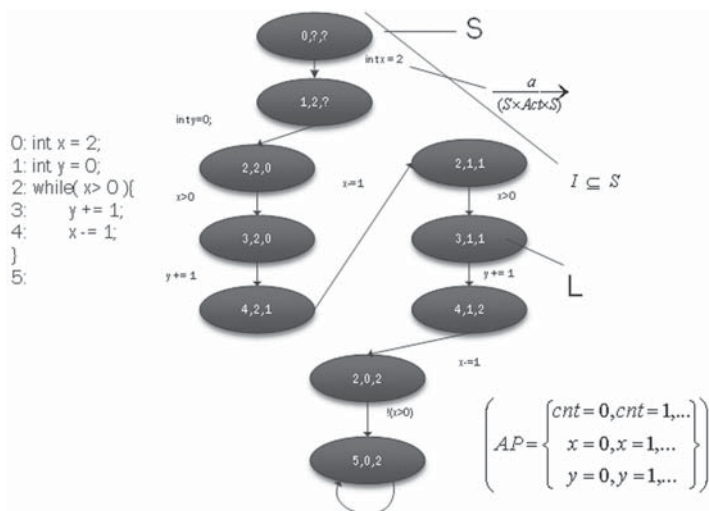


Рис. 1. Пример системы переходов

нимается значение введенных предикатов, кодируются при помощи булевых векторов: $v = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$, где n – размерность вектора, необходимая для кодирования всех состояний S программы. Следующим шагом определяются переходы, т.е. реализуемое в автомате отображение $\delta: S \times S$, которые выражаются в виде пар кодированных состояний (v, v') . Определяется значение всех характеристических функций на каждом из наборов вышеописанных атомарных предикатов (переменных, термов), т.е. каждому набору значений кодированных переменных ставится в соответствие истинностное значение характеристической функции.

Для сокращения потребляемой памяти целесообразно представлять все булевы функции в форме двоичных решающих диаграмм (BDD).

Требования к системе, выраженные в виде формул темпоральной логики, так же представляются в форме булевых функций на основании теоремы о неподвижной точке. Алгоритм перехода от формулы темпоральной логики к характеристической функции подробно описан в литературе [2]. Далее задача сводится к доказательству тождественности функции требований и характеристической функции программы. В общем случае, сложность данной задачи растет экспоненциально $O(2^n)$ [1] а сам алгоритм проверки тождественности формул является NP-полным (по теореме Кука), однако при использовании представления в форме упорядоченных BDD задача сводится к сравнению двух направленных графов.

Оценим количество памяти, потребляемой методом. Покажем, что задача не сложнее компиляции (по объему памяти). Действительно, алгоритм не увеличивает размер синтаксического дерева программы, а на стадии проверки использует интервальные оценки. Т.е. если программу можно скомпилировать, то можно и верифицировать данным методом.

Таким образом, разработанный метод позволяет осуществлять верификацию в ходе разработки ПО.

В данной статье без раскрытия деталей реализации была описана модификация метода проверки моделей, которая позволяет сократить число состояний модели и тем самым избавиться от эффекта комбинаторного взрыва числа состояний. Применение техник тотальной верификации позволяет повысить степень доверия к разрабатываемой системе, ведет к разработке более надежных систем и в целом является хорошей практикой программирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. **КАРПОВ Ю.Г.** Model checking. Верификация параллельных и распределенных программных систем. СПб.: БХВ-Петербург, 2010. 560 с.
2. **КЛАРК Э.М., ГРАМБЕРГ О., ПЕЛЕД Д.** Верификация моделей программ: Model Checking, Пер. с англ. /Под ред. Р. Смелянского. М.: МЦНМО, 2002. 416 с.
3. **OWRE S. ET.AL.** PVS: Combining Specification, Proof Checking, and Model Checking //LNCS 1102, 1996

Тихомиров В.А., д.т.н., профессор, генеральный директор АО НПО «РИТ»

Тимофеев С.Г., к.т.н., технический директор-главный конструктор АО НПО «РИТ»

Мошкова Е.А., инженер-программист АО НПО «РИТ», г. Тверь.

✉ 170008, г. Тверь, ул. Озерная, д.14, корп. 1. тел.: +7 (920) 151-08-87, e-mail: eavasilchenko@npo-rit.ru

УДК 623.4.016

МОДЕЛИРУЮЩАЯ СРЕДА РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ЦОС

В.А. ТИХОМИРОВ,
С.Г. ТИМОФЕЕВ, А.А. ЛАНЦЕВ

АО НПО «РИТ»

Рассматривается методика построения моделирующей среды на основе распределенной вычислительной системы в базе ПЛИС.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: моделирующая среда, распределенная вычислительная система, ПЛИС, цифровая обработка сигналов.

Военно-воздушные силы являются важным компонентом концепции сетевых войн, подразумевающей объединение сил в единую информационно-коммутированную сеть средств разведки, органов управления и средств поражения, которая предоставляет участникам полную и достоверную информацию в реальном времени. Фронтальная авиация, находясь в непосредственном контакте с противником на линии соприкосновения войск, обеспечивает сбор актуальной оперативно-тактической информации с театра военных действий. Под получением оперативно-тактической информации фронтальной авиацией подразумевается комплекс радиотехнических мер средствами оптико-электронных и бортовых радиолокационных систем. Бортовые РЛС являются источником информации о воздушных, наземных и морских объектах, их дальности, скорости перемещения, классификации на основе государственной принадлежности, классификации на основе геометрических параметров. Боевая эффективность самолета напрямую зависит от технических параметров и характеристик БРЛС, разработка и модернизация которых проводится в рамках программы перевооружения и оснащения вооруженных сил РФ, являясь основополагающей задачей в свете постоянно возрастающей роли авиации в вооруженных конфликтах [1].

Расширение функциональных возможностей и улучшение ТТХ БРЛС влечет за собой увеличение объемов обрабатываемой информации средствами бортовых вычислительных цифровых машин. Антен-

MODELING SYSTEM OF A DISTRIBUTED
COMPUTING SYSTEM FOR SOLVING DSP
TASKS

V.A. TIKHOMIROV,
S.G. TIMOFEEV, A.A. LANTSEV

The framework of the article, the technique for constructing a modeling environment based on a distributed computing system in the FPGA basis is considered.

KEYWORDS: modeling system, distributed computing system, FPGA, digital signal processing.

на БРЛС является источником первичной радиолокационной системы. Передовые разработки антенных систем основаны на применении радиооптических фазированных антенных решеток с разрешающей способностью в 7–10 раз превосходящей современные ПФАР и АФАР. Таким образом, актуальным вопросом является построение высокопроизводительных бортовых вычислительных машин для задач цифровой обработки сигналов.

Современная тенденция развития вычислительной техники направлена на использовании распределенных вычислительных систем. Это связано с тем, что наибольшая производительность достигается за счет использования ресурсов нескольких вычислительных узлов параллельно, т.к. практически любую задачу можно разбить на множество задач меньшей сложности, которые могут выполняться независимо друг от друга. Как следствие, возникает потребность в моделирующей среде, позволяющей реализовать алгоритмы первичной обработки данных в распределенной вычислительной среде.

Моделирующая среда распределенной вычислительной системы для решения задач ЦОС позволяет оценить систему первичной обработки сигналов по ряду показателей:

- состав РВС;
- назначение:
 - вероятностно-временные показатели;
 - нормированные показатели;
- надежность;

- отказоустойчивость;
- долговечность;
- количественные значения показателей срока службы и т.д.
- экономическая эффективность:
 - стоимостные показатели;
 - временные показатели;
- конструктивные показатели.

Процесс проектирования на ПЛИС сводится к построению цифровых схем языками описания аппаратуры на RTL-уровне. В обобщенном случае, цифровая схема на ПЛИС обладает архитектурой конвейерного типа. Конвейер подразумевает строгую подчиненность, обусловленную модульной иерархией. Следовательно, распараллеливание вычислительного процесса возможно только внутри модулей, однако максимальное быстродействие достигается как внутримодульным распараллеливанием вычислительного процесса, так и межмодульным. Распределенная вычислительная система с программно-определяемой коммутацией (ПОК) потоков данных обладает гибкой архитектурой за счет применения в ее составе программно-определяемого коммутатора, что позволяет использовать преимущества межмодульного распараллеливания вычислительного процесса.

Моделирующая среда представлена программно-аппаратным комплексом. Аппаратная часть реализована на вычислительно-коммуникационном ресурсе ПЛИС. Коммуникационная составляющая включает линии передачи данных Ethernet, LVDS каналы для обмена данными между ПЛИС, низкоскоростной интерфейс RS-485 для конфигурирования комплекса, DDR2 память для хранения данных. Вычислительная составляющая, в обобщенном виде, представлена реконфигурируемым базисом ПЛИС, состоящим из DSP блоков под управлением синхронных и асинхронных цифровых схем.

Программная часть реализована на библиотеке Qt и предоставляет пользовательский интерфейс к моделирующей среде. Программное приложение позволяет задавать параметры для внутренних исполнительных узлов аппаратной части моделирующей среды, задавать вычислительную структуру аппаратной части при помощи правил коммутации ПОК, получать статистические данные в процессе функционирования среды.

Вычислительно-коммуникационные узлы РВС на ПЛИС состоят из элементов библиотеки аппаратных компонентов. Библиотека аппаратных компонентов представлена реализованными на RTL-уровне аппаратными модулями. Аппаратные модули разделяются по функциональному назначению на:

- интерфейсное сопряжение – работа с распространенными интерфейсами передачи данных, такими как PCI – E, Ethernet, UART, FibreChannel и т.д.;
- цифровая обработка данных – преобразование

данных средствами математического аппарата цифровой обработки сигнала (БПФ, фильтрация, перемножение матриц и т.д.);

- асинхронное сопряжение – сопряжение асинхронных компонентов библиотеки.

Компоненты интерфейсного преобразования связывают вычислительную систему с внешней средой посредством стандартных высокоскоростных интерфейсов передачи данных. Самыми распространенными промышленными стандартами являются медный и оптический Ethernet, а также протокол передачи данных PCI – E, позволяющий интегрировать вычислительную систему с платформами общего назначения, такими как персональная ЭВМ. Компоненты интерфейсного преобразования представлены широким спектром интерфейсного обмена данными, т.к. существует значительное количество вариантов сопряжения вычислительной системы с внешней средой и с аппаратными компонентами самой вычислительной системы (внешняя динамическая/статическая память, порты ввода/вывода, таймеры, мультиплексоры шин и т.д.). К таковым вариантам относятся:

- высокоскоростные интерфейсы передачи данных;
- низкоскоростные интерфейсы передачи данных.

Компоненты асинхронного сопряжения производят конвертацию данных модулей интерфейсного обмена. Интерфейсы передачи данных работают на характерных для них технических параметрах. Среди них наиболее важными являются частота передачи данных и количество линий передачи данных. Таким образом, модули интерфейсного сопряжения могут работать на разных тактовых частотах, как и шина данных, которая может отличаться разрядностью. Следовательно, компоненты интерфейсного преобразования предназначены для конвертации потока данных между отличными друг от друга модулями интерфейсного сопряжения.

Компоненты цифровой обработки сигналов представлены аппаратными модулями методов ЦОС. Методами ЦОС являются математические операции над сигналом, к которым относят:

- Метод накопления
- Частотная фильтрация
- Корреляционный метод
- Согласованная фильтрация
- Нелинейная фильтрация
- Спектральный анализ
- Адаптивная обработка

Задача ЦОС, решаемая в вычислительной системе, описывается ориентированным графом $G(X, Q, S)$. Граф $G(X, Q, S)$ содержит множество вершин X , которое представлено базовыми операциями цифровой обработки сигналов из библиотеки аппаратных компонентов (линейная свертка, дискретные преобразования, корреляционные функции, фильтрация). Мно-

жество дуг Q графа G определяют последовательность выполнения базовых операций $x_1 \dots x_m$, причем если две вершины x_i и x_j соединены дугой $Q(q_i, q_j)$, то это означает, что результат операции x_i является входным данным для операции x_j . Граф $G(Q, X, S)$ имеет множество входных дуг $x(q_0, q)$, определяющих источник входных данных, а также выходных дуг $x(q_i, q_k)$, определяющих приемник результатов ее решения. S – критериальное пространство, представленное подмножествами S_i и S_j , где S_i – входные данные, а $S_j = q_i(S_i)$, т.е. выходные данные.

Таким образом, архитектура моделирующей среды описывается при помощи математической модели на основе графа состояния среды, где вершины графа есть вычислительные коммуникационные узлы из библиотеки аппаратных компонентов. Архитектура моделирующей среды в базисе ПЛИС представлена в виде распределенной вычислительной системы. Топологическая структура архитектуры определяется дугами графа состояния среды, которые коммутируют вычислительно-коммуникационные узлы графа. Для обеспечения коммутации данных на аппаратном уровне в пределах РВС был предложен подход, в рамках которого вычислительные узлы объединены в единый вычислительный ресурс по топологии «звезда» при помощи программно-определяемого коммутатора (ПОК). Правила коммутации ПОК определяют маршрут прохождения потока данных по вычислительным узлам РВС и позволяют отображать информационный граф вычислительной среды в архитектуру РВС в базисе ПЛИС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Демидов Б.А., Остапенко С.Н., Луханин М.И. Системно-концептуальные основы методологии военно-научных исследований и решения прикладных военно-технических проблем. Книга 1. С. 265.

Тихомиров В.А.,
д.т.н., профессор, генеральный директор АО НПО «РИТ»

Тимофеев С.Г.,
к.т.н., технический директор-Главный конструктор АО НПО «РИТ»

Ланцев А.А.,
ведущий инженер-программист АО НПО «РИТ» г. Тверь.

☎ 170008, г. Тверь, ул. Озерная, д.14, корп. 1,
тел.: +7 (915) 743-63-00, e-mail: aalancev@npo-rit.ru

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

АЛЕКСЕЕВ АЛЕКСАНДР СЕРГЕЕВИЧ — д.г.-м.н., профессор кафедры палеонтологии геологического факультета МГУ имени М.В. Ломоносова, зав. лабораторией протистологии ПИН им. А.А. Борисяка РАН, главный редактор журнала «Вестник» РАЕН, Почетный работник сферы образования Российской Федерации

ГЛАЗКО ВАЛЕРИЙ ИВАНОВИЧ — д.с.-х.н., профессор, иностранный член РАН, зав. Центром нанобиотехнологии Российского государственного аграрного университета – Московской сельскохозяйственной академии им. К.А. Тимирязева, заместитель главного редактора журнала «Вестник РАЕН»

ГОРБАЧЕВ ВЛАДИМИР ВАСИЛЬЕВИЧ — д.ф.-м.н., профессор Московского государственного университета печати, почетный вице-президент РАЕН, заместитель главного редактора журнала «Вестник РАЕН»

ПОРОТНИКОВА МИЛЕНА ВСЕВОЛОДОВНА — ответственный секретарь журнала «Вестник РАЕН»

АЛЕКСЕЕВ ВЛАДИМИР НИКОЛАЕВИЧ — д.и.н., профессор Университета управления правительства Москвы, почетный работник высшего профессионального образования

АНТОНОВ АНТОН ВАЛЕРЬЕВИЧ — д.э.н., профессор, начальник планово-экономического управления РАЕН

АРЕНС ВИКТОР ЖАНОВИЧ — д.т.н., профессор, Заслуженный деятель науки и техники РСФСР, Лауреат Государственной премии СССР, почетный вице-президент РАЕН

БАТАЕР РОСС РАСТИ — профессор, вице-президент Университета Долины штата Юта (США), директор Института Юта-Россия (США)

БУРАК ПЕТР ИОСИФОВИЧ — д.э.н., профессор, директор Института региональных экономических исследований, вице-президент РАЕН

ВОЛКОВ ЮРИЙ ГРИГОРЬЕВИЧ — д.филос.н., профессор, зав. кафедрой социологии, политологии и права, директор Института по переподготовке и повышению квалификации Южного федерального университета, Заслуженный деятель науки РФ

ГРИБОВ ЛЕВ АЛЕКСАНДРОВИЧ — д.ф.-м.н., профессор, чл.-корр. РАН, почетный вице-президент РАЕН, Заслуженный деятель науки РФ

ЕПИФАНЦЕВ СЕРГЕЙ НИКОЛАЕВИЧ — д.соц.н., действительный государственный советник II класса, профессор Южного федерального университета

ЖДАНОВ МИХАИЛ СЕМЕНОВИЧ — д.ф.-м.н., профессор, г.н.с. лаборатории электромагнитных методов геофизических исследований Института геоэлектроманнитных исследований Объединенного института физики Земли им. О. Ю. Шмидта РАН, профессор университета Солт-Лейк-Сити (США)

ЗОЛОТАРЕВ ВЛАДИМИР АНТОНОВИЧ — д.ю.н., д.и.н., профессор, действительный государственный советник РФ I класса, вице-президент РАЕН

ИВАННИЦКАЯ ЛИДА ВЛАДИМИРОВНА — к.т.н., Первый вице-президент – Главный ученый секретарь РАЕН

КАЗАРЯН СУРИК БАХШИЕВИЧ — д.ю.н., Судья третьего ранга Квалификационного класса Республики Армения, Гос. Советник юстиции, президент Высшего арбитражного консультативного совета ЗА, президент Американского научного центра РАЕН

МАГОМЕДОВ ШАМИЛЬ МАГОМЕДОВИЧ — д.э.н., профессор, зам. директора Института региональных экономических исследований

ПАНИН АЛЕКСАНДР НИКОЛАЕВИЧ — д.вет.н., профессор, академик РАН, директор Всероссийского государственного центра качества и стандартизации лекарственных средств для животных и кормов

ПИСЬМЕНСКИЙ ГЕННАДИЙ ИВАНОВИЧ — д.воен.н., д.и.н., профессор, проректор НОУ ВПО «Современная гуманитарная академия»

САВЕЛЬЕВ ВИКТОР НИКОЛАЕВИЧ — д.филос.н., профессор кафедры мировой и национальной экономики Московского государственного машиностроительного университета (МАМИ)

СМИРНОВ АНАТОЛИЙ ИВАНОВИЧ — д.и.н., профессор Дипломатической академии МИД России, Чрезвычайный и полномочный посланник Российской Федерации

ТЕРЕХИН МИХАИЛ ТИХОНОВИЧ — д.ф.-м.н., профессор кафедры математического анализа Рязанского государственного университета им. С.А. Есенина

УТЯМЫШЕВ ИЛЬДАР РУСТАМОВИЧ — д.т.н., ученый секретарь отделения «Научные основы регулирования естественных монополий»

ХАЧАТРИАН КАРЕН ГЕВОРГОВИЧ — к.т.н., д-р горного дела, специалист по географическим системам управления (GIS) департамента государственных работ графства ЛосАнджелес (США), член Союза писателей Армении, вице-президент и ученый секретарь Американского научного центра РАЕН, гл. редактор журнала «Знатоки»

ЧЕНЬ ЦЯНЬПИН — д.т.н., профессор, директор научно-исследовательского центра «Земли, ресурсов и высоких технологий» Китайского геологического университета (г. Пекин), начальник головной лаборатории и профессионального комитета математической геологии и геоинформации Китайского геологического общества. Лауреат пяти премий научно-технологического прогресса министерства геологии и минеральных ресурсов (Китай)

ЧЕРЕШКИН ДМИТРИЙ СЕМЕНОВИЧ — д.т.н., профессор зав. лабораторией Информатизации и информационной безопасности Института системного анализа РАН

ЧЖАО ПЕНДА — д.т.н., профессор Китайского геологического университета (г. Пекин), действительный член Китайской академии наук, председатель международного комитета по геологическим данным от азиатского региона (Китай)

ШАХВЕРДИЕВ АЗИЗ ХАНОВИЧ — д.т.н., генеральный директор НП «Институт системных исследований процессов нефтегазодобычи», вице-президент РАЕН

ШЕВЧЕНКО ЮРИЙ ЛЕОНИДОВИЧ — д.м.н., профессор, академик РАН, Заслуженный врач РФ, Заслуженный деятель науки РФ, президент Национального медико-хирургического Центра им. Н.И. Пирогова

ЯННАКОПУЛОС ПАНАЙОТИС — профессор кафедры компьютерных систем, член управляющего совета Пирейского университета прикладных наук, Вице-президент Европейских программ ПУПИ, член совета Национального греческого информационного центра (Греция)

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ

Кузнецов Олег Леонидович — президент РАЕН, д.т.н., профессор, президент Международного университета природы, общества и человека «Дубна», Лауреат государственной премии СССР, Заслуженный деятель науки и техники РФ, Лауреат Премии правительства РФ в области науки и техники

Гейхман Исаак Львович — д.т.н., профессор, Вице-президент РАЕН, президент Ассоциации строительных компаний «Росзарубежстрой», Заслуженный деятель науки РФ

Кервалишвили Паата Джамлетович — д.ф.-м.н., профессор Института прикладной физики Грузинского технического университета, президент Грузинской АЕН

Козловский Евгений Александрович — д.т.н., профессор, Вице-президент РАЕН, зав. кафедрой Российского государственного геологоразведочного университета им. Серго Орджоникидзе, лауреат Ленинской премии, дважды лауреат премии Правительства РФ

Мелуа Аркадий Иванович — д.филос.н., профессор, генеральный директор научного издательства «Гуманистика»

Никитин Альберт Николаевич — д.т.н., профессор, генеральный директор Московского института ноосферных технологий, Лауреат государственной премии РФ

Новиков Василий Семенович — д.м.н., профессор, Лауреат Государственной премии РФ, Заслуженный деятель науки РФ, вице-президент РАЕН

Рахманин Юрий Анатольевич — д.м.н., профессор, академик РАН, директор НИИ экологии человека и гигиены окружающей среды им. А.Н. Сысина МЗ России, вице-президент РАЕН

Степашин Сергей Вадимович — д.ю.н., профессор, государственный советник юстиции РФ, председатель наблюдательного совета государственной корпорации «Фонд содействия реформированию жилищно-коммунального хозяйства»

Тыминский Владимир Георгиевич — к.г.-м.н., профессор, президент Европейской академии естественных наук (ФРГ, Ганновер), почетный Главный ученый секретарь РАЕН

Фурсей Георгий Николаевич — д.ф.-м.н., профессор Государственного университета телекоммуникаций, зав. кафедрой физики, директор Центра электрофизических проблем поверхности, почетный вице-президент РАЕН

Чилингар Джордж Б. — профессор, иностранный член РАН, руководитель научного центра РАЕН, США

Алексеев Павел Александрович — к.т.н., начальник научно-организационного отдела РАЕН, зав. редакцией Вестника РАЕН

правила для авторов

Общие положения. Издание «Вестника РАЕН» имеет своей целью регулярно знакомить российскую научную общественность с наиболее важными научными и научно-практическими достижениями членов РАЕН, с новыми разработками и новыми концепциями в различных областях знаний, с текущими событиями в секциях и отделениях РАЕН как в России, так и за рубежом. Представляемые в редакцию материалы должны отличаться четкой и ясной формой изложения, доступной для широкого круга специалистов различных отраслей науки. На страницах журнала публикуются также краткие научные сообщения, дискуссии, письма читателей, персоналии, а также информационные и рекламные объявления.

Требования к рукописи. В статье указывается название на русском и английском языках, имя, отчество и фамилия автора (авторов), его (их) ученая степень, ученое звание, место работы, должность.

Статья должна быть подписана всеми авторами и содержать почтовый индекс, адрес, адрес электронной почты и телефон автора (соавтора), с которым редакция сможет вести переписку.

К статье прилагается резюме на русском и английском языках объемом не более 8–10 строк, ключевые слова на русском и английском языках, УДК.

Текст статьи 12 пунктов объемом не более 15 страниц через 1,5 интервала в формате MS WORD с контрольной распечаткой в 2 экземплярах с сохранением форматирования.

Иллюстрации. Иллюстрации (графики, схемы, диаграммы, рисунки, фотографии) в виде отдельных файлов с указанием позиции для размещения в тексте. Растровые изображения в формате TIFF с разрешением 350 dpi. Векторные изображения в формате EPS. При необходимости в журнале могут быть опубликованы цветные иллюстрации при условии оплаты автором.

Формулы. Количество формул в статье не должно превышать 10.

Список литературы нумеруется и составляется в алфавитном порядке. В тексте статьи дается в квадратных скобках ссылка на порядковый номер упомянутой работы, которая в списке приводится в следующем виде: фамилия и инициалы автора (авторов), полное название работы, сокращенное название журнала, год, том, номер, интервал страниц. Ссылки на монографии (книги) включают полное название книги, фамилию и инициалы автора (авторов), город, издательство, год, полное количество страниц.

Редакция оставляет за собой право сокращать и редактировать материалы статьи.

Утверждено на совместном заседании редакционной коллегии и редакционного совета
7 февраля 2002 г.

Журнал входит в перечень российских рецензируемых научных журналов, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученых степеней доктора и кандидата наук по следующим группам специальностей:

- ♦ 25.00.00 Науки о Земле;
- ♦ 14.03.00 Медико-биологические науки;
- ♦ 08.00.00 Экономические науки.

Журнал включен в Российский индекс научного цитирования (РИНЦ)