

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Академия наук прикладной радиоэлектроники

ПРИКЛАДНАЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Научно-технический журнал

Главный редактор

Бондаренко М. Ф.

Зам. главного редактора

Дохов А.И.

Чурюмов Г.И.

Редакционный совет

Гузь В.И., Довбня А.Н., Егоров А.М., Калугин В.В.,
Ковтуненко А.П., Кравченко В.И., Назаренко И.П. (Россия), Неклюдов И.М.,
Пресняк И.С., Симонов К.Г. (Россия), Симанков В.С. (Россия), Слипченко Н.И.,
Чабдаров Ш.М. (Россия), Яковенко В.М., Ярошенко В.С. (Россия)

Редакционная коллегия

Абрамович Ю.И. (США), Бодянский Е.В., Борисов А.В., Буц В.А., Бых А.И.,
Гомозов В.И., Жуйков В.Я., Зарицкий В.И., Кипенский А.В., Кульпа К. (Польша),
Леховицкий Д.И., Литвинов В.В., Лукин К.А., Мачехин Ю.П.,
Модельский Й. (Польша), Нерух О.Г., Поляков Г.А., Ролинг Г. (Германия),
Седышев Ю.Н., Серков А.А., Сухаревский О.И., Чурюмов Г.И.,
Шифрин Я.С., Шкварко Ю.В. (Мексика)

Адрес редакции:

Редакция журнала «Прикладная радиоэлектроника»
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
просп. Ленина, 14, 61166, Харьков, Украина
Тел.: + 38 (057) 702 10 57
Факс: + 38 (057) 702 10 13
E-mail: are@kture.kharkov.ua
<http://www.anpre.org.ua>

СОДЕРЖАНИЕ

ЛОКАЦИЯ И НАВИГАЦИЯ

- Гартованов В.Г., Батыев В.Д., Арасланов М.Р., Кудрявцев Ю.П.* Оценка потенциальной защищённости самолётного радиолокатора обзора воздушного пространства с однозначным измерением дальности от комбинированных маскирующих помех316
- Дохов А.И., Лукьянов А.М., Галевич М.Н., Гринченко Е.В., Лукьянова О.А.* Определение координат подвижного объекта с использованием кодовых ГНСС-измерений и 3D карты местности321
- Kudriashov V.V., Lukin K.A., Palamarchuk V.P., Vyplavin P.L.* Range-azimuth coherent radiometric imaging based on Ka-band antenna with beam synthesis328

ФОРМИРОВАНИЕ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

- Черкас Ю.В., Волощук Ю.И.* Применение спектрального анализа для поиска периодических составляющих в распределениях астероидов по большой полуоси335
- Шайдуров Г.Я., Детков В.А., Кудинов Д.С., Сухотин В.В.* Формирование сигналов и помех при работе с импульсными невзрывными источниками сейсмических волн342
- Иванюк П.В., Политанский Л.Ф., Политанский Р.Л.* Генератор хаотических сигналов на основе системы дифференциальных уравнений с четырьмя переменными347

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

- Кипенский А.В., Кубышкина Н.И., Король Е.И., Томашевский Р.С., Тондий Л.Д., Васильева-Линецкая Л.Я.* Функциональные возможности электротерапевтического аппарата и повышение его качества за счет совершенствования программно-математического обеспечения354
- Zayats V.M., Shokyra G.Ya.* Determination of priority of primary signs and its correction for construction of objects recognition systems361

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

- Лукин К.А., Кульпа К., Паламарчук В.П., Выплавин П.Л., Кудряшев В.В., Кульпа Я., Юрченко Л.В.* Экспериментальная оценка точности измерения сдвигов объекта при использовании метода дифференциальной РСА интерферометрии366
- Гуцул О.В., Шаплавский Н.В., Слободян В.З.* Электромагнитная индукция в биометрии крови373

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА И ПРИБОРЫ

- Асанов Э.Э., Зуев С.А., Килесса Г.В., Слипченко Н.И., Старостенко В.В.* Численная модель барьера Шоттки378
- Клюй М.І., Макаров А.В., Лозінський В.Б., Темченко В.П.* Мультидзеркальна фасеточна концентраторна установка384
- Timofeev E.P.* New structure of state primary standard for average power and energy units of laser radiation390
- Зяц В.М.* Итерационный подход к минимизации погрешности численных методов при анализе высокочастотных генераторов с длительными переходными процессами395

МИКРОВОЛНОВАЯ ТЕХНИКА И ТЕХНОЛОГИИ

- Афонин И.Л., Лашенко И.В., Бугаёв П.А.* Измерители комплексных параметров волноводных устройств на основе двухканального двухдетекторного волноводно-щелевого преобразователя401

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

ЛОКАЦИЯ И НАВИГАЦИЯ

- Шайдуров Г.Я., Сухотин В.В., Кудинов Д.С.* Об электромагнитной локации геологической среды408
- Шинкарук О.М., Гурман І.В.* Метод визначення координат радіотехнічною системою сейсмолокаційного контролю при виключенні параметра швидкості розповсюдження сейсмохвилі з розрахунків413

ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

- Полякова Т.В.* Анализ и сжатие структурных описаний на основе геометрических инвариантных признаков417
- Симанков В.С., Колодий А.С.* Анализ подходов к практической реализации ситуационных алгоритмов обнаружения сетевых аномалий421

ЭЛЕКТРОННАЯ ТЕХНИКА И ПРИБОРЫ

<i>Гордиенко Ю.Е., Ларкин С.Ю., Шиян О.П.</i> Количественный анализ разрешающей способности зондовой сканирующей микроволновой микроскопии	426
<i>Асанов Э.Э., Зувев С.А., Килесса Г.В., Слипченко Н.И.</i> Использование параллельных вычислений на базе технологии CUDA при моделировании ПТШ	431
<i>Грымалюк И.В.</i> Резонансные явления в трёхсекционной системе с зауженной центральной секцией	435
<i>Костылев В.П., Слусар Т.В., Суший А.В., Черненко В.В.</i> Об улучшении чувствительности кремниевых фотосенсоров	440

МИКРОВОЛНОВАЯ ТЕХНИКА И ТЕХНОЛОГИИ

<i>Pavlikov V.V.</i> Statistical synthesis of microwave scanning radiometer.....	445
<i>Кравцов И.Ю., Кичак В.М., Кравцов Ю.И.</i> Синтез квадратурного регулятора комплексного коэффициента передачи СВЧ диапазона.....	450

ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

<i>Гапоненко Н.П., Сиротюк О.В., Огренич Е.В., Лопатка Ю.А., Арешкин Е.К.</i> Оптимизация объема герметичных блоков радиоэлектронной аппаратуры	455
---	-----

ANNOUNCEMENT

We welcome all the readers of the Journal of Applied Radio Electronics (JARE) and we thank them for taking great interests in JARE. We would like to announce that the new Associate Editors have been enlisted in the International Editorial Board of JARE. The new Associate Editors are: Prof. Jozef Modelski (Warsaw University of Technology, Poland), Prof. Yuriy Shkvarko (CINVESTAV – Unidad Guadalajara, Mexico), Prof. Krzysztof Kulpa (Warsaw University of Technology, Poland), Prof. Dr. Hermann Rohling (Hamburg University of Technology, Germany), Prof. Yuri Abramovich (Australian Defense Science and Technology Organization, Australia).

All contact information about new Associate Editors will be printed in the following issue of JARE.

Please, don't hesitate to provide your suggestions to make JARE a journal renowned for wide scientific audience.

M. Bondarenko, Editor-in-Chief
A. Dokhov, Co-Editor-in-Chief
G. Churyumov, Co-Editor-in-Chief

ОЦЕНКА ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ЗАЩИЩЁННОСТИ САМОЛЁТНОГО РАДИОЛОКАТОРА ОБЗОРА ВОЗДУШНОГО ПРОСТРАНСТВА С ОДНОЗНАЧНЫМ ИЗМЕРЕНИЕМ ДАЛЬНОСТИ ОТ КОМБИНИРОВАННЫХ МАСКИРУЮЩИХ ПОМЕХ

В.Г. ГАРТОВАНОВ, В.Д. БАТЫЕВ, М.Р. АРАСЛАНОВ, Ю.П. КУДРЯВЦЕВ

Предложена методика оценки потенциальной защищённости самолётного радиолокатора обзора воздушного пространства с однозначным измерением дальности от комбинированных маскирующих помех. Приведены результаты моделирования ожидаемых сечений зон обнаружения воздушных объектов локатором обзорного типа на воздушном носителе при использовании многоканальной автокомпенсационной угло-скоростной системой защиты.

Ключевые слова: самолетный радиолокатор, помеха, помехозащищенность, модель.

ВВЕДЕНИЕ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Специфика защиты от помех радиолокатора обзора воздушного пространства, размещённого на воздушном носителе, обусловлена движением относительно подстилающей поверхности на заданной высоте. Задача эффективного подавления мешающих отражений от подстилающей поверхности, особенно от суши, считалась невыполнимой в РЛС с однозначным измерением дальности при традиционных аналоговых системах формирования и обработки радиолокационных сигналов. В авиационной радиолокации, в том числе и по этой причине, вынуждены были использовать зондирующие сигналы с высокой частотой посылок. При этом, помимо преодоления массы технических сложностей на этапах формирования и обработки сигналов, пришлось предъявить высочайшие требования к антенным и приёмным системам. В результате утрачены возможности радиолокационного обнаружения на фоне Земли малоразмерных воздушных объектов, скорость сближения которых с носителем локатора меньше скорости полёта носителя.

Несмотря на значительный прогресс в теории пространственно-временного формирования и обработки радиолокационных сигналов, большинство разработчиков по-прежнему отдают предпочтение самолетным РЛС с неоднозначным измерением дальности. Эти предпочтения опираются на рекламу основных мировых производителей самолётных средств радиолокации, которые скрывают истинную эффективность ранее разработанных ими локаторов, а о перспективных разработках информацию не дают.

Самолётные радиолокаторы с однозначным измерением дальности привлекательны тем, что на два порядка снижаются требования к антенным и приёмным системам при обеспечении той же эффективности, что и в РЛС с высокой частотой посылок. Кроме того, более чем на порядок уменьшаются энергетические потери и

требования к динамическому диапазону приёмных систем. Следует отметить, что для обеспечения высокой эффективности в РЛС любого типа обработка сигналов и помех должна быть линейной, многоканальной, когерентной и цифровой.

Современная элементная база позволяет обеспечить линейную обработку принимаемых колебаний в динамическом диапазоне до 100 и более децибел. При этом аналого-цифровое преобразование должно производиться на частотах несущей не менее 100 МГц, если ширина спектра зондирующего сигнала менее одного мегагерца.

Из-за перемещения фазового центра антенны самолётного радиолокатора относительно подстилающей поверхности маскирующие мешающие отражения имеют пространственно-частотную зависимость, а, следовательно, обработку таких колебаний нельзя разделять на традиционную пространственную и временную. И хотя этот факт давно известен, реализовать совместную и пространственную и временную обработку принимаемых колебаний на аналоговой элементной базе разработчики средств радиолокации не могли. Необходимо было иметь многоканальную антенную решётку с числом каналов не менее десяти и с двух-трёх кратной задержкой принимаемых колебаний на период посылок зондирующего сигнала в каждом канале. Приблизиться к потенциальной эффективности пространственно-временной обработки сигналов в самолётном радиолокаторе позволяют системы с суммарным и разностными каналами хотя бы с двукратной задержкой в каждом. Соответствующая упрощённая структурная схема с одним разностным и двумя дополнительными каналами, синтезированная на основе базовой схемы автокомпенсационной угло-скоростной системы защиты обзорных РЛС от комбинированных помех [1], приведена на рис. 1.

На примере этой схемы оценим потенциальные возможности защиты самолётного

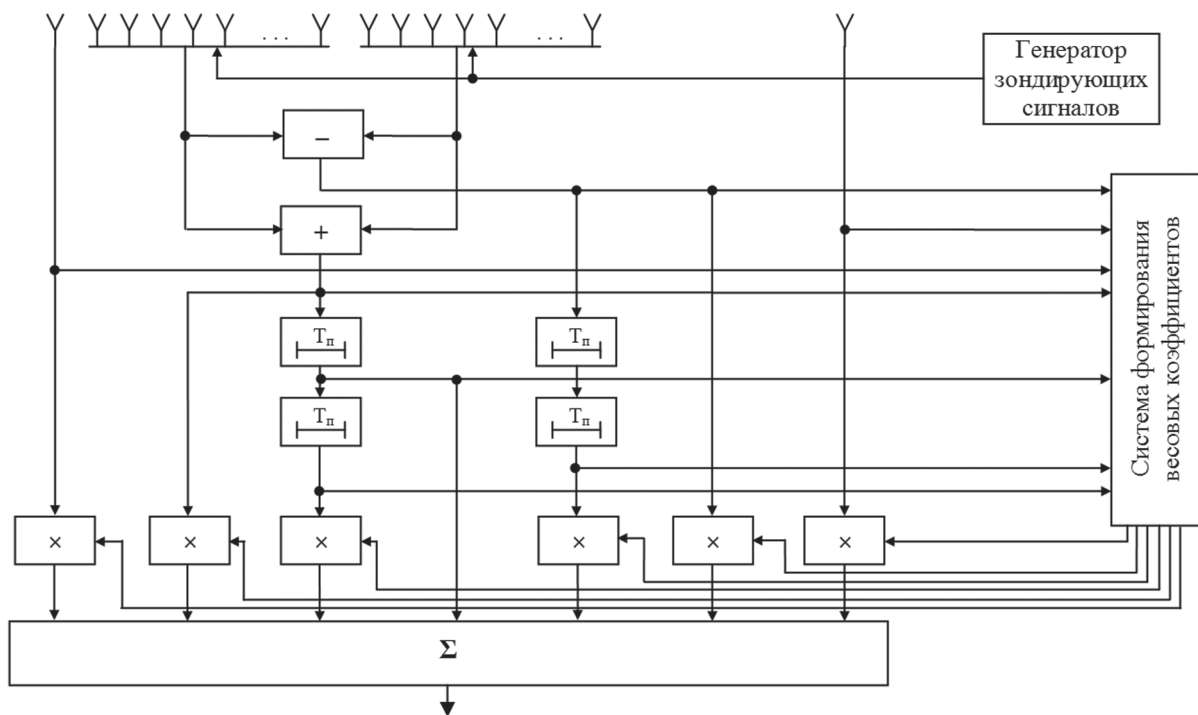


Рис. 1

радиолокатора с однозначным измерением дальности от комбинированных маскирующих помех путём имитационного моделирования. Моделирование предусматривает создание моделей сигналов и помех на входе предполагаемой системы обработки и создание модели самой системы обработки.

1. МОДЕЛЬ ОТРАЖЕНИЙ ОТ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ

При разработке моделей наиболее сложной задачей является создание модели отражений от подстилающей поверхности адекватной реально возможной. Адекватность реальным отражениям предполагается обеспечивать путём использования цифровых карт местности района патрулирования носителя локатора.

Предлагается следующая последовательность действий:

- для заданной высоты полёта носителя РЛС рассчитать дальность радиогоризонта в предположении стандартной рефракции радиоволн в атмосфере [2];
- задать географические координаты точки начала патрулирования;
- с шагом по дальности, равным перемещению носителя за время одного обзора локатором заданного пространства, найти географические координаты точек подстилающей поверхности, над которыми будет находиться локатор на интервале наблюдения;
- с использованием цифровых карт найти до дальности, превышающей на 10...20% дальность радиогоризонта, радиальные выборки рельефа местности с шагом по азимуту, равным перемещению луча антенны локатора за период посылки зондирующего сигнала, и с шагом по

дальности, равным не более элемента разрешения;

- по данным типа местности из цифровых карт задать отражающие свойства элементов подстилающей поверхности для заданного диапазона частот несущей зондирующего сигнала;
- задать параметры антенной системы в режимах излучения и приёма;
- задать параметры зондирующего сигнала;
- задать параметры приёмной системы локатора;
- с использованием формулы радиолокации и ожидаемых энергетических потерь [2] рассчитать относительные уровни мощности отражений от каждого видимого со стороны локатора элемента разрешения на подстилающей поверхности, а также уровни дифракционной составляющей;
- в предположении гауссовой статистики найденные уровни мощности далее используются в виде дисперсий случайных независимых реализаций отражений от каждого элемента разрешения по дальности в каждом периоде посылки (среднее задаётся только в некоторых элементах разрешения, где по априорным данным имеется доминирующий точечный отражатель);
- для каждого периода посылки и каждого элемента разрешения по дальности найти взвешенные диаграммы направленности антенн каждого приёмного канала локатора суммы одинаково удалённых случайных реализаций отражений со всех азимутальных направлений (вкруговую) с учётом доплеровской составляющей каждой реализации;
- при использовании широкополосного зондирующего сигнала дополнительно взвешиваются по закону модуляции (манипуляции) и

суммируются последовательные реализации с примыкающих друг к другу элементов разрешения по дальности, число которых равно коэффициенту сжатия;

- задать начальные параметры объектов локации (целей и постановщиков помех) в сферической системе координат с центром в точке нахождения лоатора в начале патрулирования;

- рассчитать для каждого очередного периода посылок положение объектов локации в системе координат лоатора с помощью теоремы косинусов и теоремы синусов с использованием данных о скорости и направлении движения носителя и данных о направлении и скорости движения лоцируемых объектов в предположении, например, их равномерного прямолинейного движения на заданной высоте.

В модели сигналов и помех отражающие свойства подстилающей поверхности и дифракционная составляющая задавались по данным из литературных источников [3...6]. Параметры антенных, передающих и приёмных устройств задавались такими, чтобы в свободном пространстве обеспечивалась дальность обнаружения цели с ЭПР 3 м^2 около 300 км. Рассматривался вариант использования несущей с длиной волны 73 см.

2. МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ПОТЕНЦИАЛЬНЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ЛОКАТОРА ОТ ПОМЕХ

Для оценивания потенциальных возможностей системы защиты лоатора от помех должна быть, во-первых, сформирована модель данной системы, например, в соответствии со схемой, приведенной на рис. 1, или в соответствии с предполагаемой реализацией в лоаторе. Во-вторых, разработана программа расчёта для каждого элемента разрешения ожидаемых на цифровом выходе когерентного канала радиолокационного приёмника уровней сигналов, отражённых от заданной цели, летящей на заданной высоте.

Далее оцениваются ожидаемые параметры зоны обнаружения бортового обзорного лоатора с реализованной системой защиты, для этого необходимо выполнить следующую последовательность действий:

- с использованием описанной модели сигналов и помех сформировать на входе каждого канала модели системы защиты от помех соответствующие аддитивные смеси отражений от подстилающей поверхности, сигналов целей, активных маскирующих помех и внутренних шумов приёмной системы;

- получить с использованием модели системы защиты от помех и записать уровни остатков помех после их подавления в реализованной системе обработки;

- рассчитать с использованием соответствующей программы уровни сигналов, отражённых от заданной плотной совокупности целей, летящих на заданной высоте;

- найти области пространства, где уровни сигналов целей превышают на заданную величину уровни остатков помех, и эти области отобразить на экране ИКО.

Таким образом, для программной проверки предложенной методики оценки потенциальной помехозащищённости самолётного радиолоатора был разработан пакет, включающий следующие основные программы:

- программа формирования радиальных выборок рельефа и признаков типа поверхности до дальности, превышающей на 10...20% дальность радиогоризонта, с заданным шагом по дальности и азимутальным направлениям;

- программы расчёта диаграммы направленности антенны лоатора вкруговую в горизонтальной и вертикальной плоскостях в предположении, например, эквидистантной линейной решётки с заданным уровнем флуктуаций поля на раскрыве;

- программа расчёта реализаций отражений от подстилающей поверхности на цифровых выходах когерентных радиолокационных приёмников для каждого элемента разрешения по дальности в каждом периоде посылки с учётом типа поверхности;

- программа формирования модели системы защиты от помех;

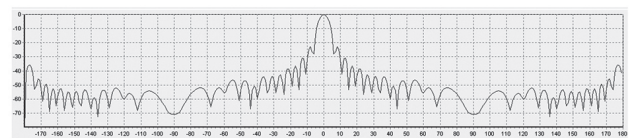
- программа формирования моделей сигналов целей, активных маскирующих помех и внутренних шумов;

- программа расчёта и отображения сечения зоны обнаружения заданной цели при её полёте на заданной высоте.

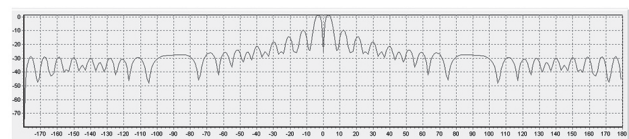
3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Примеры результатов моделирования в соответствии с предложенной методикой для длины рабочей волны лоатора 73 см иллюстрируют рис. 2...13.

На рис. 2 приведен пример реализации горизонтального сечения диаграммы направленности антенны суммарного канала (рис. 2а) и разностного канала (рис. 2б) лоатора вкруговую.



а



б

Рис. 2

На рис. 3...4 приведены в логарифмическом масштабе примеры амплитудных внутри-

периодных реализаций помех в виде отражений от подстилающей поверхности на входе (верхние графики) и выходе (нижние графики) системы защиты при адаптивной угло-скоростной селекции и зондировании в направлении полёта (рис. 3) и в ортогональном направлении относительно направления полёта носителя РЛС (рис. 4).

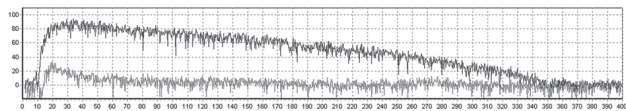


Рис. 3

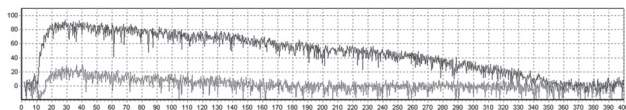


Рис. 4

На рис. 5 приведен в логарифмическом масштабе пример амплитудной внутрипериодной реализации суммы активных и пассивных помех на входе (верхний график) и выходе (нижний график) системы угло-скоростной селекции и зондирования в направлении полёта носителя РЛС.

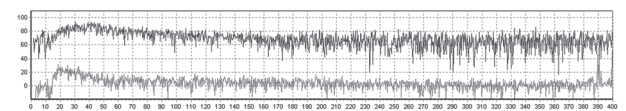


Рис. 5

На рис. 6...7 приведены примеры с видом экрана ИКО при отображении остатков отражений от подстилающей поверхности (рис. 6) и остатков суммы активных помех от одного источника и отражений от подстилающей поверхности (рис. 7) на выходе угло-скоростной системы защиты от помех. Отображать помехи при выключенной системе помехозащиты нет смысла в силу сплошной засветки экрана.

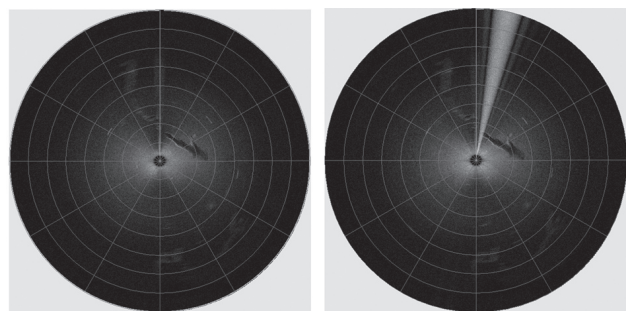


Рис. 6

Рис. 7

Рис. 8...13 иллюстрируют примеры с видами сечений зон обнаружения различных целей при полёте на высоте 100 м в различной помеховой обстановке. Полёт носителя имитировался в направлении на север со скоростью 200 м/с над территорией в окрестности г. Кировоград на высоте 8000 м.

На рис. 8...9 приведены примеры сечения зоны обнаружения цели с ЭПР 1 м^2 (рис. 8) и 3 м^2 (рис. 9) при подавлении отражений от подстилающей поверхности системой угло-скоростной селекции.

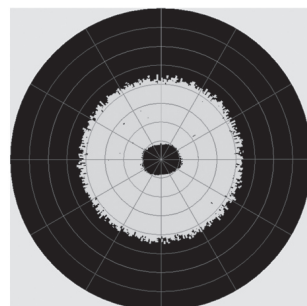


Рис. 8

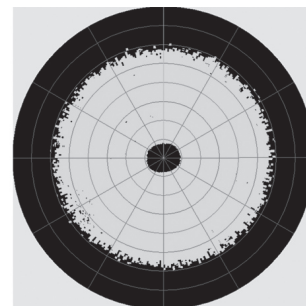


Рис. 9

На рис. 10...11 приведены примеры сечения зоны обнаружения цели с ЭПР 1 м^2 (рис. 10) и 3 м^2 (рис. 11) при подавлении отражений от подстилающей поверхности и активных маскирующих помех от одного источника системой угло-скоростной селекции.

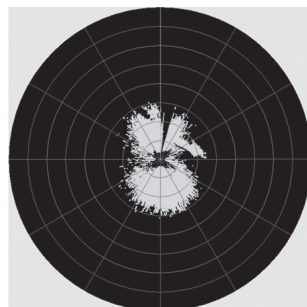


Рис. 10

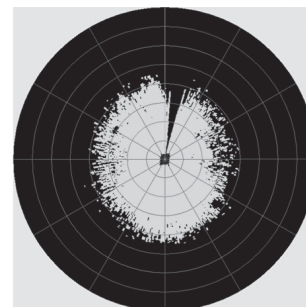


Рис. 11

На рис. 12...13 приведены примеры сечения зоны обнаружения цели с ЭПР 1 м^2 (рис. 12) и 3 м^2 (рис. 13) при подавлении отражений от подстилающей поверхности и активных маскирующих помех от двух источников системой угло-скоростной селекции.

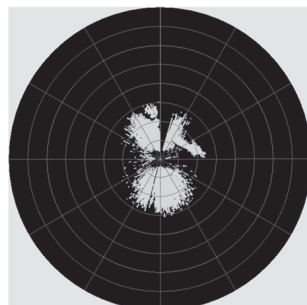


Рис. 12

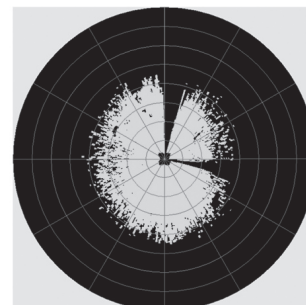


Рис. 13

ВЫВОДЫ

Предложенная методика позволяет оценивать ожидаемую эффективность подавления мешающих отражений и активных маскирующих помех в самолётных радиолокаторах обзорного

типа при различных системах обработки принимаемых колебаний.

Результаты моделирования свидетельствуют о высоких потенциальных возможностях самолётных радиолокаторов с однозначным измерением дальности при использовании их для обзора воздушного пространства. Лучшей эффективностью обладают локаторы, использующие для несущей верхнюю часть дециметрового диапазона волн.

Литература

- [1] V.G. Gartovanov, M.R. Araslanov, V.D. Batyev, O.Ye. Tishchenko Multichannel self-compensation angular-velocity system of surveillance radar protection against combined masking interferences // Telecommunication and Radio Engineering. – Begell House, inc. – 2010. – vol. 69 (12). – P. 1087-1092.
- [2] Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / Под ред. Я.Д.Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
- [3] Кулемин Г.П., Разказовский В.Б. Рассеяние миллиметровых радиоволн поверхностью Земли под малыми углами места. – Киев: Наук. Думка, 1987. – 232 с.
- [4] Справочник по радиолокации в 4-х т. / Под редакц. М. Скольника: Пер. с англ. – Т1. – М.: Сов. радио, 1976. – 456 с.
- [5] Кулемин Г.П. Радиолокационные помехи от моря и суши РЛС сантиметрового и миллиметрового диапазонов // Сборник трудов международной научно-технической конференции “Современная радиолокация”. – Киев, 1994. – С. 23-29.
- [6] Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. – М.: Радио и связь, 1986. – 288 с.

Поступила в редколлегию 27.06.2012



Гартованов Владимир Григорьевич, кандидат технических наук, старший научный сотрудник, старший научный сотрудник научного центра Харьковского университета Воздушных Сил. Область научных интересов: авиационная радиолокация, радиоэлектронная защита наземных и самолетных РЛС.



Батыев Владимир Джангирович, кандидат технических наук, старший научный сотрудник, научный сотрудник научного центра Харьковского университета Воздушных Сил. Область научных интересов: моделирование радиолокационных систем.



Арасланов Михаил Римович, кандидат технических наук, старший научный сотрудник, старший научный сотрудник научного центра Харьковского университета Воздушных Сил. Область научных интересов: модернизация и испытания радиолокационного вооружения.



Кудрявцев Юрий Петрович, кандидат технических наук, доцент, старший научный сотрудник научного центра Харьковского университета Воздушных Сил. Область научных интересов: боевое применение радиолокационного вооружения РТВ.

УДК 621.396

Оцінка потенційної захищеності літакового радіолокатора огляду повітряного простору з однозначним виміром дальності від комбінованих маскуючих завад / В.Г. Гартованов, В.Д. Батиев, М.Р. Арасланов, Ю.П. Кудрявцев // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. – Том 11. № 3. – С. 316–320.

Запропоновано методику оцінки потенційної захищеності літакового радіолокатора огляду повітряного простору з однозначним виміром дальності від комбінованих маскуючих завад. Наведено результати моделювання очікуваних перерізів зон виявлення повітряних об'єктів локатором оглядового типу на повітряному носії при використанні багатоканальної автокомпенсаційної куто-швидкісної системи захисту.

Ключові слова: літаковий радіолокатор, комбінована завада, завадозахищеність, модель.

Л. 13. Бібліогр.: 6 найм.

UDC 621.396

Estimation of potential noise immunity of an airborne surveillance radar with the univocal measuring of distance from combined masking noises / V.G. Gartovanov, V.D. Batyev, M.R. Araslanov, Yu. P. Kudryavtsev // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 3. – P. 316–320.

A procedure of estimating potential noise immunity of an airborne surveillance radar with the univocal measuring of distance from combined masking noises is offered. The paper presents results of modelling the expected cross-sections of zones of detecting aerial objects by an aircraft surveillance type locator at using a multichannel adaptive angular-speed protection system.

Keywords: airborne radar, combined noises, noise immunity, model.

Fig. 13. Ref.: 6 items.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ПОДВИЖНОГО ОБЪЕКТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КODOVЫХ ГНСС-ИЗМЕРЕНИЙ И 3D КАРТЫ МЕСТНОСТИ

А.И. ДОХОВ, А.М. ЛУКЪЯНОВ, М.Н. ГАЛЕВИЧ, Е.В. ГРИНЧЕНКО, О.А. ЛУКЪЯНОВА

Предлагается метод повышения точности определения координат подвижного объекта в реальном масштабе времени. Приведены алгоритм и формулы решения навигационной задачи с подстановкой дополнительного уравнения поверхности местоположения.

Ключевые слова: спутниковая навигация, навигационная задача, 3D карта, поверхность местоположения.

ВВЕДЕНИЕ

В последнее время в транспортном комплексе все большее применение находят средства спутниковой навигации. На ширину спектра задач, которые решают эти средства, существенное влияние оказывает точность определения координат подвижного объекта. На практике установлено, что точность координатных определений зависит от условий местности, где находится подвижной объект. Так, в условиях гористой местности и городских высоких строений навигационный приёмник, как правило, наблюдает меньшее количество спутников, чем в условиях открытой местности, что приводит к снижению точности координатных определений.

В настоящей работе предлагается подход к повышению точности определения координат автомобиля с использованием кодовых ГНСС-измерений. Повышение точности достигается путём добавления в навигационную задачу дополнительной информации из 3D карты местности.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Условия задачи — автомобиль или какое-либо другое транспортное средство, которое оборудовано аппаратурой ГНСС-наблюдений и движется сугубо по земной поверхности и структурным элементам дорожно-транспортной инфраструктуры (мосты, туннели, многоуровневые дорожные развязки и др.). Задача — необходимо определить координаты автомобиля в любой момент времени при помощи кодовых ГНСС-измерений с привлечением дополнительной информации из 3D карты местности.

ПРОБЛЕМЫ РЕШЕНИЯ НАВИГАЦИОННОЙ ЗАДАЧИ

В спутниковой навигации координаты приёмника определяются путём анализа и обработки данных измеренных псевдодальностей между приёмником и навигационными спутниками [1],[2]. Расстояние между местоположением спутника s и местоположением приёмника u определяется:

$$\rho = \|s - u\| + c\Delta t, \quad (1)$$

где Δt — разность шкалы времени часов приёмника и системного времени GPS, c — скорость

света. В каждое мгновение времени приёмник наблюдает одновременно некоторое количество спутников, поэтому формулу (1) можно представить в виде системы уравнений:

$$\rho_j = \sqrt{(x_j - x_u)^2 + (y_j - y_u)^2 + (z_j - z_u)^2} + c\Delta t_u, \quad (2) \\ j = 1 \dots N$$

где N — количество спутников, которые участвуют в решении задачи, (x_j, y_j, z_j) — координаты спутника, (x_u, y_u, z_u) — координаты приёмника. Таким образом, система уравнений имеет четыре неизвестных: координаты приёмника (x_u, y_u, z_u) и Δt_u , поэтому для решения задачи и получения трёх координат приёмника необходимо иметь одновременные навигационные измерения как минимум для четырёх спутников. Однако в условиях гористой местности или городских высотных строений достаточно часто проблематично одновременно наблюдать 4 навигационных спутника. А если в этих условиях и удаётся наблюдать необходимое количество спутников, то часто возникает проблема с их геометрическим расположением (высокая концентрация их расположения в некоторой небольшой области небесной полусферы), что приводит к существенным ошибкам в определении местоположения. Пути решения этой проблемы заключаются в привлечении дополнительной информации, которая может предоставляться различными инерционными приборами или, как предлагается в данной статье, привлекаться из географических карт местности.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИНФОРМАЦИИ 3D КАРТЫ

3D карта содержит информацию о трёх пространственных координатах, что позволяет построить функцию поверхности, на которой находится транспортное средство, и использовать её как поверхность местоположения в решении навигационной задачи. Уравнение поверхности строится путём интерполяции координат местности, взятых из соответствующей информации матрицы высот 3D карты. Необходимая область местности устанавливается по предварительно определённому приближительному

местоположению транспортного средства, таким образом определение координат автомобиля выполняется в два этапа: сперва определяется приблизительное местоположение транспортного средства, а на втором этапе к системе уравнений (2) добавляется еще уравнение поверхности рельефа местности, где прогнозируемо должен быть автомобиль.

На первом этапе, если это первый момент определения координат транспортного средства, и в моменты, которые являются первыми после продолжительного перерыва навигационных наблюдений, который может быть вызван помехами окружающей среды (строения, густая высокая растительность, активные радиопомехи и др.), приблизительные координаты местоположения вычисляются с использованием кодовых ГНСС-измерений без дополнительных условий (выполняется решение системы уравнений (2), при условии наблюдения 4-х или больше навигационных спутников). В остальные моменты времени на первом этапе приблизительные координаты устанавливаются равными координатам, полученным в предшествующий момент времени.

На втором этапе привлекаем информацию о рельефе местности приблизительного местоположения транспортного средства (x_u, y_u, z_u) . Определяется прогнозируемая область F местоположения автомобиля в текущий момент времени:

$$F = D[(x_u, y_u, z_u)], \quad (3)$$

где $D[\vec{x}]$ — оператор определения прогнозированной области местоположения в точке \vec{x} . Оператор $D[\vec{x}]$ зависит от типа представления информации 3D карты и может отличаться для каждого типа карты, используемой для решения навигационной задачи. Схематично оператор $D[\vec{x}]$ представляет собой операцию по определению необходимого количества точек, которые лежат в области F и необходимы для интерполяции функции поверхности движения транспортного средства.

Далее, путем интерполяции точек 3D карты, лежащих в области F , строится поверхность прогнозируемого местоположения $f(x, y, z)$.

После построения прогнозируемой поверхности добавляем ее уравнение в систему уравнений (2) и находим уточненные координаты местоположения транспортного средства, решив следующую систему уравнений (4):

$$\begin{cases} \rho_j = \sqrt{(x_j - x_u)^2 + (y_j - y_u)^2 + (z_j - z_u)^2} + c\Delta t_u, \\ j = 1 \dots N, N \geq 4 \\ f(x_u, y_u, z_u) = 0. \end{cases} \quad (4)$$

Решение системы уравнений (4) осуществляется по обычному алгоритму решения навигационной задачи — методом наименьших квадратов, при этом матрица направляющих косинусов H имеет следующий вид:

$$H = \begin{pmatrix} \frac{x_{k-1} - x^1}{r_1} & \frac{y_{k-1} - y^1}{r_1} & \frac{z_{k-1} - z^1}{r_1} & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{x_{k-1} - x^N}{r_N} & \frac{y_{k-1} - y^N}{r_N} & \frac{z_{k-1} - z^N}{r_N} & 1 \\ \frac{\partial f(x_{k-1}, y_{k-1}, z_{k-1})}{\partial x} & \frac{\partial f(x_{k-1}, y_{k-1}, z_{k-1})}{\partial y} & \frac{\partial f(x_{k-1}, y_{k-1}, z_{k-1})}{\partial z} & 0 \end{pmatrix}, \quad (5)$$

$$r_i = \sqrt{(x_{k-1} - x^i)^2 + (y_{k-1} - y^i)^2 + (z_{k-1} - z^i)^2},$$

где $(x_{k-1}, y_{k-1}, z_{k-1})$ — решение на итерации $k-1$ ((x_0, y_0, z_0) — опорные приближенные координаты), (x^i, y^i, z^i) — координаты i -го навигационного спутника. Корреляционная матрица $[N+1, N+1]$ шумов навигационных измерений W содержит дисперсии ошибок измерений псевдодальностей $\sigma_{\rho_i}^2$ и ошибку определения поверхности движения σ_h^2 , и в случае, если ошибки навигационных измерений не имеют корреляции между собою, имеет следующий вид:

$$W = \begin{pmatrix} \sigma_{\rho_i}^2 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{\rho_N}^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_h^2 \end{pmatrix}, \quad (6)$$

При определении скорости также используется дополнительная информация. Из предположения о том, что транспортное средство движется строго по земной поверхности, вытекает, что вектор скорости лежит в плоскости, касательной к поверхности движения в точке нахождения транспортного средства (x_0, y_0, z_0) . Дополнительное уравнение в таком случае будет иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} \frac{\partial f(x_0, y_0, z_0)}{\partial x} * V_x + \frac{\partial f(x_0, y_0, z_0)}{\partial y} * V_y + \\ + \frac{\partial f(x_0, y_0, z_0)}{\partial z} * V_z = 0. \end{aligned} \quad (7)$$

Точность определения координат

Характеристикой точности определения координат транспортного средства является ковариационная матрица K ошибок Δx [3]:

$$K = E[\Delta x * \Delta x^T] = (H^T W^{-1} H)^{-1}. \quad (8)$$

Для расчёта точности определения координат транспортного средства необходимо задать модель ошибок навигационных определений — сформировать матрицу W .

Из анализа существующих 3D карт установлено, что средняя квадратичная ошибка определения координат 3D карты равна 10 см. Известно, что точность навигационных спутниковых измерений значительно зависит от угла места El_i навигационного спутника. Для решения задачи реального времени достаточно часто используют обратно пропорциональную квадратичную

модель, которая характеризуется следующим типом значения дисперсии ошибки измерения [3]:

$$\sigma_{p_i}(El_i) = \sigma_z^2 \left(\frac{1}{\sin El_i} \right)^2, \quad (9)$$

где σ_z^2 – значение дисперсии шума измерений для зенитного спутника ($El = \pi/2$).

Так, в случае, если ошибки измерений псевдодальностей не имеют корреляции между собой, равнозначны, и зенитная квадратичная ошибка σ_z равна 5 метрам, а ошибка определения координат поверхности составляет 0.1 метра, то матрица W будет иметь следующий вид:

$$W = \begin{pmatrix} \left(\frac{5}{\sin El_1} \right)^2 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \left(\frac{5}{\sin El_N} \right)^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.01 \end{pmatrix}. \quad (10)$$

Для оценки точности определения координат и их ошибки был проведен эксперимент со стационарным объектом, координаты которого известны. На рис. 1–10 изображены результаты эксперимента. Для определения влияния дополнительного условия на точность решения навигационная задача решалась в двух вариантах: первый — без дополнительных условий, второй — решение с дополнительным условием нахождения статического объекта на известной высоте. Также навигационная задача решалась с использованием различных созвездий навигационных спутников: первое созвездие — спутники с углом места не менее 10 градусов, второе созвездие — спутники с углом места не менее 30 градусов. Использование этих созвездий спутников позволяет промоделировать нахождение транспортного средства в различной местности: в местности за пределами крупных городов (угол места не менее 10 градусов) и между высокими строениями (угол места не менее 30 градусов). Количество спутников в каждом созвездии в каждый момент времени приведено на рис. 1 и 2.

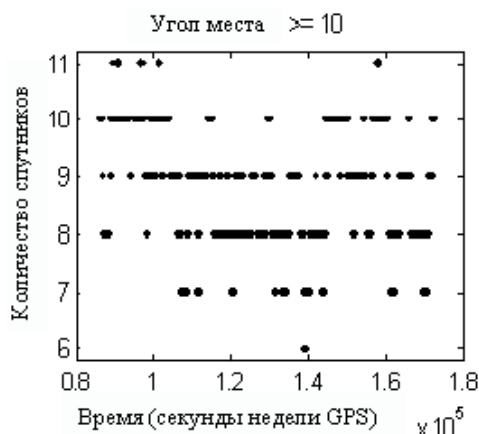


Рис. 1. Количество спутников GPS, использованных в решении навигационной задачи

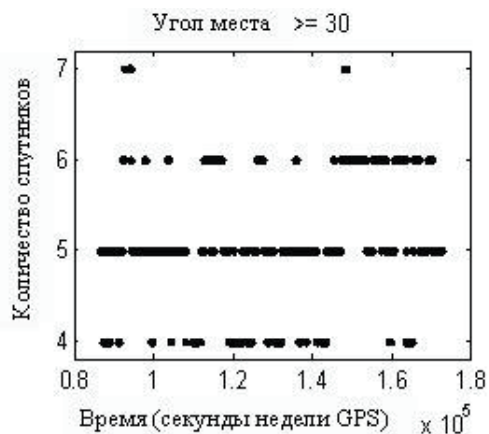


Рис. 2. Количество спутников GPS, использованных в решении навигационной задачи

На рис. 3 и 4 изображены точности (2σ) определения горизонтальной составляющей Юг — Север. Значение точности определено по формуле (8). На рисунках видно, что точность определения составляющей Юг — Север в задаче с дополнительным условием выше точности задачи без дополнительного условия, что отображается в уменьшении ошибки определения горизонтальной составляющей Юг — Север в задаче с добавлением дополнительного условия.

На рис. 5 и 6 изображены точности (2σ) определения горизонтальной составляющей Запад — Восток. Из рисунков видно, что точность определения составляющей Запад — Восток в задаче с дополнительным условием почти совпадает с точностью задачи без дополнительного условия, что отображается в совпадении ошибки определения горизонтальной составляющей Запад — Восток в задаче с добавлением дополнительного условия. Из рисунка 6 видно, что в задаче с созвездием спутников, угол места которых не менее 30 градусов, в некоторые интервалы времени точность задачи с дополнительным условием выше точности задачи без дополнительного условия, что отображается, как это видно из рисунка 8, в уменьшении ошибки определения горизонтальной составляющей Запад — Восток.

На рис. 7 и 8 изображено отклонение горизонтальных составляющих местоположения в системе координат (восток, север). Из рисунка видно, что использование дополнительного условия в 2.5 раза уменьшает ошибку определения координат по оси Юг — Север, в то время как по оси Запад — Восток абсолютная ошибка определения координат существенно не изменяется. Отклонение вертикальной составляющей в задаче с дополнительным условием равно ошибке определения высоты в карте местности.

На рис. 9 и 10 изображена ошибка определения горизонтальной составляющей скорости. Из этих рисунков видно, что добавление дополнительного условия приблизительно в 1.5–2 раза уменьшает ошибку определения горизонтальной составляющей скорости объекта при использовании созвездия спутников с углом места не менее 10 градусов, а в случае использования созвездия



Рис. 3. Точность определения горизонтальной составляющей Юг – Север:
 — задача без дополнительного условия; --- задача с дополнительным условием



Рис. 4. Точность определения горизонтальной составляющей Юг – Север:
 — задача без дополнительного условия; --- задача с дополнительным условием



Рис. 5. Точность определения горизонтальной составляющей Запад – Восток:
 — задача без дополнительного условия; --- задача с дополнительным условием

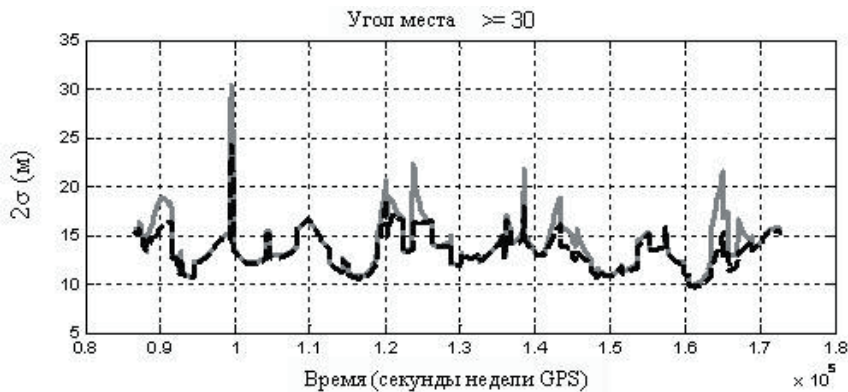


Рис. 6. Точность определения горизонтальной составляющей Запад – Восток:
 — задача без дополнительного условия; --- задача с дополнительным условием

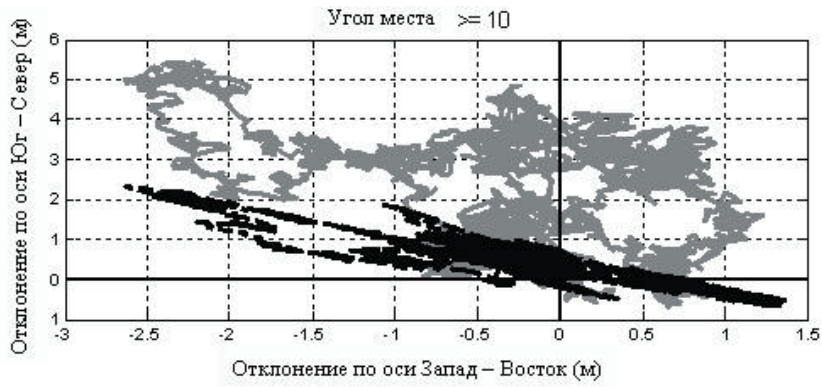


Рис. 7. Отклонение горизонтальных составляющих местоположения: — задача без дополнительного условия; --- задача с дополнительным условием

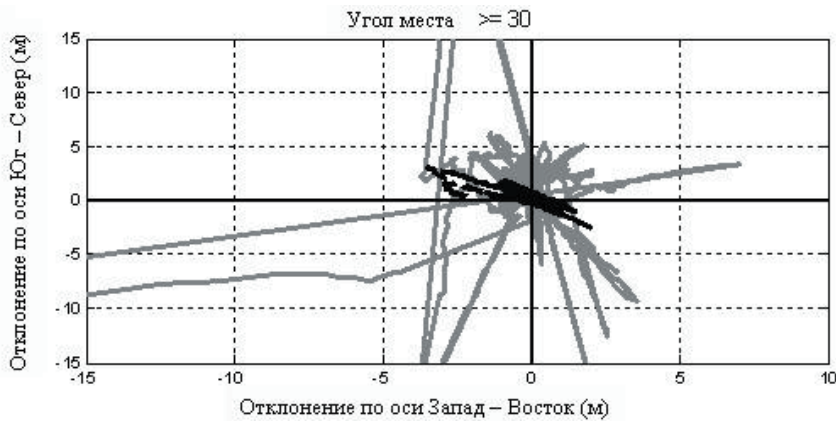


Рис. 8. Отклонение горизонтальных составляющих местоположения: — задача без дополнительного условия; --- задача с дополнительным условием

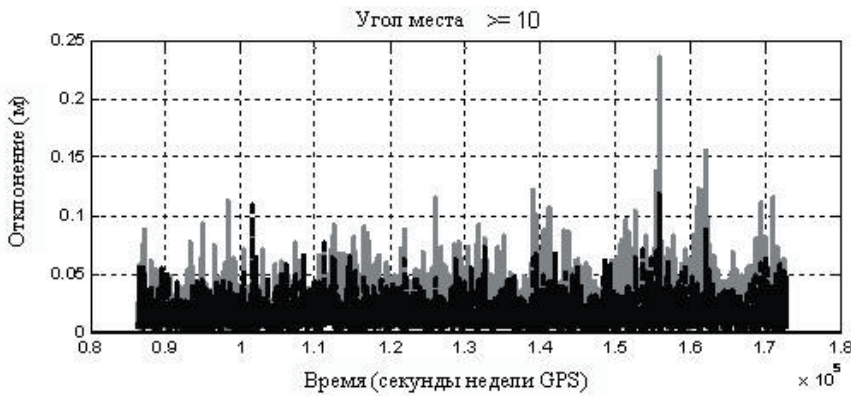


Рис. 9. Отклонение горизонтальной составляющей скорости: — задача без дополнительного условия; --- задача с дополнительным условием

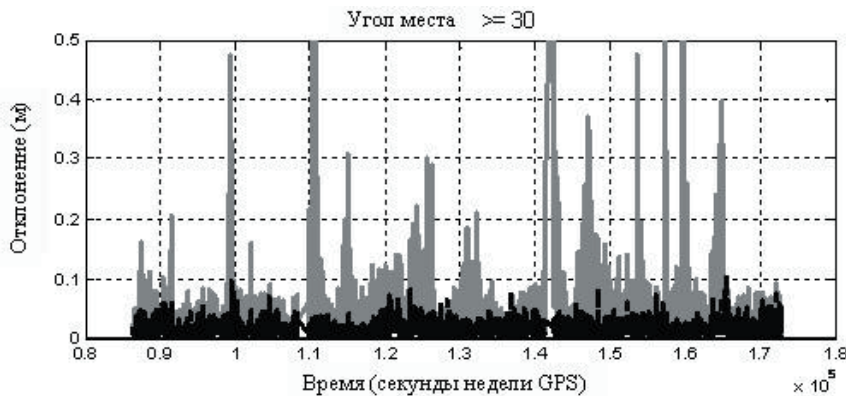


Рис. 10. Отклонение горизонтальной составляющей скорости: — задача без дополнительного условия; --- задача с дополнительным условием

спутников с углом места не менее 30 градусов эта ошибка уменьшается в 2–3 раза.

Также в ходе эксперимента было проверено, что добавление дополнительного условия в виде уравнивания поверхности местоположения улучшает значение геометрического фактора и позволяет для определения трех пространственных координат объекта использовать лишь три навигационных спутника вместо четырех. Для этого при решении навигационной задачи использовалось созвездие спутников с углом места не менее 40 градусов, количество спутников в созвездии изображено на рис. 11. В случаях, когда в созвездии спутников было более 3 спутников, навигационная задача решалась в двух вариантах: первый — без дополнительных условий, второй — решение с дополнительным условием нахождения стационарного объекта на известной высоте. В случаях, когда в созвездии спутников было только три спутника, навигационная задача решалась лишь с добавлением дополнительного условия нахождения статического объекта на известной высоте.

На рис. 12 и 13 изображено отклонение горизонтальных составляющих местоположения. Большое значение отклонения на этих рисунках достаточно существенно коррелирует со значением горизонтального геометрического фактора HDOP, которое изображено на рис. 14. Во время эксперимента созвездие навигационных спутников с углом места не менее 40 градусов и в котором находилось 3 спутника имело место в 37.8% моментах расчёта

координат, среди них ошибка горизонтальной составляющей местоположения в 50% случаев была меньше 1.01 м, в 95% случаев была меньше 9.26 м, а в 99% случаев — меньше 75.24 м.

Таким образом, добавление дополнительного условия в навигационную задачу позволяет улучшить геометрический фактор и находить решение при наблюдении лишь трех навигационных спутников вместо необходимых четырех, что способствует применению навигационного спутникового оборудования в местности с высокими строениями. Во время эксперимента введение дополнительного условия уменьшило ошибку горизонтальной составляющей на 50-65%, а ошибка определения вертикальной составляющей равнялась ошибке определения рельефа местности. При этом горизонтальный геометрический фактор, в случае использования созвездия спутников с углом места не менее 40 градусов, в среднем уменьшился в 2.36 раза.

Литература

- [1] Understanding GPS: principles and applications/ [editors], Elliott Kaplan, Christopher Hegarty.—2nd ed.- 723 pages.
- [2] Глобальна система визначення місцеположення (GPS). Теорія і практика / Б.Гофманн-Велленгоф, Г.Ліхтенеггер, Д. Коллінз; Пер. з англ. третього вид. під ред. Я.С.Яцківа. — Київ: Наук. думка, 1995. — 380 с.
- [3] Ю.А. Соловьев. Системы спутниковой навигации. — М.: Эко-Трендз, 2000.

Поступила в редколлегию 27.08.2012

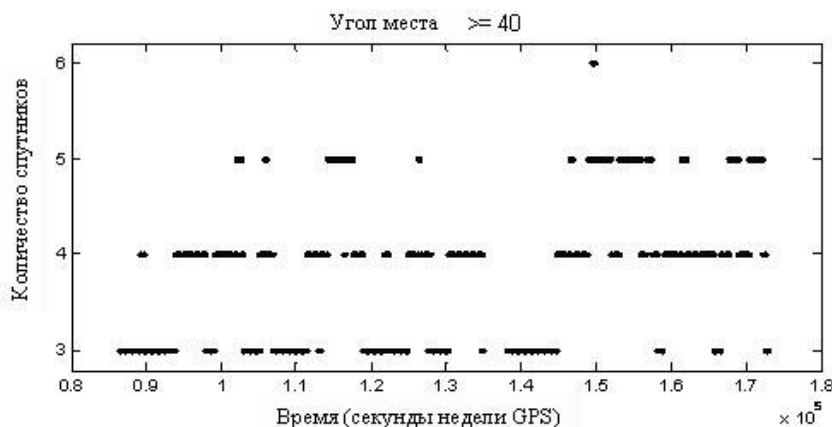


Рис. 11. Количество спутников GPS, задействованных в решении навигационной задачи

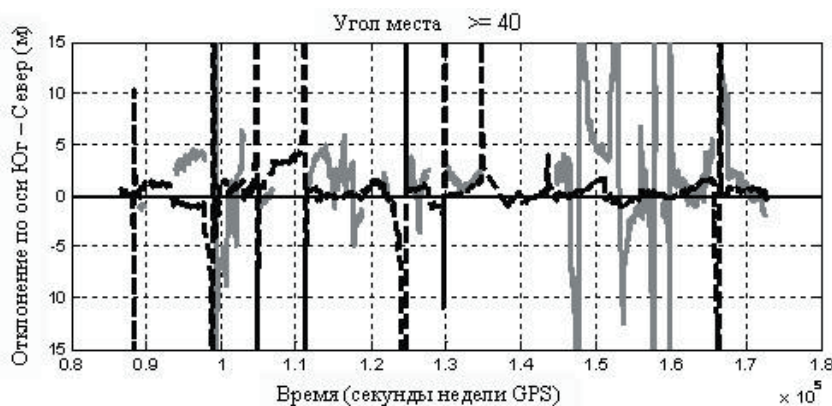


Рис. 12. Отклонение горизонтальной составляющей местоположения по оси Юг — Север: — задача без дополнительного условия; --- задача с дополнительным условием



Рис. 13. Отклонение горизонтальной составляющей местоположения по оси Запад — Восток: — задача без дополнительного условия; --- задача с дополнительным условием

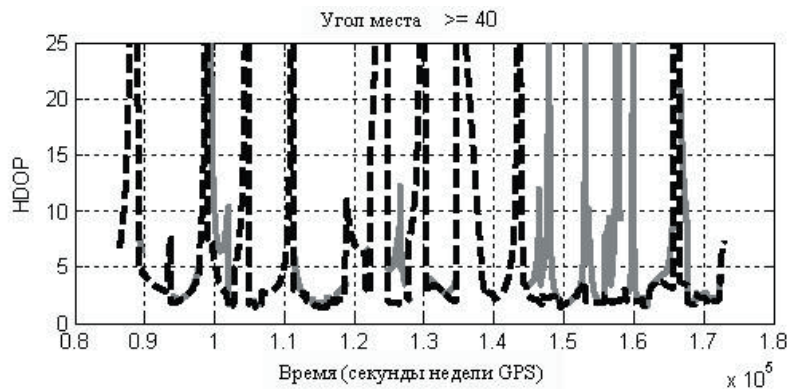


Рис. 14. Горизонтальный геометрический фактор HDOP: — задача без дополнительного условия; --- задача с дополнительным условием



Дохов Александр Иванович, кандидат технических наук, профессор, заместитель проректора по научной работе Харьковского национального университета радиоэлектроники. Область научных интересов: радиометрия, радиолокация.



Лукьянова Ольга Алексеевна, ведущий инженер НИЦ ИИРЭСТ, ХНУРЭ. Область научных интересов: навигация с применением сигналов ГНСС, безопасность дорожного движения.



Лукьянов Александр Михайлович, заведующий ПНИЛ Спутниковой навигации и инфокоммуникации НИЦ ИИРЭСТ, ХНУРЭ. Область научных интересов: навигация с применением сигналов ГНСС.



Галевич Максим Николаевич, ведущий инженер НИЦ ИИРЭСТ, ХНУРЭ. Область научных интересов: навигация с применением сигналов ГНСС, безопасность дорожного движения.



Гринченко Елена Владимировна, научный сотрудник ПНИЛ Спутниковой навигации и инфокоммуникации НИЦ ИИРЭСТ, ХНУРЭ. Область научных интересов: навигация с применением сигналов ГНСС.

УДК 527.62:629.05

Визначення координат рухомого об'єкту з використанням кодових ГНСС-вимірювань і 3D карти місцевості / О.І. Дохов, О.М. Лук'янов, М.М. Галевич, О.В. Грінченко, О.О. Лук'янова // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2012. — Том 11. № 3. — С. 321–327.

Пропонується метод підвищення точності визначення координат рухомого об'єкту у реальному масштабі часу. Приведені алгоритм та формули рішення навігаційної задачі з підстановкою додаткового рівняння поверхні місцеположення.

Ключові слова: супутникова навігація, навігаційна задача, 3D карта, поверхня місцеположення.

Л. 14. Бібліогр.: 3 найм.

UDC 527.62:629.05

Determining coordinates of a moving object with the use of code GNSS-measurements and 3D terrain map / A.I. Dohov, A.M. Luk'yanov, M.N. Galevich, E.V. Grinchenko, O.A. Luk'yanova // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2012. Vol. 11. № 3. — P. 321–327.

The paper proposes a method for improving the accuracy of positioning a movable object in real time as well as it describes an algorithm and formulas for solving a navigation problem with a substitution of an additional location surface equation.

Keywords: satellite navigation, navigation problem, 3D map, location surface.

Fig. 14. Ref: 3 items.

RANGE-AZIMUTH COHERENT RADIOMETRIC IMAGING BASED ON KA-BAND ANTENNA WITH BEAM SYNTHESIS

V.V. KUDRIASHOV, K.A. LUKIN, V.P. PALAMARCHUK, P.L. VYPLAVIN

Radiometric monitoring allows to obtain unique information about emissivity of objects. It does not require generation and radiation of sounding signals. In the paper, a principle for radiometric range - cross range imaging is considered. This principle comprises an interferometric radiometer and antennas with beam synthesis. The paper describes the proposed imaging principle and experimental results obtained. The radiometric experiment has been carried out using the proposed algorithm and an interferometric radiometer with moving antennas. Coherent radiometric images of noise signals sources have been generated. The possibility of detecting thermal radiation using the investigated equipment has been confirmed. The obtained results can be applied in homeland security services for detection of concealed objects.

Keywords: coherent imaging, SAR, interferometric radiometer, experimental results.

INTRODUCTION

Radiometric imaging of distant objects using their thermal radiation may be realized in several different ways. In microwave and millimeter-wave bands radiometric imaging is usually based upon application of multichannel receiver of thermal radiation in combination with its mechanical motion or, otherwise, with frequency scanning of multi beam antenna [1]. In radio astronomy phased array antennas and interferometric radio telescopes are used for generation of radiometric sky maps with high angular enough resolution. In both cases the radiometric imaging is based upon measurement of differences between propagation paths of the object's radiation being received by two or more spaced antennas [2, 3]. For further improvement of the angular resolution linear motion of one antenna has been suggested [4]. Further advancing of radiometric imaging has been achieved in realization of 2D aperture synthesis which enables passive radiometric *coherent* imaging in the plane perpendicular to the synthesized aperture. Such images contain not only amplitude information as in the earlier cases, but also information concerning the relative phase [4, 5]. Radiometric imaging in azimuth-range plane has been considered in [2]. The author describes method for generation of radiometric images via combining information from both interferometric radiometer response and angular position of narrow beam radiometer antenna. Range scanning in this method is realized via mechanical steering of a narrow beam antenna with respect to the beam of interferometric radiometer. However, generation of coherent radiometric images has not been considered in [2].

The paper is devoted to investigation of radiometric imaging and justification of novel concept for range-azimuth *coherent* radiometric imaging using antennas with beam synthesis [6, 7]. Experimental investigations have been carried out using a ground based Ka-band radiometer based upon ground based noise waveform SAR developed earlier in LNDES IRE NASU [8-10].

1. RADIOMETRIC IMAGING USING INTERFEROMETRIC RADIOMETER BASED ON ANTENNA WITH BEAM SYNTHESIS

The main idea of the proposed approach to radiometric imaging consists in application of interferometric radiometer having either one or two antennas moving along certain trajectory (fig. 1 and fig. 2) in combination with aperture synthesis [11].

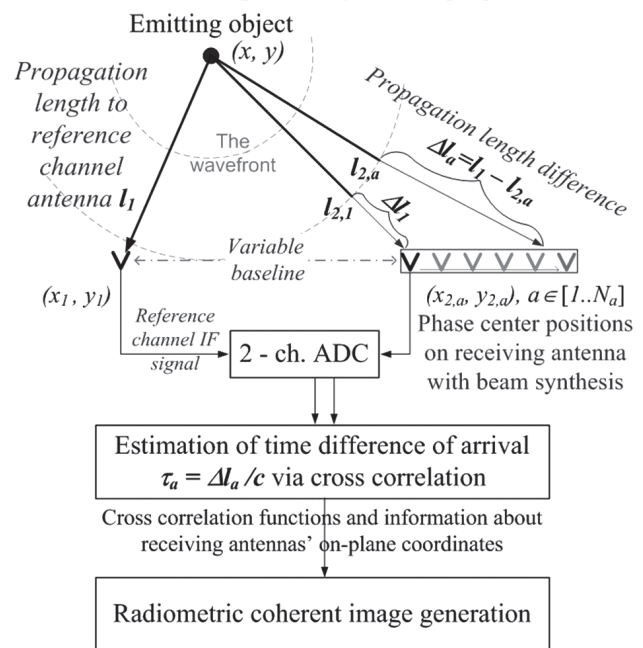


Fig. 1. Basic schematic for geometry of radiometric imaging using interferometric radiometer based on antenna with beam synthesis

Another feature of our approach consists in application of novel antennas with beam synthesis [6, 7] for realizing of the required antenna motion. This is a special type of millimeter wave antennas in which phase centers can be moved along a physical aperture to provide beam forming at various angles provided application of 1D aperture synthesis. Spatial resolution of such antennas is realized via proper processing of data recorded at different positions of the phase centers with respect to the scene. Technical

implementation of this principle is based upon movement of radiating slot along a waveguide with longitudinal slot. This introduces variations in the received signal path inside the antenna waveguide on the way to the receiver which has to be taken into account when performing data processing. This scheme has range resolution capability at short range unlike conventional radiometers. This is possible due to the fact that shifting of antenna of interferometric radiometer with respect to a stable target changes phase relations between signals received by different channels. For different positions of the target these phase relations will depend on antenna positions in different way. This fact can be used for construct a reference function (a function of antenna position) and estimating cross-correlation between the reference and received radiation. This gives a chance to improve the azimuth resolution and to some limit to generate 2D images with range resolution. The paper is devoted to investigation of possibility of generation of 2D images using this approach at short ranges and its constraints.

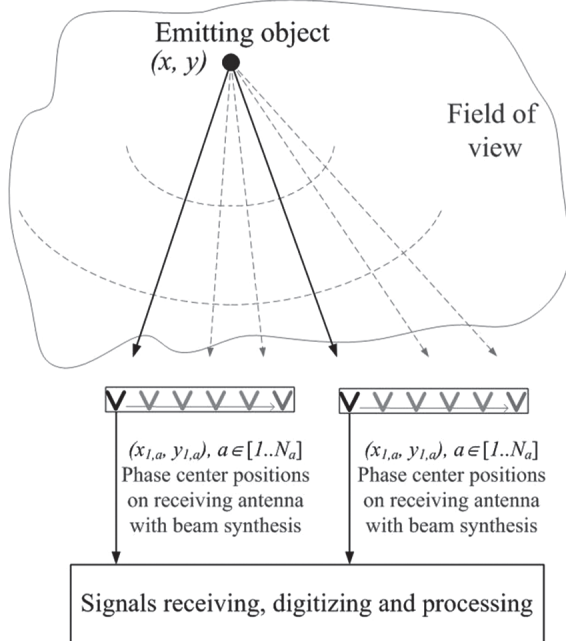


Fig. 2. Basic imaging geometry for double-channel radiometer based on two antennas with beam synthesis

For realization of spatial scanning we use antennas with beam synthesis [6, 7]. This is a special type of antennas phase center of which is moved along a real aperture. This is done in stepped-like manner and signals are recorded only when the antennas are stationary. This enables using common in SAR splitting of the processing into two parts. The first step in passive SAR is to perform cross-correlation between signals received in two channels. This will give information concerning path difference between signals. The second stage consists in co-variation of those signals obtained in different antenna positions with corresponding reference function.

Suppose a target is present in the scene and has coordinates (x, y) and radiates signal $S(t)$. This signal has to propagate distances $l_1(x, y)$ and $l_2(x, y)$ to

the antennas of the radiometer. The fact that antennas are moved during the experiment gives two sets of antenna positions $l_{1,a}(x, y)$ and $l_{2,a}(x, y)$ instead of one position. Mutual delay $\tau_a(x, y)$ of the signals propagated from an object with coordinates to the antennas of the interferometric radiometer in position a is equal to $\tau_a(x, y) = [l_{1,a}(x, y) - l_{2,a}(x, y)]/c$, where c is the velocity of radio wave propagation [2]. Note that difference of paths lengths can't exceed the distance between antennas l_B .

Suppose, we receive a signal from target at the inputs of the reference and signal channels antennas. We denote those signals as $S_{1,a}(t)$ and $S_{2,a}(t)$, respectively. Cross-correlation of these signals can be estimated as [11]:

$$R_a(\tau, T) = \frac{1}{T} \int_0^T S_{1,a}(t - \tau) S_{2,a}^*(t) dt, \quad (1)$$

where: $\tau \in [-\frac{l_B}{c}; \frac{l_B}{c}]$ is the introduced by correlation procedure mutual delay of the signals; T is integration time; symbol $*$ denotes complex conjugation.

We know that the signal in second channel is delayed with respect to the first one by $\tau_a(x, y)$. So the signal at the second antenna in (1) can be substituted by a scaled and delayed copy of reference one: $S_{2,a}(t) = S_{1,a}[t - \tau_a(x, y)]A$, where A is an amplitude factor. This makes clear that when τ coincides with $\tau_a(x, y)$, the correlation function (1) gives a peak enabling to detect target and corresponding mutual delay of the signals for current antennas position a .

Movement of phase center of antenna with beam synthesis causes change in path of the radio waves in waveguide. This change has to be taken into account during signal processing. Estimation of phase shift is easier to perform in frequency domain by adding corresponding phase shifts to all of the frequency components of the signals. Using known [12] relation for the main wave of rectangular waveguide this phase shift can be estimated using the following relation:

$$\varphi_a(\lambda_i) = 2\pi l_a \sqrt{\varepsilon \mu \lambda_i^{-2} - (2p)^{-2}}, \quad (2)$$

where: $\lambda_i = c/f_i$ is the wavelength for the given frequency f_i in free space; l_a is the waveguide length corresponding to the antenna position a ; ε, μ are the relative electric and magnet permittivity; and p is the width of wide wall of the waveguide.

Cross-correlation (1) estimate has been performed in frequency domain:

$$R_a(\tau) = \sum_{\omega_i = \omega_{\min}}^{\omega_{\max}} S_{1,a}^*(\omega_i) S_{2,a}(\omega_i) e^{j[\omega_i \tau - \varphi_a(\omega_i)]}, \quad (3)$$

where $\omega_i = 2\pi f_i$ are the frequency components of the received waveforms' spectrums limited by the receivers' band pass $\omega_i \in [\omega_{\min}; \omega_{\max}]$.

Using Eq. (2) we may shift the reference plane (where $\tau = 0$) from the receiver input to the antenna aperture, which has been done in (3).

Compression of the signals by path length difference consists in estimation of cross-correlation $R_a(\tau)$ for the required mutual delay values and for all antenna positions.

The second step of the image formation uses the results of the cross-correlation estimation according to Eq. (3). It consists in estimation of expected variation of the received signals as a function of antenna position using theoretical response for the current point of space. Then the received signals are compared with this reference function via co-variation. After using common simplification consisting in neglecting the amplitude term of the reference function, the relation for generation of coherent radiometric image $I(x, y)$ in time domain will have the following form:

$$I(x, y) = \sum_{a=1}^{N_a} R_a[\Delta\tau_a(x, y)] e^{j\omega_c \Delta\tau_a(x, y)}, \quad (4)$$

where: ω_c is the central circular frequency of power spectrum; N_a is the number of antenna positions in the performed scan.

In this way, the radiometric coherent image formation consists in matched filtration of the signals received by interferometric radiometer with moving antenna and further averaging of the results obtained with taking into account the phase differences between the signals received by two antennas of interferometric radiometer (4).

2. COHERENT RADIOMETRIC IMAGING EXPERIMENT

The aim of the experiment was to form coherent radiometric images using Ka-band ground based noise waveform SAR [8-10] in radiometric regime. The system operates in the band 36-36.5 GHz. Received signals are amplified, down converted and fed to an ADC with sampling frequency of 1 GHz. Receivers' gain is 94-97 dB for the working band. Receivers' noise figure is 4.8 dB. Antennas with beam synthesis used in the system provide spatial movement of phase center with synthesized aperture of 0.7 m. Stepped-like motors provide synchronous movement of the antennas and their stability during the measurement. Scanning consists in reception of signals with different positions of antenna phase center on an equally spaced grid. The acquired data are processed using described above algorithm.

In order to check operation of the ground based SAR in interferometric radiometer regime first we calibrated equipment for correct measurement of time difference of arrival. In order to do that we used signal from a radiometric target and fed to both receivers by waveguides. The matched load heated to temperature of 323K was used as a source of signal. The intermediate frequency output signals from the receivers were fed to the double channel PC ADC board. The processing was realized in PC. Variation of the intermediate frequency cables' length enabled to change time difference of arrival and check the equipment and software. The time difference of arrival was taken

equal to 0 ns, 18.6 ns and 37.3 ns. The positions of the cross correlation maxima correspond well to the specified delays (fig. 3). The sidelobes level and main lobe width were defined by the receivers' amplitude-frequency characteristic shape.

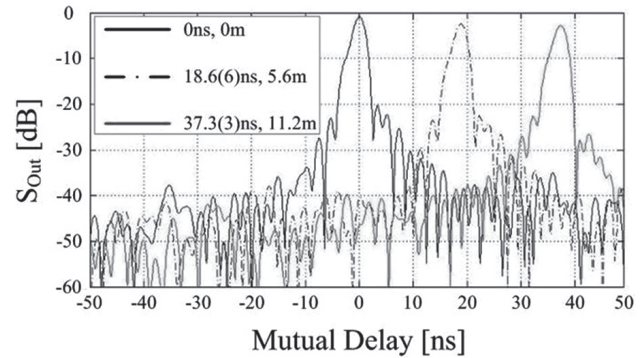


Fig. 3. Output signal of interferometric radiometer – correlation between input signals of channels on the time difference of arrival

In order to test the ability to register the temperature difference the following experiment was carried out. For the first step two matched loads were connected to the inputs of the receivers to realize independent signals on the input of the PC-based signal processor to estimate the noise floor level. For the second step signal from one matched load was coupled to inputs of two receivers. Temperature of the matched load was taken equal to 297 K and 313 K. Attenuation in the directional coupler was 5.6 dB. The level of the cross correlation maxima was estimated via integration correlation function (with no time shifts) for up to 4.2 s. The response amplitude depends on the temperature T of the common matched load (fig. 4).

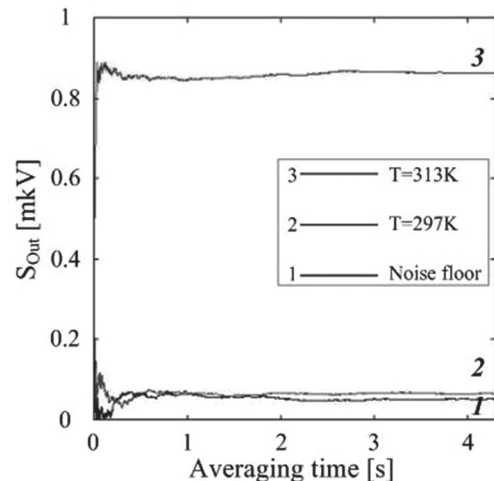


Fig. 4. Output signal of interferometric radiometer – detection of signal from passive loads in waveguides

The radiometric signals have very low power. The signal at the receiver input is much lower than the self noise of the receiver. That led to the need of using high processing gain. In our experiments we needed processing gain up to about hundred dB. Processing gain which can be achieved is defined by the receivers' bandwidth and the integration time. Besides, leakage between receivers and inside the ADC may limit the

maximal gain. The receivers use common 9 GHz local oscillator for frequency down conversion. Cross channel isolation is provided by frequency converter scheme with local oscillator frequency x4 multiplying for each channel, shielding of power and control units and the scheme of the ADC. This enabled to achieve processing gain not worse than 80 dB which is high enough in our measurements.

In order to check that sensitivity of the equipment is high enough for indoor radiometric measurements a set of experiments were carried out inside a room with high gain dish antennas connected to inputs of the receiver. Diameter of the antennas was 0.34 m, distance between their centers was 0.35 m. Matched load at temperature 323 K was placed at the distance of 7 m and was used as the target. Amplitude of the signal received by the antennas was varied via changing of gain of antenna element on the target. Figure 5 shows examples of output signal's amplitude dependences on integration time for the following options of the radiating element: open waveguide flange (curve number 3 in fig. 5), 34x40mm rectangular horn (curve number 4 in fig. 5) and the 56x56mm square horn (curve number 5 in fig. 5). Besides, a measurement has been done without heated target in the room (curve number 2 in fig. 5) and without antennas connected to the receivers (curve number 1 in fig. 5).

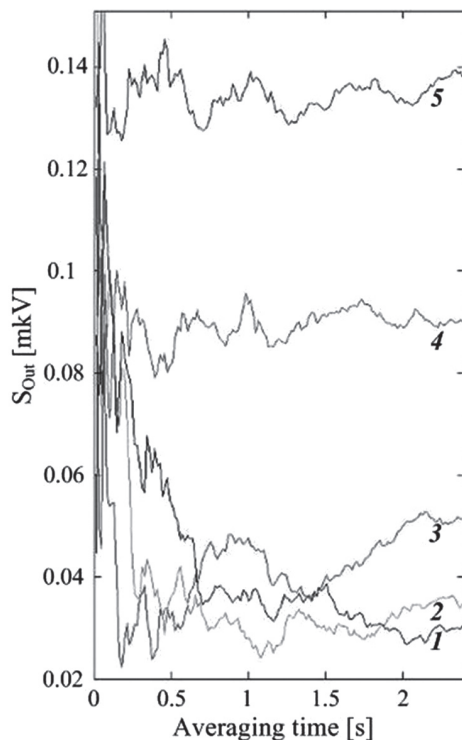


Fig. 5. Output SNR difference for common and independent noise signals processed: 1 — rectangular horn 56x56mm on the matched load heated to 323K inside the room; 2 — rectangular horn 34x40 mm on the matched load heated to 323K inside the room; 3 — flange of the matched load heated to 323K inside the room; 4 — room inside; 5 — noise floor

In order to validate ability of the radiometer to detect objects on the background of self noise of the receivers and to detect difference in thermal radiation

of objects it is necessary to measure the minimal increase of the signal amplitude which can be registered with the equipment. To perform this we compared responses of the radiometer from ceiling, sky and two different (none correlated) matched loads at two channels of the receiver. The experiment was repeated several times to compare different realizations of these output signals. The output levels of the radiometer (fig.6) show that the system is able to detect contrast between self noise, sky and ceiling, but changing in time parameters (gain) of the equipment lead to some variations in the output levels for each of the targets.

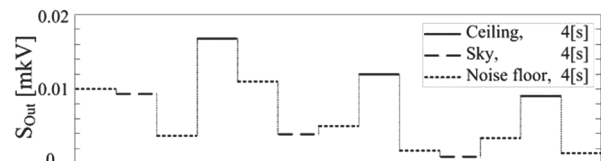


Fig. 6. Interferometric radiometer output signal level: self noise, sky and room ceiling

To implement the concept of range-azimuth radiometric imaging an indoor experiment was carried out with a noise generator acting as a source of strong signal. Equipment was assembled with antenna with beam synthesis. Bistatic baseline of interferometric radiometer was about 3 m. The indoor field of view was 6x9.5 m. Moving the phase center of one of the antenna with beam synthesis (fig. 1) and applying proposed processing (4) enables focusing the target's position. Figure 7 shows the obtained image of the single bright target obtained in radiometric regime. Threshold with level of -3 dB was applied to the image in order to show the resolution of the interferometric radiometer with one antenna with beam synthesis.

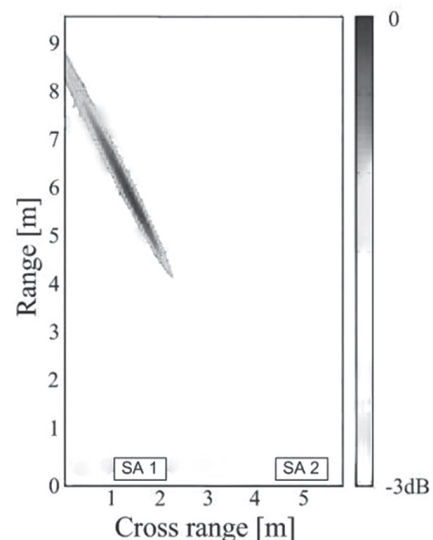
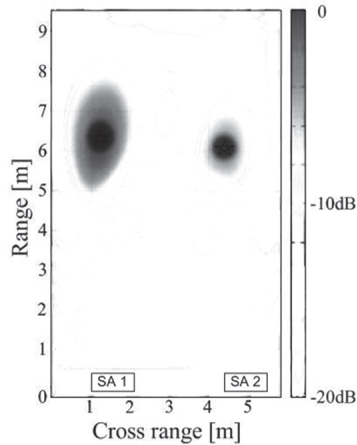


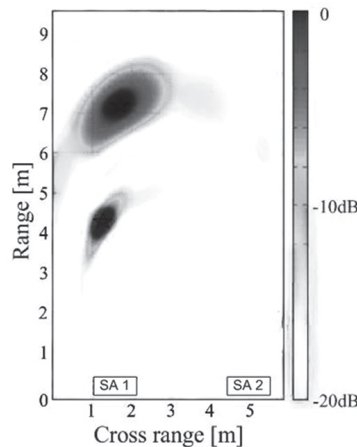
Fig. 7. Range – azimuth coherent radiometric image obtained by proposed approach and interferometric radiometer with antenna with beam synthesis

The proposed approach enables to use two antennas with beam synthesis (fig. 2) to obtain images with more accurate focusing and better range-azimuth resolution. In order to test range and azimuth resolution

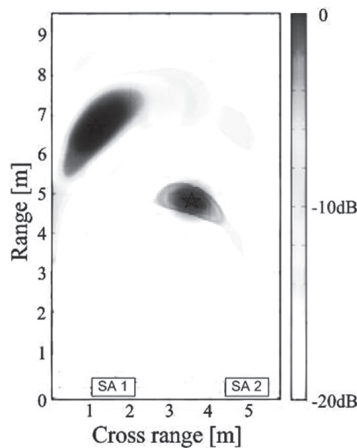
in the proposed approach we have performed set of experiments with two targets. Noise waveform generator's signal was split into two parts and fed to two antennas placed at different positions. One of the signal copies was delayed in order to guarantee that signals in the antennas are not correlated. To illustrate the resolution of the proposed approach 3 positions of the radiating antennas were used: with equal range about 6.5m (fig 8.a), with equal cross-range about 1.5m (fig 8.b) and diagonally (fig 8.c). Threshold applied to the images shown equals -20dB.



a



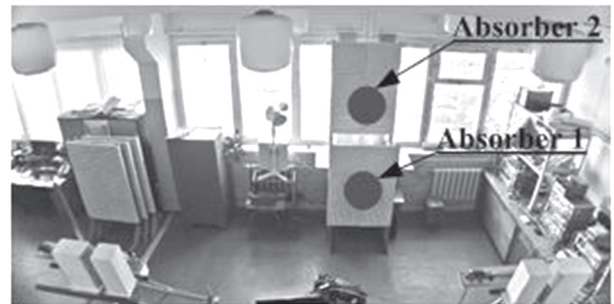
b



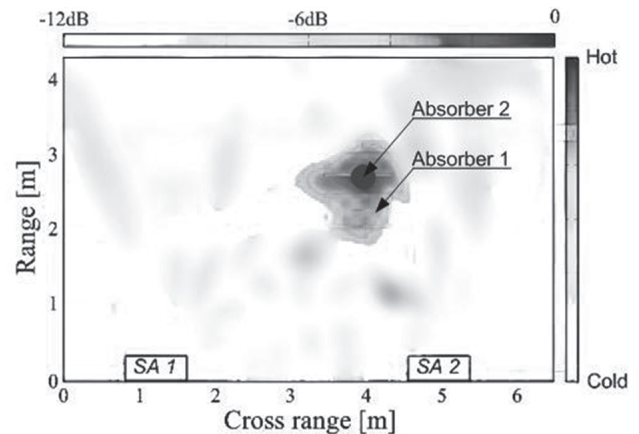
c

Fig. 8. Range – azimuth coherent radiometric images of a noise generator signal obtained by the proposed approach with two antennas with beam synthesis

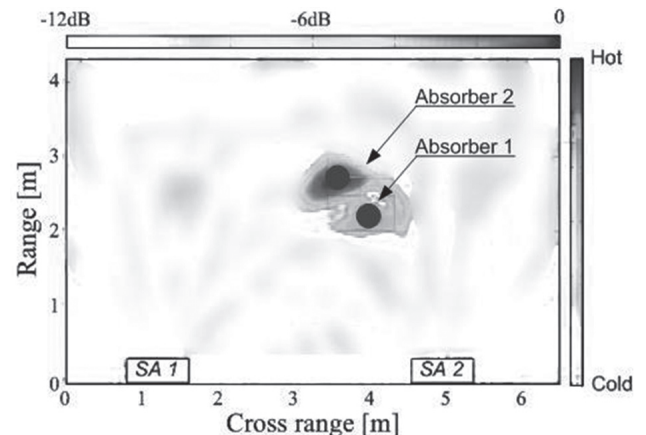
To realize Ka-band radiometric imaging based on antennas with beam synthesis the equipment was placed in front of a window (fig. 9a). Two 0.9×1.35 m absorbers were placed at the range of 2.7 m with distance interval of about 0.5m to check the range resolution. Two independent measurements were carried out. In the first measurement antenna positions number was 31 and in the second it was 51 to check the range resolution. Antenna step for both measurements was 2.95 mm. Antenna positions are shown with boxes in figure 9.b,c together with radiometric images obtained. The signal to noise ratio of the images is rather low. The noises are seen as the noise floor in the images. Nevertheless, stronger signal is coming from the absorbers which have higher radiometric temperature. Their presence is repetitive from measurement to measurement.



a



b



c

Fig. 9. Range – azimuth coherent radiometric images of pure radiometric scenario obtained using proposed approach with antennas with beam synthesis

Using longer aperture enables to generate narrower synthetic beams to improve range resolution - comparing images fig. 9.b and 9.c one can see that absorbers are distinguished separately in range when the synthetic aperture length is increased.

CONCLUSIONS

In the paper, a principle for range-azimuth radiometric *coherent* imaging using interferometric radiometer based on Ka-band antennas with beam synthesis has been proposed. Unlike others, this approach enables range estimation at short ranges in range-azimuth plane. This enables generation of two dimensional radiometric images. This approach has been experimentally tested using apparatus of Ka-band ground based noise waveform SAR [8,9] operating in radiometric regime. Coherent radiometric images of noise signals sources have been generated in regime of interferometric radiometer based on Ka-band antennas with beam synthesis. It has been shown that the proposed approach enables resolution of the targets in both azimuth and range using radiometric regime of the measurement and spatial scanning with antennas with beam synthesis. Positions of responses in radiometric images are in good agreement with the positions of test targets in the scene. Besides, coherent range-azimuth radiometric image of thermal radiation was obtained for the first time using interferometric radiometer based upon antennas with beam synthesis. Operation in both regimes has shown good agreement with theoretical expectations.

References

- [1] *Shilo et. al.* Microwave radiometric system «ZIR» for the customs service // Technology and design in the electric equipment, 2003, №3, pp. 11-13. (In Russian).
- [2] *Almazov V.B.* Methods for passive radar. – Kh.: «VIR-TA», 1974.- 85 pp. (In Russian).
- [3] *Edelsohn et al.* Interferometric radiometer. US patent No. 4.990.925, 1991, 14 pp
- [4] *Thompson A.R., Moran J.M., Swenson G.W.* Interferometry and synthesis in radio astronomy. – M.: «Mir», 1989, 568 pp. (In Russian).
- [5] *Jian Dong, Ronghua Shi, Ke Chen, Quingxia Li, Wentai Lei.* An external calibration method for compensating for the mutual coupling effect in large aperture synthesis radiometers. // International Journal of Antennas and Propagation, 2011, vol. 2011, 8 pp
- [6] *Lukin K.A.* Sliding antennas for synthetic aperture radar // Applied radio electronics. Special issue on noise radar technology. 2005. Vol. 4, No. 1, pp. 103-106.
- [7] *Lukin K. A. et. al.* Scanning Synthetic Radiation Pattern Antennas // Proceedings of universities. Radioelectronics. Special issue on Shifrin Ya. S. 90 anniversary. 2010. Vol. 53. No. 4, pp. 58-64. (In Russian).
- [8] *Lukin K. A. et. al.* Noise-waveform SAR and differential interferometry for detection of structural changes in Chernobyl sarcophagus // 6th European conference on synthetic aperture radar EUSAR 2006 proceedings. pp 1-4.
- [9] *Lukin K. A. et. al.* Ka-Band Bistatic Ground-Based Noise Waveform SAR for Short-Range Applications // IET Radar, Sonar & Navigation 2008. Vol.2. No. 4, pp. 233–243.
- [10] *Lukin K.A.* Millimeter-Wave Band Noise Radar // Telecommunications and radio engineering 2009. Vol.68. No.14, pp. 1229-1255.
- [11] *Kudriashov V.V., Lukin K. A., Palamarchuk V.P., Vyplavin P.L.* Radiometric coherent imaging with Ka-band ground-based noise waveform radar with antennas with pattern's synthesis // Radiophysics and electronics. 2012. Vol.3 (17). No. 3, pp. 41-47. (In Russian).
- [12] *Nikolskiy V.V., Nikolskaya T.I.* Electrodynamics and propagation. – M.: «Nauka», 1989, 544 pp. (In Russian).

Manuscript received September, 12, 2012



Kudriashov Volodymyr Viktorovich. Ph.D. student of Laboratory for Nonlinear Dynamics of Electronic Systems of Usikov Institute for Radiophysics and Electronics NAS of Ukraine. The field of scientific interests: bistatic radars, interferometric radiometers, SAR imaging, signal processing.



Lukin Konstantin Alexandrovich, IEEE fellow, professor, D.Sc. physics and mathematics, head of Laboratory for Nonlinear Dynamics of Electronic Systems of Usikov Institute for Radiophysics and Electronics NAS of Ukraine. The field of scientific interests: wideband noise waveform radars and communications, chaotic waveform generation, synthesis and analysis.



Palamarchuk Vladimir Petrovich, lead engineer of Laboratory for Nonlinear Dynamics of Electronic Systems of Usikov Institute for Radiophysics and Electronics NAS of Ukraine. The field of scientific interests: radar microwave technology.



Vyplavin Pavel Leonidovich, Ph.D. physics and mathematics, scientist of Laboratory for Nonlinear Dynamics of Electronic Systems of Usikov Institute for Radiophysics and Electronics NAS of Ukraine. The field of scientific interests: noise radar technology, chaotic waveform generation and processing, SAR imaging.

УДК 621.396.962.25

Формирование когерентных радиометрических изображений в плоскости дальность – азимут с помощью антенн с синтезируемой диаграммой направленности / В.В. Кудряшев, К.А. Лукин, В.П. Паламарчук, П.Л. Выплавин // Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал. – 2012. – Том 11. № 3. – С. 328–334.

Радиометрический мониторинг позволяет получать уникальную информацию об излучательной способности объектов. Такой мониторинг не требует генерации и излучения зондирующего сигнала. В работе

рассмотрен принцип получения радиометрических изображений в плоскости дальность — азимут. Реализация принципа включает интерферометрический радиометр и антенны с синтезируемой диаграммой направленности. В работе описан предлагаемый принцип получения изображений и полученные экспериментальные результаты. Эксперименты по формированию радиометрических изображений выполнены согласно предлагаемому алгоритму с помощью интерферометрического радиометра и антенн с синтезируемой диаграммой направленности. Получены когерентные радиометрические изображения источников шумовых сигналов. Подтверждена возможность обнаружения собственного излучения объектов с помощью изучаемой аппаратуры. Полученные результаты могут быть применены в интересах служб безопасности для обнаружения скрытых объектов.

Ключевые слова: когерентные радиоизображения, РСА, интерферометрический радиометр, экспериментальные результаты

Ил. 9. Библиогр. 12 назв.

УДК 621.396.962.25

Формування когерентних радіометричних зображень в площині дальність — азимут за допомогою антен із синтезованою апертурою / В.В. Кудряшов, К.О.Лукін,

В.П. Паламарчук, П.Л. Виплавін // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2012. — Том 11. № 3. — С. 328—334.

Радіометричний моніторинг дозволяє отримувати унікальну інформацію про випромінювальну здатність об'єктів. Такий моніторинг не потребує генерації та випромінювання зондуючого сигналу. В роботі розглянуто принцип отримання радіометричних зображень в площині дальність — азимут. Реалізація принципу включає інтерферометричний радіометр та антени з синтезованою діаграмою спрямованості. В роботі описаний пропонуваній принцип отримання зображень та отримані експериментальні результати. Експерименти з формування радіометричних зображень виконано згідно з пропонуваним алгоритмом за допомогою інтерферометричного радіометра та антен із синтезованою діаграмою спрямованості. Отримано когерентні радіометричні зображення джерел шумових сигналів. Підтверджено можливість виявлення власного випромінювання об'єктів за допомогою досліджуваної аппаратури. Отримані результати можуть бути використані в інтересах служб безпеки.

Ключові слова: когерентні радіозображення, РСА, інтерферометричний радіометр, експериментальні результати.

Іл. 9. Бібліогр. 12 найм.

ПРИМЕНЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА ДЛЯ ПОИСКА ПЕРИОДИЧЕСКИХ СОСТАВЛЯЮЩИХ В РАСПРЕДЕЛЕНИЯХ АСТЕРОИДОВ ПО БОЛЬШОЙ ПОЛУОСИ

Ю.В. ЧЕРКАС, Ю.И. ВОЛОЩУК

К настоящему времени получены некоторые эмпирические результаты, согласно которым в распределениях элементов орбит малых тел Солнечной системы присутствует периодическая составляющая. Это возможно, если существуют системы стабильных и нестабильных орбит. Однако малые объемы выборок не позволяли утверждать это с достаточной вероятностью. Если все-таки это подтвердится, взгляды на процессы эволюции Солнечной системы могут существенно измениться. Делались попытки теоретически объяснить, что пространство возможных орбит в гравитационных системах планетарного типа является дискретным. Если это так, дискретность должна проявиться в распределениях орбитальной энергии, углового момента и некоторых элементов орбиты. Самый простой способ проверки таких гипотез — это поиск гармонических составляющих на гистограммах численности большой полуоси орбит малых тел Солнечной системы. В качестве малых тел мы выбрали астероиды, орбиты которых сближаются с орбитой Земли.

Ключевые слова: спектральный анализ распределений орбит, периодограмма, гистограмма численности, околоземные астероиды.

ВВЕДЕНИЕ

Гипотеза о том, что пространство возможных орбит в гравитационных системах планетарного типа является дискретным, давно стала предметом исследования как отечественных ученых (Гулак Ю.К., Чечельницкий А.М.), так и зарубежных (Quiroga R.J., Hu Zhong-wey) [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7]. Суть ее заключается в том, что в процессе релаксации планетарной системы орбиты малых тел, обращающихся вокруг центрального массивного тела, начинают тяготеть к определенным областям пространства возможных орбит. Это приводит к чередованию мест, где заселенность частицами выше, т.е. так называемых поясов и люков, где возможность встретить частицы ниже [1, 2]. Орбита любого малого тела в планетарной системе полностью определяется пятью кеплеровыми элементами (a — большая полуось орбиты, e — эксцентриситет, i — наклонение, ω — аргумент перигелия, Ω — долгота восходящего узла орбиты). Первые два элемента определяют форму орбиты, остальные — ориентацию относительно базовой системы координат. Дискретность пространства орбит, если она есть, должна, прежде всего, проявляться в распределении их по большой полуоси. Согласно теориям, пытающимся объяснить дискретную структуру распределений орбит в Солнечной системе, чередование мест скопления с областями меньшего присутствия тел в их распределении по большой полуоси должно иметь определенный порядок. Значение большой полуоси в местах поясов и люков a_k должно быть кратно a_0 — минимальному значению соизмеримости (основной гармонике), которым характеризуется данная планетарная система:

$$a_k = k \frac{a_0}{2}, \quad (1)$$

где k — числа натурального ряда.

Объектом исследования данной работы выбраны астероиды, орбиты которых сближаются с орбитой Земли (NEA — near Earth asteroids). В отличие от астероидов главного пояса, в первом приближении можно считать, что их движение определяется только гравитационным воздействием Солнца, а объем выборки достаточный для проведения необходимого анализа (на момент написания работы более 8000 орбит [8]). Кроме того у NEA, например, a определяется с точностью 8-9 знаков после десятичной точки, q — не менее 4-х и т. д. Ниже — в комментариях к рис. 1 — поясняется почему это важно.

Цель работы — провести анализ тонкой структуры распределений орбит NEA на предмет наличия предполагаемой периодичности и, в случае ее обнаружения, определить оценки минимальной соизмеримости орбит a_0 .

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Свойство квантования орбит в планетарной системе можно выявить путем исследования распределений интересующих параметров орбит на наличие периодических составляющих. Анализ распределений астероидов по большой полуоси орбиты будем проводить по гистограммам численности или гистограммам вероятности. Такие гистограммы фактически являются ненормированной и нормированной оценками плотности вероятности. Из распределений астероидов по большой полуоси нас интересуют лишь относительные колебания значений количества попавших орбит в тот или иной интервал на фоне

присутствующего тренда. Оценки тренда были получены аппроксимацией исходного ряда распределений полиномом. Выбор степени полинома не имеет четкого правила и во многом зависит от характера самого тренда [9, 10]. Для всех распределений был выбран полином 9-й степени. Отметим, что все расчеты были проделаны и для тренда, рассчитанного методом скользящего среднего, что привело к тем же результатам. Убрав тренд с гистограммы численности, получаем исходный дискретный ряд, который использовался для поиска предполагаемой периодичности. В настоящей работе для его анализа использовалось дискретное преобразование Фурье (ДПФ) [9, 10, 11, 12, 13].

2. АСТЕРОИДЫ ГРУППЫ АМУРА

К группе Амура (Amors) относятся астероиды, для которых выполняются условия $a > 1 \text{ a.e.}$ и $1.017 < q < 1.3 \text{ a.e.}$, где q – перигелийное расстояние. На момент проведения анализа было известно 3211 орбит астероидов данной группы. Анализируемый диапазон был ограничен сверху значением $a_{\max} = 3.2 \text{ a.e.}$, что отсеяло 50 астероидов с большими полуосями вплоть до 5 a.e. На рис. 1 приведены гистограммы численности астероидов группы Амура по большой полуоси, анализируемый диапазон разбит на $a - n = 100$ и $b - n = 200$ интервалов. Рассматривая эти гистограммы (выборки) как «временные ряды», где вместо переменной t выступает переменная a , можно анализировать их с помощью хорошо разработанных методов анализа временных рядов [10, 12, 13].

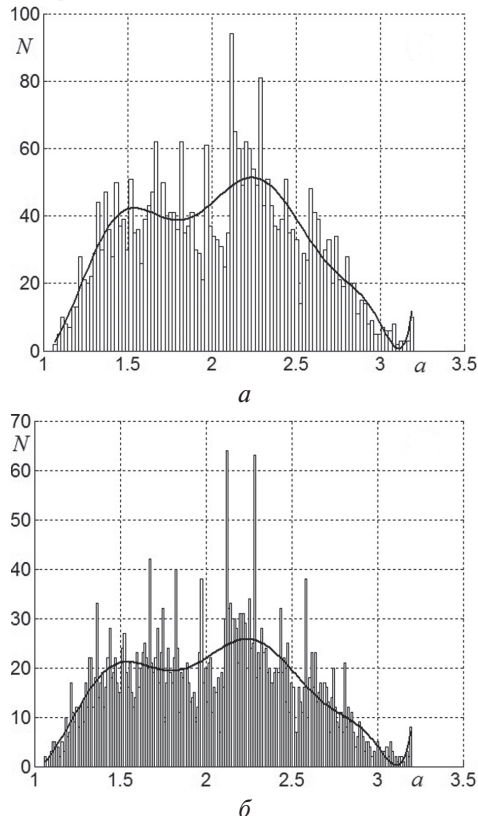


Рис. 1. Гистограммы распределений астероидов группы Амура по большой полуоси

Отметим, что дискретный характер этих рядов четко проявляется на рис. 1а и 1б у астероидов группы Амура. Как будет показано ниже, эта особенность распределений проявляется и у остальных групп астероидов. Кроме того, с увеличением количества интервалов гистограмм дискретность проявляется более отчетливо. Сплошной линией показан тренд.

Найдем оценки шага Δa и частоты f_s дискретизации гистограммы (рис. 1а):

$$\Delta a = \frac{a_{\max} - a_{\min}}{n} = \frac{3.20 - 1.06}{100} = 0.0214 \text{ a.e.}, \quad (2)$$

$$f_s = \frac{1}{\Delta a} = \frac{1}{0.0214} \approx 46.7 \text{ a.e.}^{-1}. \quad (3)$$

Следовательно, максимальная частота, которая может быть определена по данному ряду:

$$f_{\max} = \frac{f_s}{2} \approx 23.4 \text{ a.e.}^{-1}. \quad (4)$$

В распределении b , максимально возможная частота в два раза выше, поскольку анализируемый ряд содержит в два раза больше отсчетов в том же диапазоне изменения большой полуоси.

На рис. 2 приведены нормированные к единице периодограммы рядов, полученных по гистограммам a и b рис. 1, после вычитания из последних соответствующих трендов.

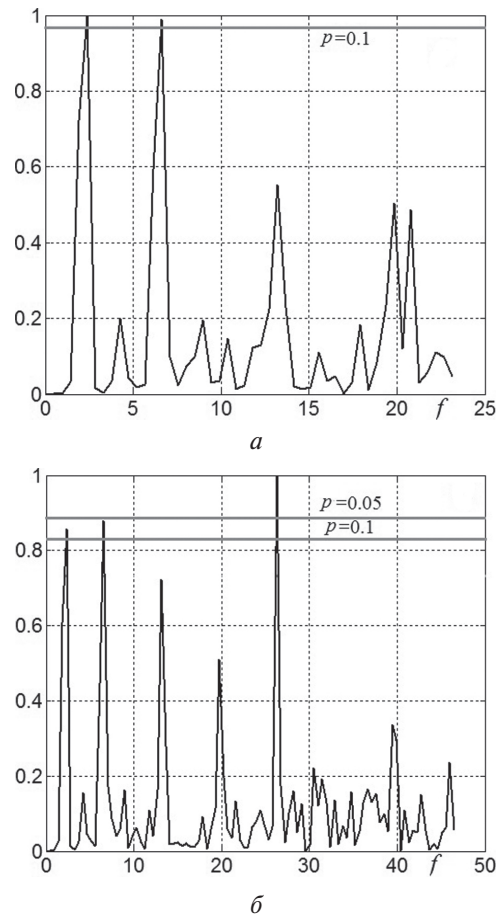


Рис. 2. Нормированные периодограммы рядов, полученных для астероидов группы Амура

На графиках периодограмм приведены оценки вероятностей того, что периодограмма ряда

случайных величины, имеющего ту же длину, что и интересующий нас ряд, содержит спектральную составляющую с амплитудой большей или равной амплитудам для указанных уровней значимости p . При заданной длине ряда n и уровне значимости p лишь отклонения периодограммы (или спектральной плотности) нормированной к ее среднему значению $\overline{P}_n(f)$, превосходящие $X_{n,p}$, могут считаться значимыми [10]:

$$X_{n,p} = -\ln \left[1 - (1-p)^{\frac{2}{n-2}} \right]. \quad (5)$$

Искомое значение амплитуды периодограммы для заданного значения параметра p и длины ряда n :

$$P_n = X_{n,p} \cdot \overline{P}_n(f). \quad (6)$$

Все графики периодограмм являются нормированными к единице, поскольку нас интересуют лишь частоты спектральных составляющих и уровни их значимости, а не конкретные значения периодограммы на тех или иных частотах. В случае ряда а) – $\overline{P}_n(f) = 0.16$, $n = 100$, $p = 0.1$ (значение p было подобрано экспериментально):

$$X_{n,p} = -\ln \left[1 - (1-0.1)^{\frac{2}{100-2}} \right] \approx 6.14,$$

$$P_n = 6.14 \cdot 0.16 \approx 0.98.$$

Для всех других периодограмм вычисление уровней значимости происходило аналогичным образом.

Оба спектра имеют разрешение, равное:

$$\frac{1}{a_{\max} - a_{\min}} = \frac{1}{3.2 - 1.06} \approx 0.5 \text{ a.e.}^{-1}.$$

В табл. 1 приведены частоты основных составляющих, проявляющихся в спектрах (рис. 2).

Частота измеряется в колебаниях на астрономическую единицу. Как видим, значения частот первых четырех гармоник практически совпадают. Гармоники f_4 и f_5 находятся на малом расстоянии друг от друга, что дает возможность предполагать, что они являются одной и той же спектральной составляющей. В пользу этого говорит и то, что в ряде б) составляющая f_5 отсутствует. Также следует отметить, что частоты f_2, f_3, f_4, f_6 образуют ряд, где каждая последующая частота больше предыдущей на значение основной гармоники, которой в данном случае будет f_2 .

Таблица 1

Частоты основных составляющих спектров на рис. 2 а и б соответственно, $[f] = 1 \text{ a.e.}^{-1}$

	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6
а	2.34	6.61	13.22	19.82	20.77	-
б	2.35	6.58	13.15	19.73	-	26.30

Практическое совпадение положений пиков обоих спектров свидетельствует, что спектр

распределения орбит по большой полуоси в рассмотренном нами случае мало зависит от выбора количества интервалов разбиения и является характеристикой колебания плотности анализируемых орбит по рассматриваемому параметру.

3. АСТЕРОИДЫ ГРУППЫ АПОЛЛОНА

К группе Аполлона (Apollos) отнесены такие NEA, для которых выполняются условия $a > 1.0 \text{ a.e.}$ и $q < 1.017 \text{ a.e.}$. На момент проведения анализа было известно 4567 орбит астероидов данной группы, из которых были отобраны 4550.

На рис. 3 приведены гистограммы распределения астероидов группы Аполлона по большой полуоси для а) $n = 100$ и б) $n = 200$ интервалов анализа соответственно. Сплошной линией показан полиномиальный тренд.

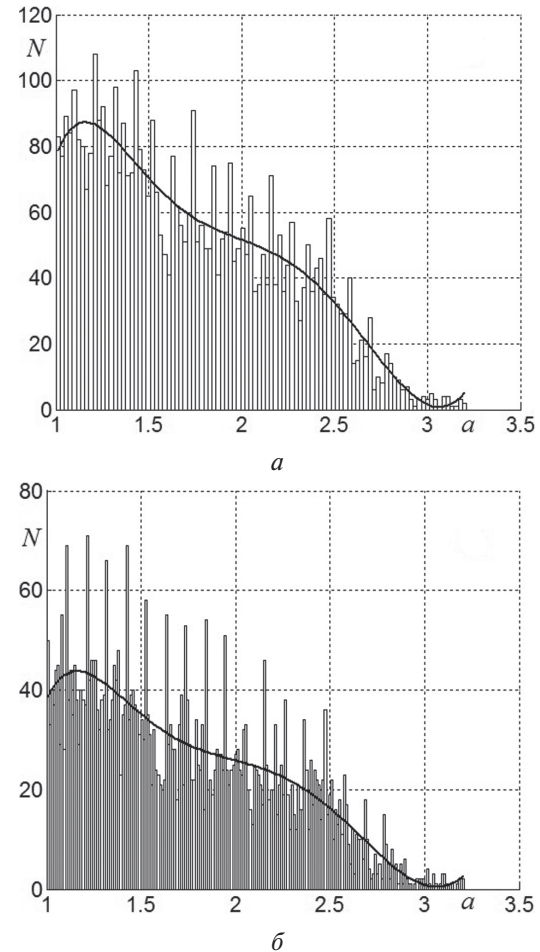


Рис. 3. Гистограммы распределений астероидов группы Аполлона по большой полуоси

На рис. 4 приведены периодограммы рядов, полученных по гистограммам численности астероидов группы Аполлона, изображенных на рис. 3, путем вычитания из них соответствующих трендов.

Уровни значимости периодограмм были рассчитаны по методике, которая использовалась и для астероидов группы Амура. Как видим, обе периодограммы имеют достаточно ярко выраженные периодические составляющие с высокими уровнями значимости.

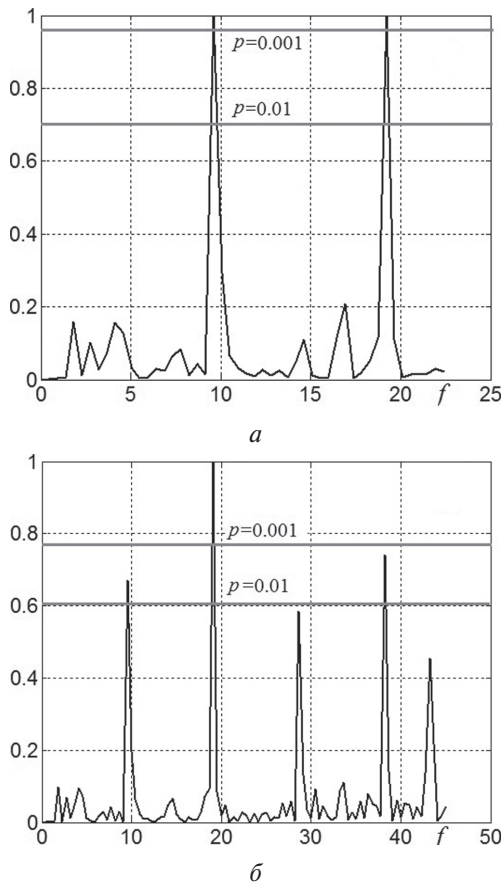


Рис. 4. Нормированные периодограммы рядов, полученных для астероидов группы Аполлона

В табл. 2 занесены частоты пиков, которые проявляются на спектрах (рис. 4).

Таблица 2

Частоты основных составляющих спектров на рис. 4 а и б соответственно, $[f] = 1 \text{ a.e.}^{-1}$

	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5
а	9.60	19.20	-	-	-
б	9.55	19.10	28.65	38.20	43.20

Как и для случая астероидов группы Амура, составляющие спектра f_1, f_2, f_3, f_4 распределений орбит по большой полуоси для астероидов Аполлона также образуют ряд, но уже с другим значением основной гармоники.

4. АСТЕРОИДЫ ГРУППЫ АТОНА

К группе Атона (Atens) отнесены такие NEA, для орбит которых выполняются условия $a < 1.0 \text{ a.e.}$ и $Q > 0.983 \text{ a.e.}$. На момент проведения анализа было известно 678 астероидов данной группы. На рис. 5 приведены гистограммы распределения астероидов группы Аполлона по большой полуоси для $a - n=100$ и $b - n=200$ интервалов анализа соответственно. Сплошной линией показан полиномиальный тренд.

Отметим, что на каждой из гистограмм в области малых значений большой полуоси появляются интервалы, в которые не попали астероиды; они не учитывались при расчете тренда.

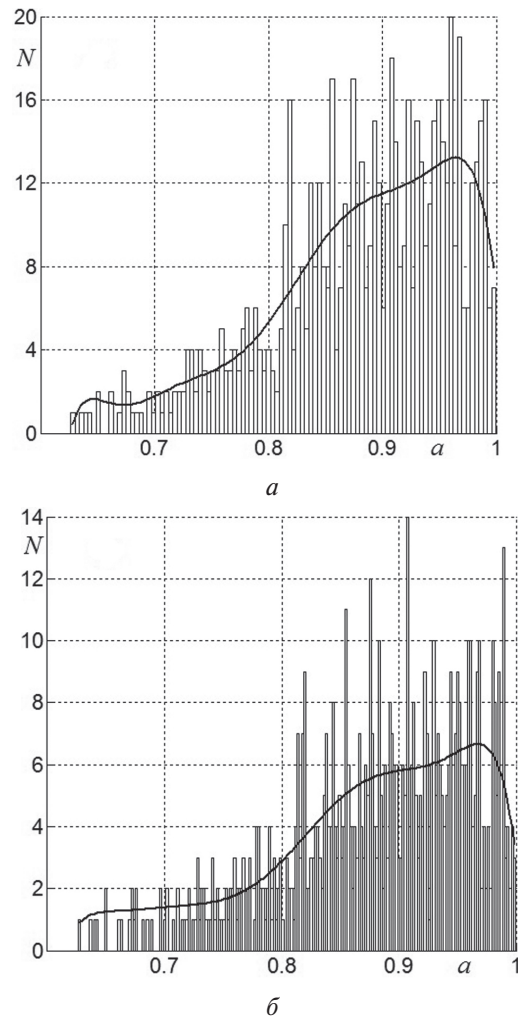


Рис. 5. Гистограмма распределений астероидов группы Атона по большой полуоси

На рис. 6 приведены периодограммы рядов астероидов группы Атона, полученные по гистограммах численности путем вычитания из них соответствующих трендов (из интервалов, в которые не попал ни один астероид, вычитания тренда не производилось). Только две спектральные составляющие имеют степень значимости равную или большую чем 0.2. Это является следствием большой зашумленности периодограмм и, как результат, большого среднего значения $\bar{P}_n(f)$.

Спектральное разрешение каждой из периодограмм на рис. 6 равно:

$$\frac{1}{a_{\max} - a_{\min}} = \frac{1}{1 - 0.63} \approx 2.7 \text{ a.e.}^{-1}.$$

Малый диапазон изменения большой полуоси Δa стал также причиной подавления низкочастотных составляющих спектров. Это делает сложным сравнение спектральных составляющих периодограмм астероидов группы Атона с периодограммами других групп астероидов.

5. АСТЕРОИДЫ NEA

Астероидами, сближающимися с Землей (NEA), называются те из астероидов, которые под воздействием вековых возмущений могут

пересечь орбиту Земли. На момент проведения анализа было известно 8467 орбит таких астероидов. Диапазон изменения большой полуоси был ограничен значениями $a_{\max} = 2.95 \text{ a.e.}$ и $a_{\min} = 0.84 \text{ a.e.}$

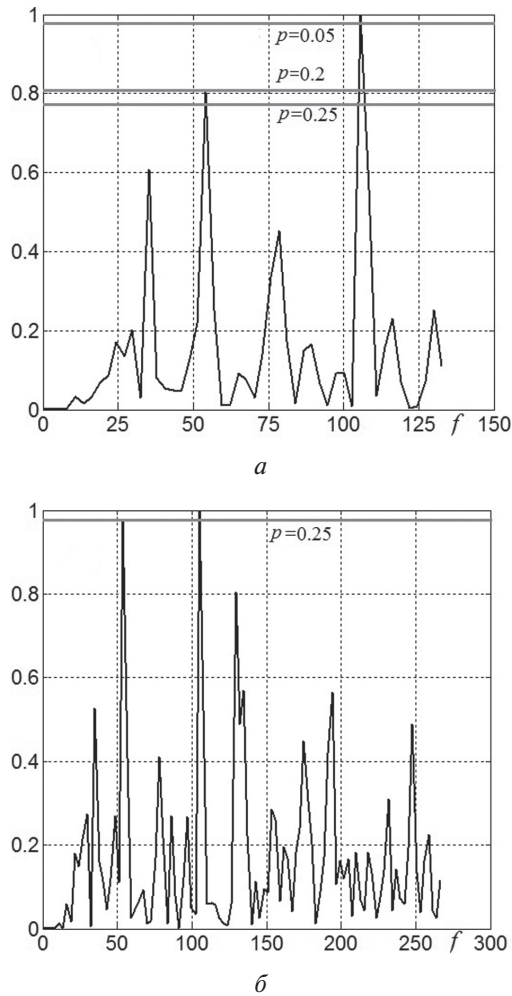


Рис. 6. Нормированные периодограммы рядов, полученных для астероидов группы Атона

На рис. 7 приведены гистограммы распределения астероидов NEA по большой полуоси, анализируемый диапазон разбит на $a - n = 100$ и $b - n = 200$ интервалов. Сплошной линией показан полиномиальный тренд.

Убирая из гистограммы тренд, получаем исходный ряд колебаний, периодограммы которого для двух случаев распределений изображены на рис. 8.

Спектральное разрешение для обоих случаев равно:

$$\frac{1}{a_{\max} - a_{\min}} = \frac{1}{2.95 - 0.84} \approx 0.47 \text{ a.e.}^{-1}.$$

В табл. 3 приведены частоты основных составляющих спектров на рис. 8. Как и для астероидов Аполлона и Амура, составляющие в общей области частот обоих спектров астероидов NEA практически совпадают. А частоты $f_2, f_3, f_4, f_5, f_6, f_7, f_8, f_9$ образуют ряд с основной гармоникой равной f_2 .

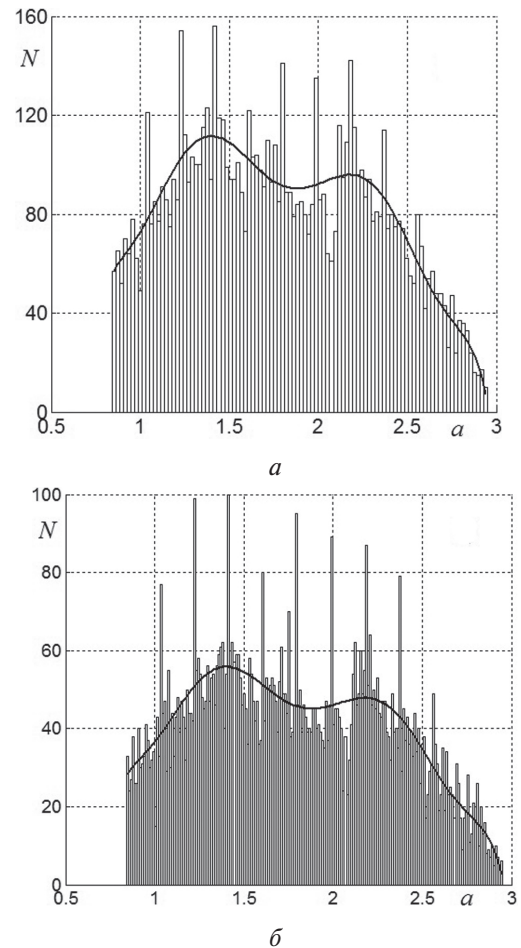


Рис. 7. Гистограммы распределений астероидов NEA

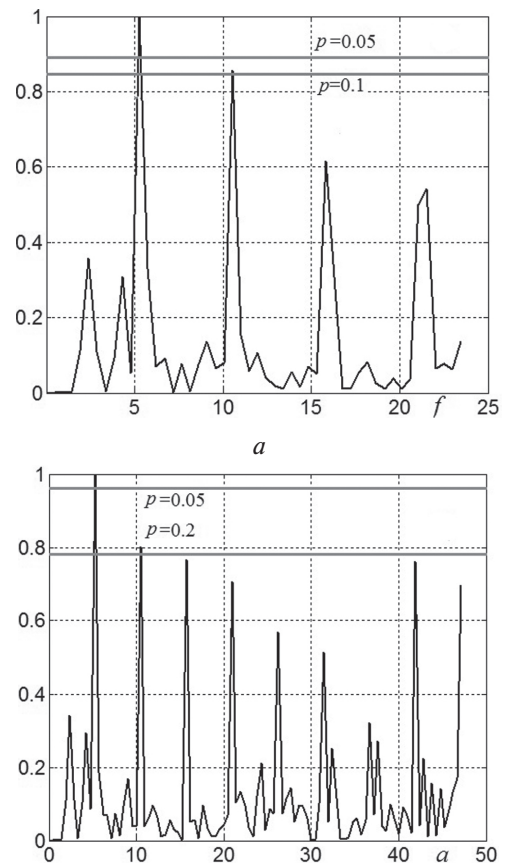


Рис. 8. Нормированные периодограммы рядов, полученных для астероидов NEA

Таблица 3

Частоты основных составляющих спектров на рис. 8 а и б соответственно, $[f]=1 \text{ a.e.}^{-1}$

	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7	f_8	f_9
а	2.40	5.27	10.53	15.80	21.54	-	-	-	-
б	2.38	5.24	10.48	15.72	20.96	26.20	31.44	36.68	41.92

ВЫВОДЫ

Проведя спектральный анализ флуктуаций распределений астероидов по большой полуоси, получили подтверждение того, что периодические составляющие присутствуют на периодограммах всех групп астероидов. В сводной таблице 4 приведены частоты спектральных составляющих низших порядков для рядов гистограмм численности астероидов по группам.

В табл. 4 жирным курсивом приведены частоты составляющих, которые были рассчитаны в предположении, что составляющая f_6 для астероидов АРО является гармоникой третьего порядка. Как видим, составляющие f_2 и f_6 представлены в спектрах рассматриваемых групп астероидов и, с учетом спектрального разрешения каждой из гармоник, практически совпадают. Это делает возможным рассматривать f_2 в качестве основной гармоники частоты смены поясов и люков на гистограммах численности астероидов по большой полуоси. Все группы астероидов имеют слегка отличающиеся значения частоты f_2 . Несомненно, каждая из групп имеет свои характерные особенности, занимает разные места в пространстве элементов орбит и, вероятно, подвержена разным воздействиям.

Таблица 4

Спектральные составляющие рядов гистограмм численности астероидов, $[f]=1 \text{ a.e.}^{-1}$

		f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6
АМО	<i>а</i>	2.34	6.61	-	13.22	-	19.82–20.77
	<i>б</i>	2.35	6.58	-	13.15	-	19.73
АРО	<i>а</i>	-	6.40	9.60	-	-	19.20
	<i>б</i>	-	6.37	9.55	-	-	19.10
NEA	<i>а</i>	2.40	5.27	10.53	-	15.80	21.54
	<i>б</i>	2.38	5.24	10.48	-	15.72	20.96

В качестве искомого значения частоты смены поясов и люков возьмем среднее значение, полученное при анализе всех астероидов NEA: $f_3 = 5.3$. Отсюда период основной a_0 гармоники будет равным:

$$a_0 = \frac{1 \text{ a.e.}}{f_0} = 2 \frac{1 \text{ a.e.}}{f_3} = 2 \frac{1 \text{ a.e.}}{5.3} \approx 0.377 \text{ a.e.}$$

Для дальнейших исследований по данному направлению целесообразным является использование методов спектрального анализа, которые имеют улучшенные характеристики (спектральное разрешение) по сравнению с ДПФ [11].

Также необходимым является проведение аналогичного анализа тонкой структуры распределений орбит для других групп малых тел Солнечной системы.

Литература

- [1] Гулак Ю.К. Соизмеримости и макроквантовые явления в солнечной системе. I. Проблемы, принципы, модель. – К.: Институт теоретической физики АН УССР, 1986. – 27 с.
- [2] Гулак Ю.К. Соизмеримости и макроквантовые явления в Солнечной системе. II. Стабильные механические структуры. – К.: Институт теоретической физики АН УССР, 1986. – 28 с.
- [3] Quiroga R.J. Angular momenta in the Solar System. – Earth, Moon and Planets. – 1984. – 30 N2. – P. 102-121.
- [4] Quiroga R.J. Angular momenta in the Solar System. II – Earth, Moon and Planets. – 1984. – 30 N2. – P. 102-121.
- [5] Чечельницкий А.М. О квантовании Солнечной системы. – *Астрономический циркуляр*, 1983, №1257. – С. 5-7.
- [6] Hu Zhong-wey, Chen Zhi-xiong Distance law and formation of satellite systems. - *Astronomische Nachrichten*. – 1987. – 308, p.359-362.
- [7] Волошук Ю.И. и др. Метеоры и метеорное вещество. – Киев: Наук. думка, 1989. – 296 с.
- [8] http://neo.jpl.nasa.gov/cgi-bin/neo_elem
- [9] Андерсон Т. Статистический анализ временных рядов: Пер. с англ. – М.: Мир, 1976. – 755 с.
- [10] Тербиж В.Ю. Анализ временных рядов в астрофизике. – М.: Наука, 1992 – 392 с.
- [11] Марпл.-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – 584 с.
- [12] Бриллинджер Д. Временные ряды. Обработка данных и теория: Пер. с англ. – М.: Мир, 1980. – 536 с.
- [13] Stoica P. Introduction to Spectral Analysis. – Prentice Hall, New Jersey, 1997 – 319 p.

Поступила в редколлегию 27.06.2012



Волошук Юрий Иванович, доктор технических наук, профессор, ХНУРЭ. Область научных интересов: радиолокация метеоров, малые тела Солнечной системы, обработка радиосигналов.



Черкас Юрий Васильевич, аспирант, ХНУРЭ. Область научных интересов: малые тела Солнечной системы, IT-технологии.

УДК 523.24:521.1; 523.6

Використання спектрального аналізу для пошуку періодичних складових в розподілах астероїдів по великій півосі / Ю.В. Черкас, Ю.І. Волощук // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2012. — Том 11. № 2. — С. 335–341.

Дотепер отримані деякі емпіричні результати, відповідно до яких в розподілах елементів орбіт малих тіл Сонячної системи присутня періодична складова. Це можливо, якщо існують системи стабільних та нестабільних орбіт. Проте малі об'єми вибірок не дозволяли стверджувати це з достатньою ймовірністю. Якщо ж це підтвердиться, то погляди на процеси еволюції Сонячної системи можуть істотно змінитися. Робилися спроби теоретичного пояснення того, що простір можливих орбіт в гравітаційних орбітах планетарного типу є дискретним. Якщо це так, то дискретність повинна проявитися в розподілах орбітальної енергії, кутового моменту та деяких елементів орбіти. Найпростіший спосіб перевірки таких гіпотез — пошук гармонічних складових на гістограмах чисельності великої півосі орбіт малих тіл Сонячної системи. В якості малих тіл ми вибрали астероїди, орбіти котрих зближуються із орбітою Землі.

Ключові слова: спектральний аналіз розподілів орбіт, періодограма, гістограма чисельності, навколоземні астероїди.

Табл. 4. Іл. 8. Бібліогр.: 13 найм.

UDC 523.24:521.1; 523.6

Application of spectral analysis for searching periodic components in the semi-major axis distributions of asteroids / Yu. V. Cherkas, Yu. I. Voloshchuk // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2012. Vol. 11. № 2. — P. 335–341.

To date some empirical results have been obtained, according to which distributions of orbital elements of small bodies of the Solar system contain a periodic component. It can be, if there are systems of stable and unstable orbits. However, small sample sizes have not allowed to state this with reasonable probability. If this is confirmed, views on processes of the Solar system evolution can be changed significantly. Attempts have been made to theoretically explain that the space of possible orbits in gravitational systems of planetary type is discrete. If it is so, discreteness should manifest itself in distributions of orbital energy, angular momentum and some orbital elements. The easiest way to test these hypotheses is to search for harmonic components in frequency histograms of the semi-major axis of the orbits of the Solar system's small bodies. We have chosen asteroids as small bodies whose orbits approach the Earth's orbit.

Keywords: spectral analysis of distributions of orbits, periodogram, frequency histogram, near Earth asteroids.

Tab. 4. Fig. 8. Ref: 13 items.

ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ ПРИ РАБОТЕ С ИМПУЛЬСНЫМИ НЕВЗРЫВНЫМИ ИСТОЧНИКАМИ СЕЙСМИЧЕСКИХ ВОЛН

Г.Я. ШАЙДУРОВ, В.А. ДЕТКОВ, Д.С. КУДИНОВ, В.В. СУХОТИН

Рассматривается задача формирования оптимального зондирующего сигнала сейсмического излучения с помощью импульсных невзрывных источников (ИНИ) по критерию отношения сигнал/синхронная помеха + шум. Приведены варианты технической реализации систем с ИНИ для повышения отношения сигнал/помеха + шум.

Ключевые слова: сейсмический источник, синхронная помеха, невзрывные технологии, импульсный сигнал, сейсмоприемник, отношение сигнал/шум, импульсная характеристика.

ВВЕДЕНИЕ

Как известно, сейсморазведочные работы в сложных геолого-геофизических условиях Восточной Сибири и сходных районах существенно осложнены наличием в верхних структурах георазреза стохастически распределенных трапповых включений, магматических пород, формирующих мощные помеховые сигналы, существенно повышающие полезные, приходящие с глубинных отражающих границ Земли.

Целью данной статьи является привлечение внимания специалистов в области прикладных задач радиоэлектроники к одной из актуальных проблем исследования структуры земли невзрывными источниками сейсмических сигналов с управляемой временной формой и сектором, как средством оптимизации отношения сигнал/помеха плюс шум. В отличие от задач радиолокации воздушных целей, поиск месторождений углеводородов на больших глубинах чрезвычайно осложнен геологическими неоднородностями среды распространения сейсмических волн, что требует разработки новых подходов к проблеме обработки информации и может представлять интерес для широкого круга научной общественности.

1. ОПТИМИЗАЦИЯ ЗОНДИРУЮЩЕГО СЕЙСМИЧЕСКОГО СИГНАЛА ПО КРИТЕРИЯМ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ПОМЕХА ПЛЮС ШУМ

На рис. 1 представлена линейная модель двухслойного разреза [1]. Используя данную модель, запишем отношение сигнал/помеха плюс шум по мощности в виде:

$$q = \frac{[I \otimes \Phi_c \otimes \Phi_{np}]^2}{[I \otimes \Phi_n \otimes \Phi_{np}]^2 + N_0 \otimes \Phi_{np}^2}, \quad (1)$$

где I — зондирующий сигнал источника сейсмических волн; Φ_c — передаточная функция (ПФ) полезного сигнала; Φ_n — ПФ синхронных помех; Φ_{np} — ПФ сейсмоприемника; \otimes — знак функционального перемножения; N_0 — спектральная плотность мощности некоррелированного с

полезным сигналом шума. Черта сверху — усреднение по частоте или времени.

Под синхронной помехой (СП) будем понимать акустический отклик неоднородного верхнего слоя георазреза.

На схеме рис. 1 изображена модель прохождения зондирующего акустического сигнала (ЗС) от сейсмического источника 1 к сейсмоприемнику 2 через двухслойный разрез с включением в верхний слой некоторой акустической неоднородности 3. В этой модели полезный сигнал (С) формируется отражением от границы второго слоя, а синхронная помеха (П) образуется за счет переотражения акустического сигнала от неоднородности (3) и приходит к сейсмоприемнику 2 одновременно с сигналом. Поскольку положение неоднородности 3 носит случайный характер, так же как их количество и частота появления, то параметры помехи (амплитуда, фаза, частота) должны описываться статистическими характеристиками — математическим ожиданием, дисперсией, плотностью распределения и пр.

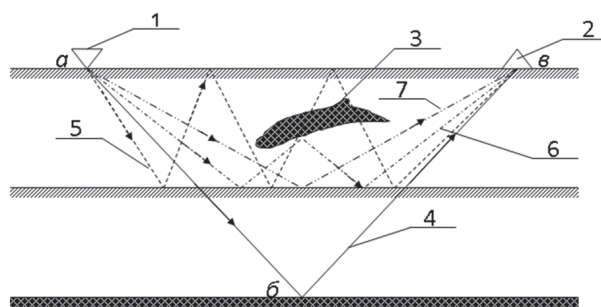


Рис. 1. Схема формирования сигнала и синхронных помех в двухслойной модели георазреза:

1 — излучатель; 2 — сейсмоприемник;
3 — неоднородность; 4 — формирование полезного сигнала; 5 — формирование реверберационной помехи; 6 — формирование синхронной помехи за счет неоднородного включения в первом слое; 7 — формирование отраженного сигнала от границы первого слоя

Кроме случайной составляющей помехи $\tilde{U}_p(t_i, t)$ на времени прихода полезного сигнала t_i , отраженного вторым слоем, на сейсмоприемник поступают и регулярные помехи $\bar{U}_p(t, t)$,

образуемые в зоне малых скоростей, в том числе реверберационные 5 и переотраженные первым слоем 7, параметры которых повторяются вдоль профиля движения $\bar{U}_P(t_i, t)$. Таким образом, комбинация полезного сигнала, помех и шумов на входе сейсмоприемника в момент t_i может быть записана как:

$$U(t_i, t) = U_c(t_i, t) + \bar{U}_P(t_i, t) + \tilde{U}_P(t_i, t) + U_n(t_i, t), \quad (2)$$

Здесь U_n — среднеквадратичное значение некоррелированного с сигналом шума со спектральной плотностью мощности N_0 [Вт/Гц], например, микросейсм. В этой модели полезный сигнал $U_c(t_i, t)$ формируется как интегральная свертка зондирующего сигнала источника $I(\tau)$ с импульсной характеристикой (ИХ) его передачи к сейсмоприемнику 3 на отрезках a, b, v (рис.1) $\Phi_c(t_i, t)$, либо передаточной функцией (частотной характеристикой $\Phi_c(j\omega)$). Аналогично формируется синхронная помеха через импульсную характеристику $\Phi_p(t_i, t)$ или передаточную функцию $\Phi_p(j\omega)$, описывающие прохождение зондирующего сигнала через неоднородный верхний слой.

Ниже приводятся результаты решения двух изопериметрических вариационных задач:

Первая задача — максимизация функционала:

$$q(I, \Phi_{np}) \rightarrow \max, \quad (3)$$

при ограничении на энергию зондирующего сигнала $|\bar{I}|^2 = Q = const$.

Вторая — максимизация пары ЗС-приемник, при ограничениях:

$$|\bar{I}|^2 = Q = const \text{ и } D = const \text{ — (амплитуда сигнала на выходе приемника.)} \quad (4)$$

Полное решение поставленных задач приведено в [2] применительно к проблеме обнаружения различных объектов в проводящих средах, в частности в электроразведке, с использованием импульсных ЗС.

Рассмотрим некоторые особенности решения этих задач. Поскольку управление формой ЗС в этой области возможно лишь с невзрывными источниками, то задачу (2) решаем для ЗС ограниченного во времени $I \in [0, \tau]$.

Далее рассмотрим более общую задачу.

$$q = \frac{\int_{ii}^{jj} \int_0^{\tau_u} I(\tau) \Phi_A(t-\tau) d\tau \Big|^2 dt}{\int_{ii}^{jj} \int_0^{\tau_u} I(\tau) \Phi_n(t-\tau) d\tau \Big|^2 dt + N_0} \Rightarrow \max \quad (5)$$

при $\int_0^{\tau_u} I^2(\tau) d\tau = Q = const$. Здесь $[t_i; t_j]$ — интервал наблюдения сигнала.

Решение этой задачи [2] было найдено в виде

$$I_{opt}(t) = \overline{\Phi_c^*(t)} - \overline{\Phi_p^*(t)} \frac{K_{cn}}{1+v}, \quad (6)$$

где $\overline{\Phi_c^*(t)} = \frac{\Phi_c^*(t)}{R_0^{1/2}}$, $\overline{\Phi_p^*(t)} = \frac{\Phi_p^*(t)}{R_{C\Pi}^{1/2}}$ — зеркальные

ИХ сигнала и помехи, соответственно нормированные по модулям ИХ.

$$R_0 = \int_0^{\tau_u} \Phi_c^2(t) dt; R_{C\Pi} = \int_0^{\tau_u} \Phi_{C\Pi}^2(t) dt. \quad (7)$$

$$K_{C\Pi} = \frac{R_{C\Pi}}{R_0^{1/2} R_{C\Pi}^{1/2}}$$

v — нормированный коэффициент взаимной корреляции С и П.

Функция взаимной корреляции С и П:

$$R_{C\Pi} = \int_0^{\tau_u} \Phi_c(t) \Phi_{C\Pi}(t-\tau) dt; \quad (8)$$

$$v = \frac{N_0}{C_{\Pi} R_{C\Pi} Q} = \frac{E_{N_0}}{E_{\Pi}}$$

— отношение энергий шума и помех на интервале $[t_i; t_j]$, где $C_{\Pi} = \int_{t_i}^{t_j} \Phi_{C\Pi}^2(t) dt$.

Как видно из (6), оптимальный ЗС является комбинацией зеркальных ИХ полезного сигнала и синхронной помехи. При этом временная форма оптимального ЗС существенно зависит от параметра v отношения ш/п. При $v \gg 1$ оптимальным ЗС является зеркально согласованным с ИХ полезного сигнала (С), т.е. соответствует критерию $\frac{C}{N_0} \rightarrow \max$.

При $v \ll 1$ оптимальный ЗС является комбинацией зеркальных ИХ С и П. Его форма во многом зависит от коэффициента взаимной корреляции K_{cn} (7) между ИХ С и П.

При отсутствии корреляции, например, когда спектры С и П разнесены по частоте, оптимальный ЗС определяется лишь видом ИХ С.

Потенциально достижимое отношение энергий С/П+Ш определяется выражением:

$$q = \frac{v_0}{v} \left(1 - \frac{K_{C\Pi}^2}{1+v} \right), \quad (9)$$

где $v_0 = \frac{C_C R_0}{C_{\Pi} R_{C\Pi}} = \frac{E_C}{E_{\Pi}}$; $C_C = \int_{t_i}^{t_j} \Phi_C^2 |t| dt$;

$$C_{\Pi} = \int_{t_i}^{t_j} \Phi_{C\Pi}^2 |t| dt.$$

Таким образом, при существенном превышении шумов на П, т.е. при $v \gg 1$, предельное отношение С/(П+Ш) определяется лишь отношением энергий С и П на входе приемника.

Пусть ИХ С описывается затухающей колебательной функцией:

$$\Phi_C(t) = \Phi_{0C} e^{-\alpha(t+\tau_c)} \sin(\omega_C t + \varphi_C), \quad (10)$$

ИХ П:

$$\Phi_{\Pi}(t) = \sum_{i=0}^K \Phi_{\Pi K} e^{-\beta(t+\tau_c)} \sin(\omega_{\Pi K} t + \varphi_{\Pi}). \quad (11)$$

Тогда:

$$R_0 = \int_{t_i}^{t_j} \Phi_{0C}^2 e^{-2\alpha(t+\tau_c)} \sin^2(\omega_C t + \varphi_C) dt \quad (12)$$

$$R_{\Pi} = \sum_{K=0} \int_{t_i}^{t_j} \Phi_{\Pi K}^2 e^{-2\beta(t+\tau_c)} \sin^2(\omega_{\Pi K} t + \varphi_{\Pi K}) dt \quad (13)$$

$[t_i; t_j]$ — интервал наблюдения сигнала; $\tau_c = t_1$ — момент наблюдения сигнала.

$$R_{C\Pi} = \int_{t_i}^{t_j} \Phi_C(t) \Phi_{\Pi}(t - \tau) d\tau; \quad (14)$$

$$\text{при } \tau = 0; R_{C\Pi}(0) = \frac{1}{\tau_u} \sigma_{C\Pi}^2,$$

где $\frac{1}{\tau_u} \sigma_{C\Pi}^2$ — коэффициент взаимной корреляции ПС и СП на интервале $[0; \tau_u]$; $\sigma_{C\Pi}^2$ — взаимная дисперсия С и П.

Запись (11) означает, что синхронная помеха формируется группой из k волн, занимающих диапазон $(\omega_H \div \omega_B)$, соответствующий ширине спектра излучаемого сигнала.

Вводя (10), (11), (12), (13) в (7), получим:

$$K_{cn} = \frac{\sum_k \Phi_{0C} \Phi_{\Pi K} \int_{t_i}^{t_j} e^{-\alpha(t+\tau_c)} e^{-\beta(t+\tau_k)} \sin(\omega_C t + \varphi_C) \sin(\omega_{\Pi K} (t - \tau_k) + \varphi_{\Pi})}{\Phi_{0C} \left[\int_{t_i}^{t_j} e^{-\alpha(t+\tau_c)} \sin^2(\omega_C t + \varphi_C) \right]^{1/2} \left[\sum_K \Phi_{\Pi K}^2 e^{-2\beta(t+\tau_k)} \sin^2(\omega_{\Pi K} t + \varphi_{\Pi K}) \right]^{1/2}}. \quad (15)$$

Из (15) следует, что коэффициент взаимной корреляции сигнала и синхронных помех определяется лишь составляющей П, с частотой равной частоте сигнала и с временным сдвигом τ_k , равным τ_c .

Исходя из этого, (15) можно записать как:

$$K_{C\Pi} = \frac{\int_{t_i}^{t_j} e^{-(\alpha+\beta)(t-\tau+\tau_c)} \sin(\omega_C t - \tau + \varphi_C) \sin(\omega_C + \varphi_{\Pi}) dt}{\left[\int_{t_i}^{t_j} e^{-2\alpha(t+\tau_c)} \sin^2(\omega_C t + \varphi_C) dt \right]^{1/2} \int_{t_i}^{t_j} e^{-2\beta(t+\tau_c)} dt}. \quad (16)$$

После преобразования тригонометрических $[\sin^2(\omega_C t + \varphi_{\Pi}) dt]^{1/2}$ функций, пренебрегая членами $(\omega_C + \omega_{\Pi})t$, получим приближенно:

$$K_{C\Pi} \approx \frac{1}{2} \frac{\cos(\varphi_C - \varphi_{\Pi})}{(\alpha+\beta) R_0^{1/2} R_{\Pi}^{1/2}} \left[e^{-(\alpha+\beta)(t_i - \tau + \tau_c)} - e^{-(\alpha+\beta)(t_j - \tau + \tau_c)} \right]. \quad (17)$$

Таким образом, можно сделать вывод о целесообразности увеличения отношения сигнал/шум в (9) путем генерации источником первичной сейсмической волны на частоте ожидаемого полезного сигнала. В этом случае коэффициент взаимной корреляции сигнала и СП будет минимален, а отношение С/П+шум в (9) будет максимальным, зависящим от разности фаз сигнала и помех.

2. ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРЫ ЗС – ПРИЕМНИК

Далее рассмотрим особенности формирования оптимального зондирующего сигнала излучения при одновременной оптимизации передаточной функции приемника, определяемой алгоритмами первичной обработки принятого сигнала на выходе сейсмоприемника.

Решение задачи можно получить путем минимизации следующего функционала в частотной области [2]:

$$J = \frac{1}{2\pi T} \int_{-\infty}^{\infty} I^2(j\omega) \Phi_{\Pi}^2(\omega) V^2(j\omega) d\omega + \frac{1}{2\pi T} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{N_0}^2(\omega) V^2(j\omega) d\omega \rightarrow \min \quad (18)$$

при ограничениях

$$\frac{1}{2\pi T} \int_{-\infty}^{\infty} I(j\omega) V^*(j\omega) \Phi_C^*(j\omega) e^{-j\omega t_0} = D = const \quad (19)$$

$$\frac{1}{2\pi T} \int_{-\infty}^{\infty} I^2(j\omega) d\omega = P_{3C} = const, \quad (20)$$

где $I(j\omega)$ — спектральная характеристика ЗС; $\Phi_C^2(\omega)$, $\Phi_{\Pi}^2(\omega)$, $\Phi_{N_0}^2(\omega)$ — энергетические спектры сигнала, синхронной и шумовой помех соответственно; $[0; T]$ — интервал наблюдения сигнала; t_0 — время его задержки на выходе приемника; $V(j\omega)$, $V^*(j\omega)$ — основная и сопряженная передаточные функции приемника; D — амплитуда сигнала на выходе приемника; P_{3C} — средняя мощность ЗС.

В [2] была найдена оптимальная пара ЗС – приемник в следующем виде:

$$I_{opt}^2(j\omega) = \frac{T \Phi_{N_0}^2(\omega)}{2M \Phi_{\Pi}^2(\omega)} \left[\sqrt{\frac{T \Phi_C^2(j\omega)}{\Phi_{N_0}^2(\omega)} - 2M} \right], \quad (21)$$

$$V_{opt}^2(j\omega) = \frac{\lambda_1^2 M T}{2\Phi_{\Pi}^2(\omega)} \left[\sqrt{\frac{T \Phi_C^2(j\omega)}{\Phi_{N_0}^2(\omega)} - 2M} \right], \quad (22)$$

где

$$M = \frac{1}{4\pi(1+\nu)} \int_{-\infty}^{\infty} \sqrt{\frac{T \Phi_{N_0}^2 \Phi_C^2}{\Phi_{\Pi}^2}} d\omega; \quad (23)$$

$$\lambda_1^2 = \frac{\lambda_2}{M^2}; \quad (24)$$

$$\lambda_2 = \frac{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} V^2(j\omega) \Phi_{N_0}^2(\omega) d\omega}{\frac{1}{2\pi T} \int_{-\infty}^{\infty} I^2(j\omega) d\omega} = \frac{P_{N_0}}{P_{3C}}; \quad (25)$$

$$\nu = \frac{T}{2\pi P_{3C}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\Phi_{N_0}^2(\omega)}{\Phi_{\Pi}^2(\omega)} d\omega$$

— нормированный коэффициент мощности по ЗС, оценивающий отношение мощностей шумовых и синхронных помех на входе приемника; $P_{ш}$ — мощность шума на выходе приемника.

Из анализа (11) следует, что оптимальный ЗС должен иметь энергетический спектр, обратный энергетическому спектру П и прямо пропорциональный корню квадратному из энергетического спектра шумов, поскольку

$$M \ll \sqrt{\frac{T\Phi_C^2(j\omega)}{\Phi_{N_0}^2(\omega)}}.$$

Таким образом, энергетический спектр П решающим образом влияет на форму оптимального ЗС.

При этом передаточная функция приемника определяется как формой энергетического спектра П, так и шумов, в обратной зависимости.

Временная форма зависимости оптимального ЗС и оптимальной импульсной характеристики приемника может быть получена обратным преобразованием Фурье из выражений:

$$I(j\omega) = \frac{\lambda_1 T \Phi_C^*(j\omega) V^*(j\omega) e^{-j\omega t_0}}{2(\Phi_{П}^2(\omega) V^2(j\omega) + \lambda_2)};$$

$$V(j\omega) = \frac{\lambda_1 T \Phi_C^*(j\omega) I^*(j\omega) e^{-j\omega}}{2[\Phi_{П}^2(\omega) I^2(j\omega) + \Phi_{N_0}^2 T]}.$$
 (26)

Отношение мгновенного значения мощности сигнала в момент времени t_0 к средней мощности синхронных помех и шумов на выходе приемника:

$$q = \frac{\left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} I V^* \Phi_C e^{j\omega(t-t_0)} d\omega \right]}{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} I^2 V^2 \Phi_{П}^2 d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{N_0}^2 V^2 d\omega}.$$
 (27)

Подстановка (25) и (26) в (27) позволяет получить верхнюю границу q при использовании оптимальной пары $I_{opt}(j\omega)$, $V_{opt}(j\omega)$:

$$q_{opt} = \frac{T}{\pi(1+\nu)} \int_0^{\infty} \frac{\Phi_C^2(j\omega)}{\Phi_{П}^2(\omega)} d\omega.$$
 (28)

Таким образом, при сопоставимости энергий П и шумов, целесообразна одновременная оптимизация пары ЗС-приемник.

3. АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ОПТИМИЗАЦИИ

При $\nu \ll 1$, т.е. в пренебрежении шумами по сравнению П выражение (28) еще раз подтверждает вывод о независимости отношения сигнал/СП от мощности источника возбуждения, а лишь от вида частотных характеристик полезных сигналов и синхронных помех.

Это безусловно относится к вибрационным источникам сейсмических колебаний, для которых энергия излучаемого сигнала за время T много больше энергии импульсного источника $E_B \gg E_u$, где

$$E_B = P_B T; E_u = P_u \tau_u,$$
 (29)

P_B — мощность вибрационного источника; P_u — мощность импульсного источника; τ_u — длительность импульса τ , время частотной развертки вибрационного источника.

Например, при средних значениях в переводе на силу удара — $P_B \approx 10\text{т}$, $T=10\text{с}$, $P_u=100\text{т}$, $\tau_u=5\text{мс}$, получаем $E_B=100\text{т}\cdot\text{с}$, $E_u=0,5\text{т}\cdot\text{с}$.

В то же время, по данным сравнительных полевых испытаний, оба вида источника дают примерно одинаковые геофизические результаты по глубинности и отношению сигнал/помеха.

Поскольку этот парадокс не нашел объяснения в научной печати, а оба вида технологий используются в геофизической практике, причем вибрационная разведка по объему полевых работ во всем мире существенно превышает объемы работ с импульсными источниками, используемыми в основном в России, то требуется адекватное научное разрешение указанного экспериментального факта. На наш взгляд, большой энергетический запас вибрационных источников связан с необходимостью работать в условиях высокого уровня промышленных помех, некоррелированных с ЗС шумов, микросейсм и пр.

Для вибрационных машин постановка этой проблемы также имеет смысл, поскольку управление энергетическим спектром возбуждаемых сейсмических волн позволяет в ряде специфических задач существенно поднять отношение сигнал/помеха.

В работе [3] показана возможность частотного зондирования с использованием группы импульсных источников путем их поочередного возбуждения с периодом повторения равным периоду ожидаемой частоты отклика георазреза.

Техническая реализация предельного отношения с/п+ш (28) возможна путем разработки импульсного невзрывного источника специальной «зеркальной» по отношению к ожидаемому полезному сигналу формы, с фазой возбуждения, противоположной фазе используемых сегодня ИНИ, что не является тривиальным.

Более простым решением является наполнение сигнала путем повтора ударов ИНИ и согласованной обработки его в приемнике, являющейся сегодня его штатной процедурой. В этом случае отношение (28) можно записать в виде:

$$q_{opt} = \frac{1}{\pi \left(1 + \frac{\nu}{n}\right)} \int_0^{\infty} \frac{\Phi_C^2(j\omega)}{\Phi_{П}^2(j\omega)} d\omega,$$
 (30)

где n — число ударов. Критерием оптимального числа ударов является отношение $\nu/n \ll 1$. При этом некоррелированными шумами можно пренебречь по сравнению с синхронными помехами. Минимизация коэффициента взаимной корреляции (17) путем режима последовательного возбуждения группы ИНИ, описанного в [3, 4], и согласованная обработка в приемнике дают

дополнительную возможность достичь предела (30) при $v \ll 1$.

При работе с вибрационными источниками, если не использовать режим пассивной паузы, невозможно оперативно оценить минимальное число активных воздействий n и оптимизировать отношение с/п. В этом смысле преимущество за импульсными источниками, позволяющими оперативно управлять режимами их работы, производить их группирование, управлять диаграммой направленности и т.п.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Рассмотрена задача оптимизации формы зондирующего сигнала (ЗС) импульсного невзрывного источника сейсморазведки и пары ЗС-приемник по критерию отношения сигнал/синхронная помеха плюс шум по мощности на входе и выходе сейсмоприемника и определен потенциально достижимый предел этого отношения.

2. При существенном превышении мощности помех над шумом предельное отношение сигнал/помеха плюс шум не зависит от мощности источника и определяется лишь усредненным по частоте отношением мощностей полезного сигнала и помех.

3. При малом отношении помеха/шум более простым вариантом максимизации отношения С/Ш является согласованная обработка сигналов в приемнике; наоборот, в случае существенного превышения энергии синхронной помехи над шумом целесообразно управление формой ЗС, например, путем управления частотой излучения группы импульсных источников, включаемых последовательно, с временем задержки, соответствующим периоду повторения центральной частоты полезного сигнала.

Признание

Статья опубликована при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках реализации проекта, по постановлению правительства РФ № 218.

Литература

- [1] В.А. Детков, Г.Я. Шайдуров. О возможности адаптивного управления импульсными невзрывными источниками // Приборы и системы разведочной геофизики. № 4. — 2007. — С.14-16.
- [2] Г.Я. Шайдуров. Импульсные электромагнитные системы поиска. — Красноярск. КГТУ. — 320 с.
- [3] В.А. Детков, Г.Я. Шайдуров. Частотно-импульсный режим возбуждения сейсмических волн группой импульсных невзрывных источников // Приборы и системы разведочной геофизики. № 4. — 2007. — С. 11-13.



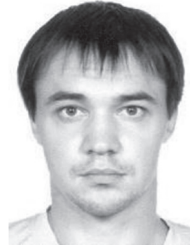
Поступила в редколлегию 30.08.2012

Шайдуров Георгий Яковлевич, Заслуженный деятель науки и техники РФ, докт. техн. наук, профессор, профессор кафедры «Радиоэлектронные системы» Сибирского федерального университета. Область научных интересов: электромагнитные методы, поиск,

сейсморазведка, подповерхностная радиолокация.



Детков Владимир Алексеевич, канд. техн. наук, управляющий директор ОАО «Эвенкиягеофизика». Область научных интересов: сейсморазведка, системы адаптивного управления, частотное зондирование геологической среды.



Кудинов Данил Сергеевич, канд. техн. наук, доцент кафедры «Радиоэлектронные системы» Сибирского федерального университета. Область научных интересов: параметрические методы, методы поиска, дефектоскопия, диагностика, сейсморазведка.



Сухотин Виталий Владимирович, канд. техн. наук, доцент кафедры «Радиоэлектронные системы», Сибирского федерального университета. Область научных интересов: радиодальнометрия, радиопеленгация, защищенные системы радиосвязи.

УДК 550.834

Формування сигналів і завад при роботі з імпульсними невибуховими джерелами сейсмічних хвиль / Г.Я. Шайдуров, В.О. Детков, Д.С. Кудінов, В.В. Сухотін // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2012. — Том 11. № 3. — С. 342—346.

Розглядається задача формування оптимального зондуючого сигналу сейсмічного випромінювання за допомогою імпульсних невибухових джерел (ІНД) за критерієм співвідношення сигнал/синхронна завада + шум. Наведено варіанти технічної реалізації систем з ІНД для підвищення співвідношення сигнал/завада + шум.

Ключові слова: сейсмічне джерело, синхронна завада, невибухові технології, імпульсний сигнал, сейсмодриймач, відношення сигнал/шум, імпульсна характеристика.

Рис. 1. Бібліогр.: 3 найм.

UDC 550.834

Formation of signals and interferences at work with pulse non-explosive sources of seismic waves / G.Ya. Shaidurov, V.A. Detkov, D.S. Kudinov, V.V. Suhotin // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2012. Vol. 11. № 3. — P. 342—346.

The problem of forming the optimal probing signal of seismic waves by using the criterion of signal/synchronous interference + noise ratio for pulse nonexplosive sources (PNES) is considered. The methods of designing PNES systems for improving signal/synchronous interference + noise ratio are shown.

Keywords: seismic source, synchronous interference, non-explosive technologies, pulse signal, seismic receiver, signal/noise ratio, pulse characteristic.

Fig. 1. Ref.: 3 items.

ГЕНЕРАТОР ХАОТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ СИСТЕМЫ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ С ЧЕТЫРЬМЯ ПЕРЕМЕННЫМИ

П.В. ИВАНЮК, Л.Ф. ПОЛИТАНСКИЙ, Р.Л. ПОЛИТАНСКИЙ

В работе предложена Matlab-Simulink модель генератора хаотических сигналов, описываемая системой четырех дифференциальных уравнений с кубической нелинейностью и характеризующаяся четырехлепестковым аттрактором. Рассчитан и исследован спектр показателей Ляпунова для хаотической системы с кубической нелинейностью. На основе полученных результатов спроектирован и экспериментально реализован генератор хаотических сигналов для системы передачи информации с применением детерминированного хаоса.

Ключевые слова: хаотический сигнал, четырехлепестковый аттрактор, кубическая нелинейность, спектр показателей Ляпунова.

ВВЕДЕНИЕ

Детерминированный хаос используется в разных отраслях инженерии, одной из которых являются телекоммуникационные системы, базирующиеся на этом явлении. Кроме классических динамических систем с хаотическим поведением (системы Лоренца, Спротта, Ресслера и другие), разработаны системы, являющиеся модификациями системы Лоренца, которые характеризуются двухлепестковыми аттракторами (double-wing attractor) и при определенных условиях генерируют хаотические колебания (системы Лю (Liu System) [1, 2] и Чена (Chen's model) [3]). В последнее время внимание исследователей сосредоточено на разработке 3-D [4] и 4-D [5, 6] хаотических систем, которые характеризуются четырехлепестковыми аттракторами (four-wing attractor). Хаотические сигналы, генерируемые этими системами, имеют очень сложную структуру [5] и более широкую полосу [4, 6].

Широкополосность, ортогональность, сложность структуры хаотических сигналов и сильная чувствительность к начальным условиям обуславливают перспективность их использования в системах связи для повышения криптоустойчивости. Поэтому исследование свойств хаотических сигналов, поиск путей аппаратной реализации генераторов хаотических колебаний и систем связи с их использованием является актуальной и своевременной темой.

Цель настоящей работы — определение значений параметров динамической системы, при которых генерируются хаотические или гиперхаотические сигналы, а также экспериментальная реализация с использованием схемотехнических решений генераторов хаотических колебаний.

1. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ИССЛЕДУЕМОЙ СИСТЕМЫ

4-D автономная хаотическая система с кубической нелинейностью задается системой дифференциальных уравнений первого порядка [6]:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= a(y - x) + yzw; \\ \dot{y} &= b(x + y) - xzw; \\ \dot{z} &= -cz + ey + xuw; \\ \dot{w} &= -dw + xuz.\end{aligned}\quad (1)$$

где a, b, c, d, e — параметры и x, y, z, w — переменные системы соответственно.

Для численного решения системы дифференциальных уравнений (1) была разработана Matlab-Simulink модель генератора хаотических сигналов (рис. 1), которая состоит из соединенных между собой блоков усиления, суммирования и вычитания, умножения, интегрирования и устройств регистрации сигналов.

На рис. 2 приведены полученные в результате моделирования фазовые траектории хаотической системы, описываемой дифференциальными уравнениями (1), при следующих значениях ее параметров: $a=50; b=10; c=13; d=20; e=6$.

По временным диаграммам динамических переменных системы с вышеуказанными параметрами (рис. 3) можно сделать вывод о сложности структуры хаотических сигналов.

2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ СПЕКТРА ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЛЯПУНОВА

Устанавливающиеся в нелинейных динамических системах режимы колебаний можно определить по значениям показателей Ляпунова, характеризующим степень зависимости системы от начальных условий и определяющих скорость расхождения ее траекторий в фазовом пространстве [7].

Расчет спектра показателей Ляпунова исследуемой системы осуществлялся путем использования алгоритма Бенеттина с модификациями [8, 9]. С этой целью решалась система уравнений, включающая в себя дифференциальные уравнения (1) и шестнадцать уравнений в вариациях, следующего вида:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= a(y_1 - x_1) + zw_1y_1 + uwz_1 + yzw_1; \\ \dot{y}_1 &= b(x_1 + y_1) - zw_1x_1 - xwz_1 - xzw_1; \\ \dot{z}_1 &= uw_1x_1 + e_1y_1 + xw_1u_1 - cz_1 + xuw_1; \\ \dot{w}_1 &= -yz_1x_1 + xz_1y_1 + xuz_1 - dw_1.\end{aligned}\quad (2)$$

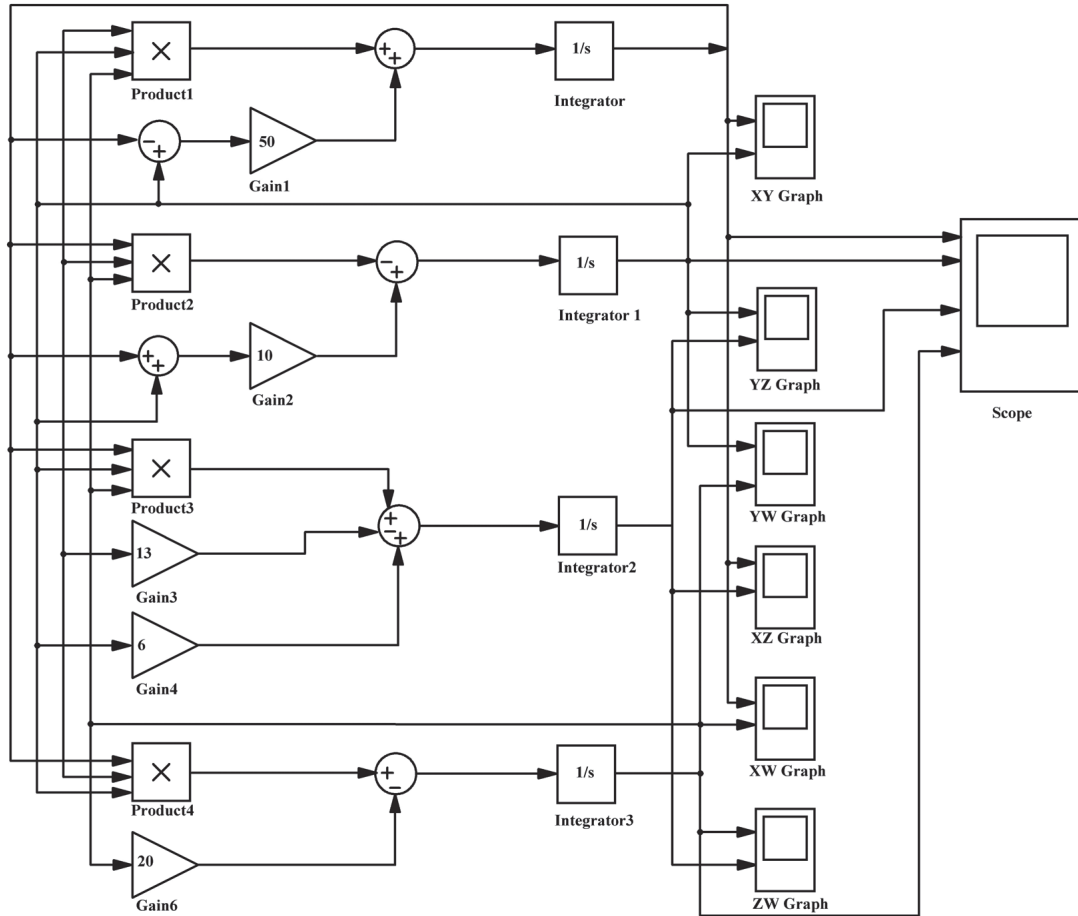
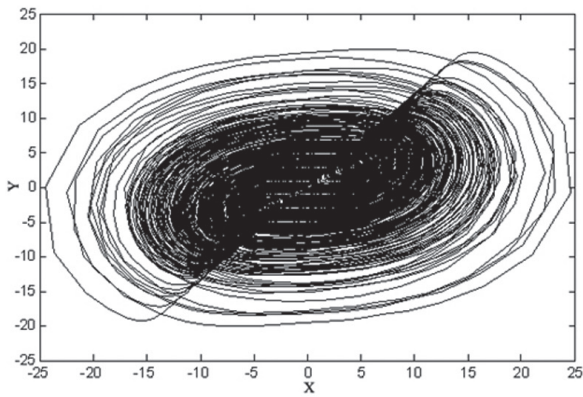
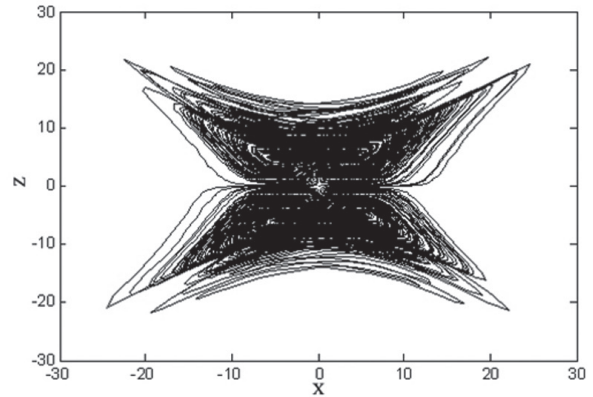


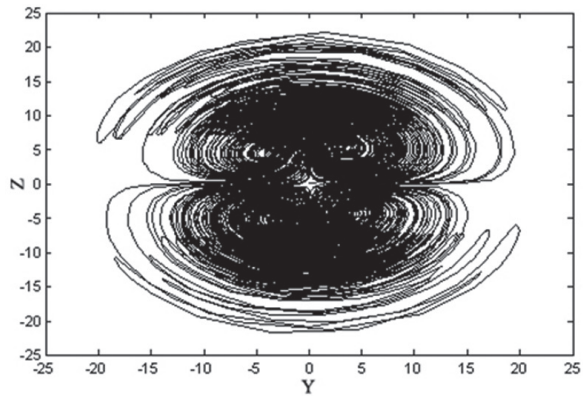
Рис. 1. Matlab-Simulink модель генератора хаотических сигналов



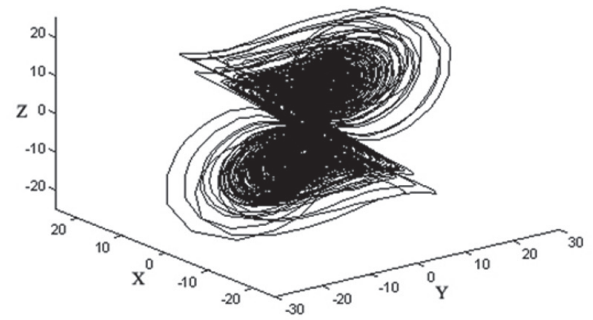
a



б



в



г

Рис. 2. Фазовые траектории системы (1) в плоскостях:
a – x - y , *б* – x - z , *в* – x - y - z и *г* – хаотический аттрактор в плоскости x - y - z

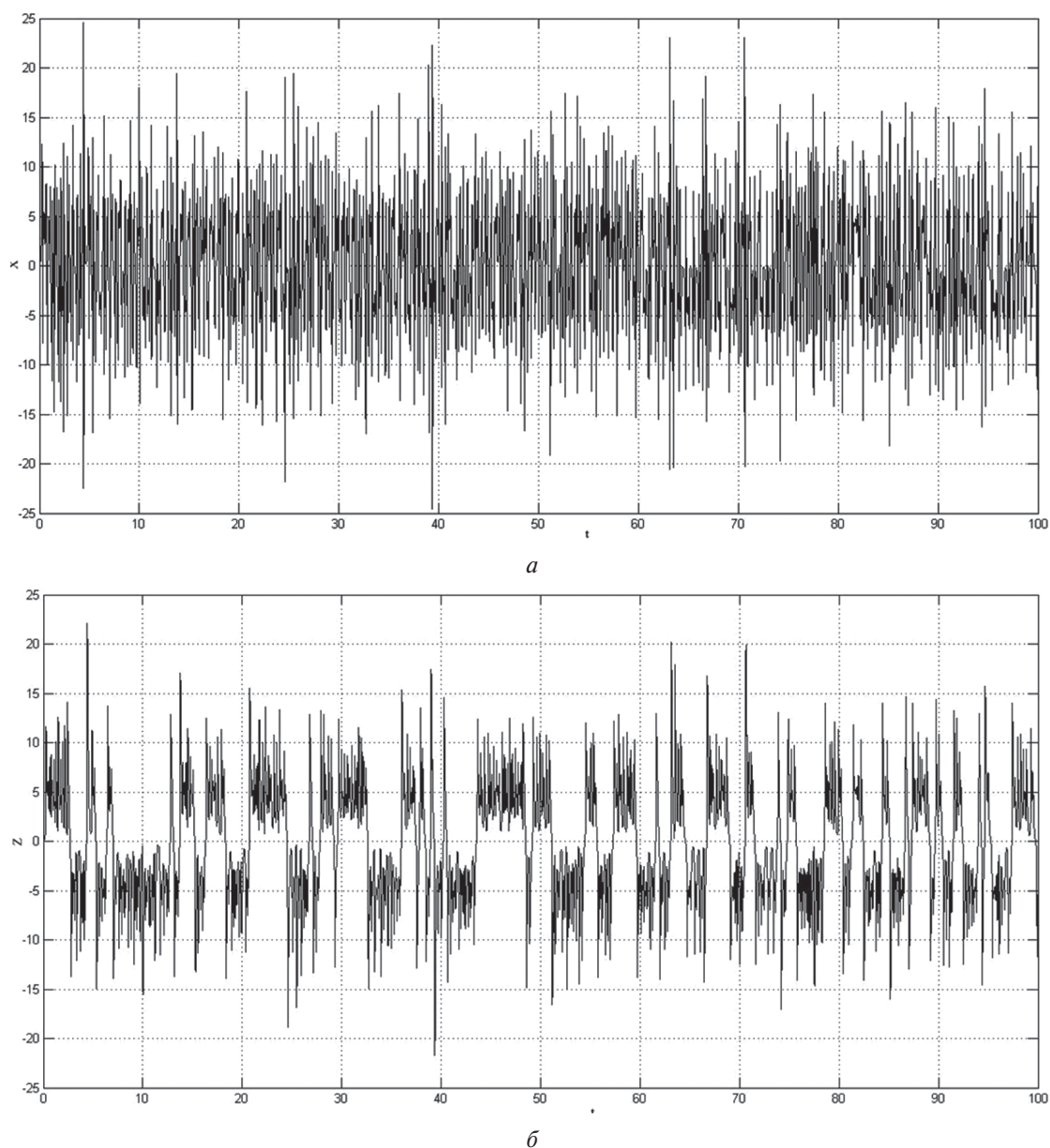


Рис. 3. Временные диаграммы динамических переменных системы (1): $a - x(t)$ и $b - z(t)$

Система из двадцати уравнений решалась численным методом Рунге-Кутты с перенормированием и ортогонализацией векторов возмущения в процессе вычисления при значениях параметров системы a, b, c, d, e . Показатели Ляпунова определялись для значений параметра b в интервале $(1,30]$ с единичным шагом при фиксированных значениях остальных параметров $a=50; c=13; d=20; e=6$ при нормировании на единицу начальных ортогональных векторов возбуждения x_0, y_0, z_0, w_0 . Рассчитанный спектр показателей Ляпунова (ПЛ) приведен на рис. 4а. Аналогично рассчитывались показатели Ляпунова для значений параметров $c \in (1,30]$ при $a=50, b=10, d=20, e=6$ и $e \in (1,30]$ при $a=50, b=10, c=13, d=20$. Их спектры приведены на рис. 4б и 4в соответственно.

По спектру показателей Ляпунова можно определить условия возникновения в системе колебаний разного характера. В частности, хаотические колебания возникают при условии, что

значение одного из показателей Ляпунова равняется нулю, один — положительный, а значения двух остальных — отрицательны. Гиперхаотические колебания возникают при условии, что значения двух показателей системы положительны [1].

Из полученных результатов следует, что при значениях параметра $b \in (17,19)$ система имеет два положительных показателя Ляпунова, следовательно, она может генерировать гиперхаотические колебания. При значениях параметра $b \in (3,27)$ система имеет один положительный показатель Ляпунова, то есть она может генерировать хаотические колебания. Расчет спектра показателей Ляпунова при разных значениях параметров c и e показал, что генерируемые системой колебания являются хаотическими во всем диапазоне их значений, поскольку первый показатель Ляпунова при этом всегда имеет положительные значения. Гиперхаотические колебания при изменении значений c и e не возникают.

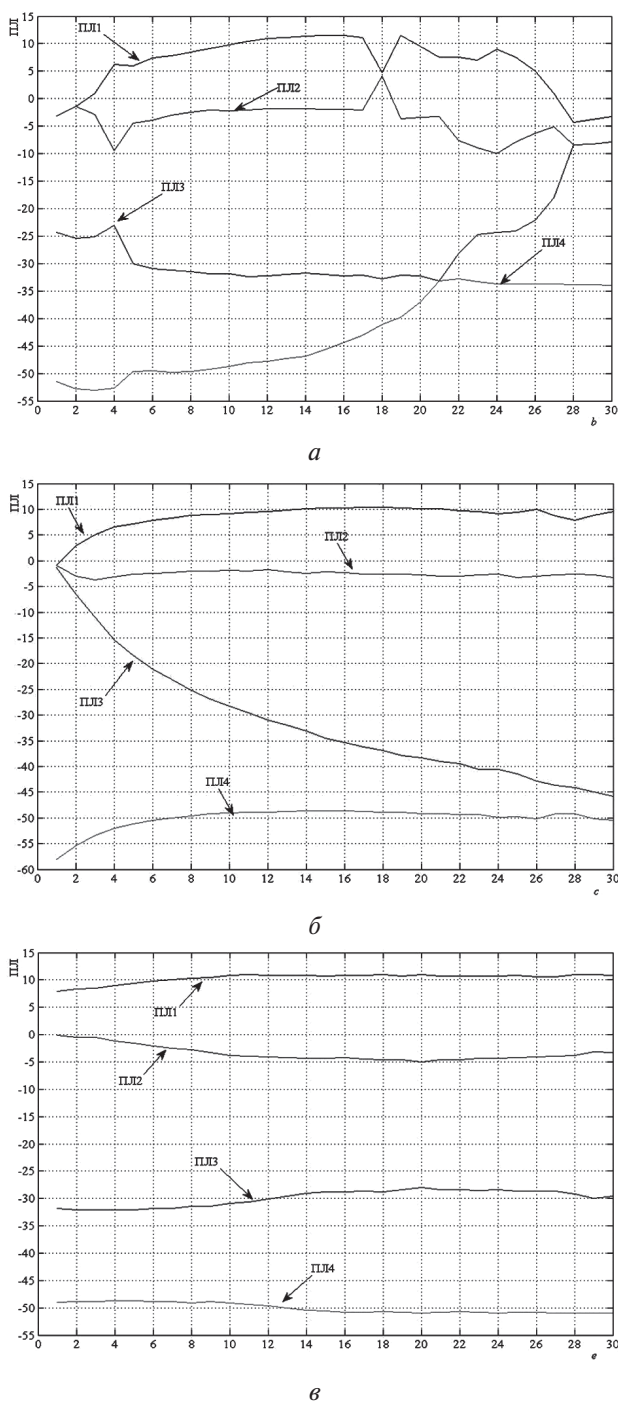


Рис. 4. Спектр показателей Ляпунова для системы (1) при различных значениях параметра: а – б, б – с и в – е

3. СХЕМОТЕХНИЧЕСКАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ ГЕНЕРАТОРА ХАОТИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ С КУБИЧЕСКОЙ НЕЛИНЕЙНОСТЬЮ

При реализации генератора хаотических колебаний с кубической нелинейностью, описываемой системой дифференциальных уравнений (1), динамические переменные системы представлялись соответствующими электрическими сигналами и электронными схемами, выполняющими математические операции над ними [10, 11]. Электрическая схема динамической системы, описываемой системой уравнений (1), приведена на рис. 5. Она построена на основе операционных усилителей TL084CN и аналоговых умножителей

сигналов AD633JN (DA1 – DA6). Операционные усилители включены по схеме суммирования (DA7 – DA10), интегрирования (DA11 – DA14) и инвертирования сигналов (DA15 – DA18).

Согласно законам Кирхгофа, уравнения цепей исследуемой электрической схемы имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{C1} &= \frac{R_{12}}{R_3(C_1R_{16})}U_{C2} - \frac{R_{12}R_{24}}{R_1R_{20}(C_1R_{16})}U_{C1} + \\ &+ \frac{R_{12}}{R_2(C_1R_{16})}U_{C2}U_{C3}U_{C4}; \\ \dot{U}_{C2} &= \frac{R_{13}}{R_6(C_2R_{17})}U_{C1} + \frac{R_{13}}{R_4(C_2R_{17})}U_{C2} - \\ &- \frac{R_{13}R_{26}}{R_5R_{22}(C_2R_{17})}U_{C1}U_{C3}U_{C4}; \\ \dot{U}_{C3} &= -\frac{R_{14}R_{26}}{R_9R_{22}(C_3R_{18})}U_{C3} + \frac{R_{14}}{R_7(C_3R_{18})}U_{C2} + \\ &+ \frac{R_{14}}{R_8(C_3R_{18})}U_{C1}U_{C2}U_{C4}; \\ \dot{U}_{C4} &= -\frac{R_{15}R_{27}}{R_{11}R_{23}(C_4R_{19})}U_{C4} + \\ &+ \frac{R_{15}}{R_{10}(C_4R_{19})}U_{C1}U_{C2}U_{C3}. \end{aligned} \quad (3)$$

Значениям динамических переменных x, y, z, w системы дифференциальных уравнений (1) соответствуют выходные напряжения $U_{C1}, U_{C2}, U_{C3}, U_{C4}$ на емкостях C_1, C_2, C_3, C_4 схемы (3).

Для обеспечения единичного коэффициента усиления инверторов сигналов (DA15 – DA18) выбираем значение сопротивлений резисторов $R_{20}, R_{21}, R_{22}, R_{23}, R_{24}, R_{25}, R_{26}, R_{27}$ равным 10кОм . Значения емкостей конденсаторов C_1, C_2, C_3, C_4 равнялись 10нФ и значения сопротивлений резисторов $R_{16}, R_{17}, R_{18}, R_{19} - 10\text{кОм}$. Постоянная времени равна $\tau = R_0C_0 = C_1R_{16} = C_2R_{17} = C_3R_{18} = C_4R_{19} = 0,1\text{мс}$.

С учетом вышеизложенного систему (3) можно представить в следующем виде:

$$\begin{aligned} (C_0R_0)\dot{U}_{C1} &= \frac{R_{12}}{R_3}U_{C2} - \frac{R_{12}}{R_1}U_{C1} + \frac{R_{12}}{R_2}U_{C2}U_{C3}U_{C4}; \\ (C_0R_0)\dot{U}_{C2} &= \frac{R_{13}}{R_6}U_{C1} + \frac{R_{13}}{R_4}U_{C2} - \frac{R_{13}}{R_5}U_{C1}U_{C3}U_{C4}; \\ (C_0R_0)\dot{U}_{C3} &= -\frac{R_{14}}{R_9}U_{C3} + \frac{R_{14}}{R_7}U_{C2} + \frac{R_{14}}{R_8}U_{C1}U_{C2}U_{C4}; \\ (C_0R_0)\dot{U}_{C4} &= -\frac{R_{15}}{R_{11}}U_{C4} + \frac{R_{15}}{R_{10}}U_{C1}U_{C2}U_{C3}. \end{aligned} \quad (4)$$

Сравниваем соответствующие коэффициенты при выходных напряжениях $U_{C1}, U_{C2}, U_{C3}, U_{C4}$ системы (4) с параметрами a, b, c, d, e системы дифференциальных уравнений (1) и определяем номиналы остальных резисторов схемы:

$$a = \frac{R_{12}}{R_1} = \frac{R_{12}}{R_3} = 0.5 \Rightarrow R_1 = R_3 = 20 \text{ кОм};$$

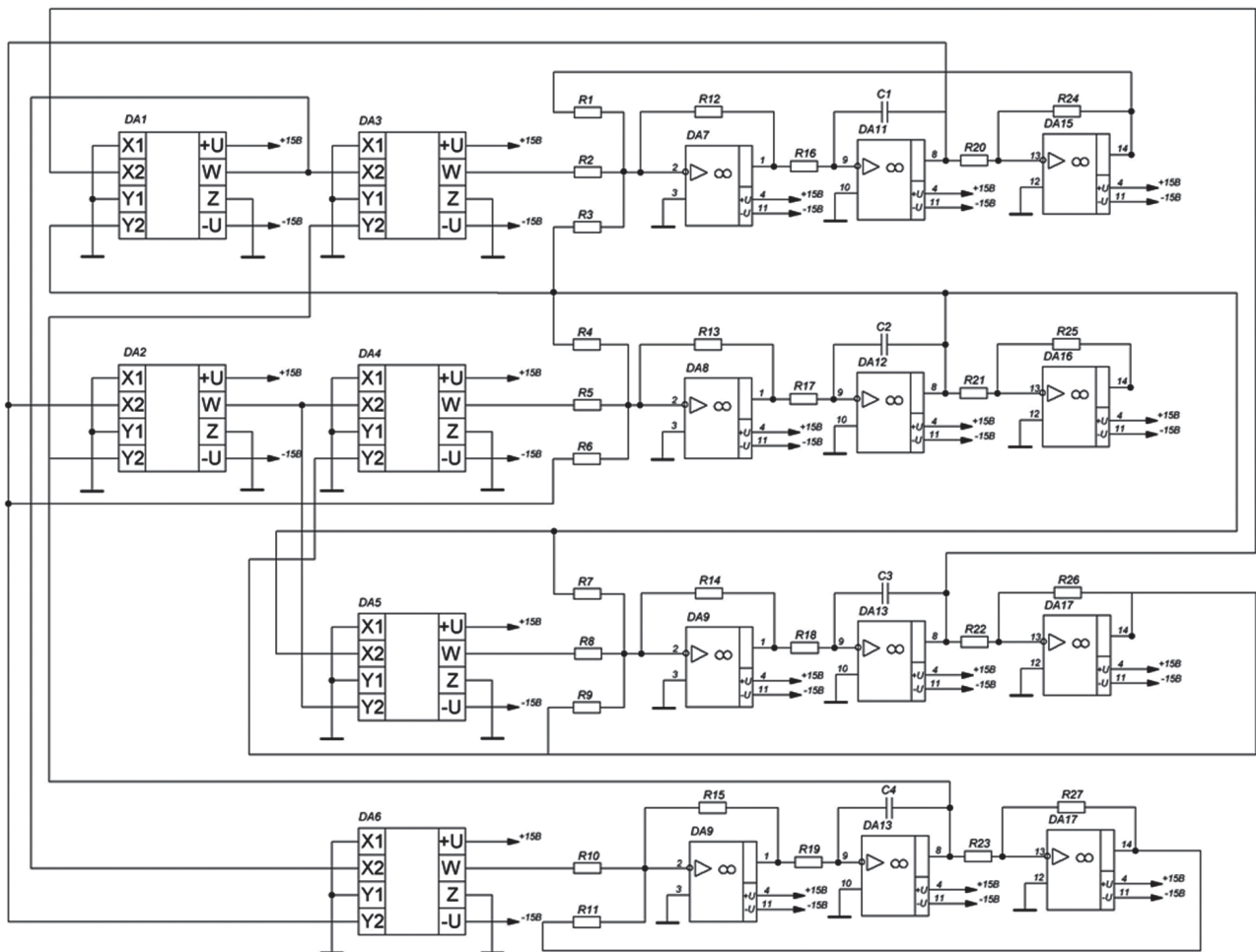


Рис. 5. Электрическая схема генератора хаотических колебаний с кубической нелинейностью на основе системы (1)

$$b = \frac{R_{13}}{R_4} = \frac{R_{13}}{R_6} = 0.1 \Rightarrow R_4 = R_6 = 100 \text{ кОм};$$

$$c = \frac{R_{14}}{R_9} = 0.13 \Rightarrow R_9 = 76.92 \text{ кОм};$$

$$d = \frac{R_{15}}{R_{11}} = 0.2 \Rightarrow R_{11} = 50 \text{ кОм};$$

$$e = \frac{R_{14}}{R_7} = 0.06 \Rightarrow R_7 = 166.6 \text{ кОм};$$

$$\frac{R_{12}}{R_2} = 1 \Rightarrow R_2 = 10 \text{ кОм}; \quad \frac{R_{13}}{R_5} = 1 \Rightarrow R_5 = 10 \text{ кОм};$$

$$\frac{R_{14}}{R_8} = 1 \Rightarrow R_8 = 10 \text{ кОм}; \quad \frac{R_{15}}{R_2} = 1 \Rightarrow R_2 = 10 \text{ кОм}.$$

Экспериментально полученные фазовые траектории генератора хаотических сигналов в разных плоскостях, описываемые системой дифференциальных уравнений (1), приведены на рис. 6.

ВЫВОДЫ

С помощью созданной Matlab-Simulink модели получены численные решения хаотической системы с кубической нелинейностью и установлен характер аттрактора при разных значениях параметров системы. По временным диаграммам и фазовым траекториям установлено, что

сигналы, возникающие в системе, имеют сложный хаотический характер.

Проведен расчет спектров показателей Ляпунова для исследуемой системы, описанной дифференциальными уравнениями с кубической нелинейностью. Установлен диапазон значений параметров, обеспечивающий хаотические колебания.

В результате проведенных исследований спроектирован и реализован генератор хаотических сигналов. Экспериментально полученные хаотические сигналы совпадают с результатами численного моделирования.

Литература

- [1] Wang Fa-Qiang, Liu Chong-Xin Hyperchaos evolved from the Liu chaotic system // Chinese Physics. – 2006. – Vol. 15 No. 5. – P. 963–968.
- [2] Luo Xiao-Hua, Luo Xiao-Hua at al. Circuitry implementation of a novel four-dimensional nonautonomous hyperchaotic Liu system and its experimental studies on synchronization control // Chinese Physics B. – 2009. – Vol. 18 No. 6. – P. 2168–2175.
- [3] Jinhua Lu, Guanrong Chen, Suochun Zhang The compound structure of a new chaotic attractor // Chaos, solitons and fractals. – 2002. – No. 14. – P. 669–672.
- [4] Liu Xing-Yun A new 3D Four-wing chaotic system with cubic nonlinearity and its circuits implementation // Chin. Phys. Lett. 2009. – Vol. 26 No. 9.

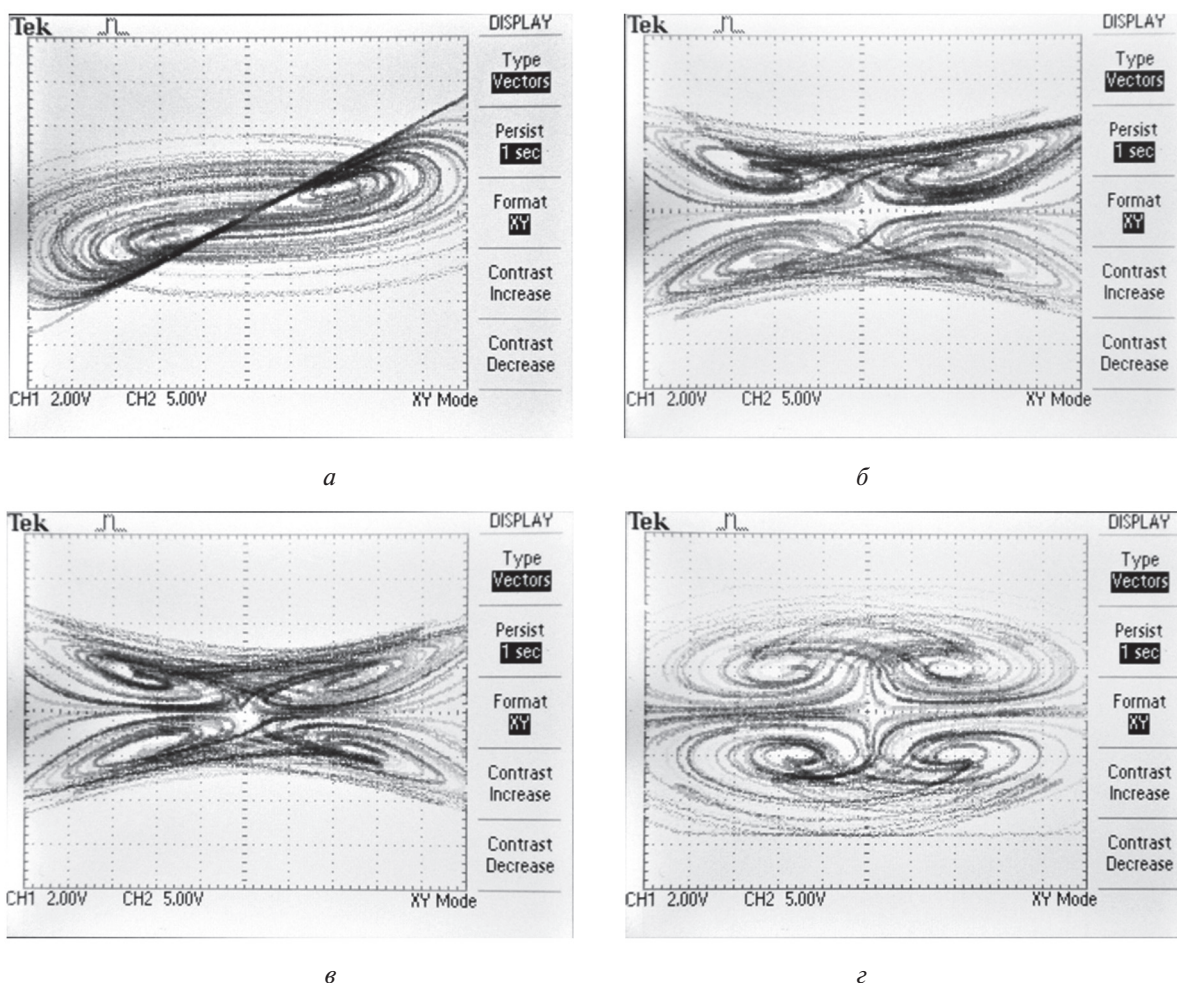


Рис. 6. Фазовые траектории системы (1) в плоскостях
 а – $x-y$, б – $x-z$, в – $x-w$ и г – $y-z$, полученные экспериментальным путем

[5] Guoyuan Qi, Shengzhi Du, Guanrong Chen, Zengqiang Chen, Zhuzhi Yuan On a four-dimensional chaotic system // Chaos, Solitons and Fractals. 2005. – No. 23. – P. 1671–1682.

[6] Michael Antonie van Wyk, Guoyuan Qi, Barend Jacobs van Wyk A four-wing chaotic attractor and its circuits implementation // Journal of Physics: Conference Series 96. 2008.

[7] Шахтарин Б.И. и др. Генераторы хаотических колебаний: учебн. пособие. М.: Гелиос АРВ, 2007. 248 с.

[8] Кузнецов С.П. Динамический хаос. — М.: Изд-во Физматлит, 2001. — 296 с.

[9] Іванюк П.В., Політанський Р.Л. Розрахунок спектру показників Ляпунова для гіперхаотичних систем // V міжнародна конференція CSE-2011 “Комп’ютерні науки та інженерія”. — Львів. — 2011. — С. 254–255.

[10] Іванюк П.В., Політанський Л.Ф., Політанський Р.Л. Дослідження хаотичних процесів, генерованих системою Лю // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. — 2011. — №4/9(52). — С. 11–15.

[11] Іванюк П.В., Політанський Л.Ф., Політанський Р.Л., Эляшиш О.М. Хаотическое маскирование информационных сигналов с использованием генератора на базе системы Лю // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2012. — №3. — С. 11–17.

Поступила в редколлегию 05.09.2012



Іванюк Пётр Васильевич, аспирант кафедри радіотехніки і інформаційної безпеки Черновицького національного університету імені Ю. Федьковича. Область наукових інтересів: генерування хаотических сигналів, проектування систем зв'язі з використанням генераторів хаотических сигналів.



Политанский Леонид Францевич, д-р техн. наук, проф. кафедри радіотехніки і інформаційної безпеки, завідує кафедрою радіотехніки і інформаційної безпеки Черновицького національного університету імені Ю. Федьковича. Область наукових інтересів: хаотическая динаміка, розробка і проектування інформаційних систем з використанням хаосу.



Политанский Руслан Леонидович, канд. физ.-мат. наук, доц. кафедри радіотехніки і інформаційної безпеки Черновицького національного університету імені Ю. Федьковича. Область наукових інтересів: псевдослучайные і хаотические последовательности, статистические свойства динамического хаоса.

УДК 621.391

Генератор хаотичних сигналів на основі системи диференційних рівнянь з чотирма змінними / П.В. Іванюк, Л.Ф. Політанський, Р.Л. Політанський // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 3. – С. 347–353.

У роботі запропонована Matlab-Simulink модель генератора хаотичних сигналів, що описується системою чотирьох диференційних рівнянь з кубічною нелінійністю. Розрахований і досліджений спектр показників Ляпунова для хаотичної системи з кубічною нелінійністю. На основі отриманих результатів спроектовано і експериментально реалізовано генератор хаотичних сигналів для системи передавання інформації з використанням детермінованого хаосу.

Ключові слова: хаотичний сигнал, чотирьохпелюстковий атрактор, кубічна нелінійність, спектр показників Ляпунова.

Л. 06. Бібліогр.: 11 найм.

UDC 621.391

The generator of chaotic signals based on a system of differential equations with four variables / P.V. Ivanyuk, L.F. Politanskiy, R.L. Politanskiy // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 3. – P. 347–353.

This paper proposes a Matlab-Simulink model of the chaotic signals generator that is described by a set of four first order differential equations with cubic nonlinearity which can produce a four-wing chaotic attractor. The Lyapunov exponent spectrum for a chaotic system with cubic nonlinearity is calculated and investigated. A generator of chaotic signals for an information transmission system using deterministic chaos is designed and implemented on the basis of the results obtained.

Keywords: chaotic signal, four-wing attractor, cubic nonlinearity, Lyapunov exponent spectrum.

Fig. 06. Ref.: 11 items.

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ ЭЛЕКТРОТЕРАПЕВТИЧЕСКОГО АППАРАТА И ПОВЫШЕНИЕ ЕГО КАЧЕСТВА ЗА СЧЕТ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ПРОГРАММНО-МАТЕМАТИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

*А.В. КИПЕНСКИЙ, Н.И. КУБЫШКИНА, Е.И. КОРОЛЬ, Р.С. ТОМАШЕВСКИЙ,
Л.Д. ТОНДИЙ, Л.Я. ВАСИЛЬЕВА-ЛИНЕЦКАЯ*

Рассмотрены схемотехнические решения и функциональные возможности низкочастотного электротерапевтического аппарата АНЭТ-50 ГТ. Проанализированы токи, генерируемые аппаратом, и дано обоснование их применения в лечебной практике. Показано, что повышение качества аппарата достигнуто за счет совершенствования программно-математического обеспечения.

Ключевые слова: электротерапия, режимы воздействия, импульсное управление, самодиагностика, качество.

ВВЕДЕНИЕ

При создании современных электротерапевтических аппаратов целесообразным оказывается использование информационных технологий вообще и микропроцессорных систем импульсного управления (МПСИУ) в частности [1, 2]. Суть такого управления, применительно к электротерапевтическим аппаратам, состоит в том, что, с одной стороны, для регулирования потока энергии, направленной на пациента, используются методы импульсной модуляции. А, с другой стороны, информация о возмущениях, влияющих на стабильность выходных параметров аппарата, поступает в микропроцессорную систему в импульсном виде. Для формирования микропроцессорной системой импульсных последовательностей с заданными параметрами, а также для преобразования информационных параметров таких последовательностей в цифровые коды используются положения теории цифровых импульсных и импульсно-цифровых преобразований [3].

Применение микропроцессорной техники в электротерапевтической аппаратуре позволяет существенно повысить ее качество за счет [4]:

- регулирования в широком диапазоне амплитудно-частотно-временных параметров воздействия, что расширяет функциональные возможности аппарата;
- повышения точности формирования параметров воздействия, что способствует более эффективной перестройке патологического процесса в сторону нормализации;
- удобства задания параметров воздействия и наглядности процесса проведения процедур, что облегчает эксплуатацию аппарата медицинским персоналом;
- высокой степени интеграции схемных решений, что сокращает количество технологических операций при производстве аппаратов,

повышает их надежность и стабильность в процессе эксплуатации.

Кроме того, при возникновении необходимости возможна модернизация таких аппаратов путем корректировки программно-математического обеспечения без изменения их аппаратной части или с ее незначительными изменениями.

С учетом изложенных принципов на кафедре «Промышленная и биомедицинская электроника» НТУ «ХПИ» совместно со специалистами фирмы «Радмир» ДП АО НИИРИ (г. Харьков) был разработан низкочастотный электротерапевтический аппарат для гальванизации и лекарственного электрофореза АНЭТ-50 ГТ (ТУ У 33.1-24487685-004:2007) [5].

Цель данной работы состоит в демонстрации возможностей низкочастотного электротерапевтического аппарата АНЭТ-50 ГТ, в том числе и по повышению его качества за счет расширения функциональных возможностей, достигнутого путем совершенствования программно-математического обеспечения МПСИУ.

1. УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ АППАРАТА

Функциональная схема аппарата АНЭТ-50 ГТ приведена на рис. 1. Принцип действия основан на понижении напряжения питающей сети 220 В сетевым трансформатором (Т), его выпрямлении выпрямителем (В) и сглаживании пульсаций фильтром (Ф1). Трансформатор Т имеет три вторичных обмотки с дополнительной изоляцией между ними и первичной обмоткой, что обеспечивает требуемый уровень защиты пациента и обслуживающего медицинского персонала от поражения электрическим током. С выхода одной из вторичных обмоток трансформатора Т напряжение поступает на вход выпрямителя В, а затем на фильтр Ф1. Напряжение на выходе этого

фильтра при номинальном напряжении питающей сети составляет порядка 40 В.

Регулирование и поддержание заданного значения выходного тока аппарата (от 0,1 до 50 мА) осуществляется регулируемым стабилизатором тока (РСТ) с двумя обратными связями.

Первая (быстродействующая – аналоговая) обратная связь организована путем подачи на один из входов стабилизатора РСТ сигнала с датчика тока (резисторы R3 и R4) в выходном контуре аппарата. Вторая (с меньшим быстродействием – цифровая) обратная связь организована путем преобразования выходного сигнала датчика тока в цифровой код с помощью АЦП и последующим вводом этого кода в вычислительный блок (ВБ). Здесь цифровой код, соответствующий силе тока в контуре пациента, сравнивается с заданным значением и вычисляется управляющее воздействие.

Управляющее воздействие в виде цифрового кода поступает на вход цифро-импульсного преобразователя ЦИП4 с широтно-импульсным законом преобразования (ШИП). С помощью импульсов, поступающих с выхода генератора тактовых импульсов (ГТИ), цифровой код преобразуется в последовательность импульсов с информационным показателем – ширина (длительность). Частота следования этих импульсов соответствует частоте синхросигналов, формируемых на выходе делителя частоты ДЧ3. Среднее значение выходного сигнала ЦИП4 выделяется фильтром Ф2 и поступает на отдельный вход стабилизатора РСТ.

Таким образом, сигнал управления РСТ формируется с учетом сигналов двух обратных связей.

Первая обратная связь позволяет обеспечить стабилизацию выходного тока с достаточно высоким быстродействием, однако лишь при незначительных возмущениях. Вторая обратная связь, хотя и имеет меньшее быстродействие, позволяет стабилизировать выходной ток при значительных возмущениях, как со стороны питающей сети, так и со стороны нагрузки.

Формирование импульсной последовательности для модуляции выходного тока аппарата осуществляется с помощью преобразователей ЦИП2 с ЧИП (частотно-импульсный закон преобразований) и ЦИП3 с ШИП. При этом в ЦИП2 загружается число, соответствующее заданной частоте модуляции выходного тока аппарата, а в ЦИП3 – число, соответствующее длительности модулирующих импульсов. Тактовые импульсы для выполнения соответствующих преобразований поступают на преобразователи от делителя частоты ДЧ2. Последовательность импульсов, формируемая на выходе ЦИП3, поступает на модулирующий вход стабилизатора РСТ, что и обеспечивает модуляцию выходного тока аппарата с заданной частотой и скважностью.

Задание режимов работы аппарата и всех параметров воздействия осуществляется с помощью пульта управления (ПУ), представляющего собой набор кнопок. Информация с ПУ поступает в вычислительный блок МПСИУ, где формируются соответствующие сигналы управления, а параметры воздействия (частота, сила тока и продолжительность процедуры) отображаются на индикаторах блока цифровой индикации (БЦИ).

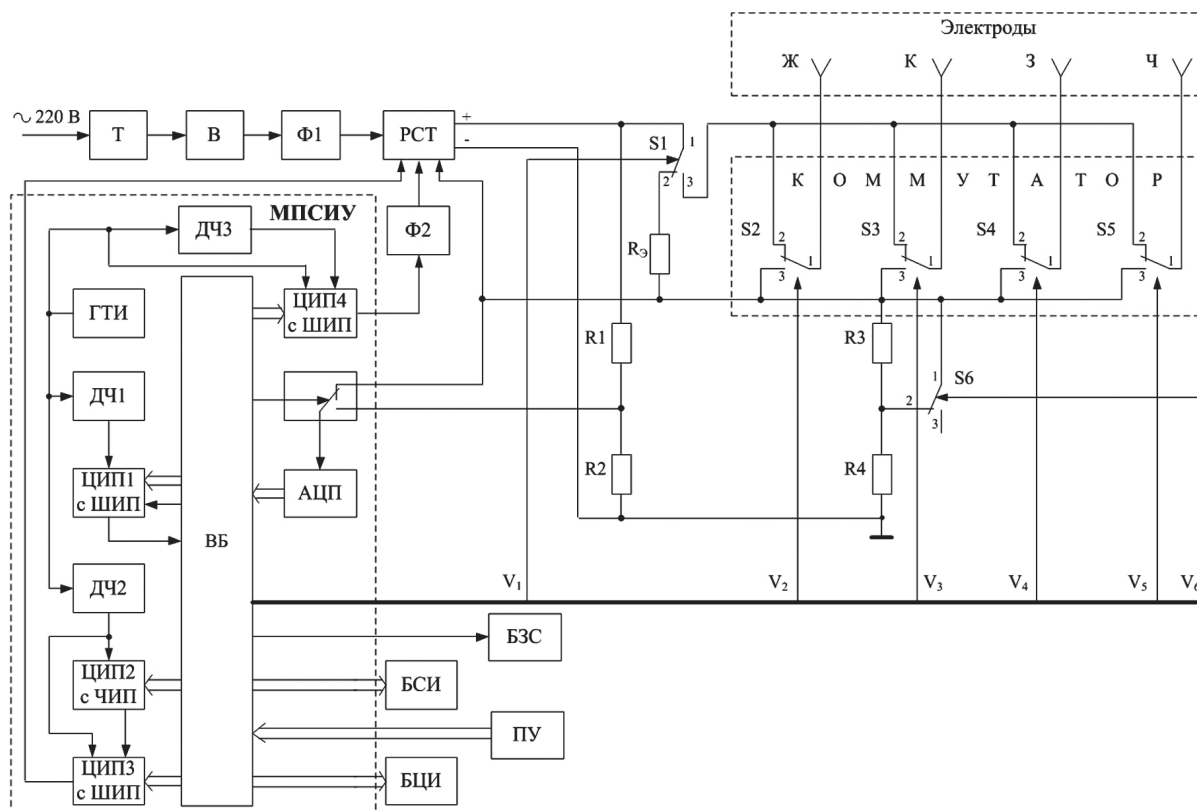


Рис. 1. Функциональная схема аппарата АНЭТ-50 ГТ

Регулирование выходного тока осуществляется в двух поддиапазонах: от 0,1 мА до 5 мА с шагом 0,1 мА (1-й поддиапазон) и от 5 до 50 мА с шагом 1 мА (2-й поддиапазон). Переход от одного поддиапазона ко второму и обратно происходит автоматически в зависимости от заданного с пульта управления значения выходного тока аппарата. Если заданное значение выходного тока соответствует первому поддиапазону, то по сигналу V6 ключ S6 замыкает контакты 1 и 3, в противном случае замкнуты контакты 1 и 2. Разделение исходного диапазона регулирования выходного тока аппарата на два поддиапазона позволяет при использовании для регулирования метода широтно-импульсной модуляции повысить качество регулирования выходного тока и обеспечить точное дозирование процедур по силе тока в цепи пациента [6].

Функцию процедурных часов выполняет ЦИП1 с ШИП. Тактовые импульсы на этот преобразователь подаются от генератора ГТИ через делитель частоты ДЧ1. По сигналу «ПУСК», который поступает на вычислительный блок при нажатии соответствующей кнопки на пульте управления, в преобразователь ЦИП1 загружается число, соответствующее продолжительности процедуры, и начинается его отсчет. По окончании отсчета на выходе ЦИП1 формируется сигнал о завершении процедуры. Этот сигнал поступает в виде запроса на прерывание на вычислительный блок, после чего последний сигналом V1 обеспечивает отключение пациента от аппарата при помощи ключа S1. Кроме того, световая индикация (блок световой индикации (БСИ) и звуковая сигнализация (блок звуковой сигнализации (БЗС) укажут на окончание процедуры.

После включения аппарата, а также в процессе проведения процедуры МПСИУ обеспечивает его постоянную самодиагностику, что позволяет исключить проведение процедуры с оборванным электродом, с замкнутыми электродами, а также при воздействии на пациента током ненормированной силы. При этом выход стабилизатора РСТ замыкается на эквивалентный резистор Rэ, что позволяет с учетом сигнала от датчика выходного напряжения (резисторы R1 и R2) идентифицировать различные аварийные ситуации [7].

Коммутатор предназначен для обеспечения заданной (положительной или отрицательной) полярности каждого из четырех электродов. Функцию коммутатора выполняют ключи S2-S5, которые управляются МПСИУ (сигналы V2-V5). Для облегчения эксплуатации аппарата его электроды маркированы цветом (аналогично кардиологии): Ж – желтый, К – красный, З – зеленый, Ч – черный [8].

В аппарате предусмотрено увеличение выходного тока от нуля до заданного значения в начале процедуры и уменьшение тока от заданного значения до нуля в ее конце. Указанные изменения тока происходят автоматически за 8 с [7].

2. РЕЖИМЫ РАБОТЫ АППАРАТА

С целью совершенствования методов гальванизации и лекарственного электрофореза, а также проведения исследований по созданию новых методов электротерапии в аппарате АНЭТ-50 ГТ предусмотрено несколько режимов работы.

При выборе непрерывного режима работы в выходном контуре аппарата, содержащем пациента, протекает постоянный электрический ток $i(t) = I_m$ (см. рис. 2), среднее значение которого может быть определено выражением

$$I_{CP} = I_m, \quad (1)$$

где I_m – уровень выходного тока аппарата.

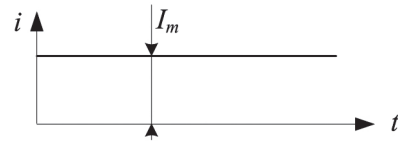


Рис. 2. Выходной ток аппарата АНЭТ-50 ГТ в непрерывном режиме

При выборе импульсного режима работы аппарата на пациента воздействуют импульсами тока, частота следования которых задается в диапазоне от 1 до 99 Гц при скважности равной двум ($S = T_{И} / \tau_{И} = 2$, см. рис. 3).

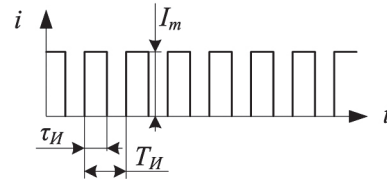


Рис. 3. Выходной ток аппарата АНЭТ-50 ГТ в импульсном режиме

Изменение выходного тока аппарата в импульсном режиме будет определяться выражением

$$i(t) = \begin{cases} I_m & \text{при } 0 \leq t < T_{И} / 2; \\ 0 & \text{при } T_{И} / 2 \leq t < T_{И}, \end{cases} \quad (2)$$

где $T_{И}$ – период следования импульсов тока $T_{И} = 1/f_{И}$.

При этом среднее значение выходного тока может быть найдено как

$$I_{CP} = I_m \tau_{И} / T_{И} \quad (3)$$

или с учетом известного значения скважности S

$$I_{CP} = 0,5 I_m. \quad (4)$$

В любом из шести сканирующих режимов работы аппарата на пациента воздействуют импульсами тока, частота следования которых изменяется от значения $f_{Иmin}$ до значения $f_{Иmax}$ или наоборот – по некоторому заранее определенному закону.

При выборе первого сканирующего режима (С1) частота $f_{И1}$ следования импульсов выходного тока аппарата изменяется от 1 до 10 Гц по пилообразному закону (см. рис. 4, а).

Во втором сканирующем режиме (С2) частота $f_{И2}$ импульсов выходного тока изменяется от 1 до 10 Гц и обратно — от 10 до 1 Гц по закону равнобедренного треугольника (см. рис. 4, б).

Третий сканирующий режим (С3) — частота $f_{И3}$ выходного тока изменяется от 10 до 1 Гц по пилообразному закону (рис. 4, в).

В четвертом сканирующем режиме (С4) частота $f_{И4}$ выходного тока изменяется от 10 до 100 Гц по пилообразному закону (рис. 4, з).

Пятый сканирующий режим (С5) — частота $f_{И5}$ выходного тока аппарата изменяется от 10 до 100 Гц и обратно — от 100 до 10 Гц по закону равнобедренного треугольника (рис. 4, д).

При выборе шестого сканирующего режима (С6) работы аппарата частота $f_{И6}$ его выходного тока будет изменяться от 100 до 10 Гц по пилообразному закону (рис. 4, е).

В первом и четвертом сканирующих режимах изменение частоты следования импульсов тока в пределах периода сканирования определяется выражением

$$f_{И1(4)}(t) = \Delta f_{И1(4)} \left(1 + \left[\frac{t}{\Delta t_{1(4)}} \right] \right), \quad (5)$$

а в третьем и шестом сканирующих режимах выражение для изменения частоты следования импульсов будет иметь вид

$$f_{И3(6)}(t) = \Delta f_{И3(6)} \left(10 - \left[\frac{t}{\Delta t_{3(6)}} \right] \right), \quad (6)$$

где $\Delta f_{Иi}$ — дискретность изменения частоты следования импульсов: в первом и третьем сканирующих режимах $\Delta f_{И1(3)} = 1$ Гц, в четвертом и шестом сканирующих режимах $\Delta f_{И4(6)} = 10$ Гц; t — текущее

время в пределах периода сканирования $T_{СК}$; Δt_i — временной интервал формирования неизменного значения частоты следования импульсов, который в первом, третьем, четвертом и шестом сканирующих режимах равен 6 с; $\left[\frac{t}{\Delta t} \right]$ — целая часть частного от деления.

Во втором и пятом сканирующих режимах изменение частоты следования импульсов тока в пределах периода сканирования определяется выражением

$$f_{И2(5)}(t) = \begin{cases} \Delta f_{И2(5)} \left(1 + \left[\frac{t}{\Delta t_{2(5)}} \right] \right) & \text{при } 0 \leq t < 0,5T_{СК}; \\ \Delta f_{И2(5)} \left(10 - \left[\frac{t - 0,5T_{СК}}{\Delta t_{2(5)}} \right] \right) & \text{при } 0,5T_{СК} \leq t < T_{СК}, \end{cases} \quad (7)$$

где $\Delta f_{Иi}$ — дискретность изменения частоты следования импульсов: во втором сканирующем режиме $\Delta f_{И2} = 1$ Гц; в пятом сканирующем режиме $\Delta f_{И5} = 10$ Гц; Δt_i — временной интервал формирования неизменного значения частоты следования импульсов, который во втором и пятом сканирующих режимах равен 3 с; $T_{СК}$ — период сканирования.

Во всех сканирующих режимах период $T_{СК}$ равен 60 с, а среднее значение тока будет определяться выражениями (3) и (4).

Кроме того, в аппарате предусмотрено три режима воздействия импульсным током для стимуляции нервно-мышечного аппарата. При любом из режимов стимуляции на пациента в течение временных интервалов τ_c воздействуют сериями импульсов тока $i(t)$ с амплитудой I_m

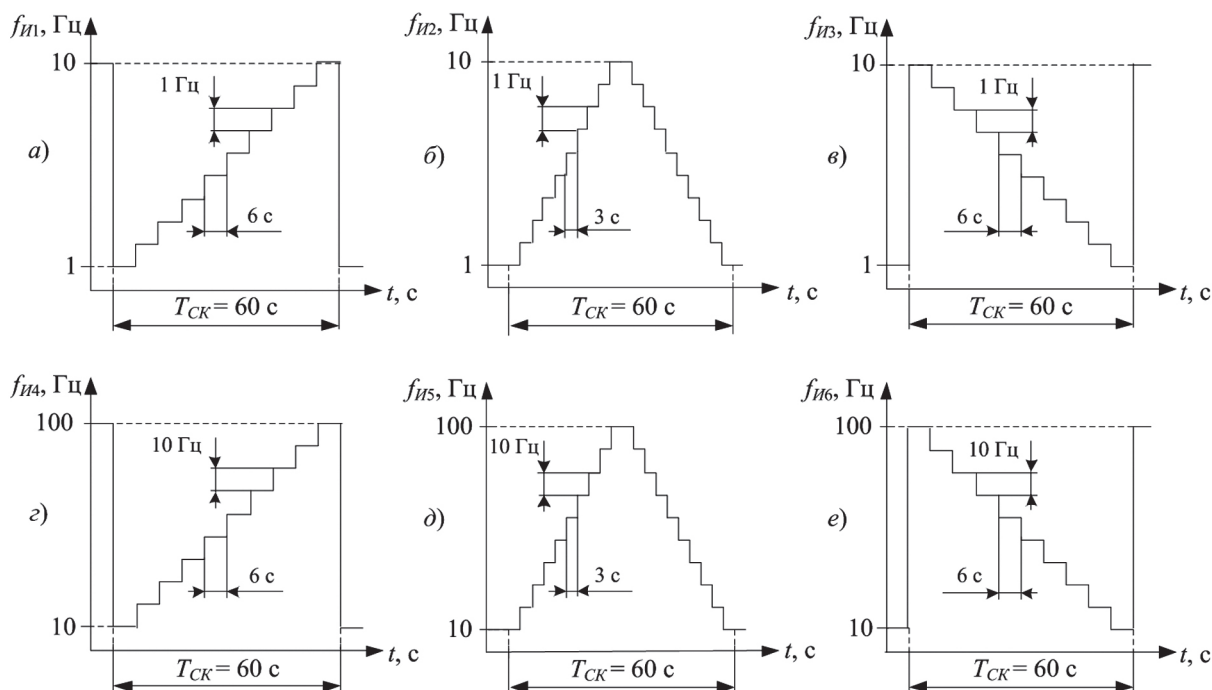


Рис. 4. Изменение частоты следования импульсов во времени при работе аппарата АНЭТ–50 ГТ в сканирующих режимах: С1 (а), С2 (б), С3 (в), С4 (з), С5 (д), С6 (е)

и частотой $f_{и} = 100$ Гц (при скважности равной двум), которые чередуются с паузами продолжительностью $\tau_{п}$ (см. рис. 5).

При выборе первого режима стимуляции (P1) длительность серии импульсов составляет 4 с, а продолжительность паузы между сериями – 6 с.

Во втором режиме стимуляции (P2) длительность серии импульсов – 2 с, а продолжительность паузы – 3 с.

В третьем режиме (P3) $\tau_{с} = 1$ с, $\tau_{п} = 2$ с.

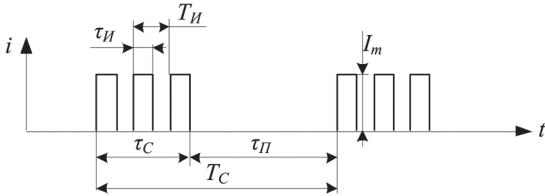


Рис. 5. Выходной ток аппарата АНЭТ–50 ГТ в режимах стимуляции

Изменение выходного тока аппарата в любом режиме стимуляции может быть определено выражением

$$i(t) = \begin{cases} I_m & \text{при } 0 \leq (t - kT_{и}) < 0,5T_{и}, \text{ если } 0 \leq t < \tau_{с}; \\ 0 & \text{при } 0,5T_{и} \leq (t - kT_{и}) < T_{и}, \text{ если } 0 \leq t < \tau_{с}; \\ 0, & \text{если } \tau_{с} \leq t < T_c, \end{cases} \quad (8)$$

где $k = [t/T_{и}]$ – целая часть частного от деления; T_c – период следования серий импульсов тока $T_c = \tau_{с} + \tau_{п}$.

Среднее значение выходного тока в режиме стимуляции будет определяться выражением

$$I_{ср} = 0,5I_m \tau_{с} / T_c \quad (9)$$

и для первого и второго режимов стимуляции составит $0,2I_m$, а для третьего – $0,167I_m$.

Следует отметить, что первоначально в макетном образце аппарата АНЭТ-50 ГТ кроме постоянного тока был предусмотрен только импульсный ток с низкочастотной модуляцией [9, 10]. Однако в процессе согласования медико-технических требований специалистами (соавторами этой статьи) Харьковской медицинской академии последипломного образования было предложено обеспечить импульсную модуляцию тока в частотном диапазоне от 1 до 99 Гц и ввести четыре сканирующих режима [5]. Это были режимы С1, С2, С4 и С5 (см. рис. 4). Позже, уже на этапе медицинской апробации серийно выпускаемых аппаратов в одном из медицинских учреждений г. Харькова, было предложено дополнить сканирующие режимы двумя новыми (С3 и С6), а также ввести режимы для стимуляции – P1, P2 и P3.

Обеспечение работы аппарата в сканирующих режимах (сначала в четырех, а затем – в шести), а также в режимах стимуляции было достигнуто исключительно за счет совершенствования программно-математического обеспечения МПСИУ без изменений аппаратной части.

3. ОБОСНОВАНИЕ ТОКОВ, ГЕНЕРИРУЕМЫХ АППАРАТОМ

Постоянный, или гальванический (в честь Л. Гальвани), ток изменяет ионную конъюнктуру тканей, улучшает микроциркуляцию, оказывает болеутоляющее (под анодом) и стимулирующее (под катодом) действие. Этот вид тока традиционно используется для проведения процедур гальванизации и лекарственного электрофореза. Однако постоянный ток вызывает быструю адаптацию тканей и поэтому требует повышения силы в процессе проведения процедуры.

С середины прошлого века в лечебной практике начали использовать (Бернар П., Обросов А.Н., Ясногородский В.Г. и др.) импульсные токи низкой (1-100 Гц) и средней (5-10 кГц) частоты [11]. Такие токи более физиологичны и адекватны для нервно-мышечного аппарата, чем постоянный, их воздействие более и разнообразно, и многогранно.

Импульсные токи в диапазоне частот от 1 до 20 Гц имеют значительный трофический и стимулирующий эффекты на ткани в зоне воздействия и потому применяются при подострых и хронических болевых синдромах с целью усиления метаболических процессов. Сочетание в одной процедуре воздействий импульсным током с разными частотами позволяет избежать адаптации тканей. Поэтому возможность регулирования частоты следования импульсов в аппарате АНЭТ-50 ГТ является весьма целесообразной.

Применение импульсных токов с частотой 80-100 Гц и более вызывает болеутоляющий эффект за счет блокады болевых импульсов в желатинозной субстанции спинного мозга (воротный контроль боли), а также стимуляции гуморальной антиноцицептивной системы, представленной в организме эндорфинами и энкефалинами.

Сканирующие режимы С1 и С3 не позволяют тканям адаптироваться и могут, учитывая низкочастотный характер воздействия, применяться при подострых и хронических процессах с целью усиления метаболических и трофических проявлений. Более щадящим вариантом для этих случаев является режим С2.

Применение сканирующих режимов С4 и С6 наиболее рационально при острых болевых проявлениях. Однако, как и в предыдущем случае, наиболее щадящим является, несомненно, ток сканирующего режима С5.

Воздействие сериями импульсов, чередующимися с паузами, предназначено для электро-стимуляции нервно-мышечного аппарата. Режим стимуляции P1 рекомендуется использовать при глубоких поражениях нервов и мышц, режим P2 – при умеренных, а режим P3 позволяет стимулировать здоровые, но ослабленные мышцы (при их долгой иммобилизации, при отсутствии должной нагрузки и т.д.). В режиме P1 за одну минуту формируется лишь 6 серий импульсов тока, каждая из которых приводит к сокращению

мышцы. Такой режим способна выдержать мышца даже при ее парезе. При выборе режима РЗ за минуту формируется 20 серий, что приводит к 20 сокращениям, на что способна только здоровая мышца.

Во всех режимах стимуляции продолжительность паузы в 1,5-2 раза больше длительности серии импульсов тока, что является более физиологичным и позволяет (во время паузы) мышце отдохнуть и восстановить свой метаболизм.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ схемных решений и технических данных аппарата АНЭТ-50 ГТ позволил оценить его функциональные возможности:

– в зависимости от выбранного режима – генерирование постоянного или импульсного электрического тока с постоянной или с изменяющейся частотой;

– дозирование силы выходного постоянно-го электрического тока в диапазоне от 0,1 до 50 мА и его стабилизация;

– дозирование амплитуды импульсов электрического тока в диапазоне от 0,1 до 50 мА, а также задание частоты их следования в диапазоне от 1 до 99 Гц (при скважности импульсов равной 2);

– дозирование продолжительности процедуры в диапазоне от 1 до 99 мин;

– проведение процедур с двумя, тремя и четырьмя электродами с произвольно заданной полярностью;

– самодиагностика при включении и во время проведения процедуры, а также идентификация аварийных ситуаций.

Режимы работы АНЭТ-50 ГТ и обоснование генерируемых им токов свидетельствуют о возможностях использования аппарата для лечения и профилактики широкого спектра заболеваний и нарушений нервно-мышечного аппарата.

Возможность увеличения количества режимов работы аппарата АНЭТ-50 ГТ была реализована исключительно за счет совершенствования программно-математического обеспечения МПСИУ. Это подтвердило тот факт, что использованная при разработке стратегия [12, 13] оказалась не только верной, но и полезной, поскольку она позволила повысить как качество самого аппарата, так и эффективность терапевтического процесса. В настоящее время ведутся работы по дальнейшему совершенствованию программно-математического обеспечения с целью формирования импульсов тока различной формы, что позволит еще более расширить функциональные возможности аппарата, а следовательно, и повысить его качество.

Литература

[1] Кипенский А.В., Король Е.И., Кубышкина Н.И. Информационные технологии в медицине как засіб створення нових методів електротерапії // Матеріали XVIII Міжнародної науково-практичної конференції «Ин-

формаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я». – Харків: НТУ «ХПІ». – Ч. IV. – 2010. С. 269.

- [2] Кипенский А.В., Тондий Л.Д., Кубышкина Н.И. К вопросу о разработке электротерапевтических аппаратов и методов электротерапии // Матеріали Ювілейної науково-практ. конф. «Фізичні чинники у медичній реабілітації на поліклінічному, стаціонарному та санаторному етапах». – Харків, 2008. – С. 86-88.
- [3] Кипенский А.В. Импульсно-цифровые и цифро-импульсные преобразователи: учеб. пособие. – Харьков: НТУ «ХПИ», 2000. – 132 с.
- [4] Кипенский А.В. Обеспечение качества изделий медицинской техники средствами микропроцессорного импульсного управления // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Тем. вип. «Автоматика та приладобудування». – Харків: НТУ «ХПІ». – 2005. – № 38. – С. 59-63.
- [5] Расширение функциональных возможностей электронного медицинского аппарата для гальванизации и лекарственного электрофореза / Е.И. Сокол, А.В. Кипенский, Е.И. Король, Н.И. Кубышкина и др. // Технічна електродинаміка. – Тематичний вип. «Проблеми сучасної електротехніки». Ч. 7. – 2006. – С. 107-110.
- [6] Сокол Е.И., Кипенский А.В., Кубышкина Н.И. Использование широтно-импульсной модуляции при регулировании выходного тока аппарата для гальванизации и лекарственного электрофореза // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Тем. вип. Електроенергетика і перетворююча техніка. – Харків: НТУ «ХПІ», 2004. – Вип. 21. – С. 91-94.
- [7] Алгоритмы самодиагностики аппарата для гальванизации и лекарственного электрофореза / А.В. Кипенский, Е.И. Король, Н.И. Кубышкина и др. // Прикладна радіоелектроніка. – Харьков: АН ПРЕ, ХНУРЕ, 2007. – Т. 6. – № 1. – С. 86-95.
- [8] Кубышкина Н.И. Повышение эффективности процедур гальванизации и лекарственного электрофореза с помощью аппарата АНЭТ-50 ГТ // Применение лазеров в медицине и биологии. Матеріали XXIX Міжнародн. научн.-практ. конф. – Харьков, 2008. – С. 219-222.
- [9] Кипенский А.В., Кубышкина Н.И. Аппарат для гальванизации и лекарственного электрофореза с микропроцессорной системой импульсного управления // Матеріали наук.-практ. конф. «Нові технології оздоровлення природними та преформованими факторами», 26-27 листопада 2002 р. – Харків: ХМАПО, 2002. – С. 129-131.
- [10] Кипенский А.В., Дейнеко Д.М., Кубышкина Н.И. Современный электротерапевтический аппарат для гальванизации и лекарственного электрофореза // Технічна електродинаміка. Тем. вип.: Силова електроніка та енергоефективність. Ч.1. – К.: ІЕД НАНУ, 2003. – С. 91-98.
- [11] Клиническая физиотерапия / В.В. Оржешковский, Е.С. Волков, А.И. Демедюк и др. – К.: Здоров'я, 1984. – 448 с.
- [12] Стратегия разработки современных электронных физиотерапевтических аппаратов / Е.И. Сокол, А.В. Кипенский, А.П. Верещак и др. // Нові технології оздоровлення природними та префор-

мованими факторами. Матеріали наук.-практ. конф. – Харків: ХМАПО, 2002. – С. 134-136.

- [13] *Кипенский А.В., Литвиненко С.В., Тондй Л.Д.* Электротерапевтические аппараты фирмы «Радмир». От стратегии разработки к серийному производству // Матеріали Ювілейної науково-практ. конф. «Фізичні чинники у медичній реабілітації на поліклінічному, стаціонарному та санітарному етапах». – Харків, 2008. – С. 88-91.

Поступила в редколлегию 24.05.2012



Кипенский Андрей Владимирович, профессор кафедры «Промышленная и биомедицинская электроника» Национального технического университета «ХПИ», д.т.н., академик АН ПРЭ. Область научных интересов: теория микропроцессорных систем импульсного управления и автоматического регулирования.



Кубышкина Наталья Ивановна, соискатель ученой степени к.т.н. кафедры «Промышленная и биомедицинская электроника» НТУ «ХПИ». Область научных интересов: электротерапевтические аппараты с микропроцессорным импульсным управлением.



Король Евгений Игоревич, доцент кафедры «Промышленная и биомедицинская электроника» НТУ «ХПИ», к.т.н., член-корр. АН ПРЭ. Область научных интересов: разработка микропроцессорных систем импульсного управления.



Томашевский Роман Сергеевич, ассистент кафедры «Промышленная и биомедицинская электроника» НТУ «ХПИ», к.т.н. Область научных интересов: улучшение характеристик медицинской аппаратуры с помощью микропроцессорных систем импульсного управления.



Тондй Леонид Дмитриевич, заведующий кафедрой физиотерапии, курортологии и восстановительной медицины Харьковской медицинской академии последипломного образования, д.м.н., профессор, член-корреспондент АНТК. Область научных интересов: концепция о воздействии лечебных физических факторов на физиологические меры защиты организма.



Васильева-Линецкая Лариса Яковлевна, профессор кафедры физиотерапии, курортологии и восстановительной медицины Харьковской медицинской академии последипломного образования, д.м.н. Область научных интересов: коррекция посредством лечебных физических факторов нервно-иммунно-гуморальных нарушений в организме.

УДК 615.471

Функціональні можливості електротерапевтичного апарата та підвищення його якості за рахунок вдосконалення програмно-математичного забезпечення / А.В. Кіпенський, Н.І. Кубишкіна, Є.І. Король, Р.С. Томашевський, Л.Д. Тондй, Л.Я. Васильєва-Лінецька // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. – Том 11. № 3. – С. 354–360.

Розглянуто схемотехнічні рішення та функціональні можливості низькочастотного електротерапевтичного апарату АНЕТ-50 ГТ. Проаналізовано струми, що генеруються апаратом, дано обґрунтування їх застосування в лікувальній практиці. Показано, що підвищення якості апарата досягнуто за рахунок вдосконалення програмно-математичного забезпечення.

Ключові слова: електротерапія, режими впливу, імпульсне керування, самодіагностика, якість.

Л. 5. Бібліогр.: 13 найм.

UDC 615.471

Functionality of an electrotherapeutic unit and push-up of its quality by improving software and mathematical support / A.V. Kipenskiy, N.I. Kubyshkina, E.I. Korol', R.S. Tomashewskiy, L.D. Tondiy, L.Y. Vasilyeva-Linetskaya // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 3. – P. 354–360.

The paper considers circuit solutions and functionality of the low-frequency electrotherapeutic unit ANET-50 GT. The currents generated by the device are analyzed and their use in medical practice is substantiated. It is shown that pushing-up the quality of the device has been achieved by improving software and mathematical support.

Keywords: electrotherapy, exposure regimes, impulse control, self-test, quality.

Fig. 5. Ref.: 13 items.

DETERMINATION OF PRIORITY OF PRIMARY SIGNS AND ITS CORRECTION FOR CONSTRUCTION OF OBJECTS RECOGNITION SYSTEMS

V.M. ZAYATS, G.YA. SHOKYRA

The paper suggests an approach to determining the priority of primary signs when constructing objects recognition systems based on the method of successive approximations. The method of correcting the established priorities by adding new signs to the selected base is developed. The results obtained have been confirmed by making computer experiments when modelling elements of recognition systems with deterministic signs.

Keywords: recognition system, primary signs, working vocabulary, priority, correction method.

INTRODUCTION

At creation of the systems of recognition of objects and their reliable authentication a system approach is needed. Its essence lays in forming of primary signs of the object of recognition, establishment of their priority, reliable determination and realization of reliable criteria of authentication and recognition of objects.

The first researches in industry of recognition in our country were conducted by A.A. Kharkevich [1] – one of the founders of information theory. A considerable contribution to development of theory of recognition was done by V.M. Glushkov, V.S. Mikhalevich, O.G. Ivakhnenko, Yu. I. Zhuravlev, Yu. Z. Cipkin, V. I. Vasil'ev. Among the foreign scientists it is needed to remember a work Ф. Rosenblatt, which in 1957 offered a machine which studied to recognize the offenses and was named a perceptron. This was the simplest model of activity of human brain. The first works in the field of recognition of patterns were devoted to a theory and practice of construction of reading automats (under appearance a sign, image, letter or number, was understood). A mathematical machine for the decision tasks of recognition from the moment of their origin was a theory of statistical decisions [2].

The results of the theory of statistical decisions became a base for the construction of algorithms recognitions, which provided attributing of object to his class on the basis of a posteriori experimental information – signs, which characterize an object and a priori information which describe the classes of objects. Later a mathematical machine broadened due to the use of methods of algebra, logic and some sections of the applied mathematics, information, mathematical programming and analysis of the systems theory [3-8].

Despite to that methods and algorithms of recognition become the inalienable constituent of such applied industries of natural history, as medical and technical diagnostics, authentication of difficult hesitating processes, meteorological prognostication and geological secret service, ecological monitoring, in literature – both to domestic and in foreign – approach of the systems to the tasks of recognition absents so far.

Today, as well as 50 years ago, the problem of recognition equates with the construction of optimum

algorithms of recognition and research of terms which allow realizing such algorithm. The researches of theorists are oriented on a decision though of important, but partial tasks. To such tasks in the first turn it is needed to take the tasks of reliable recognition, essence of which is taken to the division of space of signs the language of which is describe objects or processes of recognition, on areas which answer the classes of these objects, that to the choice of the best limits (rules) of division of classes. But the decision of these tasks is possible when the classes of objects and signs the language of which is the recognizable objects are described and their classes are known a priori. However, the developer of the system of recognition, as a rule, does not own this information. Even in the simplest cases of recognition of letters of alphabet, finger-prints, words of language, special points of functions (where a question is not about classes), them informing signs and apparatus for their determination are not known is s the article of untraditional researches.

Why then to the tasks of description of classes is the language of signs and construction of optimum algorithms of recognition spares so much attention?

The first reason is in that these tasks comparatively are easily added a formal and analytical decision, that and determines their attractiveness for researchers. The second reason consists in because considerable part of researchers limits the activity only theoretical reasoning's. Third problem in because the traditional is considered, that the systems of recognition are autonomous. It proves to be correct in some partial tasks, although in general case such formulation of question is not legitimate. In fact and in the systems of technical and medical diagnostics, in automated control the system by a production, recognition of defects of mechanisms and machines, determination of diagnosis of patient, recognition of the difficult hesitating modes, classification of production situations, is not an end in itself. Their recognition is needed for the receipt of initial information for the administrative system with the purpose of acceptance of leading decisions, adequate the results of recognition of unknown objects, phenomena, situations, states

It is possible to assert that reliable recognition of situations is not a sufficient condition potentially possible efficiency of control the system. But this is a necessary condition. It is difficult to present, that a

doctor which put a wrong diagnosis will find the correct method of treatment; whether the not exposure of the unsteady hesitating modes will provide reliable work of technical device.

For the procedure of measuring of primary signs must be preceded a choice or creation of criteria of recognition about the process of recognition, establishment of priority of these signs and their influence on integral descriptions of the probed process or object.

1. APPROACH TO ESTABLISHMENT OF SIGNS PRIORITY

Any classification is based on certain classification principle. In recognition theory in quality of classification principle it is possible to utilize properties of information.

Simple recognition system – homogeneous information is utilized physically (signs have the unique physical nature). For example, reading automats. In fact signs of working dictionary are the linear sizes of text. Automats are for the exchange of chinks (weight). Automats are for rejection of details (or sizes, or weight).

Difficult recognition system – heterogeneous information is utilized physically. For example, systems of medical diagnostics (analyses, cardiograms, temperature, pressure). Recognition system for geological secret service are physical and chemical properties. If in quality of principle of classification to choose the method of receipt of a posteriori information, the difficult systems are divided by an onelevel and multilevel.

The onelevel difficult systems are a posteriori information about the signs of objects which are recognized determined the direct measuring directly on the basis of treatment of results of experiments.

The multilevel difficult systems are a posteriori information about signs, determined on the basis of the indirect measuring, as a result of functioning of auxiliary recognition system.

If in quality of principle of classification to choose a priori initial information content, recognition system is divided by the systems without studies, which study with self-training. For the multilevel systems such distributing is not synonymous.

The systems are without teaching. Initial information sufficiently in order that on select principle of classification to divide all of plural of objects into classes $\Omega_i, i=1,2,\dots,m$, to define the dictionary of signs of $K_j, j=1,2,\dots,N$, and on the basis of the direct working of weekend of information to describe every class of objects in language of signs.

Systems with teaching. Initial information sufficiently in order that for select principle of classification to divide all of plural of objects into classes $\Omega_i, i=1,2,\dots,m$, to define the dictionary of signs of $K_j, j=1,2,\dots,N$, but not enough, to describe classes in language of signs.

The systems are with self-training. A priori initial information sufficiently for determination of dictionary of signs of X_1, X_2, \dots, X_N . But not enough for

conducting of classification, in place of pointing what class an object belongs to, the set of rules is given, in accordance with what RS makes classification. A priori information absents must be produced in the process of studies or self-training.

Regardless of on what principle the system of recognition is built it is important to set priority of the chosen signs, as authenticity of recognition depends on quality of decision of this task. At establishment of priority of signs it follows to go out from such considering:

- informative descriptions of sign are about the object of recognition;
- expenses are on determination of quantitative estimations of sign;
- influence of concrete sign is on authenticity of recognition;
- the use of method of progressive approximations is to establishment of priority.

Task of choice of the most informing subsystem of signs from some initial system – the task of objects recognition theory is important, because:

- reduction of number of signs diminishes different losses, including the losses of useful information;
- reduction of number of signs leads, as a rule, to the improvement of quality of decision [6];
- there is a limit on the number of signs which a deciding rule can be founded on at the fixed sample size. Yes, for quadratic functions and selection of $N=100$, to take rule governed guilty to contain 10 signs or more.

Let $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ it is the virgin system of signs.

It is needed to define the most informing subsystem from m signs ($m < n$) from the point of view some criterion of F .

Will consider the subsystem of $V = \{x_{t_1}, x_{t_2}, \dots, x_{t_m}\}$, $1 \leq t_1 \leq t_2 \leq \dots \leq t_m \leq n$.

Will enter n -dimension vector of $U = \{u_1, u_2, \dots, u_n\}$. Then subsystem V it is possible to put in accordance of $U = \{u_1, u_2, \dots, u_j, \dots, u_n\}$ so, that $u_j = 1$, if $x_j \in V$ and $u_j = 0$, if $x_j \notin V$.

A task of choice of the most informing subsystem of signs is an extreme task on a single hypercube with possible by part number of tops of C_n^m .

$F(u)$ – multiextreme analytical expression of $F(u)$ is unknown.

Examples of task of $F(u)$ are in ORT for the most widespread classes of deciding rules. For the construction of deciding rule a selection is needed (educational sequence). Let this will be the table of

$$V_p = \{X_{ij}^p\}, \quad p=1,2,\dots,k, \quad j=1,2,\dots,n, \quad i=1,2,\dots,N.$$

$$\sum_{p=1}^k V_p = N,$$

where p – a number of appearance; k – an amount of appearances; V – a sample size; N – a number of signs.

\forall subsystem with m signs $\{x_1, \dots, x_{t_m}\}$. With use a table V a some system is selected

$$V_p = \{X_{it}^p\}, t = t_1, t_2, \dots, t_m, p = 1, 2, \dots, k.$$

V_p is a total number of errors of recognition on an educational selection at the use of some fixed class of deciding rules $F(u) = \alpha(u)$.

2. ALGORITHM OF TASK DECISION

Possibly, that possibility to increase efficiency of the system of recognition due to the increase of distance between objects from different classes is. Then at implementation of some terms on middle square variation of objects into a class $S(\Omega_k)$ a task is taken to finding of maximal value for all μ from a minimum to functional $R(\Omega_k, \Omega_r)$, that it is needed to find $\max_{\mu} \min R(\Omega_k, \Omega_r)$ at limitations $\mu, k, r = 1, \dots, n$:

$$S(\Omega_k) \leq S_k^*, \sum_{j=1}^N C_j \mu_j \leq C^*.$$

Let $L = C_n^2 = n(n-1)/2$ is an amount of possible pair from n classes, the square of distance between the pair of classes is evened

$$R^2(\Omega_k, \Omega_r) = \sum_{j=1}^N \mu_j \left\{ 1/m_k / m_r \sum_{j=1}^{m_k} \sum_{l=1}^{m_r} (x_{kj}^i - x_{lp}^i)^2 \right\},$$

where $k, r = 1, \dots, n$.

Then, entering informing of i sign for the s pair of classes

$$\sigma_{si} = 1/m_k / m_r \sum_{j=1}^{m_k} \sum_{l=1}^{m_r} (x_{kj}^i - x_{lp}^i)^2, \\ s = 1, \dots, L, i = 1, \dots, N,$$

where the square of distance for a s pair is evened

$$R_s^2 \sum_{j=1}^N \mu_j \sigma_{sj}, s = 1, \dots, L, \text{ will get a next task} \\ \max_{\mu_j=0, 1} \min_{1 \leq s \leq L} R_s^2 = \max_{\mu \in B} \min_{1 \leq s \leq L} (\mu, \sigma_s)$$

$$(C, \mu) = \sum_{j=1}^N \mu_j C_j < C^*,$$

where $\sigma_s = (\sigma_{s1}, \sigma_{s2}, \dots, \sigma_{sN}), \mu = (\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_N)$.

In investigation of continuity of function $\min_{s=1, \dots, L} (\mu, \sigma_s)$, and also to simple maxmin have the method of report of maxmin, that just the following assertion:

$$\max \min (\mu, \sigma_s) = \lim \max \Psi(\mu, \sigma),$$

where $D = L_1 \times [0, \max \sum_{j=1}^N \sigma_{sj}]$ is cartesian product N -dimension a cube and segment $[0, \max \sum_{j=1}^N \sigma_{sj}]$. It is possible to take in quality a function $\Psi(\mu, v)$, for example, function

$$\Psi(\mu, v) = v - k \sum_{s=1}^L [(\mu, \sigma_s) + kG(\mu) - v - |(\mu, \sigma_s) + kG(\mu) - v|]^2, \\ \text{where}$$

$$G(\mu) = \sum_{j=1}^N (\mu_j^2 - \mu_j) - [C^* - (\mu, C) - |C^* - (\mu, C)|]^2,$$

and μ examined on the N -dimension single cube of $L_1 = \{\mu : 0 \leq \mu_j \leq 1; j = 1, \dots, N\}$. It is undifficult

to show that $\forall \varepsilon > 0 \exists K^*$ such, that $\forall k > K^*$ k just inequality

$$\max_{\mu \in B} \min_{s=1, L} (\mu, \sigma_s) - \min_s (\mu_{\max}(k), \sigma_s) < \varepsilon$$

Will consider a case, when except for a priori information on the location of objects in N -dimension of space and values of signs of objects the known and a priori probability of appearance of objects from the classes Ω_k, Ω_r of $k, r = 1, \dots, n$, that determine $P(\Omega_k)$ and $P(\Omega_r)$.

Then, assuming independence of these events, a priori probability of appearance of objects of both classes

$$P_s = P(\Omega_k) * P(\Omega_r), s = 1, \dots, L, \text{ and } L = C_n^2.$$

Now a task can be formulated as follows: to find such set of working dictionary of signs, which will provide the maximal value of the expected value

$$M[R_s^2] = \sum_{s=1}^L R_s^2 * P_s$$

at limits on resources

$$(C, \mu) = \sum_{j=1}^N \mu_j C_j < C^*.$$

On condition that efficiency of the system of recognition can be attained only due to the increase of relation of distance between classes to middle square variation of objects into classes, the functional Φ can look like

$$\Phi = R^2(\Omega_k, \Omega_r) / S(\Omega_k) / S(\Omega_r).$$

In some cases the task of finding of working dictionary of signs succeeds to be untied due to more compact location of objects of every class, that by minimization of maximal variation of objects into a class. In this case it is possible to choose functional in a kind $\Phi = S(\Omega_k), k = 1, \dots, n$.

3. METHOD FOR CORRECTION PRIORITY PRIMARY SIGNS

Let's consider the algorithm for improving vocabulary of signs by the sequential removal of signs. The basis algorithm deterministic priority signs recognition is the process of establishing recognition error in sequential withdrawal symptoms.

Let's consider the process of recognition. Suppose that we have an object with the following set of features $x = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$, working dictionary that contains classes and class objects with descriptions of all the features of these classes $(\Omega_i, i = \overline{1, B}, \omega_{ij}, i = \overline{1, m}, j = \overline{1, k}, a_i, i = \overline{1, b})$. Let's take a recognition process using a distance function. This simple classification method is a very effective tool for solving such problems in which classes are characterized by degree changes limited to certain limits. Suppose that each class can be described by not the only but by multiple reference images, that is, any image that belongs to a class tends to group around one of the benchmarks $z_i^1, z_i^2, \dots, z_i^{N_i}$, where N_i – number of

reference images that define the i -th class. Function, which determines the distance between an arbitrary image x and class ω_i will look as:

$$D = \min_l \|x - z_l^i\|, \quad l = 1, 2, \dots, N_i;$$

It means that D_i is the smallest of the distances from each image to class ω_i standard. Let's compute the value of distances D_i , $i = 1, 2, \dots, M$, and classifying image belongs to the class ω_i if the condition is $D_i < D_j$ fair for all $j \neq i$. In case of equal distances decision is made randomly.

In case of equal distances decision is made randomly.

The next step is the establishment of the recognition error. Ideally, the error = 0, the characteristic value of the investigated object would match the average values with feature vector class:

$$k_s = \frac{x_{i,2} - x_{i,1}}{2}.$$

But it is quite rare, so the conditional interpretation that the average grade point is ideal and error estimation at these points = 0 is introduced. Instead deviation values of attributes of the object will be closer to 50%, this is due to the fact that the working dictionary attributes the difference between the features of different classes can be "1". Therefore:

$$S_s = \sum_i (k_{i,2} - k_s)^2;$$

Error estimating can be presented:

$$K = \frac{S_s}{50}.$$

The error recognition process is equal to:

$$P = 50 - \frac{S_{\min}}{K},$$

where S_{\min} – the minimum value of properties belonging to a known class.

The next step is the removing if one of the signs performing the recognition process with maintaining all the results. This process is carried out until all the symptoms of the object are disguised.

The next step is the comparison of the results of alternate recognition without one feature and pre result taking into account all attributes. First the signs, the absence of which changed the outcome of the test object class membership ω_i . are selected. They will be more informative. The next step will be the selection of the signs that led to controversial situation. They will have the medium priority, because their absence causes a partial error (50%) of belonging to a certain class. Signs that remain will be understood as little information as their absence does not affect the result of recognition (the error is 0%).

Identify of the priorities is adding new features to the selected base. This method is rather cumbersome, because it would include $\frac{(n-1)!}{2}$ operations, while only preliminary $(n+1)$ operations. To reduce the number of operations we should consider combining those features which give absence of 100 or 50% error.

It will reduce the number of operations $\frac{(t-1)!}{2}$ where $t \ll n$ much. Algorithm of realization is similar to sorting algorithm in sequential shutdown of one trait.

Thus, we can identify the most informative features and clarify the working vocabulary of signs. The significant solving of this problem is extremely important, as it is affecting on the efficiency of the recognition system and is appropriate in decision management.

Based on the proposed algorithm, we can select the priority signs as the most informative features and clarify the working vocabulary of signs. The significant solving of this problem is extremely important, as it is affecting on the efficiency of the recognition system and is appropriate in decision management.

4. RESULTS OF DESIGN COMPUTER

That it is expedient to estimate the value of problem of recognition, it is enough to say, that creation of artificial intelligence not as imitations of intellection of man, and a recreation of thinking process is creation of the system of recognition, which after the possibilities approaches possibilities of human brain.

Efficiency of recognition sure depends on the rightness of choice of working dictionary of signs. Than signs are better chosen the probed object is determined more precisely. Usually signs will have the appearance vector (accordingly possible max and min value). Desired in signs are noticeable enough differences between classes, as near enough values can result in the failures of the system and wrong taking of object to the certain class. In such case more effective will be other signs which have more expressed differences, they will have greater priority. It is also important to mark that the size of vector of signs has also a ponderable influence on priority of signs. Accordingly than greater vector of signs, the less priority of sign and vice versa than less vector of sign, the its greater priority. In that case when the size of vector is large (for example, a bicycle has from 4 to a 1 wheel) – the value of the probed object can hesitate in large limits (from max to min). But when a size of vector of sign is small (for example, a machine has 4 wheels), in such case there is exact determination of object and absence of which worsens the process of recognition.

CONCLUSIONS

1. The working dictionary of signs, which are utilized both for a priori description of classes of objects and for a posteriori description of unknown objects which act on the entrance of the system of recognition, it is needed to take into account that even if in relation to some signs a priori information, sufficient for description of classes of objects in language of these signs, can be got, in a working dictionary it is needed to include the most informing signs only.

2. The task of choice of optimum working dictionary of signs is taken to the task of the linear or nonlinear programming. The choice of that or other method of decision of task strongly depends from properties of functional of quality, which can get out on different.

3. At the decision of task in the scholastic raising, that when a priori probabilities of appearance of objects of classes, value are known criteria of efficiency of the system of recognition considerably higher than in determined case.

4. The estimations of expedience of the use are got each of signs and its influence on authenticity of recognition.

5. The results of computer design confirmed legitimacy of the use of the resulted estimations to the construction of the systems recognitions which are based on the use of the determined signs.

6. The resulted results allow optimizing procedure of constructing of algorithms of recognition of objects with a difficult dynamics, and also objects which are described on the basis of the determined and probabilistic signs.

7. After several experiments it was found that those signs which will include less of values will be more informing.

REFERENCES

- [1] Горелик А.Л., Скрипник В.А. Методы распознавания. — М.: Высшая школа, 1989. — 232 с.
- [2] Заяць В.М. Дискретні моделі коливних систем для аналізу їх динаміки. Монографія. — Львів; В-во УАД. — 2011. — 284 с.
- [3] Заяць В.М. Комп'ютерна система ідентифікації особи за її рукомоторними реакціями // Праці Міжнарод. конф. „Штучний інтелект”. — Том 2. — Крим. — 2002. — С. 214-218.
- [4] Заяць В.М., Камінський Р.М. Методи розпізнавання образів. Навчальний посібник. — Львів: „Львівська політехніка”. — 2004. — 176 с.
- [5] Заяць В.М., Заяць М.М. Математичний опис системи розпізнавання користувача комп'ютера // Зб. “Фізико-математичне моделювання та інформаційні технології”. — Львів. — 2005. — Вип. 1. — С. 146-152.
- [6] Заяць В.М., Іванов Д.О. Архітектура подіє-орієнтованих систем на прикладі системи розпізнавання рукописного тексту // Вісник НУ „Львівська політехніка” „Комп'ютерна інженерія та інформаційні технології”. — Львів. — 2004. — № 530. — С. 78-83.
- [7] Фукунага К. Введение в статистическую теорию распознавания. — М.: Наука, 1979. — 512 с.
- [8] Харкевич А.А. Опознание образов // Радиотехника. — 1959. — Том 14. — С. 15-19.
- [9] Шокира Г.Я. Застосування методу послідовних наближень для встановлення пріоритету первинних ознак / Г.Я. Шокира // Математичне моделювання складних систем. — Львів, ЛДІНТУ. — 2009. — С. 9-10.
- [10] Zayats V., Ivanov D. Structural method of hand-written text recognition // Pros. International Conf. “The experience of designing and application of CAD systems in microelectronics”. — Lviv-Polyana. — 2005. — P. 493-494.

Manuscript received June, 4, 2012



Vasyl Zayats, DSc, professor of Lviv National Polytechnic University. Research interests: computer and mathematical modeling and recognition and identification systems difficult nature.



Galina Shokyra, post graduate student of Lviv National Polytechnic University. Research interests: recognition and identification systems with determine and probalistic signs.

УДК 519:616-079.4: 621. 372:621.314

Определение приоритета первичных признаков и его коррекция при построении систем распознавания объектов / В.М Заяць, Г.Я. Шокира // Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал. — 2012. — Том 11. № 3. — С. 361–365.

Предложен подход к установлению приоритета первичных признаков при построении систем распознавания на основе метода последовательных приближений. Разработан метод коррекции установленных приоритетов путем добавления новых признаков к выбранному неполному базису первичных признаков. Полученные результаты подтверждены постановкой компьютерных экспериментов при моделировании элементов систем распознавания с детерминированными признаками

Ключевые слова: система распознавания, первичные признаки, рабочий словарь, приоритет, метод коррекции.

Библиогр.: 10 назв.

УДК 519:616-079.4: 621. 372:621.314

Визначення пріоритету первинних ознак і його корекція при побудові систем розпізнавання об'єктів / В.М. Заяць, Г.Я. Шокира // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2012. — Том 11. № 3. — С. 361–365.

Запропоновано підхід до встановлення пріоритету первинних ознак при побудові систем розпізнавання на основі методу послідовних наближень. Розроблено метод корекції встановлених пріоритетів шляхом додавання нових ознак до вибраного неповного базису первинних ознак. Отримані результати підтверджені постановкою комп'ютерних експериментів при моделювання елементів систем розпізнавання з детермінованими ознаками.

Ключові слова: система розпізнавання, первинні ознаки, робочий словник, пріоритет, метод корекції.

Бібліогр.: 10 найм.

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.396.962.25

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ СДВИГОВ ОБЪЕКТА ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ МЕТОДА ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ РСА ИНТЕРФЕРОМЕТРИИ

К.А. ЛУКИН, К. КУЛЬПА, В.П. ПАЛАМАРЧУК, П.Л. ВЫПЛАВИН, В.В. КУДРЯШЕВ, Я.КУЛЬПА, Л.В. ЮРЧЕНКО

Дифференциально-интерферометрические измерения используются для наблюдения за инженерными сооружениями и выявления структурных изменений в них. Для осуществления такого мониторинга в миллиметровом диапазоне длин волн была разработана аппаратура наземного шумового радара с синтезированной апертурой антенн. Данная работа посвящена оценке погрешности измерения смещений с помощью этой аппаратуры. Было проведено наблюдение за малоразмерным объектом, перемещаемым с помощью микрометрического винта. В работе описаны основные особенности разработанного наземного шумового РСА, приведены результаты экспериментальной оценки погрешности измерения смещений с помощью метода дифференциальной РСА интерферометрии.

Ключевые слова: шумовой радар, РСА, дифференциальная интерферометрия.

ВВЕДЕНИЕ

Формирование когерентных радиоизображений с помощью РСА и метода дифференциальной интерферометрии используются во многих задачах дистанционного зондирования для предсказания лавин и оползней и обнаружения предкатастрофических изменений в инженерных сооружениях [1-7]. РСА сохраняют фазовую информацию сигнала, благодаря чему возможно обнаружение смещений на доли длины волны.

Дифференциальная интерферометрия основана на сравнении фаз когерентных радиоизображений, полученных в разное время. Изменения в зоне обзора и (или) в измерительном оборудовании влияют на фазу отраженных и принятых сигналов. Если изменения отсутствовали, то разность фаз между аналогичными элементами (пикселями) когерентных радиоизображений будет равна нулю. Изменения наблюдаемых объектов отражаются на интерферограмме как сдвиг фазы в соответствующих пикселях. Изменение характеристик аппаратуры и/или ее положения во время измерений также вызывает сдвиг фазы в сформированных радиоизображениях. Это может препятствовать обнаружению изменений фазы отраженного от объекта сигнала. Поэтому для регистрации смещений элементов конструкции инженерных сооружений с высокой точностью необходима информация об ошибке, вносимой самой измерительной аппаратурой.

В общем случае на точность интерферометрических измерений влияют нестабильности различных параметров измерительной аппаратуры. По происхождению эти нестабильности могут быть разделены на две группы: механические и электрические. Влияние механических нестабильностей было исследовано ранее в [8].

Влияние электрических нестабильностей было изучено для случая стационарных объектов [9]. В работе [5] показана возможность проведения дифференциальных интерферометрических РСА измерений с погрешностью 0,75 мм при помощи регулярного сигнала со ступенчатой перестройкой частоты в диапазоне 16,80-16,88 ГГц. Погрешность измерения смещений методом дифференциальной интерферометрии не хуже 0,1 мм с регулярным сигналом со ступенчатой перестройкой частоты радара 9,65 ГГц в диапазоне 200 МГц показана в [10]. Азимутальные ошибки пеленгования источников шумового излучения на длине волны примерно 0,1 м оценены экспериментально на протяженных трассах прямой видимости методом измерения разности фаз и составляют порядка 10° [11, 12].

Целью данной работы является оценка погрешности радиолокационных дифференциальных интерферометрических измерений смещений наблюдаемого объекта при переменной базе зондирующего сигнала наземного шумового РСА [1, 6 – 9]. В работе проведен эксперимент по наблюдению с помощью наземного шумового радара с синтезированной апертурой 8-мм диапазона длин волн методом дифференциальной интерферометрии [1] за объектом, перемещение которого контролировалось механическими средствами. Результаты эксперимента позволяют оценить погрешность измерения смещения объекта с помощью исследуемой аппаратуры.

1. ОПИСАНИЕ АППАРАТУРЫ

В данной работе свойства шумовых сигналов изучаются на примере двухпозиционного наземного шумового РСА (НШ РСА) [1, 6 – 9]. Структурная схема НШ РСА представлена на

рис. 1. Основными элементами являются: антенная система, приемник, передатчик, аналогово-цифровой преобразователь (АЦП) и программно-математическое обеспечение.

Антенная система создана на основе оригинального подхода, включающего в себя принципы одномерной антенной решетки и синтезированной апертуры [13,14]. Вдоль апертуры каждой антенны проведен волновод, широкая стенка которого вскрыта. Данная стенка накрыта медной лентой, в которой прорезана полуволновая излучающая щель. На соответствующем расстоянии от щели на ленте закреплен поршень для повышения эффективности антенны. Шаговый двигатель перемещает ленту со щелью вдоль прецизионных направляющих. Движение ленты позволяет изменять положение фазового центра излучения антенны, благодаря чему осуществляется сканирование, необходимое для РСА. Ленты со щелями для приема-передачи перемещаются пошагово и синхронно. Излучение и прием эхосигналов осуществляются при неподвижных антеннах. Положение излучателя антенны контролируется с помощью датчика угла. Уровень боковых лепестков и ширина синтезированного луча зависят от амплитудного распределения, которое может быть задано на этапе программно-математической обработки.



Рис. 1. Структурная схема наземного шумового РСА 8-мм диапазона длин волн

Формирование зондирующего сигнала выполнено с использованием режима частотной модуляции, предложенного в [15]. Усиленный низкочастотный шум лавинного пробоя р-п перехода транзистора КТ399А модулирует сигнал генератора, управляемого напряжением (ГУН). Форма спектра сигнала может быть гауссовой или близкой к прямоугольной в зависимости от заданных параметров модулирующего сигнала. Сигнал ГУН усиливается, поступает в антенну и обеспечивает зондирование пространства в непрерывном режиме. Часть сигнала ответвляется для использования в последующей корреляционной обработке сигналов в качестве опорного.

Радиоприемное устройство построено по супергетеродинной схеме. Сигнал приемной антенны усиливается и фильтруется. Частота выходного сигнала преселектора преобразуется вниз. На промежуточной частоте сигнал дополнительно усиливается. Сигнал с полосой частот 0,5 ГГц подается на вход двухканального аналогово-цифрового преобразователя (АЦП). Динамический диапазон используемого АЦП (GaGe CompuScore CS82G-1GHz-8M) равен 42 дБ, а частота дискретизации составляет 1 ГГц. Работа НШ РСА осуществляется под управлением микроконтроллера, который, в свою очередь, конфигурируется с помощью компьютера. Максимальный коэффициент усиления радара равен 97 дБ.

Схема преобразователя частоты включает генератор опорной частоты, систему фазовой автоподстройки частоты, умножитель частоты (на 4) и смесители. Кварцевый генератор опорной частоты (9,12 ГГц) термостатирован. Долговременная стабильность гетеродина равна $3 \cdot 10^{-9}$. Основные характеристики НШ РСА приведены в табл. 1.

Таблица 1

Основные характеристики наземного шумового РСА 8-мм диапазона длин волн	
Диапазон рабочих частот, ГГц	36,5-37,0
Частота дискретизации АЦП, ГГц	1,0
Ширина спектра мощности, ГГц	0,5
Вид зондирующего сигнала	Шум
Полуширина диаграммы направленности щели по углу места и азимуту, град.	20° и 80°
Длина каждой антенны с синтезированной апертурой, м	0,7

2. ОПИСАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТА

Цель эксперимента – измерение смещений объекта методом дифференциальной интерферометрии и оценка погрешности измерений в зависимости от отношения сигнал-шум. Между измерениями объект локации перемещался с помощью микрометрического винта, что позволяло точно определять величину его смещения. Аппаратура НШ РСА установлена в помещении лаборатории (рис. 2). В ходе эксперимента база двухпозиционного НШ РСА была постоянна и равна 2,2 м. Синтезированная апертура длиной 0,35 м была образована путем реализации 118 фиксированных положений щели. Высота расположения приемопередающих антенн с синтезированной апертурой была равна 1,5 м. Для обеспечения механической стабильности и снижения вибраций антенной системы в ходе сканирования использованы металлические треноги, имеющие большую жесткость и массу. В качестве объекта использован металлический шар диаметром 10 см (рис. 2).

Радиолокационная оценка местоположения объекта в лаборатории требует учета переотражений сигналов, принимаемых как главным, так и боковыми лепестками диаграммы

направленности антенны. Мощные переотражения обусловлены влиянием стен лаборатории, стоек с металлическим оборудованием, измерительной аппаратуры и конструкции перемещения объекта. Для снижения влияния наиболее ярких целей через боковые лепестки синтезированной апертуры перед ними были установлены экраны-поглотители. Для выбора наилучшего места для установки объекта – области с наименьшим уровнем мешающих эхосигналов – было сформировано РСА изображение помещения без объекта. РСА изображение комнаты с изучаемым объектом приведено на рис. 3. Пунктирной линией на рисунке отмечены контур лаборатории и местоположение объекта. Размер пикселя на когерентном радиоизображении равен 5×5 см. Горизонтальная дальность до объекта равна 4 м, а наклонная (R) – 4,3 м. Уровень мешающего фона в области объекта локации составляет примерно -25 дБ по отношению к самому мощному отклику на радиоизображении.

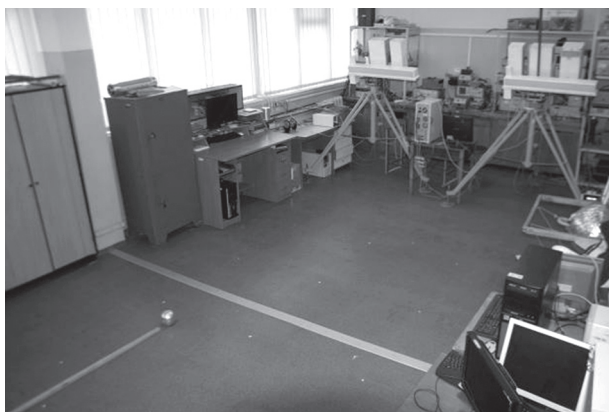


Рис. 2. Условия проведения эксперимента

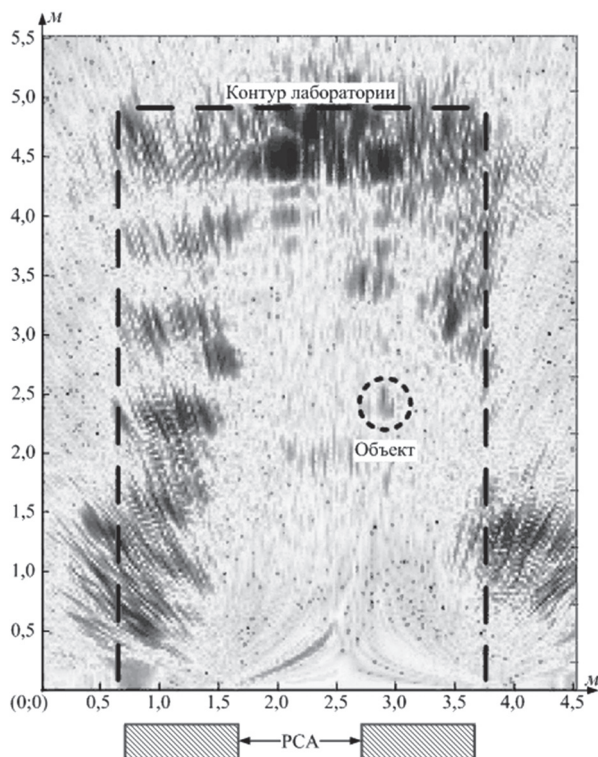


Рис. 3. РСА изображение зоны обзора

3. РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Метод дифференциальной интерферометрии состоит в получении информации об изменениях в объекте путем сравнения фаз когерентных радиоизображений одной и той же зоны обзора, полученных с одной и той же позиции, но в разное время. Это удобно делать путем умножения комплексных значений одного радиоизображения на комплексно сопряженные значения второго. Фаза пикселей полученного изображения будет равна разности фаз исходных когерентных радиоизображений [16]. В однопозиционном приближении разность фазы на интерферограмме $\Delta\varphi$ равна [10]:

$$\Delta\varphi = 4\pi \frac{\Delta r}{\lambda_0},$$

где λ_0 – длина волны шумового сигнала на центральной частоте спектра; Δr – радиальное смещение объекта.

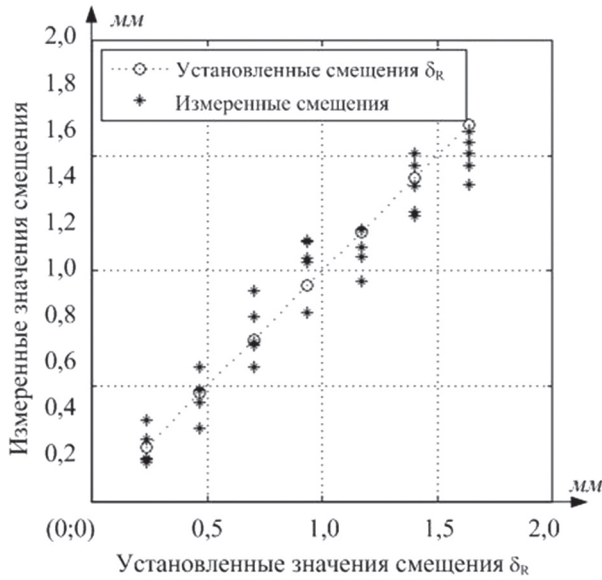
Смещения объекта, вводимые с помощью микрометрического винта, равны [0,25; 0,5; 0,75; 1,00; 1,25; 1,5; 1,75] мм. Погрешность микрометрического винта составляет 0,01 мм. Смещения объекта по дальности отличаются от вводимых смещений, т.к. объект перемещается в горизонтальной плоскости, а измеряется наклонная дальность до него. Установленные значения смещения объекта δ_R с учетом геометрической коррекции равны [0,23; 0,47; 0,7; 0,94; 1,17; 1,40; 1,64] мм.

Известно, что отношение сигнал-шум на выходе радара зависит от величины, равной произведению длительности сигнала на ширину полосы его частот и называемой базой сигнала. В ходе работы база шумового сигнала менялась за счет вариации времени интегрирования и принимала значения [10^2 ; $5 \cdot 10^2$; $2 \cdot 10^3$; $1,6 \cdot 10^4$; $6,5 \cdot 10^4$].

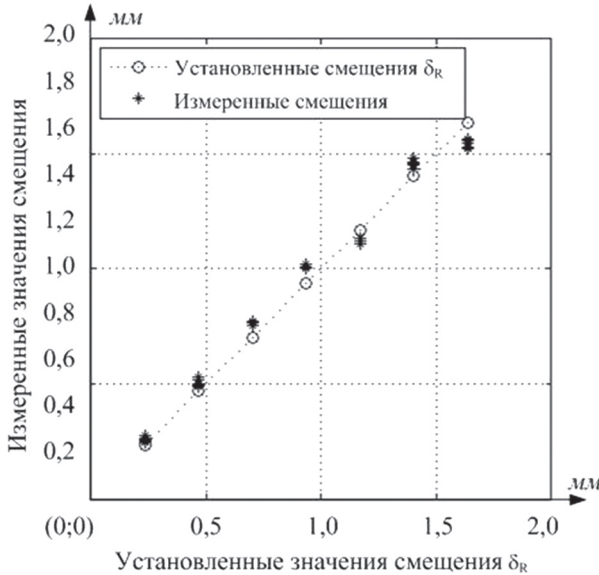
Для измерения значений смещения объекта обработка выполнена по 5 фрагментам записи эхо-сигналов. Разброс значений смещения объекта при различных значениях базы сигнала проиллюстрирован на рис. 4. На данном рисунке приведены зависимости измеренных значений смещения объекта от установленных, а также от базы сигнала. С её увеличением среднее значение измеренных смещений становится ближе к установленным значениям смещений. При базе сигнала $6,5 \cdot 10^4$ (рис. 4б) разброс между значениями смещения, полученными по разным участкам данных, становится незначительным. Проявляется систематическая погрешность в определении величины смещения. Наименьшее отклонение результатов измерений от заданных значений наблюдается при наибольшей базе сигнала в $6,5 \cdot 10^4$ (48 дБ).

Для настройки параметров НШ РСА и конструкции перемещения объекта сделано 50 измерений. Совокупное непрерывное время работы НШ РСА для калибровки равно 4,7 часа. Для оценки смещения объекта обрабатывалось

55 радиоизображений, сделанных в течение 2 часов. Минимальное измеренное смещение объекта равно 0,23 мм, что составляет 2,8% длины волны радиолокационного сигнала. При исследованиях за 2 цикла по 3 часа каждый сформировано 321 радиоизображение. Стабильность и надежность электрических параметров НШ РСА позволили формировать когерентные радиоизображения в течение всего периода экспериментальных работ.



а



б

Рис. 4. Результаты измерения смещения объекта: а – при базе сигнала $5 \cdot 10^2$; б – при базе сигнала $6,5 \cdot 10^4$

В изучаемой аппаратуре присутствует систематическая погрешность, связанная с прогревом ее элементов. Дополнительные вибрации в зоне обзора могут проявляться в виде ложной разности фаз между измерениями. Статистические погрешности связаны с шумами радара, температурным режимом аппаратуры и механическими точностями при сканировании антенн

с синтезированной апертурой. Во время экспериментальных исследований оценивали погрешность измерения смещений относительно установленных значений смещения и среднего измеренного значения.

Погрешность измерения смещений оценивалась в каждом положении объекта по величине среднеквадратического отклонения (std_i , мм) измеренных значений от их среднего:

$$std_i = \sqrt{\left\langle \sum_{i=1}^8 [din_i - m_i]^2 \right\rangle}, \quad (1)$$

где: $i = 0,1..8$ – номер смещения объекта; din_i , мм – оценки смещения объекта, полученные методом дифференциальной интерферометрии; m_i , мм – усредненная по 5 реализациям оценка смещения объекта; $\langle \rangle$ означает статистическое усреднение.

Для оценки погрешности измерения относительно установленных значений смещения используем среднеквадратическое отклонение (СКО) результатов измерений от установленных значений смещения (рис. 5, 6). Обозначим такое отклонение через std_i^{screw} . Для оценки величины std_i^{screw} среднее значение m_i в выражении 1 заменено на величины установленных значений смещения объекта. Сравнение величин на рис. 5 и рис. 6 показывает, что увеличение базы сигнала закономерно приводит к уменьшению разброса данных.

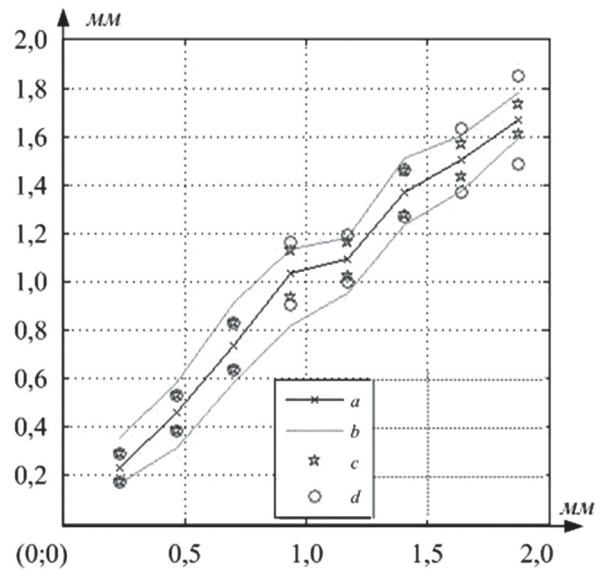


Рис. 5. Зависимость измеренных оценок смещения объекта от величины его смещения при базе сигнала в $5 \cdot 10^2$: а – средние значения измеренных смещений m_i ; б – разброс значений измеренных смещений; с – разброс значений СКО std_i относительно m_i ; д – разброс значений СКО std_i^{screw} относительно m_i

Зависимости погрешностей std_i и std_i^{screw} от установленных значений смещения представлены при различных базах сигналов (рис. 7). Наибольшая величина погрешности наблюдается при наименьшей базе сигнала в 10^2 . Увеличение

времени интегрирования приводит к уменьшению шума на изображениях и соответственно к уменьшению СКО.

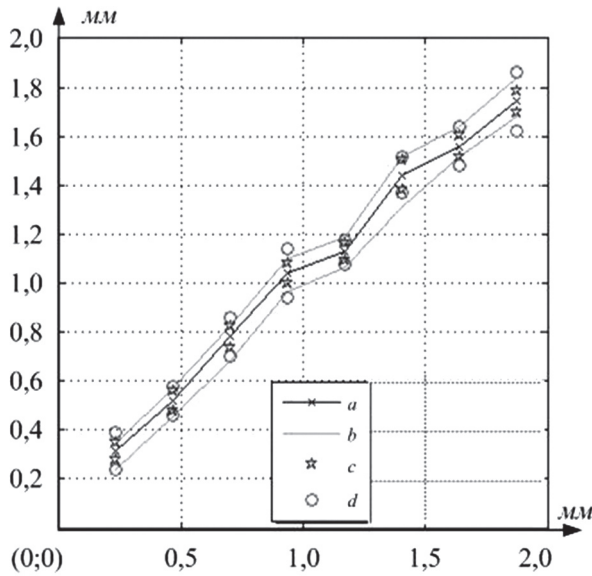


Рис. 6. Зависимость измеренных оценок смещения объекта от величины его смещения при базе сигнала в $2 \cdot 10^3$: *a* – средние значения измеренных смещений m_i ; *b* – разброс значений измеренных смещений; *c* – разброс значений СКО std_i относительно m_i ; *d* – разброс значений СКО std_i^{screw} относительно m_i

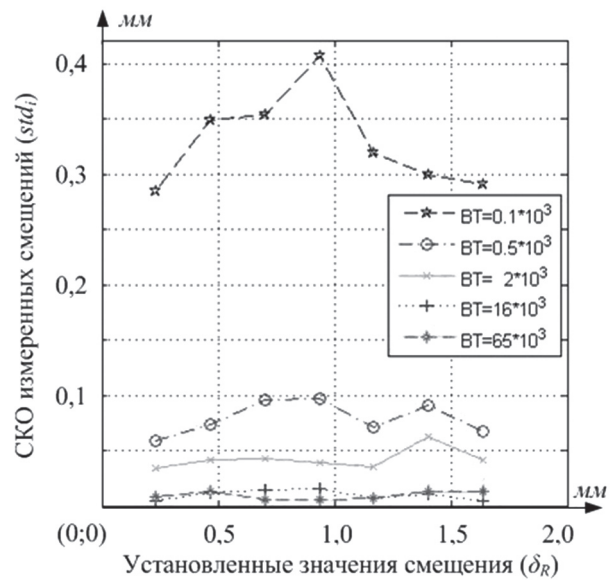
Динамический диапазон используемого АЦП равен 42 дБ. Поэтому снижение погрешности оценок смещения объекта при увеличении базы с $1,6 \cdot 10^4$ к $6,5 \cdot 10^4$ на рис. 7 незначительное (1,1 раза). Как видно из хода кривых на рис. 7, существенная зависимость величины погрешности от величины установленных значений смещения отсутствует в рассмотренном диапазоне смещений. Это хорошо согласуется с тем фактом, что величина смещения объекта меньше элемента разрешения НШ РСА. Благодаря этому смещение объекта приводит преимущественно к однородному изменению фазы в пикселе интерферограмм, соответствующем положению объекта.

Усреднение std_i^{screw} по установленным значениям смещения позволяет исследовать зависимость точности измеренных смещений объекта от отношения сигнал-шум. Входное отношение сигнал-шум оценено при базе шумового (зондирующего) сигнала НШ РСА 10^2 как отношение мощности эхо-сигнала к мощности шума. Выходное отношение сигнал-шум рассчитано как произведение отношения сигнал-шум на входе и базы сигнала.

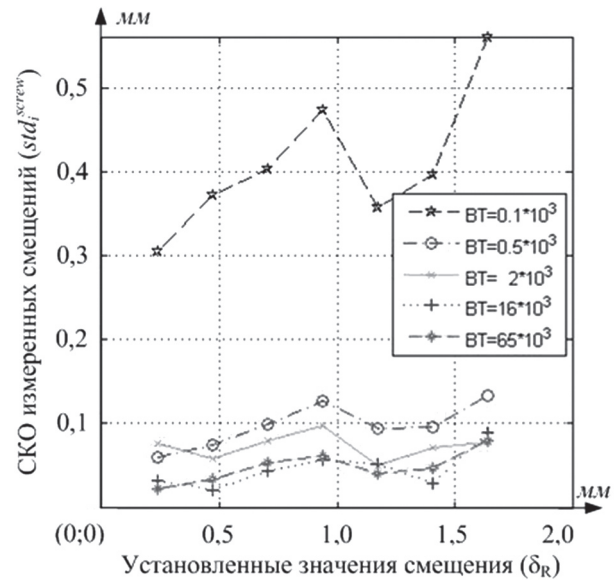
РСА сохраняют фазовую информацию относительно опорного сигнала. Точность измерения дальности σ_r^2 равна [17]:

$$\sigma_r^2 = \left(\frac{1}{2\pi} \frac{\lambda_0}{q} \right)^2, \quad (2)$$

где q – выходное отношение сигнал-шум по напряжению.



a



б

Рис. 7. СКО измеренных величин смещения объекта: *a* – СКО относительно среднего значения смещения; *б* – СКО относительно вводимых значений смещения

На рис. 8 приведены зависимости СКО измеренного смещения относительно установленных значений смещения std_i^{screw} , относительно среднего значения std и теоретическая зависимость СКО от отношения сигнал-шум σ_r . Согласно (2) погрешность измерения обратно пропорциональна отношению сигнал-шум. Из величин, приведенных на рис. 8, следует соответствие между теоретической кривой и СКО относительно измеренных значений смещения. Ограничение погрешности измерений относительно установленных значений смещения вызвано систематической ошибкой измерения смещения за счет тепловых и механических факторов.

Данные, описывающие связь между используемым временем усреднения и погрешностью измерения смещения объекта, приведены в табл. 2.

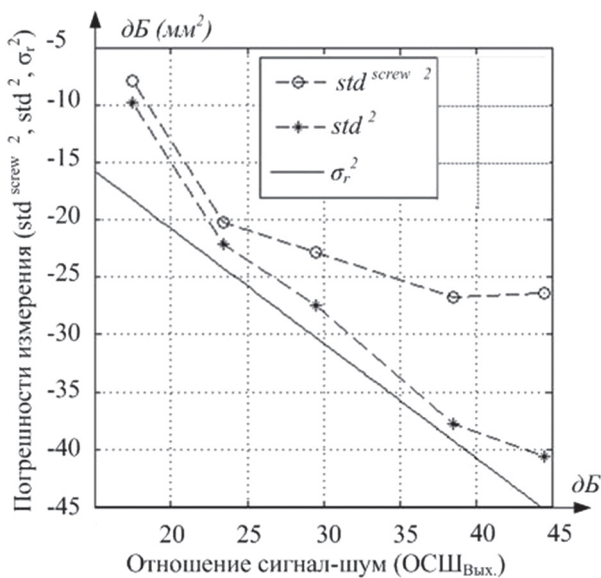


Рис. 8. Погрешность измерения смещения объекта в зависимости от отношения сигнал-шум

Таблица 2

Время усреднения в НШ РСА, мкс	Погрешность измерения смещения объекта, мм
0,25	0,3293
1	0,0792
4	0,0425
32	0,0128
130	0,0092

ВЫВОДЫ

С помощью двухпозиционного наземного шумового РСА 8-мм диапазона длин волн обнаружено и измерено смещение объекта, находящегося на дальности 4 м, на величину 0,23 мм. Экспериментально получена зависимость погрешности измерения смещения объекта от отношения сигнал-шум. Изменение отношения сигнал-шум реализовано за счет вариации базы шумового сигнала от 10^2 до $6,5 \cdot 10^4$. Погрешность радиолокационных измерений, проведенных с помощью метода дифференциальной интерферометрии, обратно пропорциональна выходному отношению сигнал-шум. Наблюдалось ограничение точности измерения смещения с увеличением времени интегрирования, обусловленное ограниченным динамическим диапазоном 8-битного АЦП. Продемонстрирована возможность измерения смещения объекта с погрешностью 0,04 мм. Полученная зависимость погрешности измерений смещения за счет шумов аппаратуры от базы сигнала согласуется с известной оценкой потенциальной точности [17].

Литература

[1] Lukin K.A., Mogyla A.A., Palamarchuk V.P., Vyplavin P.L., Zemlyaniy O.V., Shiyani Y.A., Zaets N.K. Ka-band bistatic ground-based noise waveform SAR for short-range applications // Radar, Sonar & Navigation, IET 2008. Vol. 2, No. 4, pp. 233-243.
 [2] Tarchi D., Rudolf H., Luzi G., Chiarantini L., Coppo P., Sieber A.J. SAR Interferometry for Structural Changes

Detection: a Demonstration Test on a DAM // Proceedings of the Geoscience and remote sensing symposium, IGARSS 1999. Vol. 3, pp. 1522-1524.

[3] Tarchi D., Rudolf H., Pieraccini M., Atzeni C. Remote monitoring of buildings using a ground-based SAR: application to cultural heritage survey // International Journal of Remote Sensing 2000. Vol. 21, No.18, pp. 3545-3551.
 [4] Tarchi D., Casalgi N., Moretti S. Monitoring landslide displacements by using ground-based synthetic aperture radar interferometry: Application to the Ruinon Landslide in the Italian Alps // Journal of Geophysical Research 2003. Vol. 108, No. 8., pp. 2-14.
 [5] Antonello G., Casagli N., Farina P., Leva D., Nico G., Sieber A.J., Tarchi D. Ground-based SAR interferometry for monitoring mass movements // Landslides 2004. Vol. 1, No. 1, pp. 21-28.
 [6] Lukin, K.A., Mogyla, A.A. Noise Waveform SAR and Differential Interferometry for Detection of Structural Changes in Chernobyl Sarcophagus // Proceedings of the EUSAR 2006, pp. 249.
 [7] Lukin, K.A., Mogyla, A.A., Palamarchuk V.P. et. al. Measurement of Shifts in Bell Tower of Sophia Cathedral Using Ka-band Noise Waveform SAR // Proceedings of the MRRS 2008, pp. 134-137.
 [8] Vyplavin P. Phase Errors due to Distortions in Synthetic Aperture Antenna Pattern of Noise Waveform d-InSAR // Proc. SPIE, 2009, Vol. 7502, 6 pp.
 [9] Lukin K.A., Palamarchuk V.P., Vyplavin P.L., Kudriashov V.V. Experimental Investigation of Factors Affecting Stability of Interferometric Measurements with Ground Based Noise Waveform SAR // International Journal of Electronics and Telecommunications 2011. Vol. 57, No. 3, pp 389-393.
 [10] Norland R. Differential Interferometric Radar For Mountain Rock Slide Hazard Monitoring // Geoscience and Remote Sensing Symposium IEEE IGARSS 2006, pp. 3293-3296.
 [11] И.Д. Гонтарь, Ф.В. Кивва, В.Б. Рассказовский, В.Б. Синицкий, В.Ф. Шульга. Экспериментальное изучение влияния неоднородной трассы на азимутальные ошибки пеленгования // Радиофизика и электроника, 2006. — Т. 11, № 2. — С. 222-228.
 [12] Кулёмин Г.П., Рассказовский В.Б., Рассеяние миллиметровых радиоволн поверхностью Земли под малыми углами. — Киев : Наук. думка, 1987. — 232 с.
 [13] Lukin, K.A. Sliding Antennas for Noise Waveform SAR // Applied Radio Electronics, 2005, Vol. 4, No. 1, pp. 103-106.
 [14] Лукин К.А. Сканирующие антенны с синтезированной диаграммой направленности // Радиоэлектроника. 2010, Том 53, No. 4. стр. 58-64. (спец. выпуск, посвященный 90-летию Я.С. Шифрина)
 [15] Lukin K.A., Skresanov V.N., Zemlyaniy O.V. Frequency modulation technique for generation of millimeter wave noise signals // First International Workshop on the Noise Radar Technology 2002, pp. 171-176.
 [16] Curlander, J., McDonough, R. Synthetic Aperture Radar: Systems and Signal Processing. New York: John Wiley & Sons, 1991. 672pp.
 [17] Ширман Я.Д., Манжос В.Н., Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. — М.: Радио и связь, 1981. — 416 с., ил.

Поступила в редколлегию 08.06.2012



Лукин Константин Александрович, доктор физико-математических наук, профессор, заведующий отделом нелинейной динамики электронных систем ИРЭ НАН Украины. Область научных интересов: широкополосная шумовая радиолокация и радиосвязь, генерация, синтез и обработка хаотических и псевдослучайных сигналов.



Кульпа Кшиштоф, профессор, преподаватель Варшавского Технологического Университета, заведующий лабораторией по обработке сигналов, глава группы радиолокационных технологий, председатель конференции по обработке сигналов SPS-2011.



Паламарчук Владимир Петрович, ведущий инженер отдела нелинейной динамики электронных систем ИРЭ НАН Украины. Область научных интересов: микроволновые технологии в радиолокационных системах.



Выплавин Павел Леонидович, кандидат физико-математических наук, младший научный сотрудник отдела нелинейной динамики электронных систем ИРЭ НАН Украины. Область научных интересов: шумовая радиолокация, генерация, синтез и обработка хаотических и псевдослучайных сигналов, формирование РСА изображений.



Кудряшев Владимир Викторович, аспирант отдела нелинейной динамики электронных систем ИРЭ НАН Украины. Область научных интересов: обработка случайных сигналов в многопозиционных радиолокационных системах.



Кульпа Януш, получил звание бакалавра в области электроники и вычислительной техники Варшавского Технологического Университета в 2011 году, студент Варшавского Технологического Университета. Область научных интересов: цифровая обработка сигналов, пассивная радиолокация, шумовая радиолокация, CUDA программирование, конструирование сигналов.



Юрченко Лидия Валерьевна, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник отдела нелинейной динамики электронных систем ИРЭ им. А.Я.Усикова НАН Украины, г. Харьков. Область научных интересов: моделирование динамического хаоса в электронных системах, автогенерации широкополосных шумовых сигналов и ультракоротких импульсов.

УДК 621.396.962.25

Експериментальна оцінка точності вимірювання зсувів об'єкта при використанні методу диференціальної РСА інтерферометрії / К.О.Лукин, К. Кульпа, В.П. Паламарчук, П.Л. Выплавин, В.В. Кудряшов, Л.В. Юрченко // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. – Том 11. № 3. – С. 366–372.

Диференціально-інтерферометричні вимірювання використовуються для спостереження інженерних споруд та виявлення в них структурових змін. Для провадження такого моніторингу в міліметровому діапазоні довжин хвиль було розроблено апаратуру наземного шумового радару з синтезованою апертурою антен. Робота присвячена оцінюванню похибки вимірювання зсувів за допомогою цієї апаратури. Проведено моніторинг малорозмірного об'єкта, який було переміщено за допомогою мікрометричного гвинта. В роботі наведено опис основних особливостей розробленого наземного шумового РСА, наведено схему експерименту та його результати.

Ключові слова: шумовий радар, РСА, диференційна інтерферометрія.

Табл. 2. Іл. 9. Бібліогр. 12 найм.

UDC 621.396.962.25

Experimental estimation of the accuracy of the object shifts measurement using differential SAR interferometry method / K.A. Lukin, K. Kulpa, V.P. Palamarchuk, P.L. Vyplavin, V.V. Kudriashov, Ya. Kulpa, L.V. Yurchenko // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 3. – P. 366–372.

Differential interferometric measurements are used for monitoring of engineering structures and detecting their structural changes. A ground-based noise waveform SAR has been developed to perform such a monitoring in the Ka-band. The paper is devoted to estimating the error of measuring shifts with the help of this equipment. Monitoring a small object displaced with the help of a micrometric screw has been carried out. The paper describes the main peculiarities of the developed ground-based noise waveform SAR and provides results of the experimental estimation of the error of measuring displacements with the aid of differential SAR interferometry method.

Keywords: noise radar, SAR, differential interferometry.

Tab.: 2. Fig.: 9. Ref.: 12 items.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ ИНДУКЦИЯ В БИОМЕТРИИ КРОВИ

О.В. ГУЦУЛ, Н.В. ШАПЛАВСКИЙ, В.З. СЛОБОДЯН

Теоретически и экспериментально обоснованы новые электрофизические методы автоматизированного определения реологического состояния крови, техническое решение которого базируется на реализации модели регистрации ее электромагнитных параметров. Разработанный для этого электронный измерительный комплекс основан на моделировании физических условий движения крови в естественной среде.

Ключевые слова: электрофизические методы, электромагнитная индукция, биометрия крови.

ВВЕДЕНИЕ

Развитие современной медицины обусловлено в большой степени использованием методов, в основе которых лежат электронные приборы и устройства. Разработка новых диагностических методов является актуальной задачей медицинского приборостроения [1]. Для ранней диагностики онкологических заболеваний перспективен метод, основанный на измерении электрофизических параметров крови [2, 3]. Несмотря на успехи в исследовании реологических свойств крови, актуальной остается задача разработки методов анализа гемореологии, объективно отражающих агрегационные и реологические свойства крови. В настоящее время многие исследователи уделяют большое внимание изучению реологических свойств крови на уровне микроциркуляции [4, 5], которые определяются ее агрегационными характеристиками. Вследствие взаимосвязи между агрегационной способностью эритроцитов и вязкостью крови для оценки реологических свойств крови необходим комплексный анализ этих показателей. Вместе с этим, на сегодняшний день использование различных методов определения гемореологических параметров не позволяет найти стандарты количественного контроля, что необходимо для клинической практики.

Инородный материал, контактирующий с живой тканью — кровью, немедленно вызывает в ней многочисленные физические изменения. Именно поэтому биометрия физических параметров крови и ее компонентов в искусственной среде дает необъективную информацию. Так, исследование электрофоретической подвижности, электропроводности крови при контакте с электродами, ее вязкости при контакте с материалом вискозиметров (термореологический эффект [6]) или поверхностного потенциала эритроцитов в подобных условиях с применением современной медицинской аппаратуры для физических анализов не нашли эффективного применения [7]. Чтобы приблизиться к адекватной модели, нужно, как минимум, считать, что трение в сосудистом русле на поверхности контакта крови с капиллярами, измеряемом гектарами, в норме отсутствует. Нужно также учесть теоретические и экспериментальные доказательства адаптивной

динамики заряда эритроцитов, осуществляющей механизм микроциркуляции крови [7].

Принципиальными факторами, влияющими на вязкость крови, являются гематокрит, свойства плазмы, агрегация и деформация клеточных элементов. Учитывая подавляющее большинство эритроцитов по сравнению с лейкоцитами и тромбоцитами, вязкостные свойства крови определяются в основном красными клетками. Известно, что одним из факторов, вызывающих агрегацию эритроцитов, является величина заряда мембраны, при ее увеличении возрастает способность эритроцита к агрегации [8]. В связи с недостаточной эффективностью методов определения заряда эритроцитов продолжается поиск новых технических решений изучения этой важной биофизической функции. Так был запущен в производство спектрофлуориметр фирмы Хитачи (MPF-400) с использованием положительно заряженного зонда для определения заряда эритроцитов [9], цитоферометр фирмы Оптон для определения электрофоретической подвижности эритроцитов [8] и т.п. Ошибки вышеуказанных методов состоят в использовании искусственной среды или электродов, а также постоянного тока, которые способны устранять или разрушать энерготрансформационные связи живой ткани — крови.

В статье дано техническое решение электронного измерительного комплекса для биометрии крови, основанное на приведенных выше соображениях. Апробация установки для бесконтактного одновременного измерения параметров жидкостей (электрических, магнитных и механических) с разными электрическими сопротивлениями r_2 во время их протекания по капиллярному соленоиду с различными скоростями v является целью нашей работы.

1. МАТЕРИАЛЫ И МЕТОДЫ

Для решения поставленной задачи использован запатентованный нами измерительный комплекс, предназначенный для реологических исследований крови, в частности, ее вязкости [10]. Чтобы исключить интенсивные физические воздействия на систему крови (трение, статическое электричество) при измерениях вязкости, электропроводности крови и заряда эритроцитов,

регистрировались электромагнитные потери (добротность), соответствующие этой жидкости, протекающей в капиллярном соленоиде, индуктивно связанном с колебательным контуром, то есть вне механического контакта. А сам капиллярный соленоид изготовлен биоинертным из тефлона – гидрофобного (водоотталкивающего) материала, контакт с которым существенно не изменяет функции крови [8]. Использован тефлон Ф-ЧДЭ (ООО „Анион-Спб“).

Техническое решение измерительного комплекса и принцип его действия представлены на рис. 1.

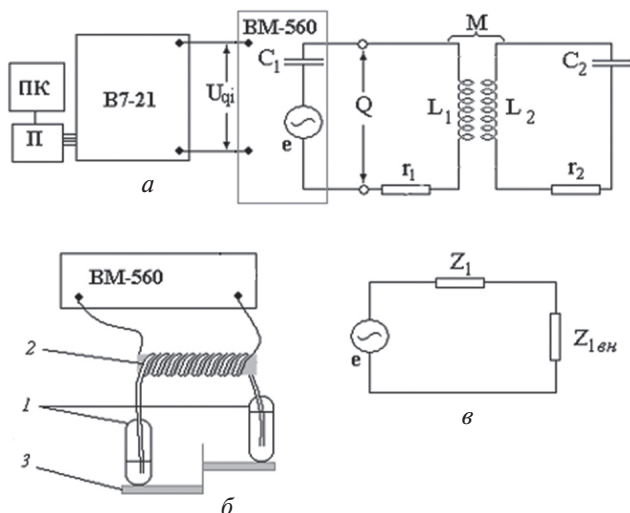


Рис. 1. *а* – Электрическая схема связанных контуров: В7-21 – цифровой вольтамперметр; П – интерфейсный переходник к персональному компьютеру ПК; VM-560 – измеритель добротности; C_1 – емкость колебательного контура; C_2 – эквивалентная емкость капиллярного соленоида; L_1 и L_2 – индуктивность контуров; Q – добротность эквивалентного контура; U_{qi} – напряжение, определяемое добротностью (напряжение на выходе прибора VM-560); M – коэффициент взаимной индукции; r_1 – активное сопротивление колебательного контура; r_2 – активное сопротивление жидкости в капиллярном соленоиде; *б* – капиллярный соленоид: 1 – капсулы с исследуемыми жидкостями; 2 – капиллярный соленоид; 3 – микрометрический регулятор уровня капсул; *в* – эквивалентная схема связанных контуров: e – амплитуда источника э.д.с.; Z_1 и $Z_{1вн}$ – собственное и внесенное комплексные сопротивления эквивалентной схемы

Здесь впервые во время протекания поочередного протекания жидкостей через капиллярный соленоид на экране дисплея ПК наблюдается динамика добротности как функция скорости течения крови и ее электропроводности. Изменение добротности отображается на дисплее при вхождении в капилляр (рис. 1б) исследуемой крови (или плазмы) вслед за контрольным раствором и свидетельствует о скорости ее течения, а уровень ее добротности указывает на электропроводность (рис. 2).

Для расчета заряда эритроцитов выходными параметрами являются: импульсы добротности

колебательного контура, соответствующие цельной крови и ее плазме, которые непосредственно отображаются на экране дисплея ПК при их протекании через биоинертный капилляр (рис. 3).

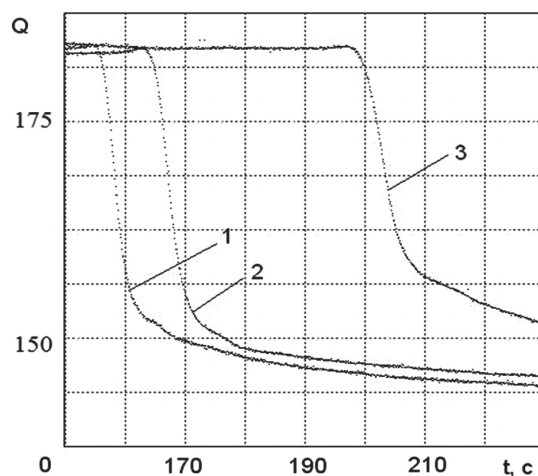


Рис. 2. Часовая зависимость добротности колебательного контура во время протекания плазмы крови человека в норме для разных групп: 1 – плазма крови человека I группы; 2 – плазма крови человека II группы; 3 – плазма крови человека III группы

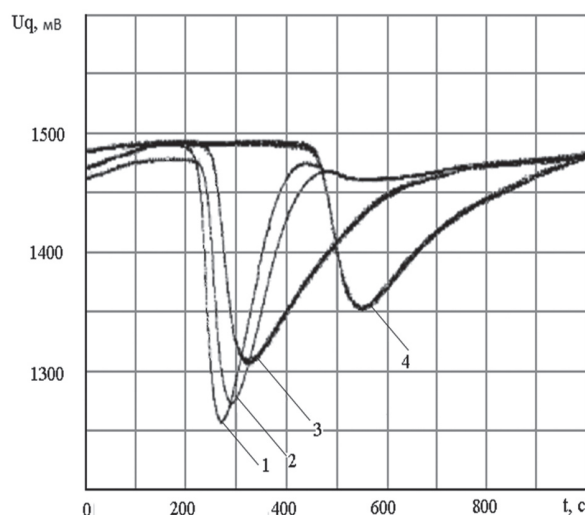


Рис. 3. Зависимость напряжения, связанного с добротностью (U_q , мВ), от времени протекания составляющих крови (t , с) вслед за дистиллированной водой: 1, 3 – плазма и кровь, соответственно, после лечения астмы; 2, 4 – плазма и кровь до лечения астмы

Для определения заряда эритроцитов автоматизированным безэлектродным способом использовали в условиях клинической лаборатории кровь (4 мл), которую брали из локтевой вены и добавляли гепарин (10 Ед/мл). Плазму (1 мл) получали центрифугированием при 3000 об/мин. в течение 15 минут. В компьютер измерительного комплекса с биоинертным капилляром, где регистрировались параметры добротности, вносили клинические данные содержания в крови эритроцитов, гематокрит, содержание Na^+ и K^+ . Капсулу с дистиллятом размещали по стандартной разнице уровней электролитов $\Delta h = 2,5$ см.

(рис. 1б). В результате разницы давлений на концах капиллярного соленоида жидкость протекала по капилляру из верхней капсулы в нижнюю.

После стабилизации на дисплее уровня добротности верхнюю капсулу заменяют 20 сек на капсулу с плазмой крови и впоследствии (см. абсциссу графика — рис. 1) наблюдают импульс добротности плазмы. Аналогичную манипуляцию повторяют с кровью, плазму которой только исследовали.

Известная зависимость добротности от электропроводности, введенная в программу, позволяет получить данные электропроводности крови и плазмы вне механического контакта с электродами.

Разница этого показателя в цельной крови и ее плазме, при введении в программу данных клинических исследований крови, на основании закономерностей физической и биологической химии позволяет автоматически вычислить естественный заряд эритроцита, который определен впервые согласно выведенной формуле (1):

$$|e|Z_{\text{эп}} = -[\sigma_{\text{кр}} - (1-k)\sigma_{\text{пл}}] / n_{\text{эп}}\mu^+, \quad (1)$$

где $|e|Z_{\text{эп}}$ — абсолютный заряд эритроцита в Кулонах; $\sigma_{\text{кр}}$ — электропроводность крови; $\sigma_{\text{пл}}$ — электропроводность плазмы крови; k — показатель гематокрита (соотношение эритроцитарной массы и цельной крови); $n_{\text{эп}}$ — содержание эритроцитов; μ^+ — подвижность основных катионов плазмы (Na^+ и K^+).

Оказалось, что заряд эритроцита в норме составляет $|e| \cdot Z_{\text{эп}} = -3,2 \cdot 10^{-10}$ Кл или, в числе эффективных некомпенсированных электронов, $Z_{\text{эп}} = -2,0 \cdot 10^9$.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ И ОБСУЖДЕНИЕ

Приведен пример анализа крови (средний заряд эритроцита) больных астмой, которых лечили по общепринятой схеме:

до лечения:

$$|e| \cdot Z_{\text{эп}} = -1,97 \cdot 10^{-10} \text{ Кл}; Z_{\text{эп}} = -1,2 \cdot 10^9;$$

после лечения:

$$|e| \cdot Z_{\text{эп}} = -3,19 \cdot 10^{-10} \text{ Кл}; Z_{\text{эп}} = -2,0 \cdot 10^9.$$

Техническое решение комплекса учитывает требование срочной регистрации изменений релогических параметров крови, функционирующей в условиях модели, приближенной к *in vivo*, во время действия биологических регуляторов заряда и фармакологических факторов.

Так, можно наблюдать эффект воздействия адреналина на средний заряд эритроцита. Например, при введении в 1 мл крови капли физиологического раствора, содержащего $166 \cdot 10^{-7}$ г адреналина (в контроль вводили каплю физиологического раствора), на фоне добротности такого раствора (рис. 4) наблюдается феномен потери добротности контура вносимой цельной

кровью, т.е. рост ее электропроводности за счет подвижных катионов, освободившихся в результате диссоциации кислотных групп гликокаликса массива эритроцитов. На рис. 4 приведена суперпозиция опытных и контрольных данных, что подтверждает увеличение заряда эритроцитов при действии катехоламинов в биоинертных условиях при использовании косвенного метода.

Что касается магнитных свойств эритроцитов, то многочисленные ссылки на их наличие в литературе не подтверждены экспериментальными исследованиями, которые указывали бы четко на их физическую природу, биофизическую роль в контексте гемодинамики [11,12,13]. Нам впервые удалось обнаружить магнитный импульс эритроцитов, что является следствием именно их функции (рис. 5).

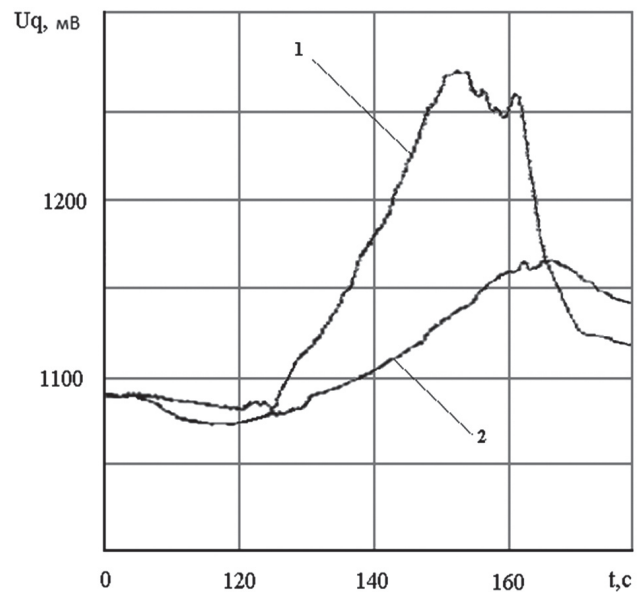


Рис. 4. Зависимость напряжения, связанного с добротностью (U_q , мВ), от времени протекания крови (t , с) вслед за физиологическим раствором: 1 — кровь; 2 — кровь при действии адреналина

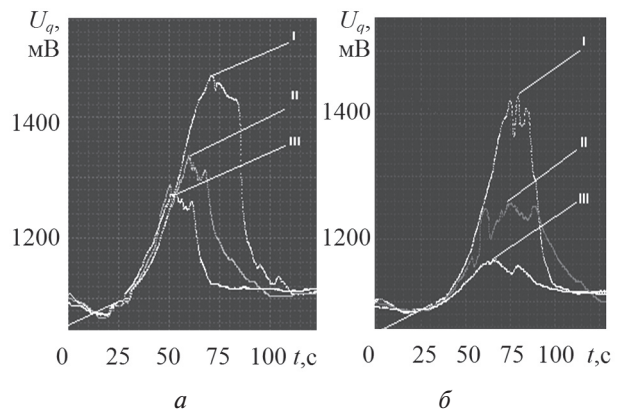


Рис. 5. Динамика добротности (U_q , мВ) во времени (t , с) при прохождении крови доноров в капилляре до (а) и после (б) введения адреналина (I, II, III — обозначения доноров)

Добротность потока с эритроцитами снизилась после введения адреналина по сравнению с контролем (рис. 5 а). Величина добротности

в приэритроцитарном слое катионов пропорциональна силе магнитного поля красных кровяных телец. Как отмечалось, на рис. 5 а, б приведена суперпозиция заряда эритроцитов крови трех доноров до и после введения в кровь фармакологической дозы адреналина. При увеличении разрешения указанных графиков добротности приэритроцитарного слоя катионов, движущихся с плазмой (рис. 6), отчетливо видно, что действие магнитного поля эритроцитов по отношению к подвижным ионам увеличивается там (рост добротности), где растет заряд эритроцитов. В случае поступления крови в соленоид в качестве носителя такого поля выступают эритроциты. Собственно, взаимодействие оптимального по энергии магнитного поля соленоида с магнитным полем эритроцитов и легла в основу компенсационной схемы программного расчета конкретных параметров электромагнетизма красных кровяных телец:

$$\text{магнитный поток } \Phi_{\text{эп}} = 124,4 \cdot 10^{-9} \text{ Вб};$$

$$\text{магнитная индукция } B_{\text{эп}} = 1,1 \cdot 10^{-3} \text{ Тл};$$

$$\text{магнитный импульс } p_{\text{эп}} = 5,474 \cdot 10^{-12} \text{ Тл} \cdot \text{с}.$$

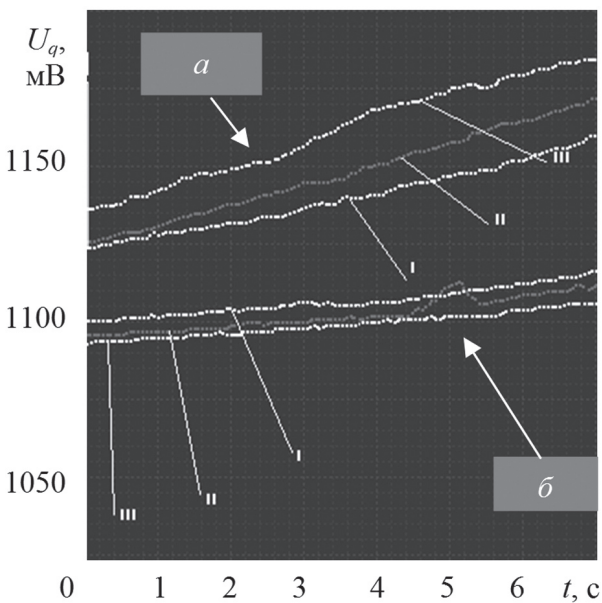


Рис. 6. Увеличенное разрешение приэритроцитарной зоны графиков 5 (а, б)

Введение адреналина во время роста заряда эритроцитов (б) привело к уменьшению добротности в приэритроцитарной зоне подвижных ионов, т.е. усилилось действие магнитного поля эритроцитов.

На рис. 6 четко зафиксированы три разные по величине отклонения (I, II и III) от квазиравновесного состояния, связанные с динамическими условиями формирования пленки в приэритроцитарной зоне (на границе кровь-изотонический раствор) во время медленного входа последнего в область действия переменного электромагнитного поля колебательного контура. Чем больше отклонение от квазиравновесного состояния,

тем сильнее действие адреналина на эритроциты крови, вследствие чего это действие приводит к противоположному отклонения по знаку от квазиравновесного состояния, что хорошо подтверждается экспериментальными данными, приведенными на рис. 6. Именно отклонение от квазиравновесного состояния эритроцитов крови чувствительное к действию адреналина, связано с изменением заряда эритроцитов под действием различных факторов, влияющих на кровь задолго до эксперимента. При росте амплитуды внешнего переменного магнитного поля в приэритроцитарной зоне наблюдаются вихревые электрические поля как свободных положительных ионов, так и вихревые электрические поля, связанные с вращением эритроцитов, поверхностный заряд которых имеет отрицательный знак. Вихревое электрическое поле вращающихся эритроцитов порождает вихревое магнитное поле, которое, в свою очередь, взаимодействует с растущим по амплитуде внешним переменным магнитным полем соленоида. Кроме того, на электромагнитное взаимодействие накладывается инерционно-упругое взаимодействие, которое связано как с прямолинейным, так и крутящим движениями эритроцитов в приэритроцитарной зоне. В результате этих взаимодействий образуется квазиравновесное состояние, чувствительное к действию антагонистических факторов. Действие адреналина на кровь как раз и позволило выявить существование квазиравновесного состояния и выяснить роль и причины отклонения от равновесного состояния. Так как отклонение от квазиравновесного состояния зависит от предыстории проб крови, то оно позволяет, кроме того, проводить диагностический анализ различных небольших проб крови, что имеет большое практическое значение.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Электронный измерительный комплекс реологического состояния крови позволяет автоматизированно определять заряд эритроцита как прямым измерением, так и в условиях модели *in vivo* — выявить адаптивные изменения заряда эритроцита, а также обеспечивает регистрацию магнитного поля эритроцитов с определением его конкретных параметров.

Предложенное техническое решение имеет очевидную перспективу его использования и в различных сферах производства, где, в частности, определение вязкости жидкостей зачастую сводится не к изучению свойств веществ, а констатирует последствия их взаимодействия с физически активной средой измерительных приборов [14].

Литература

- [1] Солдаткин В.В., Солдаткин В.М. Анализы погрешностей и методы повышения точности измерительных приборов и систем : учеб. пособие — Казань: Изд-во КГТУ им. А.Н. Туполева, 2009. — 248 с.

- [2] Романов А.Н., Винокурова Е.Ю., Ковригин А.О., Лазарев А.Ф., Лубенников В.А., Романова Н.А., Комаров С.А. Диэлектрические характеристики биологических жидкостей человека при развитии онкологических заболеваний. – Барнаул: ООО «Азбука», 2008. – 70 с.
- [3] Романов А.Н. Изменение характеристик электромагнитных волн микроволнового диапазона при прохождении через биологические жидкости человека // Биомедицинская радиоэлектроника, 2011, № 3. – С. 16-19.
- [4] Катюхин Л.Н. Реологические свойства эритроцитов. Современные методы исследования // Физиологический журнал им. И.М.Сеченова. – 1995.- т.81. – №6.
- [5] Левтов В.А., Регирер С.А., Шадрин Н.Х. Реология крови. – М.: Научная школа, 82. – 425 с.
- [6] Кузьменко О. Ю. Ротационные вискозиметры с СВЧ системой преобразования контролируемого параметра: автореф. дис. на соискание ученой степени канд. техн. наук. Тамбовский государственный технический университет. – Тамбов, 2003. – 13 с.
- [7] Шаплавский М.В. Биоинертизация как биологическая функция. – Черновцы: Прут, 1996. – 184 с.
- [8] Пурло Н. В., Попова О. В., Бирюкова Л. С. [и др.] Электрофоретическая подвижность эритроцитов как показатель оценки функциональной полноценности мембраны эритроцитов // Клиническая лабораторная диагностика. – 2005. – N 1. – С. 40–44.
- [9] Науменко Л.В. Поиск и изучение механизма действия производных ксантина, проявляющих гемореологические свойства: автореф. дис. на соискание ученой степени канд. мед. наук: спец.: 14.00.25. Фармакология, клиническая фармакология. – Москва, 2006. – 28 с.
- [10] Шаплавский М.В., Пішак В.П., Слободян О.В., Григоришин П.М., Микитюк О.Ю. Пат. 31236 України, МПК G01N 11/00, G01N 27/00. Пристрій для автоматизованого вимірювання в'язкості біологічних рідин; заявник та патентовласник Буковинський державний медичний університет. – № 200714803; заявл. 26.12.2007; опубл. 25.03.2008. Бюл. № 6.
- [11] Чижевский А.Л. Электрические и магнитные свойства эритроцитов. – Киев: Наукова думка, 1973. – 94 с.
- [12] Tao R., Huang K. Reducing blood viscosity with magnetic fields // Phys. Rev. - 2011. – E 84, 011905. – P. 5.
- [13] Kenjers S. Numerical an analysis of blood flow in realistic arteries subjected to strong on – uniform magnetic fields // Intern. J. Heart Fluid Flow. – 2008. – Vol. 29. – P. 752 – 764.
- [14] Евдокимов И. Н., Елисеев Н. Ю. Молекулярные механизмы вязкости жидкости и газа. Ч. I. Основные понятия. – М.: РГУ нефти и газа имени И.М. Губкина. – 2005. – 59 с.

Поступила в редколлегию 21.08.2012



Гуцул Оксана Всеволодовна, соискатель научной степени канд. физ.-мат. наук, ассистент кафедры биологической физики и медицинской информатики Буковинского государственного университета. Область научных интересов: физические процессы, в частности, электромагнитные, в приборах и системах медико-биологического назначения.



Шаплавский Николай Владимирович, профессор, доктор медицинских наук, заведующий кафедрой биологической физики и медицинской информатики Буковинского государственного университета. Область научных интересов: приборы и устройств медико-биологического назначения, биофизические аспекты биоинертизации в организме при изучении системы крови.



Слободян Всеволод Зиновиевич, кандидат физ.-мат. наук, заведующий лабораторией, ассистент кафедры электроники и энергетики Черновицкого национального университета им. Юрия Федыковича. Область научных интересов: физика полупроводниковых материалов, приборов и устройств.

УДК 53.087.62: 612.081.2:612.111.6

Электромагнітна індукція в біометрії крові / О.В. Гуцул, М.В. Шаплавський, В.З. Слободян // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. – Том 11. № 3. – С. 373–377.

У статті теоретично і експериментально обґрунтовані нові електрофізичні методи автоматизованого визначення реологічного стану крові, технічне рішення якого базується на реалізації моделі реєстрації її електромагнітних параметрів. Розроблений для цього електронний вимірювальний комплекс заснований на моделюванні фізичних умов руху крові в природному середовищі.

Ключові слова: електрофізичні методи, електромагнітна індукція, біометрія крові.

Л. 06. Бібліогр.: 14 найм.

UDC 53.087.62: 612.081.2:612.111.6

Electromagnetic induction in blood biometrics / O.V. Gutsul, N.V. Shaplavskiy, V.Z. Slobodian // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 3. – P. 373–377.

The paper theoretically and experimentally substantiates new methods for electrical automatic determination of the rheological blood state whose technical solution is based on the realization of a model of registering its electromagnetic parameters. The electronic measuring complex designed for this aim is based on modelling the physical conditions of blood flow in the natural environment

Keywords: electrophysical methods, electromagnetic induction, blood biometrics.

Fig. 06. Ref.: 14 items.

ЧИСЛЕННАЯ МОДЕЛЬ БАРЬЕРА ШОТТКИ

Э.Э. АСАНОВ, С.А. ЗУЕВ, Г.В. КИЛЕССА, Н.И. СЛИПЧЕНКО, В.В. СТАРОСТЕНКО

В работе представлено описание численной модели выпрямляющего контакта металл-полупроводник. Для верификации разработанной модели был проведен ряд вычислительных экспериментов, в ходе которых получены результаты, в частности вольтамперная характеристика, свидетельствующие о достоверной работе модели.

Ключевые слова: контакт металл-полупроводник, барьер Шоттки, моделирование методом макро-частиц.

ВВЕДЕНИЕ

На сегодняшний день выпрямляющий контакт металл-полупроводник широко применяется в полупроводниковой электронике, в частности, в диодах Шоттки и полевых транзисторах с затвором Шоттки. В связи с тенденцией к повышению плотности интеграции микросхем и достижением субмикронных размеров их активных элементов существует потребность в практически эксплуатируемых численных моделях для исследования характеристик как микросхем в целом, так и их отдельных элементов. Точность описания контактов особенно актуальна для короткоканальных приборов, характеристики которых в значительной степени определяются свойствами контактов.

Целью данной работы является построение численной модели выпрямляющего контакта металл-полупроводник (КМП), учитывающей токовые процессы в КМП и прохождение носителей заряда через потенциальный барьер контакта для использования в моделях полупроводниковых приборов и структур.

ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Свойства идеального перехода между металлом и кристаллическим полупроводником определяются разностью работ выхода электрона из металла (ϕ_m) и из полупроводника (ϕ_s). На рис. 1 показана энергетическая диаграмма контакта металл-полупроводник n-типа в случае, когда $\phi_m > \phi_s$ [6].

На рис. 1. использованы следующие обозначения: E_0 – энергетический уровень вакуума, E_{FM} – уровень Ферми в металле, E_{FSC} – уровень Ферми в полупроводнике, χ_s – электрическое сродство.

Как видно из диаграммы, после приведения материалов в контакт и установления термодинамического равновесия в приконтактной области полупроводника образуется барьерная разность потенциалов, равная $\phi_m - \phi_s$, препятствующая движению электронов из полупроводника в металл. При этом барьер для обратного ему потока электронов из металла в полупроводник равен

$\phi_m - \chi_s$ и является относительно независимой от внешнего приложенного напряжения и степени легирования полупроводника величиной [7].

Барьерная разность потенциалов определяет выпрямляющие свойства барьера Шоттки. Вследствие того, что работа выхода электрона из металла превышает электронное сродство полупроводника, электроны металла не в состоянии преодолеть барьер – их энергия меньше, чем энергия дна зоны проводимости полупроводника. Поэтому имеет место односторонний перенос заряда из полупроводника в металл, в связи с чем образуется обедненный электронами слой со стороны полупроводника и электроотрицательный слой со стороны металла. Между этими слоями создается электрическое поле, которое является тормозящим для электронов полупроводника, и ток через контакт не течет. Считая, что все донорные атомы в приконтактной области ионизованы, положим $\rho = en$, где n – концентрация примеси, и, решив одномерное уравнение Пуассона, получим распределение потенциала в полупроводнике [4]:

$$\varphi(x) = \frac{en}{2\epsilon\epsilon_0}(L-x)^2,$$

где L – ширина области пространственного заряда (ОПЗ). Напряженность электрического

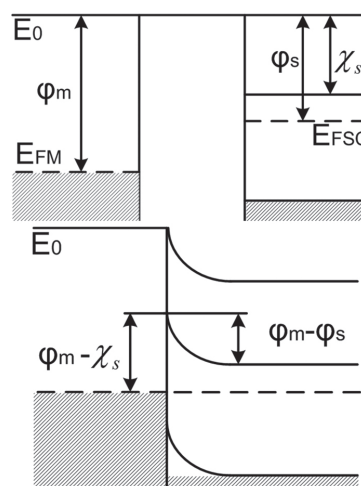


Рис. 1. Энергетическая диаграмма выпрямляющего контакта металл-полупроводник n-типа

поля, в свою очередь, равна $\xi(x) = \frac{en}{\epsilon\epsilon_0}(L-x)$.

Пусть на границе материалов со стороны металла образовался отрицательный заряд поверхностной плотности σ . Тогда $\xi(0) = \frac{\sigma}{\epsilon\epsilon_0} \Rightarrow \sigma = enL$,

$L = \frac{\sigma}{en}$. Используя последнее выражение, можно получить зависимость высоты барьера от поверхностной плотности заряда:

$$\varphi_b = \varphi(0) = \frac{\sigma^2}{2\epsilon\epsilon_0 en}$$

Т.о., зная величину плотности заряда на границе материалов со стороны металла, можно вычислить величину поля и глубину проникновения поля в полупроводник.

Моделирование токовых процессов в выпрямляющем КМП может быть разбито на три этапа:

- 1) моделирование ансамбля электронов проводимости в рабочей области полупроводника;
- 2) моделирование инжекции электронов из металла в область полупроводника;
- 3) моделирование прохождения электроном барьера на границе материалов.

В работе барьера Шоттки можно выделить два последовательных процесса:

- установление контактной разности потенциалов и ОПЗ;
- учет тока электронов через барьер при подаче внешнего напряжения.

Реализация этих составляющих и процессов в модели позволила исследовать свойства барьера, в частности, получить его вольтамперную характеристику.

1. ЧИСЛЕННАЯ МОДЕЛЬ БАРЬЕРА ШОТКИ

Как было отмечено выше, построение модели выпрямляющего контакта металл-полупроводник можно разбить на три этапа. Рассмотрим более подробно каждый из них.

1. При моделировании рабочей области полупроводника использовалась, разработанная авторами ранее двумерная численная модель, в которой моделирование ансамбля электронов проводится методом крупных частиц [3, 9, 10]. Однако в ней был проведен ряд упрощений: так, например, интеграл столкновений S , действие которого учитывается благодаря реализации механизмов рассеяния, был положен равным нулю для ускорения вычислений.

2. Для моделирования инжекции электронов из металла в полупроводник рассчитывается количество и распределение по энергиям электронов в приконтактной области металла, способных за временной шаг модели пересечь границу материалов:

$$n(E) = \frac{dN}{dE} = n_0 \cdot S \cdot f(E) \cdot D(E) \cdot v(E) \cdot \Delta t,$$

где S – площадь контакта, $f(E)$ – функция распределения Ферми-Дирака, $v(E)$ – скорость электронов, $D(E)$ – коэффициент прохождения электрона через барьер на границе материалов. При этом электроны металла должны попадать в зону проводимости полупроводника: $E > E_C$. Отсюда количество инжектируемых электронов равно

$$N = \int_{E_C}^{\infty} n(E) dE.$$

В случае барьера Шоттки, как следует из рис. 1, $E_F < E_C$, поэтому ток инжекции электронов из металла в полупроводник пренебрежимо мал по сравнению с током электронов из полупроводника в металл.

Для моделирования перехода электрона через границу материалов была решена квантово-механическая задача туннелирования электрона через П-образный потенциальный барьер [1], изображенный на рис.2, в результате чего была получена зависимость $D(E)$ коэффициента прохождения электрона с энергией E :

$$D = \begin{cases} \frac{4\mu^2 \kappa^2 \kappa_1^2}{(\kappa \kappa_1 + \mu^2) \sin^2(\mu a) + \mu^2 (\kappa + \kappa_1)^2 \cos^2(\mu a)}, & E > U_1; \\ \frac{16\kappa \kappa_1 \exp(-2\mu a)}{\kappa^2 + \kappa_1^2 + \mu^2 + \kappa_1^2 \left(\frac{\kappa^2}{\mu^2}\right)}, & U_2 < E < U_1; \\ 0, & E < U_2, \end{cases}$$

где: $\kappa = \frac{\sqrt{2mE}}{\hbar}$, $\kappa_1 = \frac{\sqrt{2m(E-U_2)}}{\hbar}$, $\mu = \frac{\sqrt{2m|E-U_1|}}{\hbar}$.

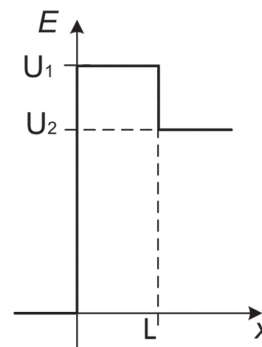


Рис. 2. Потенциальный барьер для электрона на границе материалов

На рис. 3 приведен результат расчета коэффициента туннелирования при прохождении электрона через границу GaAs ($\chi_s = 4,07$ эВ) и Au ($\Phi_M = 4,58$ эВ; $E_{FM} = 7,61$ эВ) [5] для различных значений обратного смещения барьера.

Как следует из рисунка, с увеличением энергии электрона, налетающего на границу перехода металла и полупроводника, вероятность прохождения приближается к единице. Т.о. через контакт проходят преимущественно высокоэнергетические электроны. При обратном смещении барьера для электронов, переходящих

из полупроводника в металл, наблюдается интерференция падающей и отраженной волн, что объясняет появление осцилляций коэффициента туннелирования на кривых SC2 и SC3 [1].

Попадание частицы на потенциальный барьер происходит при эмиссии электронов из металла, либо при их переходе из полупроводника в металл. В обоих случаях при моделировании определяется коэффициент прохождения $D(E)$ согласно формуле. Затем по равновероятностному распределению генерируется случайное число $r \in (0,1]$, и при выполнении условия $D(E) \leq r$ считается, что макрочастица прошла через барьер.

При расчете перехода через барьер эмиссионных электронов из металла те макрочастицы, которые преодолели барьер, заносятся в список частиц полупроводниковой структуры с энергией $E = E_0 - E_{\text{п}}$, где E_0 – изначальная энергия частицы (энергия, с которой частица налетает на барьер), получаемая из распределения Больцмана, $E_{\text{п}}$ – энергия, затрачиваемая на преодоление поля в барьере.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ

Для проверки построенной численной модели была проведена серия вычислительных экспериментов, в которых моделировалась полупроводниковая структура на базе GaAs с параметрами, приведенными на рис. 4.

Верхний контакт структуры представлял собой барьер Шоттки: материал металла – Au ($\phi_m = 4,58$ эВ), протяженность по оси OX – 400 нм; нижний контакт структуры представлял собой омический контакт: материал металла – Al ($\phi_m = 3,74$ эВ), протяженность по оси OX – 1 мкм. По существу моделировалась диодная структура с указанными выше характеристиками контактов и GaAs.

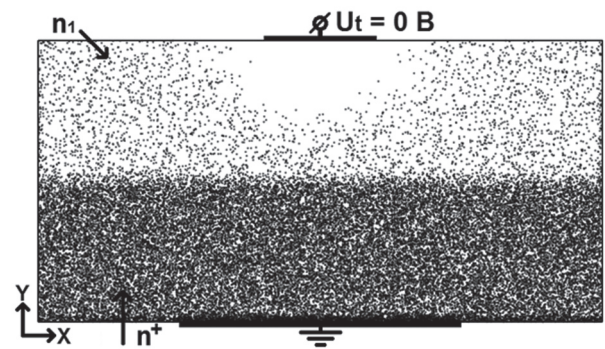


Рис. 4. Моделируемая полупроводниковая структура, количество макрочастиц – 40000; коэффициент укрупнения – 275; временной шаг $dt = 10^{-15}$ с; ширина области $2 \cdot 10^{-6}$ м; высота области 10^{-6} м; количество узлов в сетке по оси OX 100; количество узлов сетки по оси OY 65; слой $dz = 10^{-6}$ м; концентрация области $n_1 = 10^{24}$ м⁻³; концентрация области $n^+ = 10^{25}$ м⁻³

На рис. 5 приведены распределения электростатического потенциала и макрочастиц в области полупроводника при различных подаваемых напряжениях. Из соответствующих графиков и распределений частиц видна зависимость высоты обедненной области при барьере Шоттки от величины приложенного напряжения U_i ; размеры области и потенциальный барьер для электронов уменьшаются по мере изменения U_i от $-0,4$ В до $0,4$ В. В диапазоне этих напряжений ток через барьер Шоттки равен нулю – контакт закрыт.

Для получения вольтамперной характеристики омический контакт заземлялся, а на барьер Шоттки подавался потенциал в диапазоне от -1 В до 1 В с шагом в $0,1$ В. Мгновенные значения тока снимались в течении 10 пс через временной шаг $dt = 1$ фмс, после чего производилась аппроксимация полученного набора величин линейной

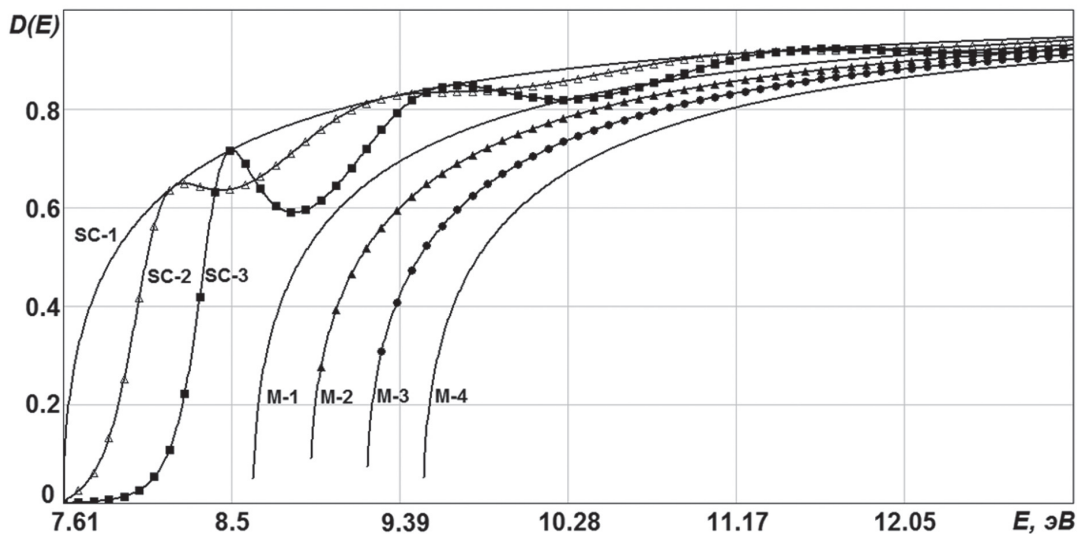


Рис. 3. Зависимость коэффициента прохождения D от энергии (относительно низшего энергетического уровня в металле) частицы проходящей через границу GaAs и Au. Кривые M1-M4 – инжекция из металла в полупроводник, SC1-SC3 – из GaAs в Au. M1 – 0 В; M2 – 0,3 В; M3 – 0,6 В; M4 – 0,9В; SC1 – 0 В; SC2 – 0,2 В; SC3 – 0,5 В

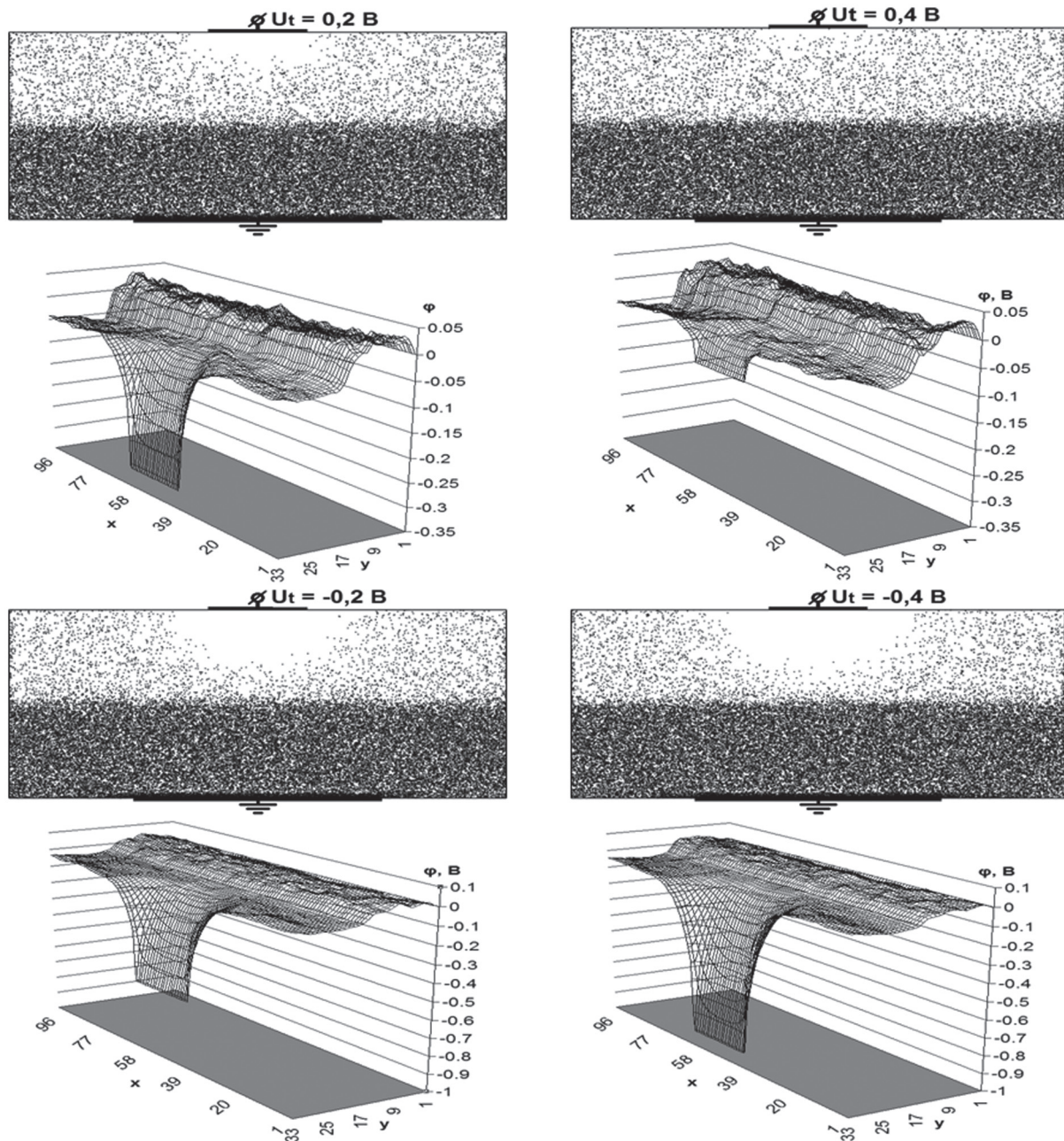


Рис. 5. Распределение потенциала и макрочастиц в структуре при подаче различных напряжений

функцией вида $I(t) = b - k * t$. Т.к. вариация трендовой функции крайне мала, значение b соответствует величине установившегося тока. По установившимся значениям тока при различной величине напряжения была построена вольт-амперная характеристика, приведенная на рис. 6.

Как видно из рис. 6, ток отличный от нуля наблюдается при подаче 0,4 В на барьер Шоттки. При этом остается некомпенсированная разность потенциалов на границе металла с полупроводником величиной 0,1 В, которую некоторые частицы способны преодолеть. Смещение барьерной разности потенциалов связано с наличием $n-n^+$ перехода, разность потенциалов на котором $\varphi_{n-n^+} = 0,08 В$.

На рис. 7 приведена динамика изменения потенциала на границе выпрямляющего контакта для различных значений концентрации в

приконтактной области. Из рисунка можно сделать вывод, что скорость установления барьера Шоттки пропорциональна уровню легирования

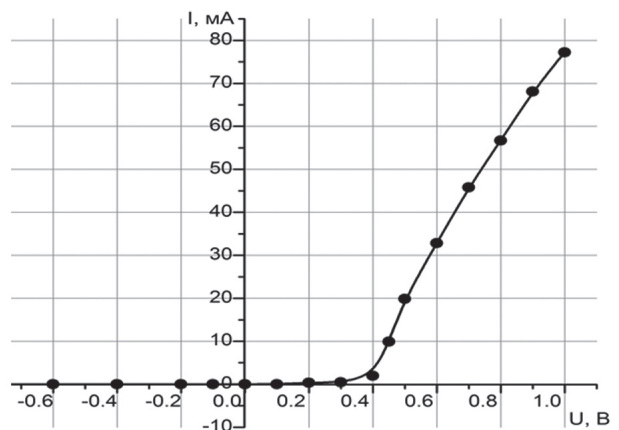


Рис. 6. ВАХ барьера Шоттки

полупроводника, однако следует принять во внимание, что при достаточно высокой концентрации примесных атомов в приконтактной области получить барьер Шоттки невозможно: такой контакт имеет омическую ВАХ вследствие эффектов квантового туннелирования [8].

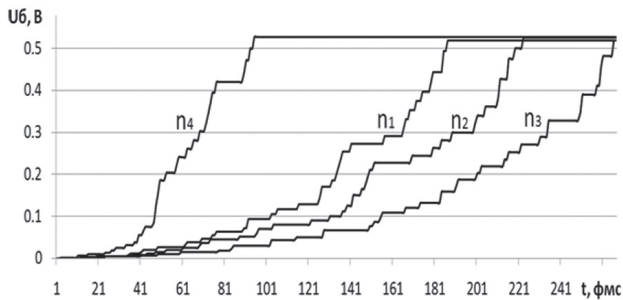


Рис. 7. Динамика изменения потенциала на границе выпрямляющего контакта для различных значений концентрации в приконтактной области:

$$n_1 = 10^{24} \text{ м}^{-3}; n_2 = 8 \cdot 10^{23} \text{ м}^{-3}; \\ n_3 = 6 \cdot 10^{23} \text{ м}^{-3}; n_4 = 2 \cdot 10^{24} \text{ м}^{-3}$$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе представлена численная модель выпрямляющего контакта металл-полупроводник, учитывающая процессы токопереноса через П-образный потенциальный барьер на границе материалов, которая пригодна для вычислительных экспериментов при моделировании полупроводниковых приборов и структур.

Для верификации модели был проведен ряд вычислительных экспериментов, в результате которых получено распределение потенциала и макрочастиц в структуре, динамика изменения потенциала на границе выпрямляющего контакта для различных значений концентрации в приконтактной области и вольтамперная характеристика барьера Шоттки.

Литература

[1] Аладьшкин А.Ю. Туннельные явления в нанофизике. – Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет, 2011. – 32 с.
 [2] Данилов Ю.А., Демина П.Б., Дорохин М.В., Звонков Б.Н., Питиримова Е.А., Прокофьева М.М. Электролюминесценция диодов Шоттки Ni/AlAs/GaAs/InGaAs/GaAs // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского, 2009, № 2. – С.44-48.
 [3] Килесса Г.В., Асанов Э.Э., Зуев С.А. Предельные частотные характеристики ПТШ на GaAs при заданной геометрии // СгіМіСо – 2011: 21-ая Международная Крымская Конференция “СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии”. – Севастополь, 2011.
 [4] Мамедов Р.К. Контакты металл-полупроводник с электрическим полем пятен. – Баку: «БГУ», 2003. – 230 с.
 [5] Милнс А., Фойхт Д. Гетеропереходы и переходы металл-полупроводник. – М.: «Мир», 1975. – 432 с.
 [6] Стриха В.И. Контактные явления в полупроводниках. – Киев: Выща школа. Головное изд-во, 1982. – 224 с.

[7] Стриха В.И. Теоретические основы работы контакта металл-полупроводник. – К.: Наукова думка, 1974. – 263 с.
 [8] Торхов Н.А., Еремеев С.В. Токоперенос в структурах Ме-n-n+ с барьером Шоттки. // Физика и техника полупроводников, 2000. – Т. 34, № 1. – С. 106-112.
 [9] Хокни Р., Иствуд Д. Численное моделирование методом частиц. – М.: Мир, 1987. – 638 с.
 [10] Zuev S.A., Starostenko V.V., Shadrin A.A. A Calculation Model for Submicron Field-Effect Transistors Based on GaAs // Telecommunications and Radio Engineering, – 2002. – № 58. – P. 90-98.

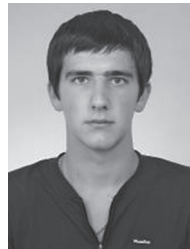
Поступила в редколлегию 16.05.2012



Асанов Эрнест Эдемович, бакалавр радиофизики и электроники, Таврический национальный университет им. В.И. Вернадского, 95007, Украина, Симферополь, пр. Вернадского, 4. Область научных интересов: физика полупроводников.



Зуев Сергей Александрович, канд. техн. наук, доцент кафедры радиофизики и электроники Таврического национального университета им. В.И. Вернадского. Область научных интересов: моделирование физических процессов в полупроводниковых приборах и структурах в кинетическом приближении.



Килесса Григорий Владимирович, бакалавр радиофизики и электроники Таврического национального университета им. В.И. Вернадского. Область научных интересов: численное моделирование полупроводниковых структур.



Слипенко Николай Иванович, профессор, д-р физ.-мат. наук, проректор по научной работе Харьковского национального университета радиоэлектроники. Область научных интересов: численное моделирование полупроводниковых структур.



Старостенко Владимир Викторович, профессор, д-р физ.-мат. наук, зав. каф. радиофизики и электроники Таврического национального университета им. В.И. Вернадского. Область научных интересов: моделирование физических процессов в вакуумных и твердотельных приборах, исследование воздействия импульсных электромагнитных полей на элементную базу, биологические объекты и среды.

УДК 621.382.323

Чисельна модель бар'єру Шоткі / Е.Е. Асанов, С.О. Зуев, Г.В. Килесса, Н.І. Слипченко, В.В. Старостенко // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. – Том 11. № 3. – С. 378–383.

У роботі представлено опис чисельної моделі контакту, що випрямляє, метал-напівпровідник. Для верифікації моделі було проведено ряд обчислювальних експериментів, у ході яких отримані результати, зокрема вольтамперна характеристика, що свідчать про достовірну роботу моделі.

Ключові слова: контакт метал-напівпровідник, бар'єр Шоткі, моделювання методом макрочастинок.

Л. 07. Бібліогр.: 10 найм.

UDC 621.382.323

Numerical model of Schottky barrier / E.E. Asanov, S.A. Zuev, G.V. Kilessa, N.I. Slipchenko, V.V. Starostenko // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 3. – P. 378–383.

The paper presents a description of the numerical model of a rectifying metal-semiconductor contact. To verify the model developed a number of computing experiments have been conducted and results have been obtained, the current-voltage characteristic, in particular, which are evidence of the authentic operation of the model.

Keywords: metal-semiconductor contact, Schottky barrier, modeling by macroparticle method.

Fig. 07. Ref.: 10 items.

МУЛЬТИДЗЕРКАЛЬНА ФАСЕТОЧНА КОНЦЕНТРАТОРНА УСТАНОВКА*М.І. КЛЮЙ, А.В. МАКАРОВ, В.Б. ЛОЗІНСЬКИЙ, В.П. ТЕМЧЕНКО*

Розроблено та виготовлено експериментальний зразок мультидзеркальної фасеточної фотовольтаїчної концентраторної системи та експериментальний зразок наземної слідкуючої системи, яка дозволяє реалізовувати різні принципи слідкування за рухом Сонця небосхилом. Визначено технічні характеристики системи та її потенціальні можливості. Досліджено фотоенергетичні характеристики мультикристалічних кремнієвих фотоперетворювачів в умовах концентрованого сонячного освітлення, отримані на розробленій установці.

Ключові слова: кремнієві фотоперетворювачі, концентратор, фотовольтаїчна слідкуюча система.

ВСТУП

Стан сучасної електроенергетики характеризується постійним підвищенням цін на електроенергію, яке обумовлено подорожчанням вуглеводневих енергоносіїв та ядерного палива, з одного боку, та зниженням вартості електроенергії від альтернативних джерел електроенергії з іншого. Експерти прогнозують повне «вирівнювання» цін у 20-х 30-х роках нинішнього сторіччя, після чого стара енергетика буде замінюватися на нову, в якій провідну роль відіграватиме використання енергії Сонця [1-4], зокрема, завдяки напівпровідниковій сонячній енергетиці.

Ключовою проблемою сучасної напівпровідникової сонячної енергетики є зниження вартості генерованої електроенергії. Для вирішення цієї проблеми необхідно вирішити такі задачі: максимально збільшити термін роботи сонячних модулів та батарей (СМ та СБ) протягом світлової частини доби та підвищити ефективність їх роботи завдяки застосуванню ефективних слідкуючих систем; використовувати дешеві напівпровідникові матеріали, які є на Землі в достатньо великій кількості, і технологія виробництва яких добре відпрацьована; забезпечити високі коефіцієнти корисної дії (ККД) та великий ресурс роботи фотоелектричних перетворювачів (ФП) сонячної енергії, СМ та СБ на основі цих матеріалів; зменшити кількість матеріалу, що використовується при фотоелектричному перетворенні сонячної енергії. Останню задачу можна вирішити за рахунок підвищення густини наземного сонячного випромінювання в десятки або сотні разів при використанні оптичних концентраторів.

Серед сучасних ФП максимальний ККД мають каскадні ФП на основі прямозонних напівпровідникових сполук (наприклад, InP-GaAs-GaAlAs-Ge) – з відповідними значеннями ширини забороненої зони (до 37%, AM1,5 1000 Вт/м²) [5-6] та каскадні системи з спектральним розщепленням світла (до 48%, AM1,5 1000 Вт/м²) [7-9]. Разом з тим, вартість таких ФП та систем настільки висока при ресурсі роботи, обмеженому декількома роками, що застосування їх обмежується космічними апаратами і аж ніяк не може забезпечити масове виробництво фотовольтаїчних приладів, здатних задовольнити потреби

сучасної промисловості за цінами, ресурсом роботи та за кількістю напівпровідникових матеріалів, необхідних для їх виробництва.

Єдиним матеріалом, який здатний сьогодні забезпечити вирішення вказаної вище задачі, є напівпровідниковий кремній, кількість якого в земній корі перевищує 30%, який є матеріалом номер один у сучасній фотовольтаїці. Нині більше 90% вироблених у світі сонячних модулів виготовлено саме на основі фотоперетворювачів з монокристалічного та мультикристалічного кремнію [10-12].

Зазвичай кремнієві ФП застосовують у складі плоских панелей без застосування концентраторів. У цих умовах ККД кремнієвих ФП досягає 16-18 %, а співвідношення якості/ціна виробники утримують на досить високому рівні, роблячи акцент не стільки на підвищенні якості, скільки на зниженні ціни ФП. ККД кращих промислових зразків кремнієвих ФП перевищує 22 % [13-14]. Застосування сучасних слідкуючих систем дозволяє підвищити ефективність роботи сонячних модулів ще на 30-47 % [15-18].

Недостатньо реалізованим резервом можливостей кремнієвих ФП є використання їх у концентраторних системах. Значення концентрації сонячного світла в цьому випадку менші ніж для прямозонних, широкозонних напівпровідників, які можуть працювати при високих температурах і концентраціях світла у сотні Сонць. Оптимальна енергетична освітленість для кремнієвих ФП складає десятки Сонць, але ефект підвищення ККД і зниження вартості отриманої електроенергії є досить суттєвим [18].

Застосування концентраторів з кремнієвими ФП потребує додаткових досліджень. Для дослідження фотоенергетичних характеристик ФП необхідно мати обладнання, яке буде забезпечувати контрольовані умови заданої концентрації сонячного світла. Важливою вимогою для таких установок є висока однорідність засвітки в межах монтажної площадки, де розміщуються ФП або СМ. Один з варіантів конструкції такого концентратора і пропонують автори даної роботи. Це мультидзеркальна фасеточна концентраторна фотовольтаїчна система з кремнієвими ФП.

1. ФОТОВОЛЬТАІЧНА КОНЦЕНТРАТОРНА ЕЛЕКТРОГЕНЕРУЮЧА УСТАНОВКА З КРЕМНІЄВИМИ ФОТОПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ

В ході виконання даної роботи була розроблена фотovoltaїчна концентраторна електрогенеруюча установка з кремнієвими фотоперетворювачами (далі Установка), з використанням якої були проведені дослідження фотоенергетичних характеристик ФП в умовах концентровано-го сонячного освітлення.

Конструкція та фото установки представлені на рис. 1. До складу установки входять такі складові частини: концентратор 1 з плоскими дзеркалами 2, змонтований на опорно-поворотній системі, що має шарнір 3 з двома незалежними осями, а також вертикальну поворотну вісь 4, монтажна площадка для ФП та СМ з системою охолодження та індикаторами температури 5, противаги 6, фотоелектричний та оптичний індикатори наведення на Сонце.

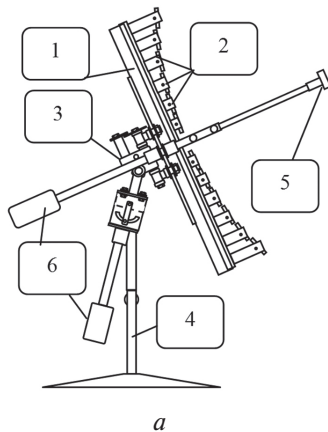


Рис. 1. Конструкція (а) та фото (б) Установки.
1 — концентратор, 2 — плоскі дзеркала,
3 — шарнір з двома незалежними осями,
4 — монтажна площадка для ФП та СМ,
5 — противаги, 6 — опорно-поворотна система

Установка дозволяє відпрацьовувати в натурних умовах режими роботи одноосьових та двохосьових слідкуючих систем різних типів, в тому числі двохосьової екліптично-азимутальної

та альт-азимутальної слідкуючих за Сонцем систем, а також одноосьових систем із горизонтальною та нахиленими осями.

Конструкція та принцип роботи фасеточного концентратора показані на рис. 2. Природне сонячне світло, відбиваючись від плоских дзеркал, направляється на монтажну площадку з ФП або СМ. Ступінь концентрації визначається кількістю задіяних дзеркал. Кожне з дзеркал комплектується непрозорим екраном для вибору та регулювання ступеня концентрації. Перевагою даної конструкції концентратора в порівнянні з іншими є практично 100% однорідність концентровано-го світла на монтажній площадці, яка досягається при правильному налаштуванні.



Рис. 2. Структура та принцип роботи мультидзеркального фасеточного концентратора

Особливістю конструкції Установки є відсутність автоматичного приводу слідкуючої системи. Задачу слідкування за положенням Сонця вирішує оператор, орієнтуючись на індикатори правильності наведення на Сонце.

Фотоелектричний індикатор являє собою плоску СБ, закріплену у площині концентратора. Струм короткого замикання СБ набуває свого максимального значення за умови перпендикулярності СБ, а разом з ним і площини концентратора, до сонячних променів.

Схема та принцип роботи оптичного індикатора представлені на рис. 3. При правильній орієнтації концентратора промінь сонячного світла, пропущений через отвір, проектується у строго визначеному місті на екрані в площині концентратора, а при відхиленні від цього положення світлова сонячна пляма відхиляється від точки початку координат.

ФП та СМ монтувались на монтажній площадці 5 (рис. 1а), яка може охолоджуватись проточною водою. Між тиловою поверхнею зразків кремнієвих ФП та монтажною площадкою наносилась теплопровідна паста. Температура ФП вимірювалася термопарою, встановленою на тилій поверхні ФП.

Монтажна площадка являла собою плоску сторону прямокутної алюмінієвої труби, по якій передбачено циркулювання води для охолодження. Товщина стінок труби була 2 мм. Охолодження

проточною водою, передбачене конструкцією установки, не застосовувалось, і труба виконувала роль масивного пасивного алюмінієвого радіатора. Розміри монтажної площадки склали 50x600 мм. Для ізоляції нижнього контакту ФП від металу радіатора на його поверхню було нанесено шар Al_2O_3 товщиною 100-150 мкм.

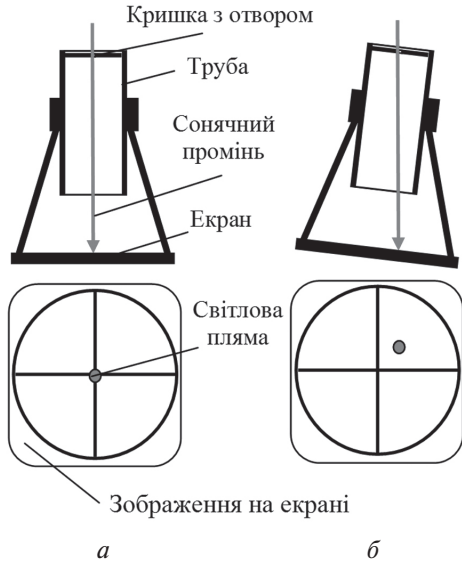


Рис. 3. Конструкція та принцип роботи системи індикації правильності орієнтації площини концентратора: *a* — індикація правильного положення концентратора; *b* — індикація відхилення від правильного положення концентратора

Для нанесення цього покриття застосовувалася технологія формування ізолюючого буферного шару з високою теплопровідністю. Технологія базується на використанні методу газодетонаційного осадження і дозволяє формувати шари на основі Al_2O_3 товщиною до 0,5 мм на довільній площі, що забезпечується переміщенням газодетонаційної гармати або використанням спеціального маніпулятора. Для зручності ФП встановлювались на додаткову монтажну плату, опис якої наведено на рис. 4. Монтажна плата була виготовлена з фольгованого міддю склотекстоліту (рис. 4б). На поверхню міді гальванічно було нанесено шар нікелю товщиною 5-10 мкм. У центрі плати розміщується вікно, в яке встановлювався ФП, який мав безпосередній контакт з поверхнею радіатора та крізь яке ФП освітлювався концентрованим сонячним світлом.

Зразки контактували з поверхнею радіатора через теплопровідну пасту, що забезпечувало хороший тепловідвід. Для контролю температури зразка на тилову поверхню ФП встановлювалась термопара з діаметром спайки 100-150 мкм. Монтажна плата з встановленим ФП приклеювалась до радіатора двокомпонентним силіконовим каучуком (рис. 4а).

Оскільки металізація ФП була виконана з алюмінію, до алюмінієвих контактів ФП методом ультразвукової мікрозварки приварювались алюмінієві шини шириною 1 мм і товщиною 50 мкм. Протилежні кінці шин приварювались до мідних

нікельованих контактних площадок з припаяними проводами, які далі йшли до контактів установки для вимірювання вольт-амперних характеристик.

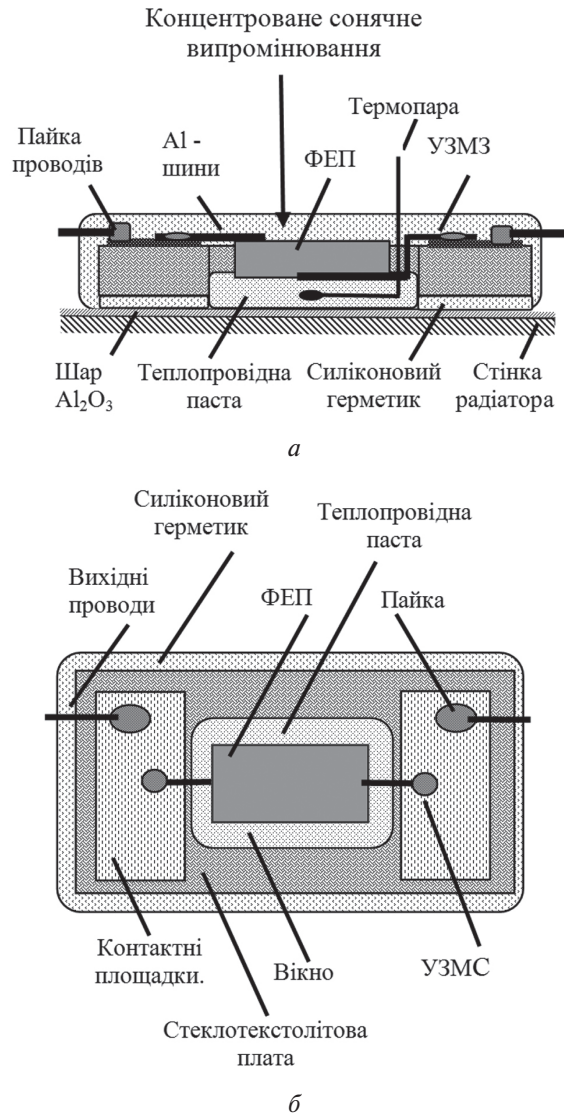


Рис. 4. Структура модуля, на якому вимірювались ВАХ в умовах концентрованого сонячного освітлення: *a* — поперечний переріз; *b* — вигляд зверху

2. ОСОБЛИВОСТІ СЛІДКУЮЧОЇ ЗА СОНЦЕМ СИСТЕМИ УСТАНОВКИ

Надходження сонячної променевої енергії до приймальної площадки на поверхні Землі визначається обставинами, відомими з елементарної астрономії [19]. Земля робить оберт по еліптичній орбіті навколо Сонця за один рік, одночасно обертаючись навколо власної осі з періодом, близьким до однієї доби. Під час руху Землі навколо Сонця її вісь залишається паралельною самій собі і нахилена до площини орбіти під кутом близьким до $66,5^\circ$. Такий характер руху призводить до періодичної зміни пір року і нерівності тривалості дня і ночі впродовж року. З точки зору спостерігача, який знаходиться на поверхні Землі, зручно розглядати і описувати рух Сонця небосхилом, і користуватися поняттями небесної сфери. Видимий шлях Сонця

небосхилом називають екліптикою, а перпендикуляр до її площини називають віссю екліптики, яка має північний і південний полюси. Впродовж року кут нахилу площини екліптики до площини земного екватора змінюється від $-23,5^\circ$ до $+23,5^\circ$. Площина земного екватора перетинає площину екліптики двічі на рік у дні осіннього та весняного рівнодення. Кут між площинами екватора та екліптики називають схилень Сонця та традиційно позначають літерою δ .

Опорно-поворотна система розробленої установки дозволяє реалізувати і досліджувати різні типи слідкуючих систем, які застосовують як для орієнтації концентраторів, так і для орієнтації сонячних модулів. Можна реалізувати та досліджувати двохосьові та одноосьові системи з горизонтальною, вертикальною або похилою орієнтацією поворотних осей. Найбільш ефективними слідкуючими системами є двохосьові системи, які враховують річний і добовий рух Сонця і дозволяють збільшити кількість прийнятої енергії майже в півтора рази [15-18]. Для дослідження була обрана одна з найбільш ефективних, на нашу думку, схем слідкування за Сонцем – двохосьова екліптично-азимутальна слідкуюча система, яка має переваги перед відомою двохосьовою альт-азимутальною слідкуючою системою.

На рис. 5 показано положення осей шарніра 3 (рис. 1) відносно сторін горизонту та напрямку на Сонце в момент справжнього полудня. Положення площини концентратора відносно напрямку сонячних променів R визначається поворотом навколо осей A та B .

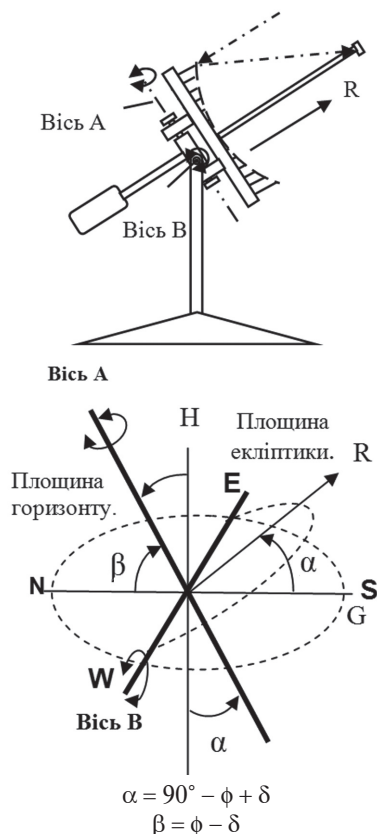


Рис. 5. Орієнтація осей A та B слідкуючої системи в момент справжнього полудня

Вісь A – полярна вісь, спрямована вздовж осі екліптики до її північного полюса і перпендикулярна до її площини. Обертання навколо осі A відображає добовий рух Сонця. Кут повороту навколо осі A називають азимутальним кутом. Кут нахилу осі A до лінії виска α та кут її нахилу до площини горизонту β пов'язані з географічною широтою місцевості φ : $\alpha = 90^\circ - \varphi + \delta$, $\beta = \varphi - \delta$, $\alpha + \beta = 90^\circ$ [19]. Нахил осі A встановлюють обертанням навколо осі B .

Вісь B – вісь схилень, що лежить у горизонтальній площині, спрямована зі сходу на захід. Обертання навколо осі B відображає зміну нахилу площини екліптики до площини екватора впродовж року, тобто відображає річну зміну величини схилення Сонця δ .

3. ЕКСПЛУАТАЦІЙНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСТАНОВКИ

У табл. 1 наведені технічні характеристики виготовленого макетного зразка Установки, представленої на рис. 1.

Таблиця 1

Технічні характеристики Установки

Інтервал зміни кута повороту навколо осі схилень	90°
Інтервал зміни кута повороту навколо полярної осі	180°
Однорідність освітлення	100 %
Кількість дзеркал	12
Максимальна концентрація сонячного світла	11,9
Розміри освітлюваної площадки	5×60 см
Розміри дзеркал	6×60 см
Площа одного дзеркала	360 см ²
Загальна площа дзеркал	4320 см ²

4. ДОСЛІДЖЕННЯ ВЛАСТИВОСТЕЙ КРЕМНІЄВИХ ФП НА ОСНОВІ МУЛЬТИКРИСТАЛІТНОГО КРЕМНІЮ В УМОВАХ КОНЦЕНТРОВАНОГО СОНЯЧНОГО ОСВІТЛЕННЯ

Для випробовування розробленої установки були досліджені властивості ФП на основі мультикристалітного кремнію при різних рівнях концентрації сонячного випромінювання. На рис. 6а показані вольт-амперні характеристики ФП на основі мультикристалітного кремнію з та без просвітлюючих алмазоподібних вуглецевих плівок. Суцільними лініями на рис. 6б наведені результати теоретичних розрахунків, виконаних в [20] для непросвітлених зразків ФП. З рисунка видно, що осадження плівок дозволяє суттєво підвищити струм короткого замикання ФП і, отже, його коефіцієнт корисної дії. Це особливо яскраво проявляється для ФП, виготовленого з матеріалу з меншими розмірами кристалітів (зразок 7В, рис. 7), для якого к.к.д. після осадження АВП плівки зріс майже в 1,3 рази. Відзначимо, що результати, наведені на рис. 6а, були отримані в умовах АМ1,5. Після цього з використанням розробленої концентраторної системи (рис. 1) були досліджені вказані ФП в умовах концентраторного

опромінення. Отримані результати наведені на рис. 6б. З рисунка видно, що для ФП, виготовленого на основі мультикремнію з малими розмірами зерен (зразок 7В), спостерігається значне покращення ефективності фотоперетворення при рівні концентрації $M=2-4$. При цьому, якщо врахувати характеристики вихідного непросвітленого зразка, то за рахунок осадження АПВ плівки і використання концентраторної системи к.к.д. ФП зростає в 1,52 рази, що робить можливим використання ФП навіть невисокої якості.

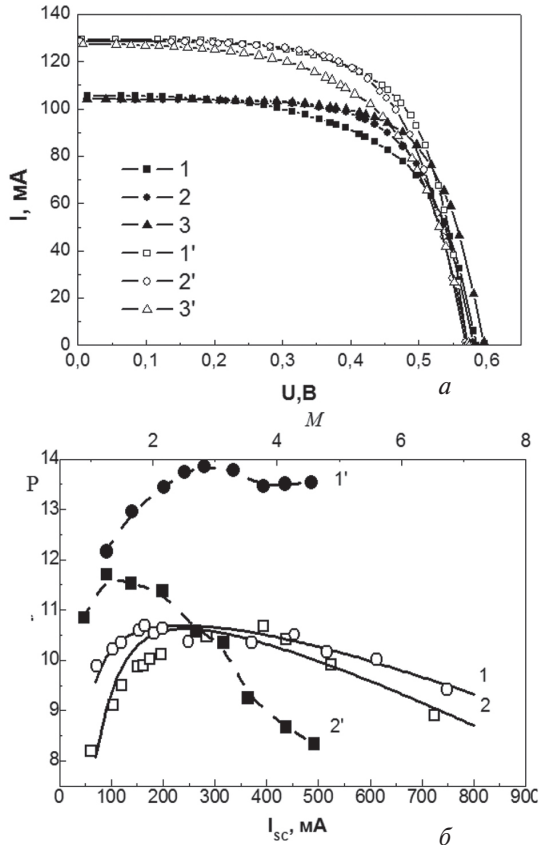


Рис. 6. а — вольт-амперні характеристики ФП на основі мультикристалітного кремнію до (1-3) та після (1'-3') нанесення просвітлюючого покриття на основі алмазоподібних вуглецевих плівок: 1, 1'-7В; 2, 2'-7С; б — залежності ефективності сонячних елементів від ступеня освітленості до (1, 2) та після (1', 2') нанесення просвітлюючого покриття на основі алмазоподібних вуглецевих плівок: 1, 1'-7В; 2, 2'-7С

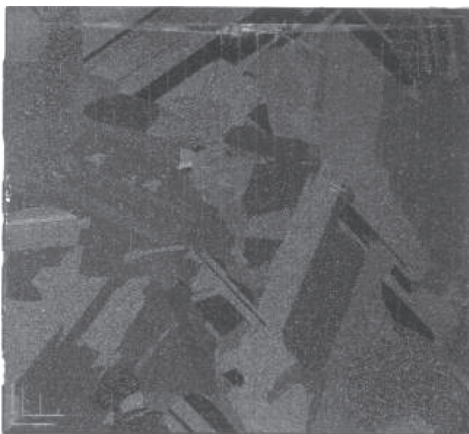


Рис. 7. Фотографія сонячного елемента 7В [20]

ВИСНОВКИ

1. Розроблена установка дозволяє відпрацьовувати в натурних умовах режими роботи одноосьових та двохосьових слідкуючих систем різних типів, у тому числі двохосьової екліптично-азимутальної та альт-азимутальної слідкуючих за Сонцем систем, а також одноосьових систем із горизонтальною та нахиленими осями.

2. Використання ефективних систем індикації дозволяє підтримувати правильну орієнтацію концентратора оператором протягом часу, необхідного для виконання вимірювань фотоенергетичних параметрів ФП або СМ.

3. Ступінь концентрації сонячного світла практично дорівнює кількості дзеркал концентратора.

4. У межах монтажною площадки має місце майже 100% однорідність концентрованого освітлення.

5. Одночасне застосування просвітлюючих алмазоподібних вуглецевих плівок та розробленої концентраторної системи дозволяє при рівнях концентрації 2-5 збільшити ккд ФП на основі мультикристалітного кремнію в 1,5 рази, що дає можливість практичного використання навіть ФП низької якості.

Література

- [1] Н.М. Мхитарян, В.Ф. Мачулін. «Проблеми розвитку енергетики України. Возобновляемая и нетрадиционная энергетика». // Наука та інновації. — 2006. — Т. 2. — № 2. — С. 63-75.
- [2] А.В. Наумов «Производство фотоэлектрических преобразователей и рынок кремниевого сырья в 2006-2010 гг.» // Технология конструирования в электронной аппаратуре». — 2006. — № 4. — С. 3-8.
- [3] P. Würfel. Physics of Solar Cells. From Principles to New Concepts. WILEY-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA. 2005. P. 186.
- [4] В. Мачулін, В. Литовченко, М. Стриха. «Сонячна енергетика: порядок денний для світу й України». // Вісник Національної Академії наук України. — 2011. — № 5. — С. 30-39.
- [5] Андреев В.М., Грилихес В.А., Румянцев В.Д. Фотоэлектрическое преобразование концентрированного солнечного излучения. — Л.: Наука, 1989.
- [6] Luque A., Hegedus S. Handbook of Photovoltaic Science and Engineering. — John Wiley & Sons, 2003. — 1179 p.
- [7] A. Barnett, D. Kirkpatrick, C. Honsberg, D. Moore, M. Wanlass, K. Emery, R. Schwartz, D. Carlson, S. Bowden, D. Aiken, A. Gray, S. Kurtz, L. Kazmerski, T. Moriarty, M. Steiner, J. Gray, T. Davenport, R. Buelow, L. Takacs, N. Shatz, J. Bortz, O. Jani, K. Goossen, F. Kiamilev, A. Doolittle, I. Ferguson, B. Unger, G. Schmidt, E. Christensen, D. Salzman. Milestones toward 50% efficient solar cell modules // In: Proc. 22nd European PV-solar energy Conference, Milan, Italy, 3-7, September 2007.
- [8] A. Barnett et al., From 40.7 to 42.8 % Solar Cell Efficiency. 30 July 2007. www.renewableenergyworld.com
- [9] M. Schmela. "Super sonic solar market". PHOTON International, №3, 2005, p.66-82.
- [10] W. Hoffman Solar photovoltaic competing in the energy sector. On the road to competitiveness. PVSEC Hamburg, September 2011, 8th Europeang PV Industry Summit, CEO panel discussion on Sept. 5th, P. 1-37.

- [11] А.П. Оксанич, В.А. Тербан, С.О. Волохов, М.І. Клюй, В.А. Скришевський, А.В. Макаров, В.П. Костильов. Сучасні технології виробництва кремнію та кремнієвих фотоелектричних перетворювачів сонячної енергії. – Монографія. Кривий Ріг. Мінерал. – 2010. – 267 с.
- [12] The Highest Efficiency Solar Products Under the Sun. <http://us.sunpowercorp.com/>
- [13] The Drivers of The Levelized Cost of electricity for Utility-Scale Photovoltaics Sunpower Corporation 14 August 2008, P.27. <http://files.shareholder.com/>
- [14] Виссарионов В.И., Дерюгина Г.В., Кузнецова В.А., Малинин Н.К. Солнечная энергетика: Учебное пособие для вузов / Под ред. В.И. Виссарионова. – М.: Издательский дом МЭИ, 2008. – 317 с.
- [15] C.S. Solanki Solar Photovoltaics: Fundamentals, Technologies and Applications. PHI Learning Private Limited, New Delhi, 2009, P. 479.
- [16] F.Apicella I, A.Sarno, G.Graditi, S.Ferlito, V.Boffa, G.Grassano, R.Tabolacci «Fixed and two-axis tracking PV system: potential solar electricity from conventional and C-PV modules technology», Proceedings of 23rd European Photovoltaic Solar Energy Conference, 1-5 September 2008, Valencia, Spain, P. 3472-3475.
- [17] A. Catarius, M. Christiner Azimuth-Altitude Dual Axis Solar Tracker www.wpi.edu/Pubs/E-project/Available/E-project_12171040419_unrestricted/Dual_Axis_Tracker_Final_Report.pdf
- [18] А.В. Саченко, А.П. Горбань, В.П. Костылев, А.А. Серба, И.О. Соколовский. Сравнительный анализ эффективности фотопреобразования в кремниевых солнечных элементах при концентрированном освещении для стандартной и тыловой геометрий расположения контактов // ФТП. – 2007. – Т. 41. – Вып. 10. – С. 1231-1240.
- [19] Кононович М. Э., Мороз В. И. Общий курс астрономии. М.: Едиториал УРСС, 2004. – 544 с.
- [20] N.I. Klyui, V.P. Kostylyov, V.G. Litovchenko, A.V. Sachenko, V.V. Chernenko, A.V. Makarov, A.N. Lukyanov. Silicon Multicrystalline Solar Cells Under Concentrated Illumination. 22nd European Photovoltaic Solar Energy Conference, 3-7 September 2007: proceedings. – Milano, Italy, 2007. – P.1463-1465.

Надійшла до редколегії 10.08.2012



Клюй Микола Іванович, доктор фізико-математичних наук, професор, завідувач лабораторії нетрадиційних та відновлюваних джерел енергії Інституту фізики напівпровідників ім. В.Є.Лашкарьова НАН України. Область наукових інтересів: розробка технологій створення

сонячних елементів і модулів на їх основі з покращеними експлуатаційними характеристиками; розробка технологій створення та дослідження властивостей тонкоплівкових структур на основі алмазоподібних вуглецевих та карбідокремнієвих плівок; використання методів іонної інженерії для цілеспрямованої модифікації властивостей таких структур; створення нанорозмірних напівпровідникових структур та дослідження їх оптичних і емісійних властивостей; розробка сучасних технологій осадження біоактивних покриттів на медичні імплантати.



Макаров Анатолій Володимирович, кандидат фізико-математичних наук, старший науковий співробітник лабораторії нетрадиційних та

відновлюваних джерел енергії Інституту фізики напівпровідників ім. В.Є.Лашкарьова НАН України. Область наукових інтересів: розробка нових конструкцій, технологій та постановка виробництва кремнієвих сонячних фотоперетворювачів, сонячних батарей та сонячних енергетичних систем космічного та наземного призначення.

відновлюваних джерел енергії Інституту фізики напівпровідників ім. В.Є.Лашкарьова НАН України. Область наукових інтересів: розробка нових конструкцій, технологій та постановка виробництва кремнієвих сонячних фотоперетворювачів, сонячних батарей та сонячних енергетичних систем космічного та наземного призначення.



Лозінський Володимир Борисович, науковий співробітник лабораторії нетрадиційних та відновлюваних джерел енергії Інституту фізики напівпровідників ім. В.Є.Лашкарьова НАН України. Є спеціалістом з дослідження впливу обробок на оптичні властивості напівпровідникових матеріалів і діелектричних плівок, бере участь в розробці нових конструкцій модулів сонячних елементів та дослідженні їх властивостей.



Темченко Володимир Павлович, молодший науковий співробітник лабораторії нетрадиційних та відновлюваних джерел енергії Інституту фізики напівпровідників ім. В.Є.Лашкарьова НАН України. Є спеціалістом з розробки технологій і устаткування для осадження напівпровідникових та діелектричних функціональних покриттів, бере участь в дослідженні їх властивостей.

УДК 621.315.592; 621.3.049.77; 004.93'1

Мультизеркальна фасеточна концентраторна установка / Н.И. Клюй, А.В. Макаров, В.Б. Лозинский, В.П. Темченко // Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал. – 2012. – Том 11. № 3. – С. 384–389.

Разработан и изготовлен экспериментальный образец мультизеркальной фасеточной фотовольтаической концентраторной системы и экспериментальный образец наземной следящей системы, которая позволяет реализовать разные принципы слежения за движением Солнца по небосклону. Определены технические характеристики системы и ее потенциальные возможности. Исследованы фотоэнергетические характеристики мультикристаллитных кремниевых фотопреобразователей в условиях концентрированной солнечной засветки, полученные на разработанной установке.

Ключевые слова: кремниевые фотопреобразователи, концентратор, фотовольтаическая следящая система. Табл. 1. Ил. 7. Библиогр.: 20 назв.

UDC 621.315.592; 621.3.049.77; 004.93'1

Multimirror facet concentrator setup / M.I. Klyui, A.V. Makarov, V.B. Lozinskiy, V.P. Temchenko // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 3. – P. 384–389.

Experimental prototypes of a multimirror facet concentrator photovoltaic system and ground-based solar tracking system have been developed and produced. The tracking system enables to realize different tracking approaches and provide sun tracking along the sky. Technical characteristics and performance capabilities of the system are determined. The photo-power characteristics of multicrystalline-based silicon photoconverters are investigated under concentrated illumination using the developed setup.

Keywords: silicon photoconverters, concentrator, photovoltaic tracking system.

Tab. 1. Fig. 7. Ref.: 20 items.

NEW STRUCTURE OF STATE PRIMARY STANDARD FOR AVERAGE POWER AND ENERGY UNITS OF LASER RADIATION

E.P. TIMOFEEV

The results of the development of a new structure and new algorithm of state primary standard for average power and energy of laser radiation are presented in this paper.

Keywords: standard, power of laser radiation, energy of laser radiation.

INTRODUCTION

The state primary standard for average power and energy of laser radiation was created in Ukraine in the period from 1993 to 1996. It was entered in the state register under the code of SRSU (state reference standard of Ukraine) number 11-04-97. The developed standard headed the state accuracy chart SSU (state standards of Ukraine) number 3539-97 "State accuracy chart for the measurement means for average power laser radiation and impulse laser radiation energy measurement in wave length range from 0.3 till 12.0 mm". This chart regulates the processes of verification and calibration of the measurement means used in Ukraine for laser radiation energy parameters [1, 2]. Standard technical characteristics of that period were similar to foreign analogues. For many years the research work with the state primary standard characteristics was hold regularly, it confirmed the main metrology characteristics of the standard.

Today, considering constantly improving metrology characteristics of the means of measurement equipment and also the analysis of standard using results for long-term period, it should be highlighted that there is a necessity of the development of a new standard work algorithm in order to increase the standard accuracy characteristics, to expand the work range of the energy values reproduced by standard and also with the intent to increase the performance of work with standard at the expense of time minimization that is necessary to check accuracy process and to get its maximum automatization.

The purpose of the work is to improve the metrology characteristics of state primary standard for average power and energy of laser radiation through the development of a new structure and a new algorithm of standard function.

1. NEW STRUCTURE OF STATE PRIMARY STANDARD FOR AVERAGE POWER AND ENERGY OF LASER RADIATION

In Russia the unity of average power laser radiation measurement is regulated by state accuracy chart GOST 8.275-2007. The state accuracy chart is headed by the state primary standard for continuous laser radiation power unit. The standard is developed, stored and used in FSUC "RSRIOPM". It works in two modes – "sequential" and "parallel" [7.8]. The sequential method provides that the standard primary measuring converter (SPMC) when transferring the unit is

replaced by verifiable primary measuring converter (PMC). The parallel method includes simultaneous optical power supply for both standard and calibrated measuring converters using an optical power divider. The use of two standard work modes is caused by the fact that each of the modes has its advantages and irremovable disadvantages, so we can't assert that one mode is better than the other.

Up to now the state primary standard for average power and energy of laser radiation in Ukraine has also used either sequential or parallel work mode while transferring the size of the stored unit [1, 4].

To improve the metrological characteristics of state primary standard for average power and energy of laser radiation in Ukraine, we offer a new structure and accordingly a new standard work algorithm.

The main distinction of the new standard structure building from all known analogues is in the fact that we have applied "sequential-parallel" method of reproducing and transferring the average power unit of laser radiation. To realize such kind of standard structure building we need to have several SPMC (it's better to have them on different ranges of reproduced unit measurement) switched on parallel mode and, while transferring the unit, one of SPMC is sequentially replaced by a verifiable PMC. To do it properly it's also necessary to have a multiple-beam reducer or multi channel divider that makes parallel connection of SPMC possible.

A simplified structure scheme of the standard which realizes the sequential-parallel method using three SPMC is shown in figure 1.

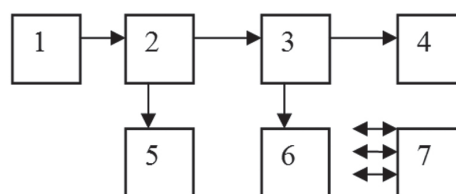


Fig. 1. Simplified structure scheme of standard which realizes the sequential-parallel method: 1 – laser radiators stabilized according to the power; 2 – dividing plate-coupler; 3 – multiple-beam reducer; 4 – SPMC №1; 5 – receiver-evidence; 6 – SPMC №2 or SPMC №3; 7 – verifiable PMC

As a multiple-beam reducer a block of standard reducers was used. The block was created at the stage of initial development of state primary standard for average power and energy of laser radiation of Ukraine

[1, 14]. According to the structure the standard reducers block consists of a set of beam-splitting plates that are designed to reduce and distribute radiation in the process of reproducing average power and energy unit of laser radiation. The block also includes compensation plates that are designed to compensate spatial displacement of laser ray center while changing the reducing coefficient. Mobile diaphragms that make it possible to choose the needed reducing coefficient are also included in the standard reducers block. The tilt angle of working plates according to laser beam axis changes discretely from $\sigma_1 = 45^\circ$ to $\sigma_7 = 41^\circ 10'$ that provides the exact fall of reflected beam into the receiver regardless of the set reducing coefficient. The structural scheme and the form of the standard reducers block are shown in fig. 2.

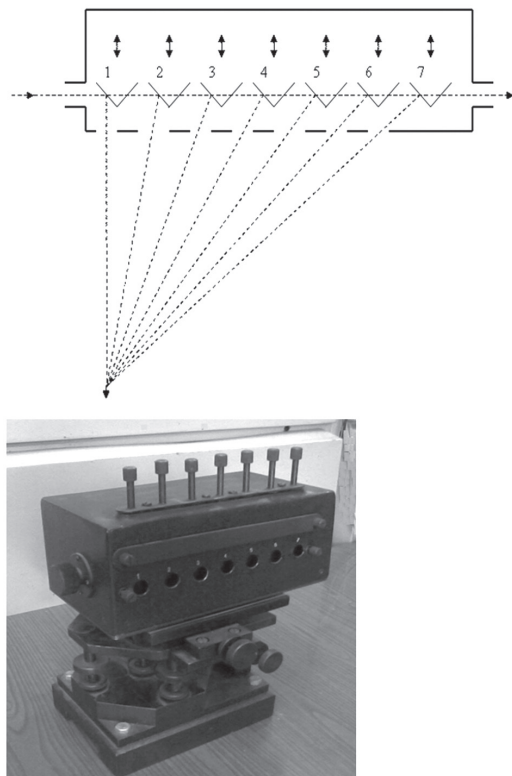


Fig. 2. Structural scheme and form of standard reducers block

To work in different ranges of measurement of the reproduced unit, structurally different standard primary measuring converters were designed. In the range of inputting power from $2,0 \cdot 10^{-3} \text{ W}$ to 3.0 W we used standard primary measuring converters based on absolute radiometer of calorimetric type [9]. SPMCN $\text{\#}1$ and $\text{\#}2$ provide the necessary standard characteristics in the range of inputting power from $2.0 \cdot 10^{-3} \text{ W}$ to 3.0 W . In this case SPMCN $\text{\#}1$ works in the range of inputting power from $1.0 \cdot 10^{-1} \text{ W}$ to 1.0 W where it has the highest metrological characteristics. When the signal level is lower than $2.0 \cdot 10^{-3} \text{ W}$, we should use specially designed SPMC $\text{\#}3$ based on trap detector with photodiodes that have 100% inner quantum efficiency [10-13]. The structure of SPMC $\text{\#}1$, $\text{\#}2$ and $\text{\#}3$ is given in details in other works [3, 9, 13]. The form of SPMC $\text{\#}1$, $\text{\#}2$ and $\text{\#}3$ is shown in fig. 3.

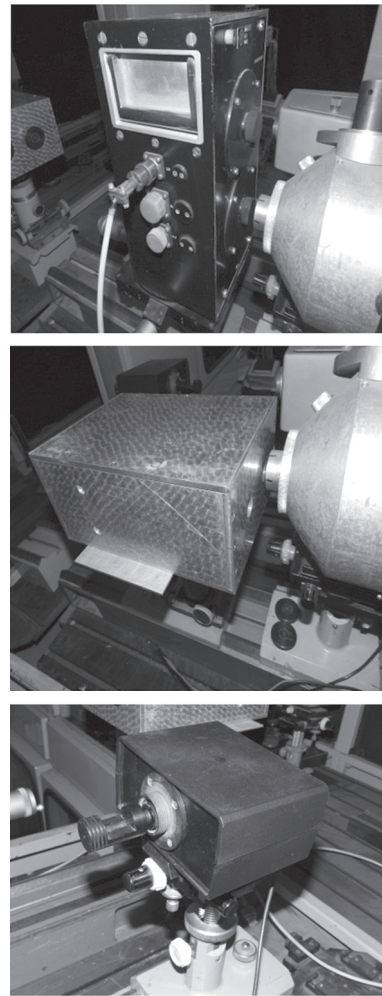


Fig. 3. The form of SPMC $\text{\#}1$, SPMC $\text{\#}2$ and SPMC $\text{\#}3$ state primary standard for average power and energy of laser radiation of Ukraine

The distinctive feature of the proposed method of building the standard structure is the possibility of permanent monitoring of the stability of relative coefficients of dividing plate division for receiver-evidence and multiple-beam reducer, so it allows to connect all advantages of “sequential” and “parallel” modes and to eliminate their disadvantages. Therefore such building structure of state primary standard for average power and energy of laser radiation building makes its metrology characteristics better.

Together with the development of the new standard structure to improve its metrological characteristics using SPMC of calorimetric type, a new algorithm of making measurements on state primary standard for average power and energy of laser radiation was designed.

2. ALGORITHM OF STANDARD WORK USING SPMC OF CALORIMETRIC TYPE

As it was mentioned above, the reproduction of energetic values by the standard is based on standard primary measuring converter, in this case we use absolute radiometer of calorimetric type. Using the method of electrical replacement with SPMC calibration, we make possible to “tie” state primary standard of laser radiation average power and energy to existed

standards of volt and ohm. In the standards the method of immediate replacement of laser signal power to predominantly valued electrical signal power is used [6, 8]. Temporal diagrams of the signals are given in fig. 4, where ΔP is a difference between given laser power on SPMC ($P_{\text{Лаз}}$) and electrical signal power of replacement ($P_{\text{Эл}}$), the difference is not equal to zero. That's why this method, as well as impulse character of influence on SPMC, assumes the existence of additional residual systematic error due to the lack of preliminary laser power level assessment.

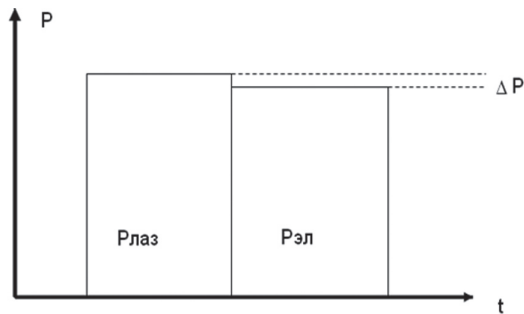


Fig. 4. Temporal diagrams of the signals with calibration

Our goal to improve metrology characteristics of the standard can be achieved with the help of the fact that in the system of electrical replacement of calorimetric type absolute radiometer we use the system of reverse connection. This system makes it possible to support an outputting voltage of SPMC on the fixed level at significant (even to zero) laser radiation power changes due to compensation by electrical signal of calibration. Such system lets us automatically have the accurate meaning of equivalent electrical signal even in the case of total laser power disconnection. That's why this algorithm of replacement scheme building makes it possible both to automate the calibration process and to totally eliminate an additional component of systematic error we used to have. Temporal diagrams of the signals with smooth replacement of laser signal by electrical signal are shown in fig. 5. The diagrams are shown without taking into consideration the influence of time constant and nonlinearity of SPMC.

The proposed variant of building a scheme of new algorithm realization where laser signal is replaced by electrical signal is shown in fig. 6.

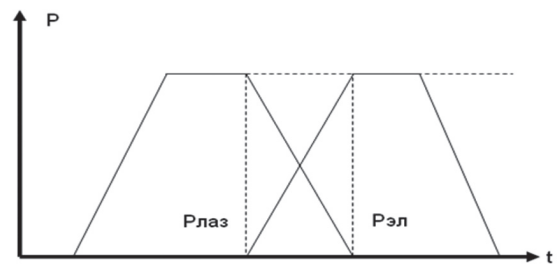


Fig. 5. Temporal diagrams of the signals with smooth replacement

With the external signal “start” given to the control scheme, there goes a signal to remember the outputting voltage of SPMC, and then the control signal to adjustable reducer is given later. The reducing of laser radiation power leads to an imbalance signal on comparator output that is connected to electrical calibration control scheme input. The electrical calibration signal compensates the changing of laser radiation power. The principle of changes in laser radiation power is determined by the control scheme, structural peculiarities of the used adjustable reducer, the parameters of comparator and SPMC. As an adjustable reducer we use the system of two diaphragms. One of the diaphragms is fixed and the other one can smoothly shift in reference to optical beam axis. The advantage of such adjustable reducer is a possibility to block the radiation beam totally.

SPMC receiver element is a complicated multi component unit made with the use of materials of different thermal-technical characteristics. The new work algorithm of replacement scheme allows making a smooth change of laser radiation power on the SPMC output, so there are no effects like thermal shocks [15]. It leads to stability in SPMC receiver element; and consequently to reliable work of the element and to a long-term retention of calibration constants. Therefore achieving our task we additionally solve the problem of improving the stability of SPMC characteristics and eliminating the accelerated aging of the absolute radiometer. Using the new algorithm of standard work makes it possible to eliminate the impact of significant nonlinearity of SPMC characteristic at high level signals. Our preliminary researches revealed that using the smooth replacing algorithm makes it possible to increase the upper working SPMC limit more than three times [3].

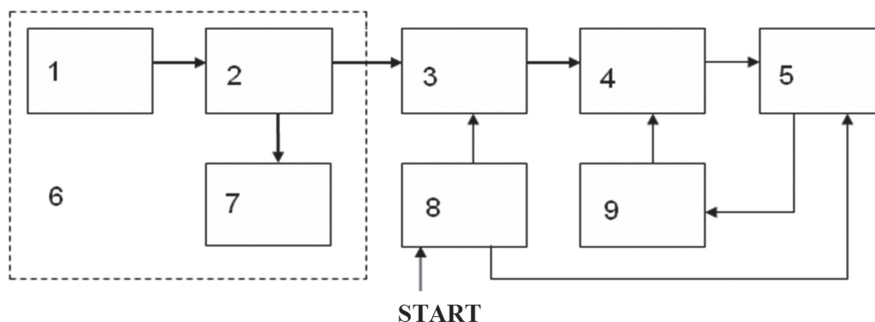


Fig. 6. The scheme of new algorithm realization where laser signal is replaced by electrical signal: 1 – radiator; 2 – dividing plate-coupler; 3 – adjustable reducer; 4 – SPMC; 5 – comparator with memory scheme; 6 – laser; 7 – receiver-evidence; 8 – control scheme; 9 – electrical calibration scheme

The implementation of the new algorithm of standard work with SPMC of calorimetric type required some more appropriate changes of standard apparatus structure in order to match the scheme in figure 6. Subsequent researches showed that all proposed changes were justified and led to substantial improving of metrological characteristics of state primary standard for average power and energy of laser radiation.

Structural-functional scheme of standard equipment complex considering proposed changes is shown in fig. 7.

The results of this research of the modernized standard revealed [3] that the state primary standard provides the generation of laser radiation average power unit with the average square deviation of measurement results S_{pb} not more than $0.05 \cdot 10^{-2}$ for the power level of $1 \cdot 10^{-3} \text{ W}$ and $0.15 \cdot 10^{-2}$ for the power level of $1 \cdot 10^{-5} \text{ W}$ and 3 W during 30 independent observations.

The systematic error Θ_{pb} that was not excluded, is not higher than $0.05 \cdot 10^{-2}$ for power level of $1 \cdot 10^{-3} \text{ W}$ and $0.15 \cdot 10^{-2}$ for power level of $1 \cdot 10^{-5} \text{ W}$ and 3 W.

The measurement uncertainty at generation of continuous laser radiation average power unit is not higher than:

with the type A:

$u_A = 0.05 \cdot 10^{-2}$ for power level of $1 \cdot 10^{-3} \text{ W}$ and
 $u_A = 0.15 \cdot 10^{-2}$ for power level of $1 \cdot 10^{-5} \text{ W}$ and 3 W
 with the type B:

$u_B = 0.03 \cdot 10^{-2}$ for power level of $1 \cdot 10^{-3} \text{ W}$ and
 $u_B = 0.08 \cdot 10^{-2}$ for power level of $1 \cdot 10^{-5} \text{ W}$ and 3 W

Combined standard uncertainty

$u_c = 0.06 \cdot 10^{-2}$ for power level of $1 \cdot 10^{-3} \text{ W}$ and

$u_c = 0.17 \cdot 10^{-2}$ for power level of $1 \cdot 10^{-5} \text{ W}$ and 3 W

Expanded uncertainty

$U = 0.12 \cdot 10^{-2}$ for power level of $1 \cdot 10^{-3} \text{ W}$ and

$U = 0.34 \cdot 10^{-2}$ for power level of $1 \cdot 10^{-5} \text{ W}$ and 3 W with the coverage coefficient $K=2$ and confidence probability $P=0.95$.

CONCLUSIONS

The proposed new algorithm of work makes it possible to improve accuracy characteristics of the state primary standard for average power and laser energy, to significantly increase its operating range and to totally automate the process of measurement with the help of the standard.

For the first time, the proposed “parallel-sequential” standard construction method to generate and transfer the average power unit of laser radiation with the use of several standard primary measuring transmitters, allows to significantly improve the metrological characteristics of the standard.

The modernization of state primary standard for average power and energy of laser radiation conducted on the basis of the proposed method and the new algorithm, showed the decrease of expanded comparative uncertainty of measurement when the generation of laser radiation energy units is not more than 0.12% for a power and energy level of $1 \cdot 10^{-3} \text{ W}$ and $1 \cdot 10^{-3} \text{ J}$ accordingly.

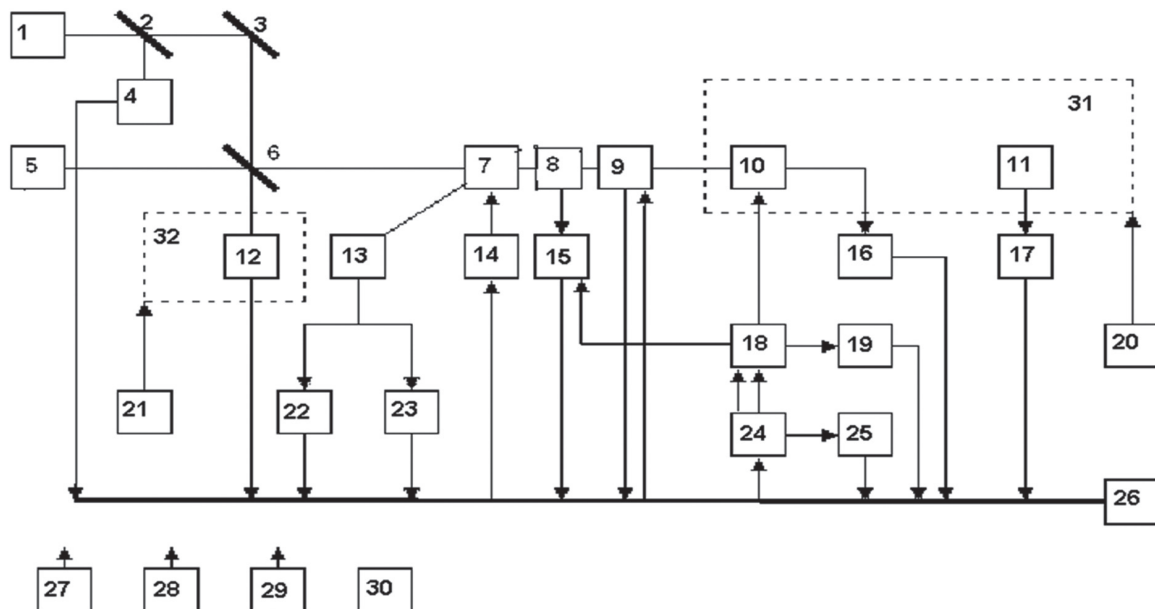


Fig. 7. Structural-functional scheme of equipment complex of state primary standard for average power and energy of laser radiation of Ukraine: 1 – laser with 10.6 mm beam length; 2, 3, 6 – optical elements; 4 – receiver-evidence for the beam length of 10.6 mm; 5 – lasers with the beam length of 0.633 mm and 0.806 mm; 7 – optical mechanical shutter; 8 – laser radiation reducer; 9 – photometric sphere with the built-in photodetector and adjustable reducer; 10 – standard primary measuring converter (SPMC) № 2; 11 – standard primary measuring converter (SPMC) № 3; 12 – receiver-evidence; 13 – photodetector of length impulse measurement channel; 14 – shutter control block; 15 – SPMC № 1 with the amplifier of the output signal; 16 – multichannel block of measurement algorithm realization; 17 – block of trap-detector conjugation to computer, SPMC №3 output signal measurer; 18 – block of standard resistors; 19 – measurer for SPMC №1 and №2 calibration current; 20 and 21 – thermo regulators; 22 – measurer for channel voltage of impulse length measurement; 23 – measurer of impulse length; 24 – calibration block of SPMC №1 and №2; 25 – measurer for calibration voltage of SPMC №1 and №2; 26 – computer; 27 – power supply system; 28 – cooling system; 29 – environment characteristics control system; 30 – conditioning system; 31 и 32 – thermal cameras

The improved state primary standard for power and energy units of laser radiation completely meets the needs of Ukraine to ensure the unity and credibility of Optical and Physical Measurements in the field of laser radiation high power parameters measurement in the country today as well as in the near future.

The standard base developed in Ukraine in the area of energy laser meter in its metrological characteristics is at the level of other developed countries' standards and in a number of parameters surpasses them.

The implementation prospects of the developed method and the algorithm for other standards equipment should also be mentioned. The use of the new standard operation algorithm is especially important when SPMC is operated to the limit of its technical facilities, such as in the equipment of state standard average power and energy of laser radiation with high levels of SRSU 11-07-06.

References

- [1] Грищенко Л.В., Соловйов В.С., Тимофеев Е.П. Державний спеціальний еталон одиниць середньої потужності та енергії лазерного випромінювання / Л.В. Грищенко, В.С. Соловйов, Е.П. Тимофеев // Український метрологічний журнал. – 1998. – В.3. – С.36-41.
- [2] Тимофеев Е.П. Метрологическое обеспечение в области энергетической лазерометрии / Е.П. Тимофеев // Український метрологічний журнал. – 2007. – N1. – С. 29-33.
- [3] Тимофеев Е.П. Исследование государственного первичного эталона средней мощности и энергии лазерного излучения / Е.П. Тимофеев // Український метрологічний журнал. – 2012. – N.3 – С. 29-33.
- [4] Тимофеев Е.П. Разработка и исследование средств измерений энергетических характеристик лазерного излучения / Е.П. Тимофеев // Український метрологічний журнал. – 2009. – N2. – С. 29-35.
- [5] Тимофеев Е.П. Методы и средства высокоточного измерения энергетических характеристик волоконных лазеров / Е.П. Тимофеев // Прикладная радиоэлектроника. – 2009. – Том 8 – №1. – С. 80-85.
- [6] Грищенко Л.В., Мунтян К.И., Тимофеев Е.П. Удосконалення державного первинного еталона одиниць середньої потужності та енергії лазерного випромінювання / Л.В. Грищенко, К.І. Мунтян, Е.П. Тимофеев // Український метрологічний журнал. – 2010. – N2. – С. 13-17.
- [7] Иванов В.С., Котюк А.Ф., Либерман А.А., Овсик Я., Улановский М.В. Фотометрия и радиометрия оптического излучения. [Книга 2. Измерение энергетических и пространственно-энергетических параметров и характеристик лазерного излучения (энергетическая лазерометрия)] – М., 2000 г. – 212с.
- [8] Иванов В.С., Котюк А.Ф., Либерман А.А., Москалюк С.А., Улановский М.В. Государственный первичный эталон единицы средней мощности лазерного излучения / В.С. Иванов, А.Ф. Котюк, А.А. Либерман, С.А. Москалюк, М.В. Улановский // Измерительная техника. – 2007. – №7. – С. 3-6.
- [9] Кузьмичев В.М., Соловьев В.С., Зинченко Н.И., Тимофеев Е.П. Снижение погрешности замещения калориметрических измерительных приемников / В.М. Кузьмичев, В.С. Соловьев, Н.И. Зинченко, Е.П. Тимофеев // Український метрологічний журнал. – 1997. – № 2. – С.19-21.
- [10] Литвиненко А.С., Тимофеев Е.П. Использование трап-детекторов для высокоточных измерений / А.С. Литвиненко, Е.П. Тимофеев // Світлотехніка та електроенергетика. – 2010. – № 1. – С. 20-23.
- [11] Тимофеев Е.П. Метрологічне забезпечення лазерної медичної техніки / Е.П. Тимофеев // Метрологія та прилади. – 2012. – № 1. – С. 54-61.
- [12] Мунтян К.И., Тимофеев Е.П. Разработка и исследование трап-детектора с высокой внешней квантовой эффективностью / К.И. Мунтян, Е.П. Тимофеев // Світлотехніка та електроенергетика. – 2011. – N3. –С. 31-38.
- [13] Балабан В.М., Мунтян К.И., Тимофеев Е.П. Трап-детектор. Патент Украины № 98063 от 10.04.2012. – Бюл. №7. – 2012 р.
- [14] Балабан В.М., Тимофеев Е.П. Оптический делитель для государственного специального эталона единиц средней мощности и энергии когерентного излучения малых уровней / В.М. Балабан, Е.П. Тимофеев // Тези доповідей Української науково-технічної конференції «Метрологія та вимірювальна техніка» («Метрологія-95»). 10-13 жовтня 1995 року, м. Харків, 1995. – 117 с.
- [15] Ремизова О.И. Модельные представления теории теплового удара на основе обобщенного уравнения энергии: автореферат дис. на соискание науч. степени канд. физ.-мат. наук / О.И.Ремизова – М., 2004. – С. 24.

Manuscript received September, 3, 2012



Timofeev Evgeniy Petrovich, leading researcher of the National Scientific Center “Metrology Institute”. Areas of expertise: metrology, optical and physical measurements, measuring the energy of the laser radiation.

УДК 621.317.78

Новая структура государственного первичного эталона единиц средней мощности и энергии лазерного излучения / Е.П. Тимофеев // Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал. – 2012. – Том 11. № 3. – С. 390–394.

Приведены результаты разработки новой структуры и нового алгоритма работы государственного первичного эталона средней мощности и энергии лазерного излучения

Ключевые слова: эталон, мощность лазерного излучения, энергия лазерного излучения.

Ил. 07. Библиогр.: 15 назв.

УДК 621.317.78

Нова структура державного первинного еталона одиниць середньої потужності та енергії лазерного випромінювання / Е.П. Тимофеев // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. – Том 11. № 3. – С. 390–394.

Наведено результати розробки нової структури і нового алгоритму роботи державного первинного еталона середньої потужності та енергії лазерного випромінювання.

Ключові слова: еталон, потужність лазерного випромінювання, енергія лазерного випромінювання.

Іл. 07. Бібліогр.: 15 назв.

ИТЕРАЦИОННЫЙ ПОДХОД К МИНИМИЗАЦИИ ПОГРЕШНОСТИ ЧИСЛЕННЫХ МЕТОДОВ ПРИ АНАЛИЗЕ ВЫСОКОДОБОТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ С ДЛИТЕЛЬНЫМИ ПЕРЕХОДНЫМИ ПРОЦЕССАМИ

В.М. ЗАЯЦ

Предложен итерационный подход к минимизации погрешности дискретизации численных методов второго порядка, базирующийся на методе Линигера – Уилабби. Сущность подхода заключается в определении поправок к явному и неявному методу Эйлера в тот момент времени, когда эти вклады эквивалентны. Подтверждено улучшение временных и точностных характеристик процесса вычислений при расчете кварцевых генераторов 9 порядка, автоколебательных систем 18 порядка с длительными переходными процессами, консервативных систем без потерь 30 порядка.

Ключевые слова: итерационный подход, численные методы, погрешность дискретизации, высокодобротные генераторы, переходные процессы, установившиеся режимы.

ВВЕДЕНИЕ

При проектировании реальных радиотехнических устройств, обеспечивающих желаемые характеристики информационного сигнала по амплитуде, частоте и форме, целесообразно провести их анализ и компьютерное моделирование путём построения математической модели разрабатываемого объекта. Такой подход требует значительно меньших затрат времени и технических средств по сравнению с физическим экспериментом, особенно на предварительной стадии разработки, когда разрабатываемое устройство отсутствует.

В последнее время в нелинейной динамике широкое использование находят дискретные модели динамических систем [1-13], для которых дискретность заложена в природе самого объекта исследований, а не является следствием дискретизации непрерывной системы. Целесообразность использования дискретных по своей природе моделей объясняется следующими их особенностями:

- простотой математического описания по сравнению с непрерывными моделями;
- наличием широкого спектра динамических режимов;
- конечной мерностью, что позволяет моделировать каждую новую гармонику путём её введения в вектор переменных состояния, в то время как в непрерывных системах для решения этой задачи необходимо повышать размерность системы;
- отсутствием необходимости определения оптимального шага дискретизации, оценки локальной и глобальной погрешности численных методов, исследования их устойчивости;
- максимальной приспособленностью к постановке компьютерного эксперимента.

При построении дискретной модели путём применения численного алгоритма необходимо позаботиться о применении такого метода дискретизации, который минимизирует погрешность вычислений и является A -устойчивым.

В противном случае накопление погрешности вычислений приведёт к потере не только приемлемых количественных результатов, но и потере качественного соответствия непрерывной системы и её дискретной модели.

В данной работе предложен итерационный подход к построению разностных алгоритмов, которые позволяют минимизировать величину погрешности дискретизации. Целесообразность использования методов этого класса подтверждена рассмотрением консервативных систем без потерь, автоколебательных систем с длительными переходными процессами и систем с высокой добротностью.

1. ПОДХОДЫ К МИНИМИЗАЦИИ ПОГРЕШНОСТИ ДИСКРЕТИЗАЦИИ

В работе [7] предложено учитывать поправки для следующей точки дискретизации не на середине шага, а в тот момент времени, когда вклады явного и неявного методов Эйлера эквивалентны. С этой целью разностная формула для построения метода представлена в виде, предложенном Линигером-Уилабби:

$$\mathbf{x}_{n+1} = \mathbf{x}_n + h(1 - \mu)\mathbf{f}_n + h \cdot \mu \cdot \mathbf{f}_{n+1}, \quad (1)$$

которая при $\mu = 0$ соответствует явному методу Эйлера; $\mu = 0,5$ — метода трапеций; $\mu = 1$ — неявному методу Эйлера. Приравняв второй и третий члены в правой части в формуле (1), получим значение параметра μ , при котором явный и неявный методы Эйлера вносят одинаковый вклад в поправку к значению x_n :

$$\mu = \frac{\mathbf{f}_n}{\mathbf{f}_n + \mathbf{f}_{n+1}}. \quad (2)$$

После подстановки (2) в (1) получена новая разностная формула

$$\mathbf{x}_{n+1} = \mathbf{x}_n + \frac{2 \cdot h \cdot \mathbf{f}_n \cdot \mathbf{f}_{n+1}}{(\mathbf{f}_n + \mathbf{f}_{n+1})}. \quad (3)$$

Поскольку по построению формулы (3) вклад каждого из методов Эйлера не превышает половины расстояния между x_n и x_{n+1} , то

метод (3) дает гарантированное ограничение на величину погрешности дискретизации на каждом шаге и обеспечивает ее положительность. Геометрическая иллюстрация предложенного способа уменьшения погрешности дискретизации проиллюстрирована на рис. 1. Если поправки за явным и неявным методами Эйлера до следующей точки дискретизации учитывать в момент времени, соответствующий точке С, как показано на рис. 1, то получим метод трапеции; в точке В — это предлагаемый (итерационный) метод, который уравнивает вклады методов Эйлера; в точке А — получается оптимальная комбинация, которая соответствует точке пересечения касательных к x_n и x_{n+1} точек дискретизации.

Для оценки погрешности метода (3) проведен анализ погрешности дискретизации на примере модели консервативной системы второго порядка

$$\frac{d^2x}{dt^2} = -\omega_0^2 x, \quad (3a)$$

который подтвердил, что погрешность дискретизации метода (4) пропорциональна $h^2/24$, как и в методе трапеций, но имеет противоположный знак и в два раза меньше абсолютной величины. Исследования показали, что метод (3), как метод трапеций, обладает свойством А-устойчивости

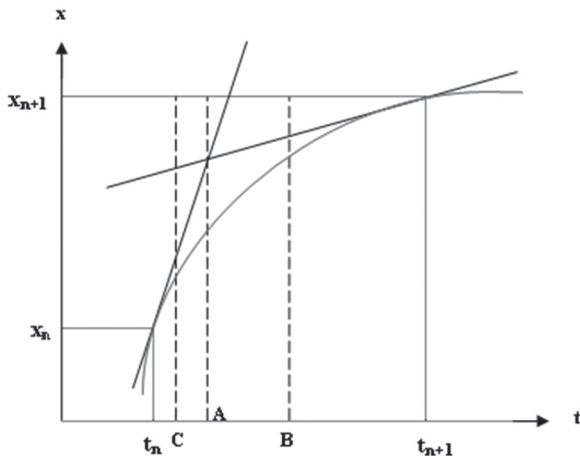


Рис. 1. Геометрическая интерпретация итерационного подхода к минимизации погрешности дискретизации

2. ИТЕРАЦИОННЫЙ ПОДХОД К МИНИМИЗАЦИИ ПОГРЕШНОСТИ ДИСКРЕТИЗАЦИИ

Учитывая, что погрешность метода (3) и метода трапеций (формула (1) при $\mu = 0,5$) имеют противоположные знаки, можно провести их арифметическое усреднение, тем самым уменьшить величину погрешности. Применяя в первой половине шага формулу (3), а на второй формулу (1), получаем разностную формулу

$$x_{n+1} = x_n + \frac{h \cdot f_n \cdot f_{n+1}}{(f_n + f_{n+1})} + \frac{h}{4}(f_n + f_{n+1}), \quad (4)$$

которую назовем разностной комбинацией первого рода (К1Р). Погрешность дискретизации

при использовании (4) к консервативной системе оказалась в два раза меньше по сравнению с методом (3) и противоположной по знаку по отношению к методу трапеции. Теперь после усреднения (1) и (4) получаем разностную комбинацию второго рода (К2Р):

$$x_{n+1} = x_n + \frac{h \cdot f_n \cdot f_{n+1}}{2 \cdot (f_n + f_{n+1})} + \frac{3 \cdot h}{8}(f_n + f_{n+1}). \quad (5)$$

Как показали результаты анализа погрешности дискретизации метода (5) при рассмотрении модели без потерь, она оказалась в 4 раза меньше погрешности метода трапеций и в два раза меньше, чем погрешность метода (4). При этом знак погрешности в К2Р совпадает со знаком погрешности в методе трапеций и противоположный погрешности, который дает К1Р. Таким образом, можно ожидать дальнейшего уменьшения величины погрешности дискретизации комбинации методов (4) и (5), которая приводит к разностной комбинации третьего рода (К3Р):

$$x_{n+1} = x_n + \frac{3 \cdot h \cdot f_n \cdot f_{n+1}}{4 \cdot (f_n + f_{n+1})} + \frac{5 \cdot h}{16}(f_n + f_{n+1}). \quad (6)$$

Заметим, что рассматривать комбинацию (5) с (3) нецелесообразно (хотя она и имеет право на существование), поскольку (4) имеет в 4 раза меньшую погрешность дискретизации по сравнению с (3). Кроме того, знаки погрешности в (3) и (5) совпадают.

3. ОПТИМАЛЬНАЯ КОМБИНАЦИЯ ДЛЯ МИНИМИЗАЦИИ ПОГРЕШНОСТИ ДИСКРЕТИЗАЦИИ

Предложенные комбинации разностных схем построены таким образом, что в комбинациях нечетного рода (К1Р, К3Р) более существенным является вклад второго члена в полученных формулах, по сравнению с третьим, а в комбинациях парного рода (К2Р) эти вклады практически выравниваются. Такое построение обеспечивает изменение знака погрешности при получении новой комбинации. Итак, можно сконструировать метод второго порядка, который обеспечит с точностью до членов второго порядка малости сколь угодно малую погрешность дискретизации. После арифметического усреднения (5) и (6) приходим к разностной схеме четвертого рода (К4Р):

$$x_{n+1} = x_n + \frac{5 \cdot h \cdot f_n \cdot f_{n+1}}{8 \cdot (f_n + f_{n+1})} + \frac{11 \cdot h}{32}(f_n + f_{n+1}). \quad (7)$$

Анализируя формулы (4)–(7), на k -вом шаге, применяя полшага парную комбинацию, а полшага нечетную, получаем разностную схему для комбинации k -го рода (ККР):

$$x_{n+1} = x_n + \frac{a_k \cdot h \cdot f_n \cdot f_{n+1}}{(f_n + f_{n+1})} + a_{k+1} \cdot h \cdot (f_n + f_{n+1}), \quad (8)$$

где

$$a_k = \frac{2^k - (-1)^k}{3 \cdot 2^{k-1}}; \quad a_{k+1} = \frac{2^{k+1} + (-1)^k}{3 \cdot 2^{k+1}}.$$

Очевидно, с ростом k величины коэффициентов a_k и a_{k+1} уменьшаются, что приводит к уменьшению погрешности дискретизации.

При этом, погрешность дискретизации любой k -й комбинации может быть рассчитана по формуле

$$\delta = \frac{(-1)^k}{2^{k+1}}, \quad (9)$$

о чем свидетельствует проведенный анализ консервативных систем второго порядка и систем с высокой добротностью высоких порядков.

С целью минимизации погрешности дискретизации в (9) осуществим предельный переход, направив k к бесконечности. Получаем разностную схему (10), для которой с точностью до членов второго порядка малости погрешность дискретизации отсутствует

$$\mathbf{x}_{n+1} = \mathbf{x}_n + \frac{2 \cdot h \cdot \mathbf{f}_n \cdot \mathbf{f}_{n+1}}{3 \cdot (\mathbf{f}_n + \mathbf{f}_{n+1})} + \frac{1}{3} \cdot h \cdot (\mathbf{f}_n + \mathbf{f}_{n+1}). \quad (10)$$

Отметим, что все полученные разностные формулы (4) – (8), (10) для дискретизации непрерывных систем обладают свойством А — устойчивости, что делает невозможным накопление погрешности дискретизации при длительных переходных процессах, которые характерны для динамических систем с высокой добротностью. Этот результат подтвержден расчетом кварцевых генераторных устройств и высокочастотных генераторных схем с длительными переходными процессами [7].

4. АНАЛИЗ УСТОЙЧИВОСТИ КОМБИНАЦИОННЫХ ЧИСЛЕННЫХ МЕТОДОВ

Для проведения анализа устойчивости полученных разностных схем воспользуемся консервативной системой второго порядка (3а). Для анализа удобнее привести ее к нормальной форме Коши в виде двух уравнений первого порядка:

$$\frac{dx}{dt} = x^1; \quad \frac{dx^1}{dt} = -\omega^2 \cdot x. \quad (11a)$$

После применения (3) к уравнениям (11) приходим к разностным уравнениям

$$x_{n+1} = x_n + \frac{2 \cdot h \cdot x_{n+1}^1 \cdot x_n^1}{x_{n+1}^1 + x_n^1} \quad (11б)$$

$$\text{и } x_{n+1}^1 = x_n^1 - \frac{2 \cdot h \cdot \omega^2 \cdot x_{n+1} \cdot x_n}{x_{n+1} + x_n},$$

решение которых x_p , приближенное к решению (3а), имеет вид:

$$\begin{bmatrix} x_{n+1} \\ x_{n+1}^1 \end{bmatrix} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{p} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \rho_1 \\ \rho_2 \end{bmatrix}^n,$$

где \mathbf{p} — вектор-столбец мультипликаторов разностной системы (11б); \mathbf{C} — матрица собственных чисел собственных векторов системы (11б). Несложно убедиться, что мультипликаторы

дискретной модели (11б) определяются собственными значениями непрерывной системы (3а). Уместно сразу вместо системы второго порядка анализировать два уравнения первого порядка, записанные относительно собственных значений (3а):

$$\frac{dx}{dt} = j \cdot \omega \cdot x \quad \text{и} \quad \frac{dx}{dt} = -j \cdot \omega \cdot x, \quad (11с)$$

которым соответствуют мультипликаторы дискретной системы (11)

$$\rho_1 = j \cdot \omega \cdot h + \sqrt{(1 - \omega^2 \cdot h^2)}$$

$$\text{и } \rho_2 = -j \cdot \omega \cdot h + \sqrt{(1 - \omega^2 \cdot h^2)}.$$

Поскольку элементы матрицы \mathbf{C} определяются начальными условиями, которые существенно влияют на область сходимости процесса вычислений, а погрешность дискретизации численного метода от них не зависит, то достаточно оценить модули и аргументы мультипликаторов:

$$|\rho_1| = |\rho_2| = 1 + h^4 \cdot \omega^4 \quad \text{и} \quad \varphi_1 = -\varphi_2 = \arctg \frac{\omega \cdot h}{(1 - h^2 \cdot \omega^2 / 2)}.$$

Таким образом, погрешность в определении амплитуды колебаний с точностью до членов второго порядка малости при использовании метода (3) отсутствует. Учитывая, что приближенную величину периода колебаний можно определить из равенства

$$T_p = \frac{2\pi \cdot h}{\varphi},$$

относительная величина погрешности в определении периода колебаний составляет:

$$\delta T = \frac{T_0 - T_p}{T_0} = \frac{h^2 \omega^2}{6}.$$

По сравнению с методом трапеции [3], эта погрешность в два раза больше по абсолютной величине, но имеет противоположный знак.

Для этой комбинации мультипликаторы, определённые путём дискретизации уравнений (11с) с использованием К1Р (4), имеют вид:

$$\rho_1 = \frac{6 \cdot j \cdot \omega \cdot h + 8 \cdot \sqrt{(1 - \omega^2 \cdot h^2 / 2)}}{8 \cdot (1 - j \cdot \omega \cdot h / 4)}$$

$$\text{и } \rho_2 = \frac{-6 \cdot j \cdot \omega \cdot h + 8 \cdot \sqrt{(1 - \omega^2 \cdot h^2 / 2)}}{8 \cdot (1 + j \cdot \omega \cdot h / 4)}.$$

Таким образом,

$$|\rho_1| = |\rho_2| = 1$$

$$i\varphi_1 = -\varphi_2 = \arctg \frac{3 \cdot \omega \cdot h \cdot \sqrt{(1 + h^2 \cdot \omega^2 / 2)}}{4} + \arctg \frac{\omega \cdot h}{4}.$$

Поскольку модули этих мультипликаторов равны единице, то погрешность определения амплитуды колебаний отсутствует. Погрешность дискретизации при использовании (4) к консервативной системе (3а) оказывается в два раза меньше по величине и противоположной

по знаку, по сравнению с методом трапеции, то есть равна $h^2\omega^2/24$. Заметим, что эта комбинация обладает свойством *A*-устойчивости, поскольку модули мультипликаторов не выходят за пределы круга единичного радиуса.

Как показали результаты оценки погрешности дискретизации метода (5) при рассмотрении модели без потерь (3а), она оказалась в 4 раза меньше погрешности метода трапеций и в два раза меньше, чем погрешность метода (4). Таким образом, для метода (5) $\delta T = -h^2\omega^2/48$. При этом знак погрешности в К2Р совпадает со знаком погрешности метода трапеций и имеет противоположный знак к погрешности, который дает К1Р. Как и предыдущая, комбинация (5) обладает свойством *A*-устойчивости.

5. РЕЗУЛЬТАТЫ КОМПЬЮТЕРНЫХ ЧИСЛЕННЫХ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Полученные результаты по оценке погрешности дискретизации разностных схем (4)–(8) и (10) подтверждены при моделировании установившихся режимов в генераторе Ван дер Поля [1], в модель которого введена кубическая нелинейность для затягивания переходного процесса. Как свидетельствуют результаты компьютерных экспериментов, погрешность в определении переменных состояния рассмотренной модели отсутствует, а погрешность определения периода колебаний вполне согласуется с аналитическим выражением (9) для разных значений параметра *k*.

Для убедительного подтверждения правомочности полученных результатов проводился анализ высокодобротных генераторных схем [7] с длительными переходными процессами.

В качестве первого примера рассматривалась модель кварцевого генератора, схема которого показана на рис. 1.

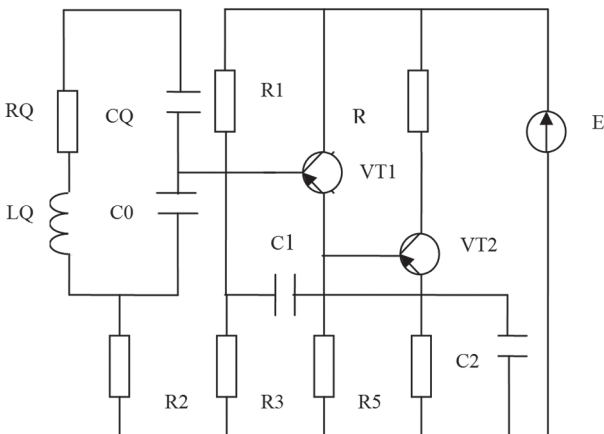


Рис. 1. Схема кварцевого генератора

Для этой схемы вектор переменных состояния представлен в виде

$$X(9) = \{U_{CQ}, J_{LQ}, U_{C0}, U_{C1}, U_{CK2}, U_{CE1}, U_{CK2}, U_{CE2}, U_{C2}\}.$$

Добротность схемы составляет 1.5×10^6 . Переходный процесс настолько затяжной, что

требовалось применение алгоритмов ускорения [7] для определения установившегося режима, поскольку после расчета первых трех периодов требуется проведение более 20 итераций по Ньютону на каждом шаге интегрирования, что приводит к существенным временным затратам на проведение расчета. Применение же алгоритмов ускорения позволило определить установившийся режим за 13 экстраполяций. При этом требуется проведение 3-4 итераций по Ньютону для достижения установившегося режима с точностью 10^{-10} . Анализ переходного процесса показывает, что выигрыш во времени расчета составляет более двух порядков по сравнению с расчетом без ускорения. Шаг расчета отвечал 209 отсчетам на каждом периоде расчета. Устойчивому режиму соответствуют следующие значения периода и амплитуд колебаний:

$$\begin{aligned} T &= 2.0807823 \cdot 10^{-7}; \\ X_1 &= 2 \cdot 10^{-9}; \quad X_2 = -0.00266651262; \\ X_3 &= 1.7499755432; \\ X_4 &= 1.1051242378; \quad X_5 = 6.8712539891; \\ X_6 &= 0.5982940334; \quad X_7 = 6.2893474619; \\ X_8 &= 0.4881468158; \quad X_9 = 0.6422128153. \end{aligned}$$

Для оценки погрешности в определении характеристик установившегося режима шаг дискретизации уменьшался в два раза, и снова проводился численный эксперимент. Как следует из полученных результатов, погрешность в определении периода колебаний может быть определена по формуле

$$\delta T = 3,3 \cdot \frac{h^2}{T^2},$$

при использовании метода трапеций, что вполне согласуется с ранее приведенным результатом и формулой (9) при использовании комбинаций разного порядка *k* для проведения дискретизации.

При проведении расчета для транзисторов использовалась модель Эберса – Мола. Расчет проводился при выборе таких значений параметров схемы:

$$\begin{aligned} R_X &= 10 \text{ мОм}; \quad R_Q = 20 \text{ Ом}; \quad R_1 = 68 \text{ кОм}; \\ R_2 &= 20 \text{ Ом}; \quad R_3 = 10 \text{ кОм}; \quad R_4 = 47 \text{ Ом}; \quad R_5 = 1.2 \text{ кОм}; \\ C_Q &= 0,0010132118; \quad C_0 = 3 \text{ пФ}; \quad C_1 = 470 \text{ пФ}; \\ C_2 &= 470 \text{ пФ}; \quad L = 1.0322536 \text{ Гн}; \quad E = 8 \text{ В}. \end{aligned}$$

В качестве нулевого приближения выбраны значения переменных, которые получены из расчета по постоянному току:

$$\begin{aligned} X_1 &= 1700; \quad X_2 = 0.00168; \quad X_3 = 4.56; \quad X_4 = 0.324; \\ X_4 &= 3.67; \quad X_6 = 0.394; \quad X_7 = 3.36; \quad X_8 = 0.0025; \\ X_9 &= 4.25, \end{aligned}$$

Для этой схемы вектор переменных состояния представлен

$$X(9) = \{U_{CQ}, J_{LQ}, U_{C0}, U_{C1}, U_{CK2}, U_{CE1}, U_{CK2}, U_{CE2}, U_{C2}\}.$$

Отметим, что полученные результаты расчета модели кварцевого генератора с точностью до 10^{-12} совпадают с результатами, приведенными в работе [13]. В этой работе экстраполяционный алгоритм, основанный на реализации процедуры автоматического выбора шага интегрирования,

обеспечил сходимость к установившемуся режиму за 4 экстраполяции. Но преимущество предлагаемой процедуры ускорения [7] в отсутствие необходимости задания периода колебаний и уменьшения на один порядок размерности матрицы перехода состояний существенно расширяет область его сходимости.

При использовании формулы (8) процесс вычислений сходится без применения алгоритмов ускорения, что является подтверждением расширения области сходимости предложенного класса комбинационных методов. При этом повышается точность расчета, что требует минимальных временных затрат для получения установившегося режима.

Этот вывод подтвержден также исследованием генераторных схем с высокой добротностью, которые описываются дифференциальными уравнениями 18 порядка, а также консервативных систем, представляющих собой длинную линию из 15 LC контуров.

ВЫВОДЫ

Предложен итерационный подход, который позволил построить класс численных методов, позволяющих минимизировать погрешность дискретизации.

При анализе консервативных систем, в которых отсутствуют потери энергии, исследовании радиотехнических устройств с высокой добротностью, расчете систем с длительными переходными процессами, поиске периодических режимов в системах со сложной динамикой представляется целесообразным использование разностной формулы (10), которая с точностью до членов второго порядка малости обеспечивает отсутствие погрешности вычислений при определении как амплитуды, так и периода колебаний.

Полученные комбинации численных методов (4–8) при произвольном $k > 1$ и комбинация (10) обладают свойством A -устойчивости.

Использование разностной схемы (10) при построении дискретных моделей в программах компьютерного анализа радиоэлектронных систем повысит их эффективность и обеспечит надежность их работы.

Литература:

[1] Андронов А. А., Вит А. А., Хайкин С. Е. Теория колебаний. – М.: Наука, 1981. – 400 с.
 [2] Бутенин Н.В., Неймарк Ю.И., Фуфаев Н.А. Введение в теорию нелинейных колебаний. – М.: Наука, 1976. – 354 с.
 [3] Ван-дер-Поль. Нелинейная теория электрических цепей. – М.: Связь, 1935. – 186 с.
 [4] Видаль П. Нелинейные импульсные системы. – М.: Энергия, 1974. – 336 с.
 [5] Динамика одномерных отображений / А.Н. Шарковский, С.Ф. Коляда, А.Г. Сивак, В.В. Федоренко. – Киев: Наук. думка, 1989. – 216 с.
 [6] Заяц В.М. Построение и анализ модели дискретной колебательной системы // Кибернетика и системный анализ. – 2000. – С. 161-165.

[7] Заяць В.М. Дискретні моделі дискретних коливних систем для аналізу їх динаміки. – Львів: В-во УАД. – 2011. – 284 с.
 [8] Заяць В.М. Приведення неперервної автоколивної системи до дискретної моделі та спрощення її аналізу // Відбір і обробка інформації. – 2005. – Вип. 23 (99). – С. 35-39.
 [9] Ивахненко А.Г. Непрерывность и дискретность. – К.: Наукова думка. – 1990. – 146 с.
 [10] Сигорский В.П., Коляда Ю.В., Колодницкий Н.М. Проблемно-адаптивные процедуры численного анализа моделей динамических систем (обзор) // Теоретическая электротехника. – 1990. – Вып. 49. – С. 3-9.
 [11] Синицкий Л.А., Шмигельский Я.А. Методы синтеза автогенераторов с многими периодическими режимами с разными частотами и сменой формы колебаний // Теоретична електротехніка. – 2004. – Вип. 57. – С. 153-158.
 [12] Синицкий Л.А. Качественные изменения непрерывных динамических систем при дискретизации во времени и пространстве // Доклад на Меж. семинаре „Нелинейные цепи и сигналы”. – Москва, 1992. – Т. 1. – С. 145-154.
 [13] Синицкий Л.А., Фельштын О.И. Об ускоренном поиске периодических режимов в автономных системах // Теоретическая электротехника. – 1985. – Вып. 39. – С. 93-103.
 [14] Шарковский А.Н., Майстренко Ю.Л., Романенко Е.Ю. Разностные уравнения и их приложения. – К.: Наукова думка, 1986. – 280 с.
 [15] Шустер Г. Детерминированный хаос: Введение: Пер. с англ. – М.: Мир, 1988. – 240 с.
 [16] Lychak M.M. Elements of the theory of state of chaos and its application Journal of Automation and information Sciences. – 2003. – № 9. – P. 43-52.
 [17] Чуа Л.О., Пен-Мин Лин. Машинный анализ электронных схем (алгоритмы и вычислительные методы). – М.: Энергия, 1980. – 640 с.
 [18] Stefan P. A theorem of Sharcovskii on existence of period orbits of continuous endomorphism of the real line // Commun. Math. Phys. – 1977. – Vol. 54. – P. 237-248.
 [19] Zayats V. Chaos searching algorithm for second order oscillatory system // Proc. International Conf. “TCSET – 2002”. – Lviv-Slavsk. – 2002. – P. 97-99.
 [20] Zayats V. Dynamical regimes classification of discrete oscillatory system // Pros. International Conf. “The experience of designing and application of CAD systems in microelectronics”. – Lviv. – Slavsk. – 2003. – P. 157-158.
 [21] Zayats V. Comparative characteristic objects and regimes of discrete nature models // Proc. International conf. TCSET’2004. – Lviv. – 2004. – P. 84-85.

Поступила в редколлегию 11.09.2012

Зяец Василий Михайлович, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры общей экологии и экоинформационных систем НУ “Львівська політехніка”. Область научных интересов: информатика и электроника, математическое и компьютерное моделирование, распознавание и идентификация систем со сложной динамикой.



УДК 621. 372:621.314

Ітераційний підхід до мінімізації похибки числових методів при аналізі високодобротних генераторів з тривалими перехідними процесами // В.М. Заяць / Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2012. — Том 11. № 3. — С. 395–400.

Запроновано ітераційний підхід до мінімізації похибки дискретизації чисельних методів другого порядку, що базується на методі Лінігера — Уїлаббі. Сутність підходу полягає у визначенні поправок до явного і неявного методів Ейлера в той момент часу, коли ці вклади еквівалентні. Підтверджено поліпшення часових і точнісних характеристик процесу обчислень при розрахунку кварцових генераторів 9 порядку, автоколиливних систем 18 порядку з тривалими перехідними процесами, консервативних систем без втрат 30 порядку.

Ключові слова: ітераційний підхід, числові методи, похибка дискретизації, високодобротні генератори, перехідні процеси, усталені режими.

Л.: 02. Бібліогр.: 21 найм.

UDC 621. 372:621.314

Iterative approach to minimizing the error of numerical methods at the analysis of high-Q oscillators with long transients / V. M. Zayats // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2012. Vol. 11. № 3. — P. 395–400.

The paper suggest an iterative approach to minimizing the error of discretization for numerical second order methods which is based on the Linigera – Uilabbi methods. The essence of the approach consists in defining amendments to the explicit and implicit Euler's method at the time when these contributions are equivalent. Improvement of time and accuracy characteristics of the computation process in quartz order 9 generators, autovibration 18th order systems with long transition processes and conservative lossless 30th order systems are confirmed.

Keywords: iterative approach, numerical methods, discretization error, high-Q oscillators, transients, steady state.

Fig.: 02. Ref.: 21 items.

УДК 621.372.812

ИЗМЕРИТЕЛИ КОМПЛЕКСНЫХ ПАРАМЕТРОВ ВОЛНОВОДНЫХ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ ДВУХКАНАЛЬНОГО ДВУХДЕТЕКТОРНОГО ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

И.Л. АФОНИН, И.В. ЛАЩЕНКО, П.А. БУГАЁВ

Рассматриваются измерители комплексного коэффициента отражения и комплексного коэффициента передачи, построенные на основе двухканального двухдетекторного волноводно-щелевого преобразователя. Исключается влияние на результат измерения мешающего воздействия собственных констант СВЧ части прибора путем проведения предложенных калибровочных операций.

Ключевые слова: комплексный коэффициент передачи, комплексный коэффициент отражения, двухканальный двухдетекторный волноводно-щелевой преобразователь.

ВВЕДЕНИЕ

Разработке измерителей комплексных коэффициентов отражения (ККО) и передачи (ККП) волноводных устройств для различных направляющих систем всегда уделялось и продолжает уделяться большое внимание. При этом комплексные параметры определяют качественные показатели антенно-волноводных трактов радиотехнических систем и радиоизмерительных приборов, и от их состояния зависит качество и самих систем, и средств измерения.

Современные методы исследования волноводных трактов подразумевают расчленение тракта на простые элементы, определение характеристик элементов и решение задачи расчета параметров волноводного тракта через характеристики элементов [1]. Существует два подхода при решении подобных задач:

- с позиций электродинамической теории [2],
- с позиций теории линейных цепей [3].

Электродинамические методы предполагают решение уравнений Максвелла и решают задачи расчета волноводного тракта, содержащих несколько элементов или неоднородностей. В основе методов теории линейных цепей лежат законы Кирхгофа. Волноводные тракты могут быть описаны уравнениями, связывающими падающие и отраженные волны, действующие на входах (выходах) тракта. Для волноводных трактов с большим количеством элементов широкое распространение получили параметры рассеяния (S -параметры и параметры проводимости Y -параметры).

Широкое распространение параметров рассеяния для исследования волноводных трактов обусловлено тем, что они могут быть непосредственно измерены и имеют ясный физический смысл. Например, элемент волноводного тракта (четыреполюсник) полностью характеризуется волновой матрицей рассеяния

$$[\dot{S}] = \begin{bmatrix} \dot{S}_{11} & \dot{S}_{12} \\ \dot{S}_{21} & \dot{S}_{22} \end{bmatrix},$$

где \dot{S}_{11} , \dot{S}_{22} — ККО входа и выхода, \dot{S}_{12} , \dot{S}_{21} — ККП в прямом и обратном направлениях.

Как видно из приведенного выше выражения, параметры с одинаковыми индексами \dot{S}_{ii} являются комплексными коэффициентами отражения, а с разными индексами \dot{S}_{ij} — комплексными коэффициентами передачи из плеча j в плечо i .

Квадраты модулей коэффициентов $|\dot{S}_{ij}|^2$ показывают часть отраженной ($i = j$) или прошедшей ($i \neq j$) мощности при единичной мощности на входе элемента. Параметры рассеяния определяются при согласованном режиме работы всех входов устройства. Если какой-либо вход или группа входов волноводного тракта нагружены на рассогласованные нагрузки, то имеем дело уже с новым устройством с другими параметрами рассеяния.

Параметры проводимости не имеют такого ясного физического смысла. На СВЧ можно достаточно просто измерить только Y -параметры с одинаковыми индексами, обеспечив на всех входах, кроме измеряемого, режим короткого замыкания. При этом параметр Y_{ii} можно рассматривать как входную проводимость [4].

Таким образом, волноводный тракт, например, в режиме передачи, можно рассматривать как систему в виде нагруженных на генератор n элементов. При этом элементы, входящие в тракт между генератором и антенной, будем рассматривать в виде обобщенных четырехполюсников с матрицами рассеяния $[\dot{S}_{mn}]_i$, расположенных на расстоянии l_i друг от друга, а антенну как оконечный двухполюсник. Аналогично можно рассматривать и работу волноводного тракта в режиме приема.

Волноводный тракт должен быть хорошо согласован, т.е. коэффициент отражения от его входа должен быть минимальным. Увеличение же коэффициента отражения приводит к таким нежелательным явлениям:

— уменьшению коэффициента полезного действия тракта η [5]

$$\eta = e^{-2\alpha l} \frac{1 - \Gamma_H^2}{1 - \Gamma_H^2 e^{-4\alpha l}},$$

где l — длина волноводного тракта; α — коэффициент затухания; Γ_H — модуль комплексного коэффициента отражения;

— нестабильности уровня мощности и частоты генератора. При согласовании тракта, т.е. в случае, когда сопротивление нагрузки Z_H равно волновому сопротивлению ρ , коэффициент отражения равен нулю. В случае несогласованной нагрузки входное сопротивление в конце тракта равно

$$Z_H = \rho \frac{1 + \dot{\Gamma}_H}{1 - \dot{\Gamma}_H}.$$

Реактивная составляющая сопротивления влияет на частоту генератора (например, магнетрона [6]), а отличие активной составляющей от волнового сопротивления приводит к изменению мощности;

— возможности пробоя линии передачи [7]

$$E_{\max} = \sqrt{\frac{4PZ_c}{ab}} (1 + \Gamma_H),$$

где P — мощность в тракте; Z_c — характеристическое сопротивление волновода; a и b — поперечные размеры волновода; E_{\max} — максимальная амплитуда напряженности электрического поля в волноводе.

В пучностях напряженности падающей E_n и отраженной E_o волн складываются, т.е. $E_{\max} = E_n + E_o$. Следовательно, возможность пробоя волноводного тракта в этих местах возрастает;

— искажению сигнала за счет возникновения высших типов волн на неоднородностях тракта.

Таким образом, параметр согласования входа и выхода элемента может быть выбран в качестве основного, несущего информацию о состоянии волноводного тракта в любой момент времени.

В работе приводятся результаты исследований измерителя комплексного коэффициента передачи и комплексного коэффициента отражения. Измерители реализованы на основе калибруемого двухканального двухдетекторного волноводно-щелевого преобразователя (ДДВЩП) (рис. 1).

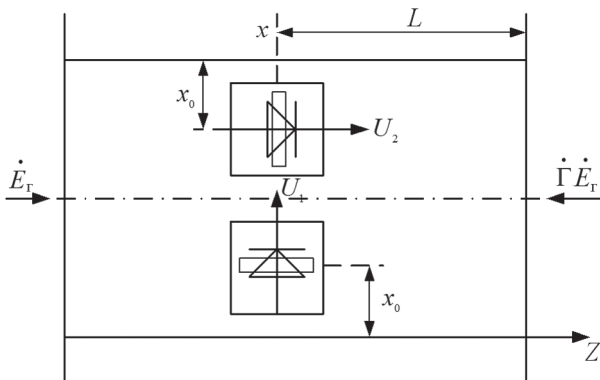


Рис. 1. Щели связи двухдетекторного волноводно-щелевого преобразователя

ДДВЩП выполнен на базе двух отрезков волновода прямоугольного сечения с прорезанными в их широких стенках по паре щелей, связывающих волноводы детекторных головок (датчиков мощности) с волноводами измерительного тракта. Одна из щелей — поперечная, другая — продольная. Центры щелей связи расположены в одной поперечной плоскости. Фазовый сдвиг между ответвляемыми волнами (электрическое расстояние) равен 90° на любой частоте диапазона волновода. Датчики мощности построены на отрезках прямоугольных запердельных волноводов, установленных торцом на отрезках волноводов измерительного тракта. Диоды СВЧ расположены симметрично относительно концов отрезков, расположенных между базовыми волноводами, возбуждаются электрической составляющей поля и находятся в ее максимуме (в центре широких стенок запердельных волноводов).

1. ИЗМЕРИТЕЛЬ КОМПЛЕКСНОГО КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ

Функциональная схема измерителя приведена на рис. 2 [8:]

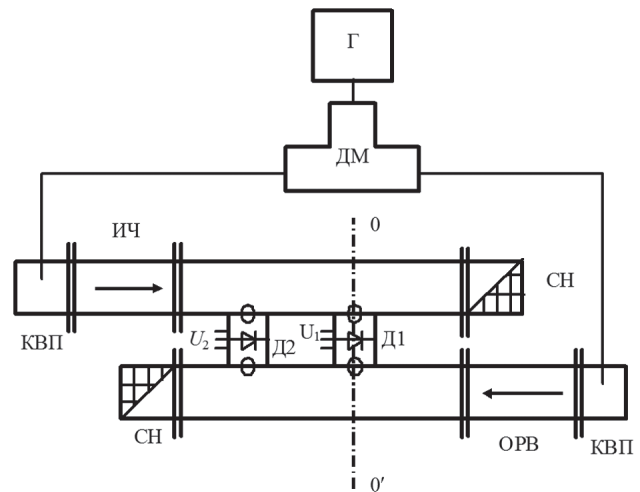


Рис. 2. Функциональная схема измерителя ККП четырехполюсника: Γ — генератор СВЧ; КВП — коаксиально-волноводный переход; Д1, Д2 — детекторные головки; ДМ — делитель мощности; ОРВ — отрезок регулярного волновода; ИЧ — исследуемый четырехполюсник; СН — согласованная нагрузка

Сигнал от генератора СВЧ с дискретной электронной перестройкой частоты через делитель мощности и коаксиально-волноводные переходы поступает в измерительный и опорный каналы, нагруженные согласованными нагрузками. В измерительный канал включается исследуемый четырехполюсник. Двухканальный двухдетекторный волноводно-щелевой преобразователь связан с помощью щелей как с измерительным, так и с опорным каналами. Фазовый сдвиг между сигналами, ответвляемыми щелями в волноводы датчиков мощности Д1 и Д2, равен 90° . Опорная плоскость $0 - 0'$, проходящая

через центры щелей связи детекторной головки Д1, равноудалена от боковых плеч делителя мощности. Поэтому сдвиг фаз между опорной и измерительной волнами равен фазовому сдвигу ψ , вносимому исследуемым четырехполюсником [9].

В результате интерференции волн, ответвляемых как из опорного, так и измерительного каналов в детекторные головки (датчики мощности), напряжения U_1 и U_2 , снимаемые с диодов СВЧ, определяются соотношениями:

$$U_1 = k_{10}^2 E_r^2 + k_{1и}^2 E_r^2 T^2 + 2k_{10}k_{1и} E_r^2 T \cos \psi; \quad (1)$$

$$U_2 = k_{20}^2 E_r^2 + k_{2и}^2 E_r^2 T^2 - 2k_{20}k_{2и} E_r^2 T \cos \psi, \quad (2)$$

где k_{10} , $k_{1и}$, k_{20} , $k_{2и}$ — модули комплексных коэффициентов передачи детекторных головок Д1 и Д2 со стороны опорного и измерительного каналов, соответственно; E_r — модуль комплексной амплитуды волны генератора; T — модуль ККП исследуемого четырехполюсника; ψ — фазовый сдвиг, вносимый исследуемым четырехполюсником.

Уравнения (1) и (2) представляют собой математическую модель измерителя комплексного коэффициента передачи.

Вследствие квадратичного детектирования, напряжение U_1 , снимаемое с диода головки Д1, равно сумме квадратов модулей комплексных амплитуд волн, ответвленных из опорного — $k_{10}^2 E_r^2$ и измерительного — $k_{1и}^2 E_r^2 T^2$ каналов, плюс удвоенное произведение модулей на косинус сдвига фаз. Аналогично определяется и напряжение U_2 ; только знак минус перед удвоенным произведением модулей обусловлен тем, что сдвиг фаз между ответвляемыми волнами изменился на 180° .

Измеренные значения напряжений с детекторных головок зависят от параметров исследуемого четырехполюсника — T и ψ и собственных эквивалентных констант микроволновой части измерителя. Для решения системы уравнений (1) и (2) относительно T и ψ сначала необходимо определить эти константы. Определение собственных констант осуществлено в результате проведения двух калибровочных операций.

Первая калибровочная операция. От измерительного канала отсоединяется КВП, к нему подсоединяется согласованная нагрузка. На диоды головок поступают волны, ответвленные только из опорного канала. Выражения для напряжений с диодов головок $U_{1к1}$ и $U_{2к1}$ в этом случае имеют вид:

$$U_{1к1} = k_{10}^2 E_r^2, \quad U_{2к1} = k_{20}^2 E_r^2. \quad (3)$$

Вторая калибровочная операция. От опорного канала отсоединяется КВП, к которому подсоединяется согласованная нагрузка. На диоды головок поступают волны, ответвленные только из измерительного канала. При этом вместо

исследуемого четырехполюсника в измерительный канал подключается равный ему по длине отрезок регулярного волновода ($T = 1$). Вторые калибровочные уравнения имеют вид:

$$U_{1к2} = k_{1и}^2 E_r^2, \quad U_{2к2} = k_{2и}^2 E_r^2. \quad (4)$$

Как легко заметить, константа — $2k_{10}k_{1и} E_r^2$ в третьем члене уравнения (1) равна

$$2k_{10}k_{1и} E_r^2 = 2\sqrt{k_{10}^2 E_r^2 k_{1и}^2 E_r^2} = 2\sqrt{U_{1к1} U_{1к2}}. \quad (5)$$

Константа — $2k_{20}k_{2и} E_r^2$ в третьем члене уравнения (2) равна

$$2k_{20}k_{2и} E_r^2 = 2\sqrt{k_{20}^2 E_r^2 k_{2и}^2 E_r^2} = 2\sqrt{U_{2к1} U_{2к2}}. \quad (6)$$

Таким образом, в результате проведения двух калибровочных операций определены присутствующие в уравнениях (1) и (2) собственные константы микроволновой части измерителя, и эти уравнения могут быть предоставлены с учетом (3) ... (6) в следующем виде:

$$U_1 = U_{1к1} + U_{1к2} T^2 + 2\sqrt{U_{1к1} U_{1к2}} T \cos \psi, \quad (7)$$

$$U_2 = U_{2к1} + U_{2к2} T^2 - 2\sqrt{U_{2к1} U_{2к2}} T \cos \psi. \quad (8)$$

Из полученных уравнений определяются неизвестные величины T^2 и $T \cos \psi$.

Для определения T^2 величину $T \cos \psi$ находим из (7) и подставляем ее в (8):

$$T = \frac{\frac{U_1 - U_{1к1}}{2\sqrt{U_{1к1} U_{1к2}}} + \frac{U_2 - U_{2к1}}{2\sqrt{U_{2к1} U_{2к2}}}}{\sqrt{\frac{U_{1к2}}{2\sqrt{U_{1к1} U_{1к2}}} + \frac{U_{2к2}}{2\sqrt{U_{2к1} U_{2к2}}}}}. \quad (9)$$

Перепишем (7) относительно ψ и, подставив T , находим значение аргумента комплексного коэффициента передачи

$$\psi = \arccos \left(\frac{U_1 - U_{1к1} - U_{1к2} T^2}{2\sqrt{U_{1к1} U_{1к2}} T} \right). \quad (10)$$

Таким образом, для определения модуля и аргумента ККО необходимо измерить сигналы с датчиков мощности при подключении к ДДВЩП исследуемого устройства и при проведении калибровок.

2. ИЗМЕРИТЕЛЬ КОМПЛЕКСНЫХ ПАРАМЕТРОВ СВЧ УСТРОЙСТВ

В практике микроволновых измерений часто встречается необходимость аттестации четырехполюсников по всем четырем комплексным параметрам — комплексным коэффициентам отражения и передачи входа и выхода устройства. В большинстве случаев измерение одного параметра осуществляется на одном приборе, другого — на другом. Это усложняет процесс измерения, удорожает его, так как не всегда в наличии

имеется соответствующая аппаратура. Поэтому представляется весьма целесообразной и актуальной разработка прибора, позволяющего измерять как ККО, так и ККП [10].

Прибор может быть реализован на любом типе волновода, в том числе и на базе плоского металлодиэлектрического волновода. Основным структурным элементом, как и в вышерассмотренном измерителе комплексного коэффициента передачи, является калибруемый двухканальный двухдетекторный волноводно-щелевой преобразователь.

Функциональная схема измерителя приведена на рис. 3.

Измеритель состоит из ПЭВМ 1, устройства сопряжения 2, СВЧ генератора с дискретной перестройкой частоты 3, двухканального двухдетекторного волноводно-щелевого преобразователя (ДВЩП) 4, исследуемого элемента или устройства ИУ 5, U -образного 180° -го изгиба 6, отрезка регулярного волновода 7 и согласованной нагрузки СН 8.

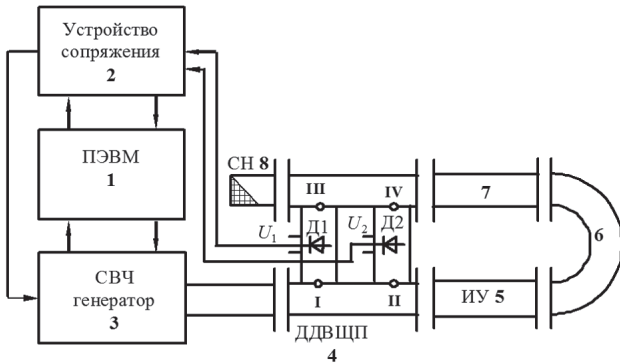


Рис. 3. Функциональная схема измерителя

Двухканальный двухдетекторный волноводно-щелевой преобразователь состоит из двух отрезков прямоугольного волновода, связанных между собой двумя отрезками запердельных волноводов с симметрично расположенными в них СВЧ диодами, которые возбуждаются двумя идентичными парами щелей связи I — III и II — IV. Верхний канал нагружен согласованной нагрузкой 8. Исследуемый четырехполюсник подключается между каналами преобразователя с помощью U -образного 180° -го изгиба 6. Центры продольных щелей I, III и поперечных — II и IV находятся в одной поперечной плоскости. Однако для наглядности изображения детекторные головки Д1 и Д2 на рисунке разнесены на электрическое расстояние, соответствующее 90° сдвигу волн между ними. Измеритель может работать как в режиме измерения комплексного коэффициента отражения, так и в режиме измерения комплексного коэффициента передачи.

На вход одного из волноводов двухдетекторного ВЩП поступает СВЧ сигнал от генератора с электронной дискретной перестройкой частоты. К выходному фланцу этого волновода подключается исследуемый четырехполюсник, модуль Γ и

аргумент φ ККО, а также модуль T и аргумент ψ (ККП) которого подлежат определению. Сигналы с датчиков мощности ВЩП через устройство сопряжения поступают на компьютер, где они обрабатываются, а результаты измерения Γ и φ , T и ψ отображаются на экране дисплея.

2.1 Исследование измерителя комплексных параметров в режиме измерения модуля и фазы ККО

При измерении комплексного коэффициента отражения к выходу исследуемого четырехполюсника присоединяется согласованная нагрузка.

Рассмотрим работу измерителя ККО для случая, когда выход генератора идеально согласован. В соответствии с математической моделью двухдетекторного ВЩП, учитывая 90° фазовый сдвиг между волнами, ответвляемыми щелями, и квадратичное детектирование СВЧ сигналов диодами датчиков мощности, выражения для напряжений, снимаемых с диодов, имеют вид:

$$\begin{aligned} U_1 &= k_1 E_r^2 \left(1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos \left(\varphi + \frac{4\pi L}{\lambda_B} \right) \right); \\ U_2 &= k_2 E_r^2 \left(1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \cos \left(\varphi + \frac{4\pi L}{\lambda_B} \right) \right), \end{aligned} \quad (11)$$

где k_1, k_2 — коэффициенты передачи детекторных головок; E_r^2 — квадрат модуля комплексной нормированной амплитуды волны генератора; L — расстояние от центра щелей связи до выходного фланца; λ_B — длина волны в волноводе.

Сигналы с диодов несут информацию о модуле Γ и аргументе φ ККО. Однако из-за множителей $k_1 E_r^2$ и $k_2 E_r^2$, которые неизвестны, решение уравнений (11) невозможно. Величины этих множителей можно определить, если провести калибровку измерителя по согласованной нагрузке, для которой $\Gamma = 0$. При этом получим два калибровочных уравнения:

$$U_{1к} = k_1 E_r^2; \quad U_{2к} = k_2 E_r^2. \quad (12)$$

Совместное решение измерительных (11) и калибровочных (12) уравнений позволяет определить модуль и аргумент ККО исследуемого устройства. Разделив U_1 и U_2 на $U_{1к}$ и $U_{2к}$ соответственно, получим:

$$\begin{aligned} \frac{U_1}{U_{1к}} &= 1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos \left(\varphi + \frac{4\pi L}{\lambda_B} \right); \\ \frac{U_2}{U_{2к}} &= 1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \cos \left(\varphi + \frac{4\pi L}{\lambda_B} \right), \end{aligned} \quad (13)$$

откуда

$$\begin{aligned} \Gamma &= \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{U_1}{U_{1к}} + \frac{U_2}{U_{2к}} \right) - 1}; \\ \varphi &= \arccos \left(\frac{\frac{1}{4} \left(\frac{U_1}{U_{1к}} - \frac{U_2}{U_{2к}} \right)}{\sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{U_1}{U_{1к}} + \frac{U_2}{U_{2к}} \right) - 1}} \right) - \frac{4\pi L}{\lambda_B}. \end{aligned}$$

Таким образом, для определения модуля и аргумента ККО необходимо измерить сигналы с датчиков мощности при подключении к ВЩП исследуемого устройства и согласованной нагрузки.

2.2 Исследование измерителя комплексных параметров в режиме измерения модуля и фазы ККП

Сигнал от генератора 3, пройдя через исследуемое устройство 5, поступает в верхний канал ДДВЩП 4. На диоды СВЧ щелями связи, прорезанными в широкой стенке верхнего волновода, ответвляются сигналы пропорциональные амплитуде прошедшей волны. Кроме того, при работе измерителя в данном режиме на диоды датчиков мощности воздействуют еще два СВЧ сигнала: один пропорциональный амплитуде падающей волны, другой — отраженной.

Рассмотрим работу измерителя ККП для идеализированного случая, когда выход генератора идеально согласован.

Выражения для напряжений U_{1T} и U_{2T} , снимаемых с диодов, имеют вид:

$$U_{1T} = k_1 E_r^2 (1 + \Gamma^2 + T^2 + 2\Gamma \cos \varphi + 2T \cos \psi + 2\Gamma T \cos(\varphi - \psi)); \quad (14)$$

$$U_{2T} = k_2 E_r^2 (1 + \Gamma^2 + T^2 - 2\Gamma \cos \varphi - 2T \cos \psi + 2\Gamma T \cos(\varphi - \psi)), \quad (15)$$

где U_{1T} , U_{2T} — напряжения, снимаемые с диодов детекторных головок при измерении модуля и аргумента коэффициента передачи; T и ψ — модуль и аргумент ККП исследуемого четырехполюсника.

Совместное решение измерительных (14), (15) и калибровочных (12) уравнений позволяет исключить множители $k_1 E_r^2$ и $k_2 E_r^2$. Измерительные уравнения приобретают вид:

$$\frac{U_{1T}}{U_{1к}} = 1 + \Gamma^2 + T^2 + 2\Gamma \cos \varphi + 2T \cos \psi + 2\Gamma T \cos(\varphi - \psi); \quad (16)$$

$$\frac{U_{2T}}{U_{2к}} = 1 + \Gamma^2 + T^2 - 2\Gamma \cos \varphi - 2T \cos \psi + 2\Gamma T \cos(\varphi - \psi). \quad (17)$$

Учитывая (13), имеем

$$\frac{U_1}{U_{1к}} = 1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos \varphi; \quad (18)$$

$$\frac{U_2}{U_{2к}} = 1 + \Gamma^2 - 2\Gamma \cos \varphi, \quad (19)$$

где $\frac{U_1}{U_{1к}}$, $\frac{U_2}{U_{2к}}$ — результаты измерений сигналов с датчиков мощности при работе измерителя в режиме измерения ККО, уравнения (16) и (17) с учетом (18) и (19) приобретают вид:

$$\frac{U_{1T}}{U_{1к}} = \frac{U_1}{U_{1к}} + T^2 + 2T \cos \psi + 2\Gamma T \cos(\varphi - \psi);$$

$$\frac{U_{2T}}{U_{2к}} = \frac{U_2}{U_{2к}} + T^2 - 2T \cos \psi + 2\Gamma T \cos(\varphi - \psi).$$

Поскольку модуль и аргумент ККО уже измерены, неизвестными в этих двух уравнениях являются модуль T и аргумент ψ ККП. Для их определения преобразуем уравнения путем их суммирования и вычитания, т.е.

$$\left(\frac{U_{1T}}{U_{1к}} - \frac{U_1}{U_{1к}}\right) + \left(\frac{U_{2T}}{U_{2к}} - \frac{U_2}{U_{2к}}\right) = 2T^2 + 4\Gamma T \cos(\varphi - \psi); \quad (20)$$

$$\left(\frac{U_{1T}}{U_{1к}} - \frac{U_1}{U_{1к}}\right) - \left(\frac{U_{2T}}{U_{2к}} - \frac{U_2}{U_{2к}}\right) = 4T \cos \psi. \quad (21)$$

Для сокращения записи введем обозначения левых частей уравнений:

$$\left(\frac{U_{1T}}{U_{1к}} - \frac{U_1}{U_{1к}}\right) + \left(\frac{U_{2T}}{U_{2к}} - \frac{U_2}{U_{2к}}\right) = M;$$

$$\left(\frac{U_{1T}}{U_{1к}} - \frac{U_1}{U_{1к}}\right) - \left(\frac{U_{2T}}{U_{2к}} - \frac{U_2}{U_{2к}}\right) = H.$$

Константы M и H подставим в уравнения (20) и (21) и проведем их преобразование:

$$M = 2\Gamma^2 \cos^2 \psi + 2T^2 \sin^2 \psi + 4\Gamma T \cos \varphi \cos \psi + 4\Gamma T \sin \varphi \sin \psi;$$

$$T \cos \psi = \frac{H}{4}; \quad (22)$$

или

$$M = \frac{H^2}{8} + 2T^2 \sin^2 \psi + H\Gamma \cos \varphi + 4\Gamma T \sin \varphi \sin \psi. \quad (23)$$

Уравнение (23) имеет одну неизвестную величину — $T \sin \psi$. Перепишем это уравнение в виде

$$T^2 \sin^2 \psi + 2\Gamma T \sin \varphi \sin \psi + \frac{H^2}{16} + \frac{H\Gamma \cos \varphi}{2} - \frac{M}{2} = 0.$$

Решение уравнения дает

$$(T \sin \psi)_{1,2} = -\Gamma \sin \varphi \pm \sqrt{\Gamma^2 \sin^2 \varphi - \frac{H^2}{16} + \frac{H\Gamma \cos \varphi}{2} - \frac{M}{2}}. \quad (24)$$

Единственность решения уравнения (24) определяется конкретными значениями найденных параметров: Γ , φ , H , M . Обозначим правую часть равенства (24) символом P , то есть

$$T \sin \psi = P = -\Gamma \sin \varphi \pm \sqrt{\Gamma^2 \sin^2 \varphi - \frac{H^2}{16} + \frac{H\Gamma \cos \varphi}{2} - \frac{M}{2}}. \quad (25)$$

Учитывая (22) и (25), модуль T ККП равен

$$T = \sqrt{T^2 \cos^2 \psi + T^2 \sin^2 \psi} = \sqrt{\frac{H^2}{16} + P^2}.$$

При этом фаза ψ ККП определяется соотношением

$$\psi = \arctg\left(\frac{4P}{H}\right).$$

Таким образом, измеритель, построенный на основе двухканального двухдетекторного волноводно-щелевого преобразователя, позволяет измерять не только модуль и фазу ККО, но и модуль, и фазу комплексного коэффициента передачи исследуемого четырехполюсника.

ВЫВОДЫ

В результате приведенных в статье исследований можно сделать следующие выводы:

Предложен и разработан калибруемый двухдетекторный волноводно-щелевой преобразователь интерференционного типа, на основе которого созданы методы построения измерителей основных комплексных параметров микроволновых трактов.

Предложен и исследован метод построения калибруемого измерителя комплексного коэффициента передачи волноводных устройств на основе конструктивно простого двухканального двухдетекторного волноводно-щелевого преобразователя. Разработан алгоритм проведения калибровочных операций, позволивший определить по результатам измерения сигналов с датчиков мощности обобщенные собственные константы ВЩП и исключить их влияние на результат измерения модуля и аргумента ККП.

Разработаны и исследованы метод построения калибруемого измерителя комплексных параметров — ККО и ККП — на основе двухканального ВЩП. Предложенная процедура калибровок позволила определить и исключить влияние собственных констант микроволновой части прибора на результат измерения как комплексного коэффициента отражения, так и комплексного коэффициента передачи. Получены аналитические решения систем измерительных и калибровочных уравнений.

Литература

- [1] *Гимпилевич Ю.Б.* Измерение и контроль параметров микроволновых трактов / Ю.Б. Гимпилевич. — Севастополь: изд-во СевНТУ, 2009. — 293 с.
- [2] *Саламатин В.В.* Основы геометрической электродинамики волноводов прямоугольного сечения: учеб. пособие / В.В. Саламатин, И.Л. Афонин, С.Н. Бердышев. — Севастополь: изд-во СевНТУ, 2008. — 220 с.
- [3] *Головка Д.Б.* Основи метрології та вимірювань / Головка Д.Б., Рого К.Г., Скрипник Ю.О. — К.: Либідь, 2001. — 408 с.
- [4] Измерение параметров радиотехнических цепей / Абубакиров Б.А., Гудков К.Г., Нечаев Э.В. и др.; под ред. В.Г. Андрущенко, В.П. Фатеева. — М.: Радио и связь, 1984. — 248 с.
- [5] Микроволновые устройства телекоммуникационных систем / Згуровский М.З., Ильченко М.Е., Кравчук С.А. и др.; под ред. М.Е. Ильченко. — В 2-х томах. — К.: ІВЦ Видавництво Політехніка, 2003. — Т. 1. Распространение радиоволн. Антенны и частотно-избирательные устройства. — 456 с.;

Т. 2. Устройства передающего и приемного трактов. Проектирование устройств и реализация систем. — 616 с.

- [6] Методы измерения характеристик антенн СВЧ / Захарьев Л.Н., Леманский А.А., Турчин В.И. и др.; под ред. Н.М. Цейтлина. — М.: Радио и связь, 1985. — 385 с.
- [7] Микроволновая радиометрия физических и биологических объектов / Скрипник Ю.А., Яненко А.Ф., Манойлов В.Ф. и др.; под ред. Ю.А. Скрипника. — Житомир: Волинь, 2003. — 408 с.
- [8] *Бугаёв П.А.* Измеритель комплексного коэффициента передачи на основе двухканального двухдетекторного волноводно-щелевого преобразователя / П.А. Бугаёв, Ф.И. Афонин, И.В. Лашенко, И.Л. Афонин // Академія військово-морських сил імені П.С. Нахімова: зб. наук. пр. — Севастополь: АВМС ім. П.С. Нахімова, 2011. — Вип. 3 (7). — С. 76-82.
- [9] Пат. 99074 Україна, МПК2006.01 G 01 R 27/06. Вимірювач комплексного коефіцієнта передачі / Бугайов П.О., Афонін П.І., Боков Г.В., Лашенко І.В., заявник та патентовласник Севастопольський національний технічний університет. — № а201111330; заявл. 26.09.11; опубл. 10.07.12, Бюл. № 13.
- [10] *Бугаёв П.А.* Измеритель комплексных параметров СВЧ устройств на основе двухканального двухдетекторного волноводно-щелевого преобразователя / П.А. Бугаёв, Ф.И. Афонин, И.В. Лашенко, И.Л. Афонин // Академія військово-морських сил імені П.С. Нахімова: зб. наук. пр. — Севастополь: АВМС ім. П.С. Нахімова, 2011. — Вип. 4 (8). — С. 40-45.

Поступила в редколлегию 04.06.2012

Афонин Игорь Леонидович, профессор, доктор технических наук, профессор кафедры радиотехники и телекоммуникаций Севастопольского национального технического университета. Область научных интересов: судовое оборудование радиосвязи и радионавигации, контроль и диагностика параметров антенно-волноводных систем, радиоизмерительная техника микроволнового диапазона длин волн.



Лашенко Ирина Викторовна, доцент, кандидат технических наук, доцент кафедры радиотехники и телекоммуникаций Севастопольского национального технического университета. Область научных интересов: радиоизмерения в диапазоне СВЧ; радиоэлектронные системы защиты объектов и информации.



Бугаёв Павел Александрович, старший преподаватель кафедры судоводства и безопасности судоводства Севастопольского национального технического университета. Область научных интересов: судовое оборудование радиосвязи и радионавигации, контроль и диагностика параметров судовых антенно-волноводных систем.



УДК 621.372.812

Вимірники комплексних параметрів хвиеводних пристроїв на основі двоканального двохдетекторного хвиеводно-щілинного перетворювача / І.Л. Афонін, І.В. Лашенко, П.О. Бугайов // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. – Том 11. № 3. – С. 401–407.

Розглядаються вимірники комплексного коефіцієнта відбиття і комплексного коефіцієнта передачі, побудовані на основі двоканального двохдетекторного хвиеводно-щілинного перетворювача. Виключається вплив на результат вимірювання дії власних констант, що заважає, НВЧ частини приладу шляхом проведення запропонованих калібрувальних операцій.

Ключові слова: комплексний коефіцієнт передачі, комплексний коефіцієнт відбиття, двоканальний двохдетекторний хвиеводно-щілинний перетворювач.

Іл. 3. Бібліогр. 12 найм.

UDC 621.372.812

Measuring devices of complex parameters of waveguide devices on the basis of two-channel two-detector slotted waveguide transformer / I.L. Afonin, I.V. Lashenko, P.O. Bugayov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 3. – P. 401–407.

The paper examines measuring devices of complex reflectivity and complex transmission coefficient which are built on the basis of a two-channel two-detector slotted waveguide transformer. Influence is eliminated on the result of measuring the mixing effect of own constants of the VHF part of the device by the leadthrough of the offered gauge operations.

Keywords: complex transmitivity, complex reflectivity, two-channel two-detector slotted waveguide transformer.

Fig. 3. Ref. 12 items.

ЛОКАЦИЯ И НАВИГАЦИЯ

УДК 550.837.6, 550.837.76

ОБ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ЛОКАЦИИ ГЕОЛОГИЧЕСКОЙ СРЕДЫ

Г.Я. ШАЙДУРОВ, В.В. СУХОТИН, Д.С. КУДИНОВ

Рассмотрен метод видеоимпульсной электромагнитной локации, основанный на принципе взаимного разрешения отраженных сигналов, за счет группового запаздывания зондирующего сигнала в проводящей среде. Определен оптимальный класс сигналов в виде комбинации импульсных характеристик полезного отклика Земли.

Ключевые слова: видеоимпульс, локация, геологическая среда, отношение сигнал/шум, синхронная помеха, зондирующий сигнал, импульсная характеристика.

ВВЕДЕНИЕ

Подповерхностная радиолокация земных структур сверхширокополосными импульсными сигналами в диапазоне длительности импульсов $1 \div 10$ нс сегодня является одним из сложившихся научно-технических направлений радиоэлектроники, позволяющих решить целый ряд прикладных задач в области инженерной геологии, поиска трубопроводов, мин и тому подобных объектов на глубинах порядка $0,1 \div 30$ м, в зависимости от размеров объекта поиска и электромагнитных параметров среды [1, 2, 3].

Представляет большой интерес подобная задача для исследования структуры земли на больших глубинах, порядка $1000 \div 5000$ м, что в информационном плане существенно дополняет результаты сейсморазведки углеводородов, залегающих на таких горизонтах.

Целью публикации статьи является ознакомление специалистов с новыми специфическими проблемами импульсного электромагнитного зондирования проводящих сред в ближней зоне излучателя на предельной дальности, что может явиться предметом дискуссии, поскольку предполагает выход за пределы скин-слоя электромагнитной волны.

1. ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ МЕТОДА

Широко применяемый в настоящее время метод становления электромагнитного поля для изучения геологических структур на больших глубинах, порядка 5 км, требует для своей реализации достаточно мощные источники электропитания (30 кВт и более) магнитных или электрических излучателей в виде индуктивной петли либо заземленного длинного кабеля.

В качестве зондирующего сигнала (ЗС) используют прямоугольные импульсы тока в излучателе длительностью 10 секунд и более, а прием ведут, как правило, на магнитную антенну.

В работах [4,5] дано обоснование использования для подобных задач метода видеоимпульсной электромагнитной локации, заключающегося в зондировании проводящей среды сравнительно короткими импульсами, сопоставимыми по длительности с временем группового запаздывания электромагнитного сигнала до отражающего горизонта или объекта поиска

$$t_H = 0,65 \cdot 10^{-6} \cdot \sigma \cdot r^2 \text{ (сек)}, \quad (1)$$

где r – расстояние до отражающей границы, м; σ – электропроводность среды, См/м;

Формула (1) получена с учетом граничной частоты низкочастотного окна Габиларда [6], которое определяет верхнюю частоту проникновения электромагнитного поля в проводящую среду. С дальностью проникновения, в 3–4 раза превышающей глубину слоя скин-эффекта.

На рис. 1. приведен график расчетных значений времени группового запаздывания t_2 от параметров r и σ .

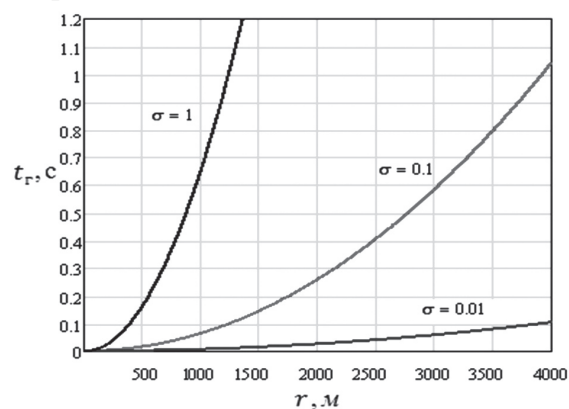


Рис. 1. Зависимость длительности зондирующего импульса от глубины зондирования r и проводимости слоя σ (См/м)

Структура георазреза строится путем регистрации отраженных сигналов на указанных на рис. 1 временах.

2. ОПТИМИЗАЦИЯ СТРУКТУРЫ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА

В [4,5] дано решение вариационной задачи оптимизации формы зондирующего сигнала для метода видеоимпульсной локации по критерию отношения сигнал/помеха+шум по мощности, где под помехой понимается реакция однородного полупространства Земля—воздух, а шум определяется некоррелированными с полезным сигналом внешними помехами и внутренним шумом на входе приемника

$$q = \frac{\left[\frac{1}{T} \int_0^T I(t)k_0(t-\tau)dt \right]^2}{\left[\frac{1}{T} \int_0^T I(t)k_n(t-\tau)dt \right]^2 + \int_{f_H}^{f_B} N(f)df} \rightarrow \max, \quad (2)$$

где $I(t)$ – зондирующий сигнал как функция текущего времени t ; $k_0(t)$, $k_n(t)$ – соответственно импульсная и переходная характеристики отражающего объекта и синхронной помехи (СП) за счет реакции полупространства Земля—воздух; N – спектральная плотность суммарной мощности шума; f_H, f_B – граничные частоты сигнала; T – период первичной обработки сигналов.

Решение этой задачи для оптимальной формы ЗС получено в виде

$$I(t) = K_0(t) - \frac{|K|}{1+v} K_n(t). \quad (3)$$

Здесь $|K| = \int_0^T K_0(t)K_n(t-\tau)dt$ – коэффициент корреляции ИХ объекта поиска и геологических помех.

Отношение шум/СП:

$$v = \frac{N_0}{Q \int_0^T K_n^2(t)dt}, \quad (4)$$

где N_0 – спектральная плотность шума; Q – энергия синхронной помехи.

Из (2) и (3) видно, что при большом отношении мощности СП к шуму, т.е. при $v \ll 1$, отношение сигнал/СП не зависит от мощности источника ЗС и поднять эту величину можно лишь путем подбора формы ЗС, т.е. путем вариации комбинации импульсных характеристик сигнала и СП.

Для частного случая представления $K_0(t)$ и $K_n(t)$ в виде комбинации экспонент:

$$K_0(t) = \sum_{i=1}^n A e^{-\alpha_i t}, \quad (5)$$

$$K_n(t) = \sum_{i=1}^m B e^{-\alpha_n t}$$

где $i=1,2,3...n,m$; A, B – амплитудные коэффициенты.

Оптимальная форма ЗС будет двухполярной:

$$I_{\text{опт}}(t) = \sum_{i=1}^n A e^{-\alpha_i t} - \sum_{i=1}^m B e^{-\alpha_n t}. \quad (6)$$

Экспоненциальная форма ИХ (6) соответствует реакции однородного проводящего полупространства на короткий дельта-импульс.

На рис. 2 представлен график экспериментальной зависимости уровня СП для наземной установки в виде горизонтальной проволочной рамки площадью 6 м², запитанной периодической последовательностью полусинусоидальных импульсов тока однополярной и двухполярной форм.

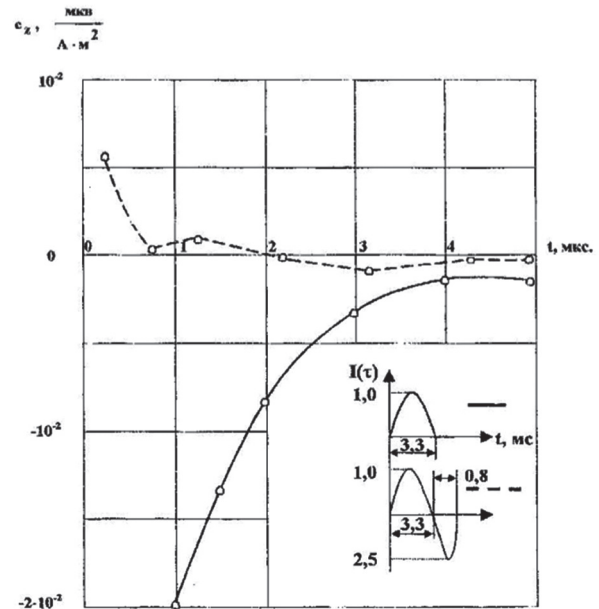


Рис. 2. Реакция геологического полупространства с кажущимся сопротивлением 17 Ом*м при возбуждении двумя типами импульсов

Как видно из графика, двухполярная форма ЗС почти полностью компенсирует СП, вызванную электродинамическими процессами наведенных вихревых токов в верхних слоях Земли.

В этом случае второй короткий импульс, длительностью в 4 раза меньшей первого, является компенсирующим, подбором амплитуды и длительности которого можно минимизировать уровень сигнала СП.

3. СПЕКТРАЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ЗС

В случае приема сигнала индукционным магнитоприемником его амплитуда на выходе приемника растет прямо пропорционально частоте ω . В то же время электромагнитные помехи в диапазоне до 4 кГц зависят от частоты по закону ω^{-2} [7]. Модуль спектральных характеристик полезного сигнала и СП, являющихся преобразованием Фурье в случае использования только первых членов рядов $n=1, m=1$:

$$K_c(\omega) = \frac{A^2}{\alpha_c^2 + \omega^2}; K_n(\omega) = \frac{B^2}{\alpha_n^2 + \omega^2} \quad (7)$$

Зависимость от частоты отношения сигнал/помеха+шум по мощности может быть записана в виде:

$$q(\omega) = \frac{C}{Ps + N} = \frac{A^2 \omega^6 (\alpha_n^2 + \omega^2)}{(\alpha_c^2 + \omega^2) [B^2 \omega^4 + C(\alpha_n^2 + \omega^2)]}, \quad (8)$$

где C – сигнал; Ps – синхронная помеха.

График спектральной функции (8) будет иметь четко выраженную полосовую зависимость (рис. 3), что означает, что оптимальный зондирующий сигнал должен содержать максимум энергии в диапазоне рабочих частот $[\omega_H, \omega_B]$.

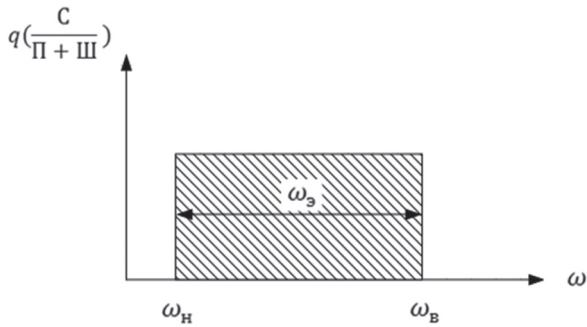


Рис. 3. Зависимость отношения сигнал/синхронная помеха+шум по мощности от частоты

Таким образом, имеет смысл для метода видеоимпульсной локации слоистых структур георазреза постановка задачи ограничения длительности зондирующего сигнала $\tau_u \leq t_r$ и его спектра, сосредоточенного в диапазоне частот $[\omega_H, \omega_B]$.

Класс подобных сигналов известен [8]. Это двойные сфероидальные функции $\psi(t)$, являющиеся решением однородного интегрального уравнения Френдгольма:

$$\Psi(t) = \int_0^{\tau_u} \Psi(\tau) K(t - \tau) d\tau, \quad (9)$$

где $K(t, \tau)$ – импульсная переходная характеристика исследуемого объекта, спектр которой соответствует зависимости $q(\omega)$.

Временная форма функции $\psi(t)$ изображена на рис. 4.

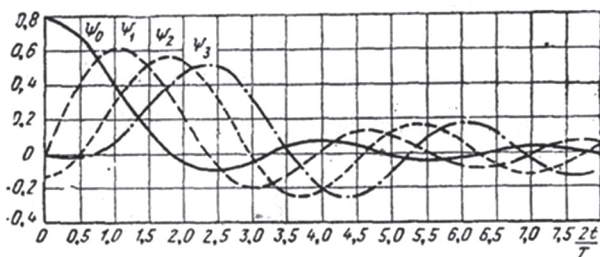


Рис. 4. График семейства функций $\psi(t)$

Из всех возможных функций минимальной длительности со спектром, сосредоточенном в заданном диапазоне частот, только функция $\psi(t)$ соответствует этому условию.

Замечательной особенностью систем функций $\psi(t)$ является их ортогональность как на интервале наблюдения, так и на бесконечности, что дает возможность производить независимое зондирование среды одновременно несколькими установками.

Как можно заметить из сопоставления рис. 1. и рис. 4., оптимальный зондирующий сигнал в том и другом случае имеет знакопеременную форму. При этом первый, более длительный импульс является основным зондирующим сигналом, по спектру частот соответствующим заданной глубине исследований, а последующие более короткие, обеспечивают компенсацию электродинамических полей поверхностных токов, формирующих синхронную помеху.

4. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ДЛЯ ГЛУБИННОЙ ГЕОЭЛЕКТРОРАЗВЕДКИ

В [9] описан способ геоэлектроразведки, использующий оптимальные зондирующие сигналы, соответствующие вышеописанным ограничениям.

Основные ожидаемые преимущества от использования таких сигналов – это существенный энергетический выигрыш в источнике питания генератора первичного поля, расширение амплитудной динамики принимаемых информационных сигналов и упрощение интерпретации данных геозондирования.

Энергетический выигрыш соответствует отношению длительностей зондирующих импульсов метода локации τ_l и используемого сейчас метода становления поля τ_c . Так, при зондировании Земли на глубину $r = 5000$ м при $\sigma = 0,01$ сим/м, требуемая величина длительности ЗС согласно формуле (1) составляет $\tau_l = 160$ мс. Минимальная длительность импульса для метода становления поля при тех же условиях составляет $\tau_c = 10$ с. Таким образом $\frac{\tau_c}{\tau_l} = 62,5$. Кроме того, практически в два раза уменьшается период повторения ЗС, что улучшает отношение полезного сигнала к некоррелированному шуму за счет увеличения числа циклов накопления сигнала.

Расширение амплитудной динамики наблюдаемых полезных сигналов определяется величиной компенсации СП, достигаемой при подборе формы ЗС. Упрощение же интерпретации алгоритма вторичной обработки сигналов обусловлено прямой оценкой времени запаздывания отраженного сигнала с помощью формулы (1) и построения георазреза непосредственно на экране компьютера.

Описанный метод локации соответствует известному радиолокационному способу зондирования слоистой среды [5], однако в пренебрежении токами смещения.

Основные его преимущества были экспериментально проверены при решении задач электромагнитной локации морской среды [5]. В [10] дана оценка возможности использования метода локации при поиске рудных месторождений.

Оценим возможные потери в уровне сигнала на примере воздействия на среду прямоугольного импульса конечной длительности τ_u по сравнению с перепадом поля, определяемым переходной функцией

$$K_1(t) = Ae^{-\alpha t}. \quad (10)$$

Реакция среды на импульс

$$K_2(t) = A \int_0^t [1(t) - 1(t - \tau)] K_1'(t) dt, \quad (11)$$

где $K'(t) = \frac{\partial}{\partial t} K_2(t)$ – импульсная характеристика среды.

В этом случае потери сигнала при импульсном возбуждении по мощности оцениваются как:

$$\left[\frac{K_2(t)}{K_1(t)} \right]^2 = (1 - e^{-\alpha \tau_u})^2. \quad (12)$$

При $\tau_u = \frac{1}{\alpha}$ потери составят 14%. В случае $\tau_u = \frac{2}{\alpha}$, $\left[\frac{K_2}{K_1} \right] = 2\%$.

Таким образом, потери в энергии зондирующего за счет импульсного возбуждения незначительные, в то время как классический метод становления поля потребляет энергии от источника питания за время прохождения перепада тока T в $\frac{T}{\tau_u}$ раз больше.

Безусловно, необходима постановка прямых экспериментов по зондированию методом локации слоев Земли, чтобы реально оценить достижимость описанных в настоящей статье преимуществ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для решения задач структурной электро-разведки предложено использовать метод видеоимпульсной электромагнитной локации, использующий принцип временного разрешения отраженных сигналов за счет группового запаздывания зондирующего сигнала в проводящей среде. Определен оптимальный класс этих сигналов в виде комбинации импульсных характеристик полезного отклика Земли, идущего от глубинных слоев и синхронных помех, обусловленных электродинамическими процессами в поверхностном слое, входящем в ближнюю зону излучателя.

Оптимальной формой зондирующего сигнала, максимизирующего отношение сигнал/синхронная помеха, в заданном диапазоне частот при минимальной длительности, являются базисные функции двойной ортогональности, не меняющие своей формы при прохождении линейной системы с заданной импульсной характеристикой. Эти функции рекомендуется использовать в методе электромагнитной видеоимпульсной локации, позволяющем существенно снизить энергетические затраты источников электромагнитного поля, улучшить динамику регистрируемого сигнала и поднять отношение сигнал/шум.

Статья опубликована при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках реализации проекта, по постановлению правительства РФ № 218.

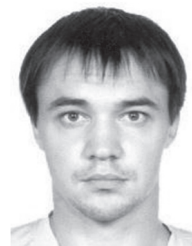
Литература

- [1] Вопросы подповерхностной радиолокации. Под ред. Проф. А.Ю. Гринева. – М.: Радиотехника, 2005. – 408 с.
- [2] Финкельштейн М.И., Мендельсон В.Л., Кутев В.А. Радиолокация слоистых земных покровов. – М.: Сов. радио, 1977. – 174 с.
- [3] Болтинцев В.Б., Ильиных В.Н., Безродный К.П. Метод электромагнитного импульсного сверхширокополосного зондирования подстилающей среды // V Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь». – ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, Москва, 2011. – С. 32-37.
- [4] Импульсные электромагнитные системы поиска / Шайдулов Г.Я. – Красноярск, КГТУ, 1999. – 320 с.
- [5] Шайдулов Г.Я. Оптимизация зондирующего сигнала для электромагнитных систем поиска и контроля / Шайдулов Г.Я. // Известия ВУЗов СССР. Радиозлектроника. – 1980. – Т.23. – №12. – С. 73-76.
- [6] Габиллард, Дегон, Уэйт. Радиосвязь между подземными и подводными пунктами / Габиллард, Дегон, Уэйт // Зарубежная радиозлектроника. – 1972. – №12. – С. 16-34.
- [7] Александров М.С. Флуктуации электромагнитного поля Земли в диапазоне СНЧ: колл. Монография / Александров М.С., Бакленова З.М., Гладштейн Н.Д., Озеров В.П., Потапов А.В., Ремизов Л.Т. – М.: Наука, 1972. – 195 с.
- [8] Функции с двойной ортогональностью в радиозлектронике и оптике. / Пер. и обработка Размахина М.К., Яковлева В.П. – М.: Сов. радио, 1971. – 256 с.
- [9] Пат. 968776 Российская Федерация, МПК⁷ G 01 V 3/10. Способ электромагнитной геофизической разведки / Шайдулов Г.Я., Веретнов Л.А.; заявитель и патентообладатель Красноярский политехнический институт. – № 3270211/18-25 ; заявл. 03.04.1981; опубл. 23.10.1982, Бюл. № 39.
- [10] Шайдулов Г.Я., Романова Г.Н. Принцип реализации сверхширокополосной электромагнитной локации для решения геофизических задач. Геофизические исследования в Средней Сибири / КНиаГиМС, Красноярск, 1997. – С. 267-275.

Поступила в редколлегию 30.08.2012



Шайдулов Георгий Яковлевич, Заслуженный деятель науки и техники РФ, докт. техн. наук, профессор, профессор кафедры «Радиозлектронные системы» Сибирского федерального университета. Область научных интересов: электромагнитные методы, поиск, сейсморазведка, подповерхностная радиолокация.



Кудинов Данил Сергеевич, канд. техн. наук, доцент кафедры «Радиозлектронные системы» Сибирского федерального университета. Область научных интересов: параметрические методы, методы поиска, дефектоскопия, диагностика, сейсморазведка.



Сухотин Виталий Владимирович, канд. техн. наук, доцент кафедры «Радиоэлектронные системы», Сибирского федерального университета. Область научных интересов: радиодальнометрия, радиопеленгация, защищенные системы радиосвязи.

УДК 550.837.6, 550.837.76

Про електромагнітну локацію геологічного середовища / Г.Я. Шайдуров, Д.С. Кудінов, В.В. Сухотін // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. – Том 11. № 3. – С. 408–412.

Розглянуто метод відеоімпульсної електромагнітної локації, заснований на принципі взаємного розділення відбиття сигналів, за рахунок групового запізнювання зондуючого сигналу в середовищі, що проводить. Визначено оптимальний клас сигналів у вигляді комбінації імпульсних характеристик корисного відгуку Землі.

Ключові слова: відеоімпульс, локація, геологічне середовище, відношення сигнал / шум, синхронна завада, зондуючий сигнал, імпульсна характеристика.

Л. 4. Бібліогр.: 10 найм.

UDC 550.834

About the electromagnetic location of the geological environment / G.Ya. Shaidurov, D.S. Kudinov, V.V. Suhotin // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 3. – P. 408–412.

The paper describes the method of video pulse electromagnetic location which is based on the principle of mutual time resolution of echo signals by means of a group delay of the probing signal in the conducting medium. An optimal class of the signals in the form of a combination of the pulse characteristics of the Earth's useful response is defined.

Keywords: video pulse, location, geological environment, signal/noise ratio, synchronous interference, probing signal, pulse characteristic.

Fig. 4. Ref.: 10 items.

МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ КООРДИНАТ РАДІОТЕХНІЧНОЮ СИСТЕМОЮ СЕЙСМОЛОКАЦІЙНОГО КОНТРОЛЮ ПРИ ВИКЛЮЧЕННІ ПАРАМЕТРА ШВИДКОСТІ РОЗПОВСЮДЖЕННЯ СЕЙСМОХВИЛІ З РОЗРАХУНКІВ

О. М. ШИНКАРУК, І. В. ГУРМАН

Сутність методу полягає у точному визначенні пеленга та наближеного дальності до об'єкта триадою ненаправлених пасивних датчиків і відрізняється тим, що шукані координати визначаються як координати точки перетину ліній гіперболи і пеленга, які є лініями положення об'єкта, при забезпеченні інваріантності розрахунків до топології датчиків і до використання параметра швидкості розповсюдження хвилі.

Ключові слова: визначення координат, швидкість хвилі.

ВСТУП

Результати аналізу патентних джерел інформації дозволяють відзначити, що за останні 5–7 років нові технічні рішення сейсмічних систем контролю набули нового напрямку розвитку, пов'язаного з реалізацією функції локації такими системами. Зростання інтересу, як відзначається у [1], до пасивної сейсмолокації обумовлене тим, що її використання дозволить суттєво підвищити завадостійкість і розширити функціональні можливості радіотехнічною системою сейсмолокаційного контролю, які визнаються зараз одним з найперспективніших напрямків розвитку сучасних технологій безпеки.

Практична реалізація принципів пасивної сейсмолокації для супроводження об'єктів, які рухаються по поверхні землі, пов'язана з необхідністю точного визначення різниці часу прийому сигналів сейсмодатчиками, розташованими на відстані 4–6 м [1], а також визначення швидкості розповсюдження сейсмохвилі для розрахунку різниць дальностей від датчиків до об'єкта. В роботі [2] розглянуто метод визначення швидкості сейсмохвилі в реальному масштабі часу, проте при перетині об'єктом чутливої зони в місці встановлення триади сейсмічних датчиків можливе незабезпечення визначення швидкості сейсмохвилі, а отже і координат з компенсацією систематичної похибки. Також основною складністю в розробці сейсмолокатора є усунення впливу параметрів ґрунту як середовища розповсюдження пружних коливань на швидкість поширення сейсмічної хвилі. На відмінну від радіолокації, де швидкість розповсюдження вважається практично фіксованою через однорідність середовища, в сейсмолокації швидкість залежить від нашарування ґрунту, щільності, вологості і неоднорідності шарів [3] і може змінюватись в 1,5 і більше рази для певної ділянки місцевості. Зазначене робить актуальним розробку методу визначення координат із виключенням параметра швидкості з розрахунків, що становить мету роботи.

РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕННЯ

Основними положеннями діючого методу з виключенням швидкості з розрахунків є [4]:

- визначення наближено пеленга об'єкта локації;
- визначення наближеного значення відстані від точки спостереження до об'єкта локації;
- відбраковки хибних координат.

Як відзначається у [5], похибка визначення пеленга збільшується зі збільшенням дальності до об'єкта і не перевищує $\pm 5^\circ$. Отже, на дальності більшій за 50 м похибка визначення координат може становити 7–8 м, що суттєво знижує достовірність виявлення об'єкта. Причинами достатньо значимої похибки із застосуванням діючих методів є:

1. Не враховується сферичність фронту розповсюдження хвилі та спрощення процесу отримання математичних моделей визначення пеленгу.

2. Не достатньо чітко обґрунтовано вибір топології триади сейсмодатчиків для реалізації сейсмолокації (точка спостереження завжди відповідає центру системи координат).

3. Не приділяється увага вибору точки спостереження, відносно якої здійснюється пеленгування при заданій топології сейсмодатчиків.

З метою усунення зазначених причин розробимо метод із виключенням параметра швидкості з розрахунків при врахуванні сферичності фронту розповсюдження сейсмохвилі. В основу метода покладено порядок функціонування пеленгатора Сайбея [6]. Враховуючи те, що різниці дальностей можна виразити через швидкості розповсюдження сейсмохвилі, подамо визначення кута пеленга об'єкта (див. табл. 2.1) у вигляді моделі

$$\gamma = \arctg\left(\frac{(2at_{AC} - (a + x_3)t_{AB})}{(y_3 t_{AB})}\right), \quad (1)$$

де t_{AB} , t_{AC} – час затримки розповсюдження сейсмічної хвилі між датчиками, які розміщені у точках $A(x_A, y_A)$, $B(x_B, y_B)$, $C(x_C, y_C)$.

Формула (1) щодо рівносторонньої і рівнобічної прямокутної топології сейсмодатчиків, з точністю до позначення індексів при параметрах часу затримки, збігається з формулою пеленга, розглянутого в [5], при отриманні якої не враховано сферичність фронту розповсюдження сейсмохвилі. Отже, виявлено протиріччя у

поясненні фізичної суті моделі пеленга об'єкта. Однакові математичні вирази отримані різними авторами, з одного боку, при врахуванні сферичності розповсюдження хвилі, а з іншого боку — зазначається про протилежне. Це потребувало дослідження властивостей пеленгатора Сайбеля.

Пеленгатор Сайбеля, згідно з виразом (1), забезпечує визначення пеленга із виключенням параметра швидкості при врахуванні сферичності розповсюдження хвилі. Але координата точки спостереження $Y_0(0, y_0)$ на перетині лінії пеленга і осі OY буде змінюватись при зміні місцеположення об'єкта, рис. 1.

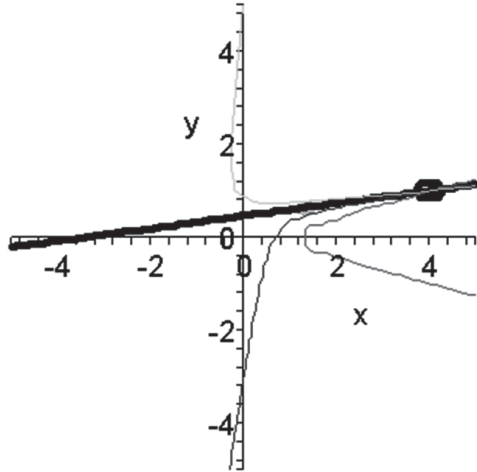


Рис. 1. Визначення точки спостереження при пеленгуванні об'єкта із врахування сферичності фронту розповсюдження сейсмохвилі:
1 – лінія пеленга; 2 – лінії гіпербол;
 $Y_0(0, y_0)$ – точка перетину лінією пеленга осі ординат; $X_0(x_0, 0)$ – точка перетину лінією пеленга осі абсцис; D – точка місцеположення об'єкта $D(x_D, y_D)$

Координати точок $Y_0(0, y_0)$, $X_0(x_0, 0)$, $D(x_D, y_D)$ визначаються тільки при відомому значенні швидкості [6]. У результаті аналізу рис. 1 встановлено властивості лінії пеленга:

- 1) лінія пеленга перетинає вісь абсцис в будь-якій точці, а вісь ординат в певних межах, що не перевищують значення бази датчиків;
- 2) межі зміни ординати точки перетину пеленгом осі ординат не змінюються при зміні швидкості хвилі.

Це дозволило висунути гіпотезу щодо наявності раціональної топології тріади сейсмодатчиків для наближеного визначення координат об'єкта із врахуванням сферичності фронту розповсюдження сейсмохвилі.

Гіпотеза про раціональність топології тріади датчиків. Раціональною топологією тріади сейсмодатчиків для наближеного визначення координат об'єкта із врахуванням сферичності фронту розповсюдження сейсмохвилі і виключенням параметра швидкості з розрахунків буде така, що характеризується мінімальним розмахом варіації точки спостереження як точки перетину пеленгом осі ординат.

З метою підтвердження висунутої гіпотези розглянемо сутність визначення координат системою контролю при виключенні параметра швидкості хвилі з розрахунків. На рис. 2 подано топологію датчиків та пеленг об'єкта, що визначений за методом Сайбеля при застосуванні формули (1).

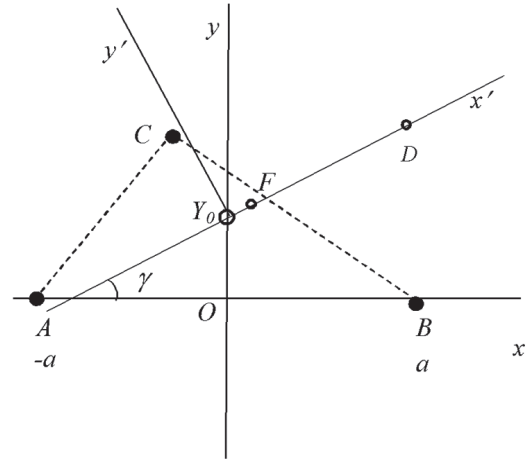


Рис. 2. Визначення координат об'єкта в точці D :
 A, B, C – точки розміщення датчиків

Незалежними параметрами, що контролюються, є дві різниці дальностей. Складемо два рівняння для розрахунку координат об'єкта при врахуванні параметра швидкості

$$\begin{cases} R_{AC} = \sqrt{(x_D - x_A)^2 + (y_D - y_A)^2} - \\ - \sqrt{(x_D - x_C)^2 + (y_D - y_C)^2} \\ R_{AB} = \sqrt{(x_D - x_A)^2 + (y_D - y_A)^2} - \\ - \sqrt{(x_D - x_B)^2 + (y_D - y_B)^2} \end{cases}, \quad (2)$$

де $D(x_D, y_D)$ – точка розміщення об'єкта з відповідними координатами.

З метою виключення параметра швидкості з розрахунків поділимо праві і ліві частини рівнянь системи (2). Перепишемо рівняння (2) у системі координат $x'O'y'$ з заміною координат

$$\begin{cases} x = x' \cos \gamma - y' \sin \gamma; \\ y = y_0 + x' \sin \gamma - y' \cos \gamma, \\ y' = 0, \end{cases}$$

що забезпечить заміну лінійних координат на полярні, одна з яких – пеленг відомий. При цьому враховують, що точки топології і бази датчиків становлять:

$$A(-a, 0), B(a, 0), C(x_C, y_C);$$

$$a = \frac{|AB|}{2}, b = \frac{|AC|}{2}, c = \frac{|BC|}{2}.$$

Очевидним є тотожність $L \equiv x'$ (див. рис. 2), тобто для визначення шуканої відстані до об'єкта L необхідно визначити ординату перетину пеленгом осі OY $Y_0(0, y_0)$. Тоді, при $x_A = -a$; $x_B = a$; $y_A = y_B = 0$ отримаємо:

ненаправлених пасивних датчиків і відрізняється тим, що шукані координати визначаються як координати точки перетину ліній гіперболи і пеленга, які є лініями положення об'єкта, при забезпеченні інваріантності розрахунків до топології датчиків і до використання параметра швидкості розповсюдження хвилі. Зазначене спрощує інженерне обладнання радіотехнічною системою сейсмолокаційного контролю ділянки місцевості, а також зменшує систематичну похибку визначення координат через недостовірність апріорних даних щодо значення швидкості хвилі.

ВИСНОВОК

1. Раціональним типом топології тріади сейсмодатчиків при визначенні координат об'єкта із виключенням параметра швидкості із розрахунків слід вважати рівнобедрену прямокутну. При цьому кут пеленга визначається точно, а дальність наближено.

2. При визначенні координат з виключенням параметра швидкості розповсюдження сейсмохвилі з розрахунків важливим етапом є вибір топології тріади сейсмодатчиків, врахування координати точки спостереження і сферичності фронту розповсюдження сейсмохвилі, що дозволяє компенсувати відповідну систематичну похибку визначення дальності.

Подальшим напрямком дослідження є визначення похибки розрахунку координат об'єкта локації радіотехнічною системою.

Література

1. Шевченко В. П. Анализ фазовых методов пассивной сейсмической локации / В.П. Шевченко // Современные технологии безопасности / под. ред. М. В. Рейсбих. — М. : ЗАО НИКИРЭТ, 2004. — № 3. — С. 23–26.
2. Устройство обнаружения классификации сейсмических сигналов с адаптацией по электропроводности. Заявка на изобретение. RU № 2003118052 А, МПК G01V 1/00. Крюков И. Н., Иванов В. А., Дюгованец А. П. Онуфриев Н. В., Шуалов А. Г.; Опубл. 20.12.2004.
3. Царьов Ю.О. Оцінка похибки визначення місцеположення об'єкта пасивним сейсмолокаційним засобом // Зб. наук. пр. «Труди академії» / за ред. І. С. Руснака. — К. : НАОУ, 2009. — № 7 (93). — С. 133–139.
4. Дудкин В. А. Вариант построения пассивных сейсмических локаторов, основанных на измерении временных задержек // Современные технологии безопасности. — 2005. — № 4. — С. 24–29.
5. Прокина Н.В. Пеленгация наземных объектов с использованием сейсмических датчиков / Н.В. Прокина, В.А. Дудкин. // Датчики и системы / под. ред. Кнеллер В. Ю. — М. : ИПУ РАН, 2010. — № 1. — С. 24–29.
6. Сайбель А.Г. Разностно-дальномерный метод радиопеленгования / Сайбель А. Г. // Радиотехника / под ред. Ю. В. Гуляева. — М. : «Радиотехника», 2003. — № 4. — С. 39–41.

Надійшла до редколегії 04.09.2012

Шинкарук Олег Миколайович, доктор технічних наук, професор, завідувач кафедри радіотехніки і телекомунікацій Хмельницького національного університету. Наукові інтереси пов'язані з розробкою теоретичних і практичних засад забезпечення надійності радіотехнічних систем, математичним моделюванням й оптимізацією технічних рішень, когерентної обробки сигналів в імпульсній радіолокації.

Гурман Іван Васильович, завідувач лабораторією кафедри комп'ютерних систем та мереж Хмельницького національного університету, наукові інтереси пов'язані з розробкою методів пасивної координатометрії.



УДК 621.372

Метод определения координат радиотехнической системой сейсмолокационного контроля при исключении параметра скорости распространения сейсмической волны из расчетов / О. Н. Шинкарук, И.В. Гурман // Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал. — 2012. — Том 11. № 3. — С. 413–416.

В статье раскрыта сущность метода определения пеленга и приближенно дальности к объекту триадой ненаправленных пассивных датчиков.

Ключевые слова: определение координат, скорость волны.

Ил. 03. Библиогр.: 06 назв.

UDC 621.372

Method of determining coordinates by a radio engineering seismic location checking system at the elimination of parameter of seismic wave propagation speed from calculations / O.N. Shinkaruk, I.V. Gurman // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2012. Vol. 11. № 3. — P. 413–416.

The paper considers the essence of the method of determining a bearing and approximately distance to the object by a triad of undirected passive sensors.

Keywords: determination of coordinates, speed of wave.

Fig. 03. Ref.: 06 items.

АНАЛИЗ И СЖАТИЕ СТРУКТУРНЫХ ОПИСАНИЙ НА ОСНОВЕ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ИНВАРИАНТНЫХ ПРИЗНАКОВ

Т.В. ПОЛЯКОВА

Рассматриваются модели построения пространств геометрических инвариантных признаков в целях повышения эффективности сопоставления структурных описаний видеообъектов в системах компьютерного зрения. Предложенный подход позволяет управлять объемом описания для уменьшения вычислительной сложности, обеспечивая достаточный уровень достоверности распознавания. Обсуждаются результаты экспериментов на основе построенных моделей.

Ключевые слова: распознавание изображений, геометрические признаки, аффинные инварианты, структурное описание, фильтрация, базис, вычислительные затраты, достоверность.

ВВЕДЕНИЕ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Структурные методы анализа видеоданных являются основными при решении современных прикладных задач компьютерного зрения [1]. Особую ценность для задач распознавания видеообъектов имеет геометрическая информация, содержащаяся в координатах характерных признаков (ХП), которые являются основой построения структурных описаний и отражают локально-пространственные свойства объектов в отдельных точках [2–7]. На основе координат ХП можно построить признаки более сложного плана, к которым относятся аффинные инварианты (АИ). Значения АИ непосредственно отражают геометрическую форму объекта и обладают инвариантностью к аффинным преобразованиям на плоскости [3, 4]. С другой стороны, АИ позволяют сохранять устойчивость при действии пространственных помех. Схема преобразования данных с использованием АИ представлена на рис. 1.



Рис. 1. Преобразование данных в процессе структурной классификации

Обозначим через n число ХП в структурном описании. Пусть A – множество АИ, сформированных для изображения на основе n пар координат ХП, $A \subset R^3$. Обозначим элемент $\alpha_i \in A$, где $i = \overline{1, m}$, $\alpha_i = (\zeta_i, \eta_i, \gamma_i)$, m – мощность (число точек) множества A . Элементы α_i формируются путем перебора всевозможных троек ХП, координаты которых не лежат на одной прямой. Для каждого базиса (тройки) вычисляются $(n-3)$ значения АИ. Суть $\alpha_i = (\zeta_i, \eta_i, \gamma_i)$ – аффинные проекции в базисе.

Максимально возможное число базисов из трех неколлинеарных точек равно числу комбинаций C_n^3 . В результате мощность m множества A достигает величины

$$m = nC_{n-1}^3 = (n-3)C_n^3. \quad (1)$$

На рис. 2 приведен график зависимости числа аффинных инвариантов m от величины n . Анализ графика показывает, что количество АИ резко возрастает с ростом количества точек в структурном описании. Так, при числе ХП равном 35 количество АИ достигает 6 тысяч. Это обуславливает необходимость проведения исследований по сокращению объема описания в виде множества АИ.

Применяя обсуждаемые в данной статье варианты анализа множества АИ с точки зрения группировки его элементов вокруг отдельных ХП или вокруг отдельных базисов, можно достичь улучшения характеристик распознавания за счет использования введенных процедур фильтрации множества АИ.

Цель работы – анализ и сравнительная оценка эффективности применения структурных моделей пространств геометрических признаков, связанных с группировкой элементов описания, с точки зрения вычислительной сложности и достоверности для сопоставления описаний визуальных объектов при решении прикладных задач распознавания в системах компьютерного зрения.

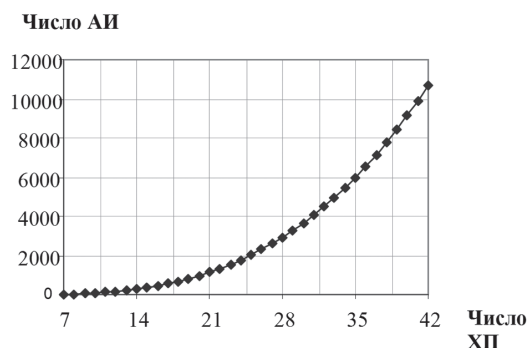


Рис. 2. Зависимость числа АИ от количества ХП

1. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СТРУКТУРНЫХ МОДЕЛЕЙ ПРОСТРАНСТВА АИ

Исходя из процедуры построения структурного описания, множество A можно интерпретировать как $A = \bigcup_k \bigcup_q \alpha_{kq}$, где α_{kq} – конкретный

АИ, относящийся к k -му базису, q – номер АИ для точек описания.

Обсудим варианты представлений, анализа и групповой обработки множества A в целях эффективного сопоставления описаний.

1. Рассмотрим представление в виде объединения (покрытия): $A = \cup_k \{\alpha\}_k$, где $k = \overline{1, C_n^3}$, $\{\alpha\}_k \in A$ – подмножество значений АИ для k -го базиса. Подмножество $\{\alpha\}_k$ представляет собой набор векторов – троек значений АИ для всех ХП в системе координат одного аффинного базиса (рис. 3). В структурном аспекте множество $\{\alpha\}_k$ имеет следующий вид:

$$\{\alpha\}_k = \langle e_k, \{\alpha_q^k\}_{q=1}^{n-3} \rangle, \quad (2)$$

где e_k – базис, вокруг которого осуществляется группировка.

Сопоставление описаний A и B сводится к вычислению меры подобия, отражающей число эквивалентных элементов множеств [7,8]. Традиционная схема реализуется как перебор элементов по правилу «каждый с каждым». Считая A эталоном с числом АИ m_A , а B – анализируемым объектом с числом АИ m_B , их подобие можно определить через установление эквивалентности отдельных базисов, представленных подмножествами АИ. Например, будем считать два базиса эквивалентными, если для конкретного базиса из описания A найдено более половины эквивалентных элементов из текущего базиса описания B . Если такая эквивалентность установлена, проверка остальных базисов из состава B не осуществляется. В результате мера подобия определяется как доля эквивалентных базисов к общему числу базисов эталона A .

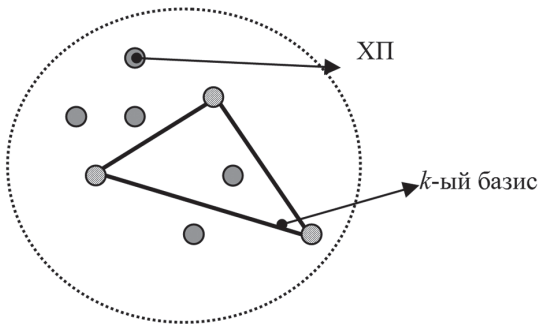


Рис. 3. Иллюстрация формирования $\{\alpha\}_k$

Другой вариант сводится к установлению соответствия между сокращенными в результате фильтрации или просеивания множества базисов эталона и объекта. В целях сокращения структурного описания введем процедуру $F_1: A \rightarrow A_1$ фильтрации на множестве базисов каждого эталона. В результате получим сжатое описание $A_1 = \cup_k \{\alpha\}_k$, где $k = \overline{1, s}$, s – число элементов в сжатом описании. Коэффициент сжатия равен C_n^3 / s , что приводит к соответствующему сокращению времени распознавания.

Одним из примеров построения F_1 может быть процедурное априорно определенное формирование A_1 на принципах участия каждого эталонного ХП хотя бы в одном из базисов, используемых при сопоставлении в целях классификации.

2. Представим описание в формате покрытия $A = \cup_q \{\alpha\}_q$, $q = \overline{1, n}$, $\{\alpha\}_q$ – подмножество АИ для ХП с номером q . Подмножество $\{\alpha\}_q$ содержит совокупность тех α , которые представляют один ХП во всех базисах (рис. 4). Структура элемента описания в этом случае примет вид кортежа:

$$\{\alpha\}_q = \langle x_q, y_q, \{\alpha_k^q\}_{k=1}^{m/n} \rangle. \quad (3)$$

Так как множество АИ содержит информацию о форме объекта, а множество АИ формируется на основе всевозможных комбинаций базисов для $n-1$ ХП, то всегда можно выбрать некоторое подмножество $n_v < n$ элементов, от которых в определяющей мере зависят геометрические характеристики распознаваемого объекта. В этом случае подобие описаний можно установить на основе эквивалентности n_v элементов эталона. За счет сокращения количества точек в представлении эталона снижается и число базисов, которые формируются на основе этих точек, что в результате снижает вычислительную сложность распознавания.

Учитывая в представлении (3) дублирование структурных данных для разных ХП, целесообразно осуществить фильтрацию множества ХП, что одновременно с сокращением данных часто обеспечивает достаточно высокий уровень достоверности. Конкретным примером F_2 является проверка точек описания на коллинеарность, что фильтрует и сокращает описание [5].

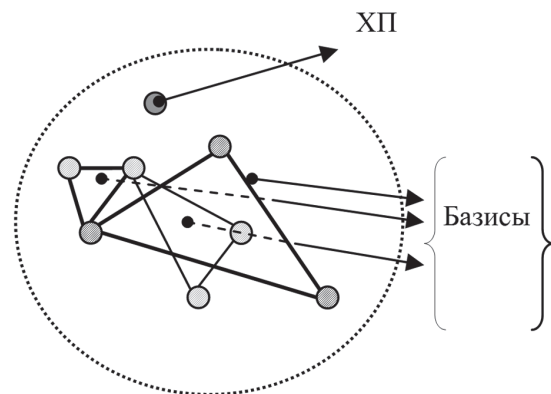


Рис. 4. Иллюстрация формирования $\{\alpha\}_q$

Обсуждаемые методы сжатия описаний зависят от выбранной базы эталонов, а также от ряда факторов: метода выделения ХП, порога на коллинеарность, требуемой достоверности распознавания, процедур выбора базисов и ХП в сжатом описании. Заметим, что введенные процедуры построения эффективных описаний обладают важным достоинством в плане

управляемости необходимым объемом анализируемых при распознавании данных для достижения нужного уровня достоверности. Понятно, что факторы достоверности и вычислительных затрат являются взаимно исключающими, что дает возможность выбора решения на основе оптимального соотношения их взаимосвязи или предпочтения одного из этих факторов в зависимости от решаемой проблемы. Оба варианта обработки реализуют схему рис. 1, относятся к покрытиям множества, близки друг другу в плане использования одного и того же исходного множества АИ, которое построено на множестве имеющихся ХП.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Экспериментальное исследование рассмотренных в работе моделей анализа структурных описаний проведено для базы видеоданных Coil-20 [5]. Суть процедуры F_2 сводилась к проверке коллинеарности координат точек базиса, а сравнение осуществлялось путем установления эквивалентности подмножеств $\{\alpha\}_q$ объекта и эталона. Порог для проверки коллинеарности выбран равным значению 3. Два подмножества $\{\alpha\}_q$ считались эквивалентными, если для объекта найдено более половины эквивалентных элементов, соответствующих эталонному подмножеству. Использовались только такие параметры процедуры фильтрации, для которых вероятность правильной классификации оставалась равной 1.

Результаты экспериментов при данных условиях показали, что для сокращенного пространства структурных признаков эталона среднее время сопоставления и классификации изображения с применением модели представления вида 2 примерно в 5,5 раза меньше, чем для полного пространства. При этом объем описания (количество используемых ХП), влияющий на затраты памяти, сократился приблизительно в 1, 2 раза.

Цель применения процедуры F_1 состоит в сокращении числа базисов на эталонном описании с сохранением достаточного уровня достоверности. Исходя из этих требований, суть F_1 заключалась в отборе не менее 30% базисов, в частности, выбирался каждый третий базис из полного множества. Экспериментальные исследования показали, что в результате применения F_1 время сопоставления сократилось в 2,5 раза.

Критерием, характеризующим достоверность классификации для конечной базы данных, выбрана величина $\theta = h_1 / h_2$, где h_2 – максимальное число голосов, h_1 – ближайший к нему максимум. Значение критерия θ служит показателем уверенности в принятии решения на основе максимума голосов, отданных за конкретный эталон. Глобальное решение в случае меньшего значения θ в большей степени значимо по отношению к локальному, соответствующему

наиболее близкому из остальных (возможно, ложных) классов.

Достоверность классификации по критерию θ с применением структурных моделей пространства геометрических признаков значительно улучшилась в сравнении с подходом независимого голосования АИ. Для традиционного подхода (с голосованием полного множества АИ) величина критерия $\theta = 0,78$, в то время как для подхода с использованием предложенных моделей на базе процедур F_1 и F_2 значение критерия составило $\theta = 0,01$. Достоверность повышается за счет процедуры группового сопоставления элементов подмножеств объекта и эталона, а быстродействие – за счет процедур фильтрации и принятия решения по части элементов эталона. Полученные данные говорят о существенных преимуществах обработки, предложенной в данном исследовании.

ВЫВОДЫ

Применение рассмотренных моделей построения структурного пространства признаков видеообъектов приводит, в первую очередь, к сокращению избыточности и обеспечивает уменьшение объема вычислительных затрат. В то же время и достоверность распознавания на сокращенном описании оказывается лучше. Управление объемом структурного описания дает возможность применить на практике другие известные интеллектуальные подходы к анализу данных, например, связанные с визуализацией информации, с применением кластеризации и нейронных сетей для анализа и др.

Процедуры фильтрации F_1 , F_2 позволяют управлять размером признакового пространства в зависимости от требований прикладных задач. Такая гибкость может быть одним из путей решения проблемы хранения описаний видеоданных при создании визуальных баз знаний.

В статье впервые показано, что применение разработанных моделей представления пространства признаков, основанных на перегруппировке структурных элементов, обеспечивает повышение показателей достоверности и быстродействия классификации. На примере геометрических инвариантных признаков изображений получено экспериментальное подтверждение эффективности предложенных методов для автоматизированного интеллектуального анализа видеоданных.

Практически важным является получение предпочтительных характеристик сопоставления по сравнению с известными методами, что говорит о целесообразности развития и применения предложенных моделей обработки в задачах компьютерного зрения.

Перспективы исследования состоят в развитии предложенных моделей представления и фильтрации в плане их адаптации к свойствам конкретных баз видеоинформации.

Литература

- [1] Шапиро Л. Компьютерное зрение / Л. Шапиро, Дж. Стокман; пер. с англ. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2006. – 752 с.
- [2] Гороховатский В.А. Структурное распознавание изображений на основе моделей голосования признаков характерных точек / В.А. Гороховатский, Е.П. Путятин // Реєстрація, зберігання і обробка даних. – 2008. – Т. 10, № 4. – С. 75–85.
- [3] Форсайт Д. Компьютерное зрение. Современный подход: Пер. с англ. // Д. Форсайт, Ж. Понс // – М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. – С. 928.
- [4] Rahtu E. Object classification with multi-scale autoconvolution / E. Rahtu, J. Heikkila // In Proceedings of ICPR04. - Cambridge, England 2004. – vol. 3. – P. 37–40.
- [5] Гороховатский В.А. Повышение быстродействия метода аффинных инвариантов при сопоставлении структурных описаний визуальных объектов / В.А. Гороховатский, Т.В. Полякова // Системи управління, навігації та зв'язку: зб. наук. пр. – К.: ЦНДІ навігації і управління, 2009. – Вип. 2(10). – С. 85–89.
- [6] Гороховатский В.А. Метод структурного распознавания изображений с использованием разнотипных признаков / В.А. Гороховатский, Т.В. Полякова // VII міжн. науково-практ. конф. «Математичне та програмне забезпечення інтелектуальних систем (MPZIS-2009)». Тези доповідей. – Дніпр-ськ: ДНУ, 25-27 листопада 2009. – С. 71–72.
- [7] Гороховатский В.А. Критерии и модели структурной классификации с применением принципа голосования / В.А. Гороховатский, Т.В. Полякова // Системи обробки інформації: зб. наук. пр. – Х.: Харк. ун-т повітряних сил ім. І. Кожедуба. – 2011. – Вип. 2 (92). – С. 12–16.
- [8] Гороховатский В.А. Оптимальные методы сопоставления структурных описаний видеообъектов / В.А. Гороховатский, Т.В. Полякова // Бионика интеллекта. – 2011. Вип. 3(77). – С. 85–89.
- [9] Рассел С. Искусственный интеллект: современный подход; 2-е изд. / С. Рассел, П. Норвиг; пер. с англ. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2006. – 1408 с.

Поступила в редколлегию 06.06.2012



Полякова Татьяна Викторовна, ассистент кафедры информатики ХНАДУ, аспирантка ХНУРЭ. Область научных интересов: модели, методы, информационные технологии анализа и распознавания изображений.

УДК 004.932.2:004.93'1

Аналіз та стиснення структурних описів на основі геометричних інваріантних ознак / Т.В. Полякова // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. – Том 11. № 3. – С. 417–420.

Розглядаються моделі побудови просторів геометричних інваріантних ознак з метою підвищення ефективності порівняння структурних описів відеооб'єктів. Запропонований підхід дозволяє керувати обсягом опису для зменшення обчислювальної складності, забезпечуючи достатній рівень достовірності розпізнавання. Обговорюються результати експериментів на основі побудованих моделей.

Ключові слова: розпізнавання зображень, геометричні ознаки, афінні інваріанти, структурний опис, фільтрація, базис, обчислювальні витрати, достовірність

Л. 4. Бібліогр.: 9 найм.

UDC 004.932.2:004.93'1

Analysis and compression of structural descriptions based on geometric invariant features // T.V. Polyakova // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 3. – P. 417–420.

The paper considers models of constructing spaces of geometric invariant features to increase the efficiency of comparison of structural descriptions of video objects. The suggested approach allows to control description size in order to reduce computational complexity, providing a sufficient level of recognition reliability. Experimental results based on the constructed models are discussed.

Keywords: pattern recognition, geometric features, affine invariants, structural description, filtering, basis, computational cost, reliability.

Fig. 4. Ref.: 9 items.

АНАЛИЗ ПОДХОДОВ К ПРАКТИЧЕСКОЙ РЕАЛИЗАЦИИ СИТУАЦИОННЫХ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ СЕТЕВЫХ АНОМАЛИЙ

В.С. СИМАНКОВ, А.С. КОЛОДИЙ

Применяемые в настоящий момент методы обнаружения аномалий (методы сигнатурного анализа, ситуационного подхода, статистического анализа, искусственных нейронных сетей и др.) на сегодняшний день используются в существующих реализациях систем обнаружения, однако не обладают возможностью анализа всех необходимых данных. В рамках одного комплекса целесообразно внедрение архитектуры, допускающей совместное применение различных методов для использования единых систем аудита и улучшения свойств адаптивности с учетом типовых сценариев развития аномалии.

Ключевые слова: сетевые аномалии, ситуационное моделирование, выявление аномалий, сигнатурный анализ.

На сегодняшний день можно выделить два основных подхода к обнаружению сетевых аномалий («anomaly detection»). Первый подход полагается на модель аномалий (аномального поведения) и сравнивает поток событий в системе с некоторыми моделями. Подход, связанный с обнаружением аномального поведения, полагается на модель нормального поведения и идентифицирует аномальные вхождения в поток событий (отклонения от нормального поведения) [5].

Для систем обнаружения атак характерно наличие ошибок 1-го и 2-го рода: ошибка первого рода состоит в том, что будет отвергнута правильная гипотеза (будет пропущено состояние, которое не попадает под определение аномального поведения или шаблон — «false negative»); ошибка второго рода состоит в том, что будет принята неправильная гипотеза (нормальные действия в работе системы будут расценены как аномалия — «false positive»).

Авторами были рассмотрены некоторые применяемые в настоящий момент методы обнаружения аномалий на уровне сети и узлов сети: методы сигнатурного анализа, ситуационного подхода и методы статистического анализа. Отдельно стоит указать методы на основе искусственных нейронных сетей; искусственные иммунные системы, биометрические методы, методы кластерного анализа, экспертные системы.

Некоторые из этих методов на сегодняшний день используются в существующих программных и аппаратно-программных реализациях систем обнаружения: система обнаружения Snort, система Bro, комплекс программных средств STAT, Prelude, OSSEC, аппаратно-программные средства Cisco Secure IPS, система IBM ISS RealSecure, средства Symantec Network Security, eTrust Intrusion Detection.

Однако ни одна из рассмотренных СОА не обладает возможностью анализа всех необходимых данных, обрабатываемых на разных уровнях информационных систем.

Анализ существующих методов показал, что в рамках одной СОА целесообразно внедрение

архитектуры системы, допускающей совместное применение различных методов для решения задач защиты сетей, а также для улучшения свойств адаптивности сигнатурных методов требуется алгоритм поиска неточного соответствия искомым шаблонам, удовлетворяющий следующим критериям [2]:

- высокая ожидаемая скорость работы;
- возможность эффективной программной реализации;
- возможность обобщения алгоритма на поиск с неточным соответствием искомому образцу.

Модели сетевой аномалии разрабатываются для решения следующих задач: обеспечения единого представления сведений о регистрируемых событиях в рамках одной модели, для обработки данных, поступающих с различных подсистем ИС, и уменьшения количества ложных срабатываний.

Уменьшение числа ложных срабатываний должно достигаться за счет учета для каждого события фазы сетевой аномалии, к которой оно может относиться, и корреляционных связей событий в наблюдаемой последовательности. Таким образом, предлагаемая модель призвана учитывать типовой сценарий развития сетевой аномалии в компьютерной системе.

Каждое событие безопасности описывается рядом характеристик, таких, как: тип события, время регистрации, фаза аномалии, в которой может наблюдаться данное событие, источник, цель. Источники могут описывать сетевой узел с набором адресов, процессы, системные службы, пользователи, имена файлов, имена ключей системного реестра [3].

Важными свойствами в описании каждого события являются:

- фаза, в которой может наблюдаться данное событие;
- время появления события;
- базовая оценка опасности события;
- время ожидания, в течение которого оценка остается актуальной.

Для практической реализации такого модельного подхода необходимо предъявлять дополнительные требования к архитектуре сенсоров системы, сделать ее модульной (рис. 1). Сенсор СОА, построенный по модульному принципу, имеет ряд преимуществ перед «монолитным»:

- возможность обработки первичных данных произвольной природы: сетевой трафик, системные вызовы, файлы журналов, контроль прикладных средств;
- возможность, при необходимости, использования произвольных методов обнаружения злоупотреблений или аномалий;
- возможность адаптивной настройки под конкретную сеть путем включения или исключения требуемых модулей из рабочего множества сетевого сенсора.

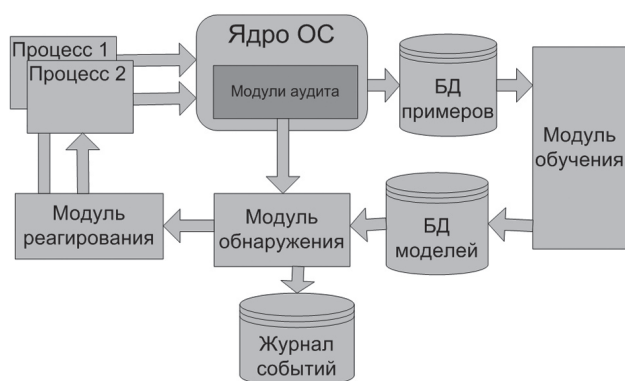


Рис. 1. Общая структура предлагаемой модели СОА

Под управлением ядра операционной системы работает некоторое количество процессов, потенциально уязвимых к вторжениям. При обращении к ресурсам системы от процессов к ядру поступают системные вызовы, которые перехватываются модулем аудита. Перехваченные последовательности поступают на вход модуля обнаружения для анализа на предмет наличия аномалий. Модуль обнаружения сравнивает данные, поступающие от модуля аудита, с соответствующим профилем, хранящимся в базе данных моделей [4-6]. При обнаружении аномалии в текущей последовательности системных вызовов он записывает сообщение об этом в журнал событий и оповещает об этом модуль реагирования, который, в соответствии с настройками политики реагирования, оказывает воздействие на исполняемый процесс, например, снимает его с выполнения.

Функционирование системы включает два этапа: обучение и обнаружение. Целью этапа обучения является сбор в базе данных примеров максимально полной и в то же время компактной информации о нормальном поведении процесса и настройка модели процесса таким образом, чтобы она максимально достоверно моделировала это поведение [1]. В режиме обнаружения анализируются последовательности системных вызовов, также собранные модулем аудита, но,

возможно, содержащие аномальные участки. Происходит сопоставление фрагментов последовательностей, характеризующих профиль нормального поведения рассматриваемого процесса, и генерируются сигналы тревоги, если при сопоставлении возникли существенные отклонения от профиля.

Наиболее обоснованным решением для реализации сбора исходной информации в разрабатываемой системе является специализированный модуль ядра, осуществляющий перехват системных вызовов. Из известных решений можно использовать BSM для ОС Solaris или LinuxBSM для ОС семейства GNU/Linux.

На современном этапе развития СОА методы обнаружения аномалий не находят практического применения в чистом виде, а используются как дополнения к методам обнаружения злоупотреблений, расширяющие функциональность СОА

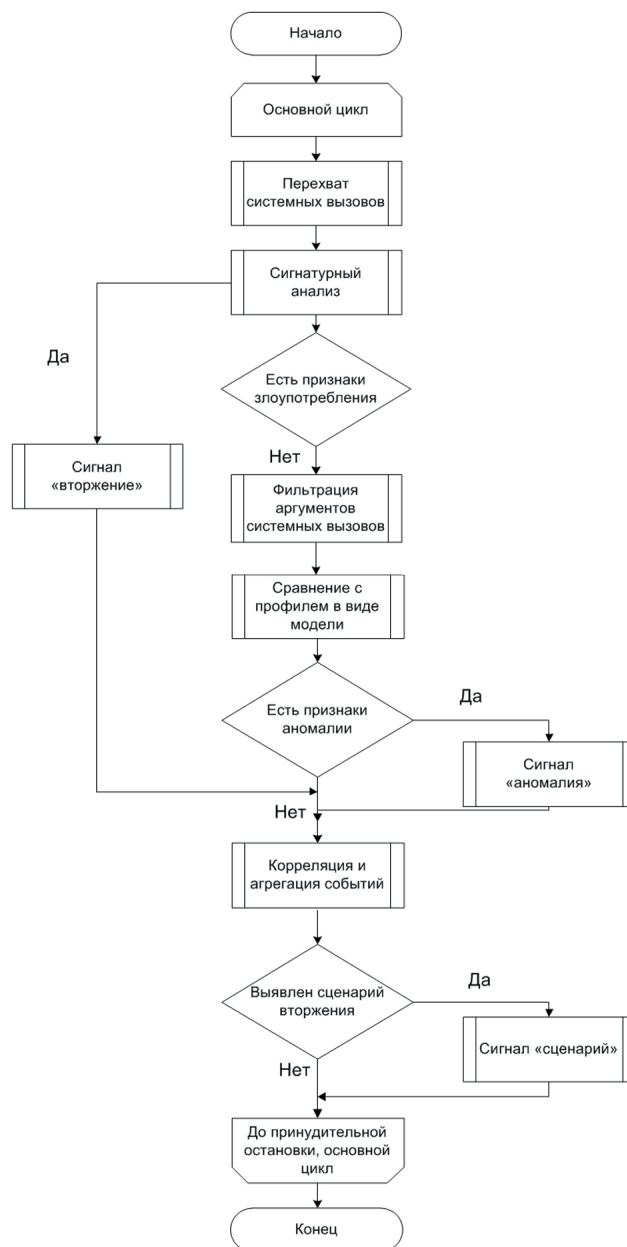


Рис. 2. Общий алгоритм функционирования комплексной СОА

в целом [3]. Рассмотрим возможность применения разработанного метода обнаружения аномалий в возможной структуре комплексной СОА. Разработанный метод обнаружения аномалий предполагает анализ данных аудита, представляющих собой последовательности системных вызовов, поступающих к ядру от системных и прикладных процессов. При этом анализируются только сами вызовы без их аргументов. Разработанный метод обнаружения можно использовать в комплексе с произвольной системой обнаружения уровня узла, анализирующей системные вызовы.

Учитывая изложенные соображения, сформируем общий алгоритм функционирования комплексной СОА (рис. 2).

Такая комплексная СОА может использовать единую систему аудита, причем на вход модуля обнаружения злоупотреблений целесообразно подавать весь объем поступающих данных, а на вход модуля обнаружения аномалий системные вызовы без учета их аргументов. При использовании в рамках комплексной СОА модулей обнаружения аномалий и модуля обнаружения злоупотреблений возникает необходимость агрегации сообщений от этих двух источников, анализа динамики и выявления типовых сценариев вторжений [4].

Агрегация и корреляция событий необходимы для устранения традиционных недостатков обнаружения злоупотреблений и обнаружения аномалий.

Программная система обнаружения состоит из (рис. 3):

- сетевых сенсоров, объединяющих модули, предназначенные для анализа событий, представляющих интерес с точки зрения безопасности контролируемой сети и ее узлов;
- аккумулятора событий безопасности, предназначенного для приема, хранения и централизованного анализа всех событий безопасности, а также для управления сетью сенсоров в автоматическом режиме;
- консоли управления для управления системой и визуализации данных.

Для возможности проведения экспериментальных исследований были реализованы в реальной распределенной сети (рис. 4) обработчики сенсора, обеспечивающие: декодирование сетевых кадров ethernet, пакетов PPPoE, ARP, IPv4, обработчики выполняющие дефрагментацию IP пакетов и сборку сеансов TCP, модули обнаружения сетевых атак ARP-spoofing, модули выявления атак типа syn-flood, fragle, smurf и некоторых видов сетевого сканирования, модуль выполнения сигнатурного поиска с неточным соответствием, модули анализа файловой системы и журналов регистрации операционной системы.

Экспериментальные исследования проводились с целью:

- проверки работоспособности предложенных решений по обработке сетевого трафика

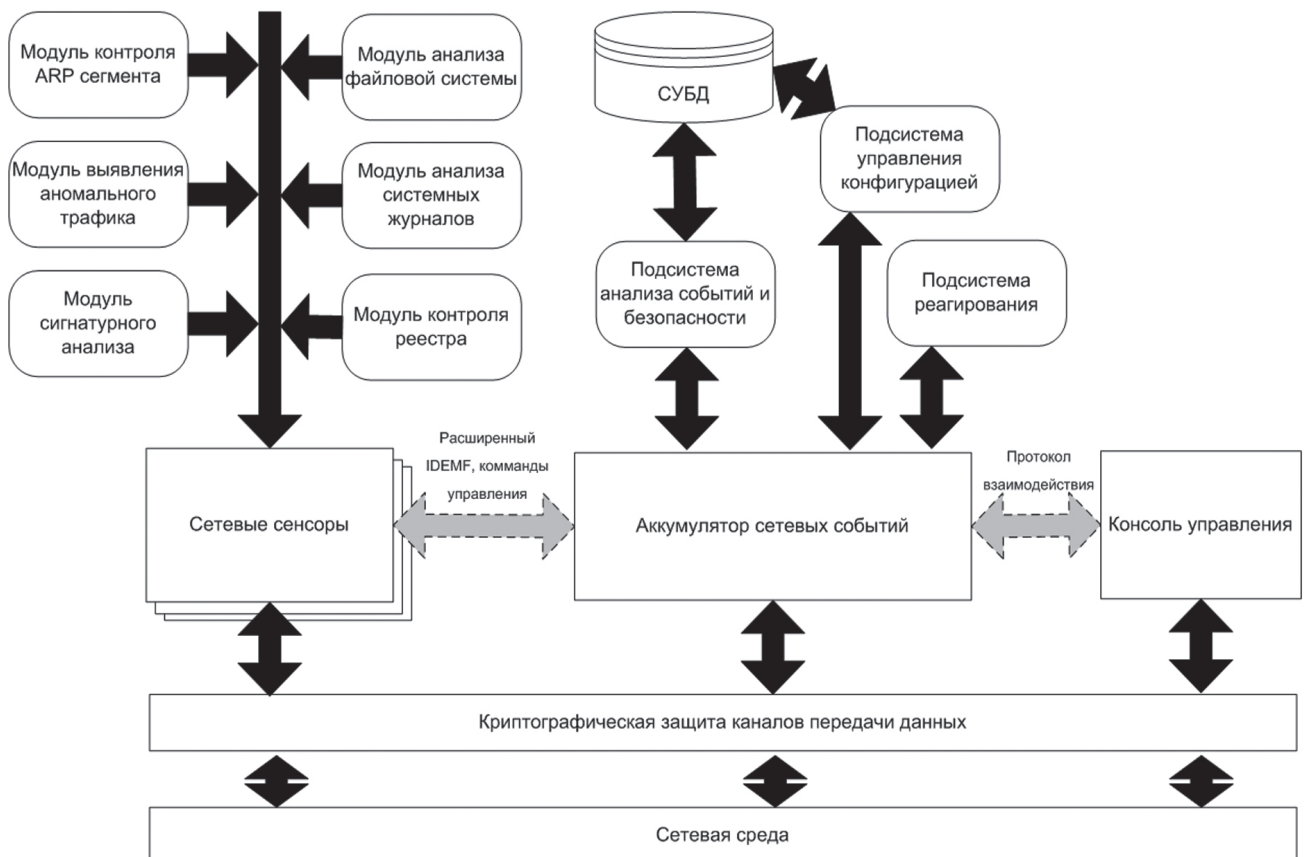


Рис. 3. Архитектура программной системы обнаружения атак

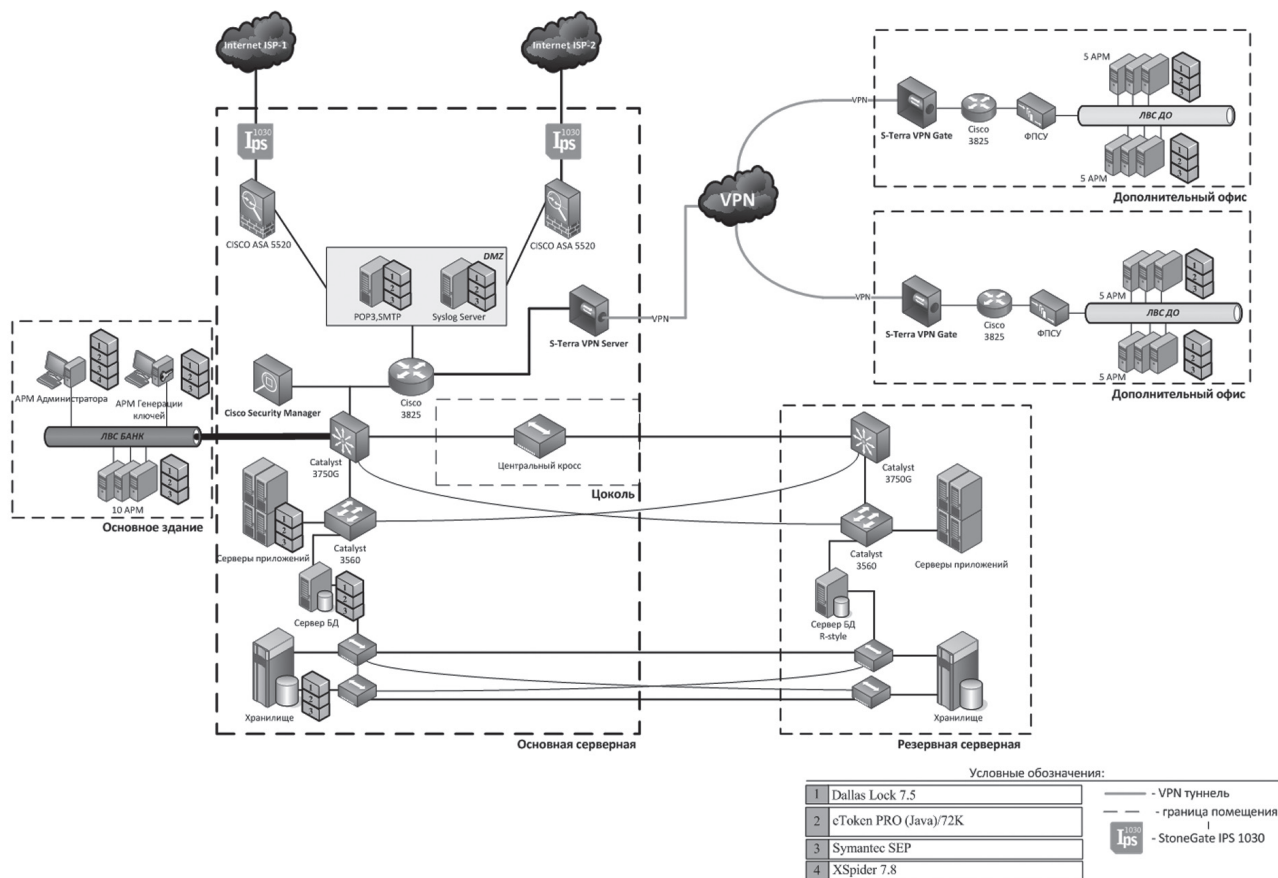


Рис. 4. Схема тестовой сети

и локальных событий, в том числе способности анализировать пакеты канального, сетевого уровня, производить сборку TCP-сессий;

– оценки временных характеристик выполнения автоматизированных функций, реализуемых с применением макета программной системы;

– сравнения результатов, получаемых разработанной программной системой с результатами существующих СОА.

По результатам испытаний на производительность с различными наборами обработчиков и количеством сигнатур макет показал возможность обработки трафика со скоростью 10.6 Мб/с (7500 сигнатур на ЭВМ с центральным процессором Intel Core i3, 4 Гб ОЗУ), что достаточно для обработки каналов со скоростью 100 Мбит/с.

Литература

[1] Симанков В.С., Шпехт И.А. Автоматизация системных исследований на основе неформальных процедур: Монография. – М.: БиномПресс, 2012. – 358 с.
 [2] Раттнер. Д. «Анализ рисков в управлении сетевой безопасностью». – Northeastern University, 2010.
 [3] Дымарский Я.С., Крутякова Н.П., Яновский Г.Г. Управление сетями связи: принципы, протоколы, прикладные задачи. – Москва, 2010.
 [4] Abraham A. and Thomas J., Distributed Intrusion Detection Systems: A Computational Intelligence Approach. // Applications of Information Systems to Homeland Security and Defense, Abbas H.A. and Essam D. (Eds.), Idea Group Inc. Publishers, USA, 2005.

[5] Blanc M., Oudot L., and Glaume V., «Global Intrusion Detection: Prelude Hybrid IDS.» // Technical Report, 2003.

[6] Noria Foukia, “IDReAM: Intrusion Detection and Response executed with Agent Mobility Architecture and Implementation.”// Proceedings of the fourth international joint conference on Autonomous agents and multiagent systems, the Netherlands, 2005.

Поступила в редколлегию 15.05.2012

Симанков Владимир Сергеевич, доктор технических наук, профессор, директор Института информационных технологий и безопасности университетского комплекса Кубанского государственного технологического университета, г. Краснодар. Область научных интересов: системный анализ, синтез, моделирование, оптимизация, адаптивное управление.



Колодий Александр Сергеевич, аспирант кафедры компьютерных технологий и информационной безопасности Кубанского государственного технологического университета, г. Краснодар. Область научных интересов: системный анализ, моделирование, информационная безопасность, сети передачи данных.



УДК 519:616-079.4:616.5

Аналіз підходів до практичної реалізації ситуаційних алгоритмів виявлення мережевих аномалій / В.С. Сіманков, О.С. Колодій // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. – Том 11. № 3. – С. 421–425.

Застосовувані в даний момент методи виявлення аномалій (методи сигнатурного аналізу, ситуаційного підходу, статистичного аналізу, штучних нейронних мереж і ін) на сьогоднішній день використовуються в існуючих реалізаціях систем виявлення, однак не володіють можливістю аналізу всіх необхідних даних. В рамках одного комплексу доцільно впровадження архітектури, що допускає спільне застосування різних методів для використання єдиних систем аудиту і поліпшення властивостей адаптивності з урахуванням типових сценаріїв розвитку аномалій.

Ключові слова: мережеві аномалії, ситуаційне моделювання, виявлення аномалій, сигнатурний аналіз.
Л. 04. Бібліогр.: 06 найм.

UDC 519:616-079.4:616.5

Analyzing approaches to practical realization of situational algorithms of detecting network anomalies / V.S. Simankov, A.S. Kolodiy // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 3. – P. 421–425.

Currently used methods of detecting anomalies (methods of signature analysis, situational approach, artificial neural networks, etc.) are applied in existing realizations of detection systems, however they do not have a possibility of analyzing all the necessary data. Within one complex it is expedient to introduce an architecture allowing a joint application of various methods for using unified audit systems and improving adaptive features in view of standard scenarios of anomaly development.

Keywords: network anomalies, situational modelling, detection of anomalies, signature analysis.

Fig. 04. Ref.: 06 items.

КОЛИЧЕСТВЕННЫЙ АНАЛИЗ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ЗОНДОВОЙ СКАНИРУЮЩЕЙ МИКРОВОЛНОВОЙ МИКРОСКОПИИ

Ю.Е. ГОРДИЕНКО, С.Ю. ЛАРКИН, О.П. ШИЯН

В работе приводятся результаты численного исследования зависимости распределения ближнего поля резонаторных зондов в сканирующей микроволновой микроскопии от размера острия зонда и влияния этого параметра на величину сигналов сканирования. Полученные результаты позволяют сделать вывод о том, что пространственная разрешающая способность и контрастность микроскопии с использованием указанных зондов практически линейно зависят от радиуса острия. Это упрощает решение проблемы одновременного повышения контрастности и разрешающей способности сканирующей микроволновой микроскопии.

Ключевые слова: зондовая сканирующая микроволновая микроскопия (ЗСММ), резонаторный зонд (РЗ), пространственная разрешающая способность (ПРС).

ВВЕДЕНИЕ

Ближнеполевая сканирующая микроскопия в настоящее время является наиболее развивающейся областью нового инструментария для физических исследований наноматериалов и нанотехнологий [1].

Наиболее перспективным ее направлением является зондовая сканирующая микроволновая микроскопия (ЗСММ), базирующаяся на применении резонаторных ближнеполевых зондов (РЗ) [2-4]. Характерный для микроскопии вопрос о предельной разрешающей способности в ЗСММ требует выделения аспектов, связанных с пространственной разрешающей способностью (ПРС) и контрастностью формируемых двух или трехмерных изображений распределения различных физических свойств объектов [5].

Для ранее возникших направлений зондовой сканирующей микроскопии, например, СТМ или АСМ такой вопрос не стоял в связи с тем, что повышение их ПРС теоретически и практически не сопровождается выходом сигналов на физический предел выделения. В ЗСММ такой выход может наблюдаться уже при субмикронном (а не нанометровом) значении ПРС из-за специфики формирования и выделения микроволновых сигналов сканирования.

Отметим, что в ЗСММ такими сигналами являются физические величины, связанные с изменением добротности и резонансной частоты зонда, пороги регистрации которых в относительном выражении существенно уступают порогам регистрируемых сигналов в СТМ и АСМ.

Поскольку это сложно связано как с физикой взаимодействия зонда с объектом, так и с технической обработкой сигналов, сама проблема еще весьма слабо изучена в теоретическом и практическом смыслах. В технической литературе отсутствуют прямые сведения о количественной взаимосвязи величины формируемых сигналов ЗСММ с радиусом острия зонда, который

фактически непосредственно определяет ПРС этого вида микроскопии.

Целью данной работы является установление такой взаимосвязи и попытка теоретически оценить перспективы повышения разрешающей способности ЗСММ.

Для этого предполагается решить следующие задачи:

- определить модель РЗ, исследование которой позволит обобщить подходы к количественной оценке направлений повышения разрешающей способности ЗСММ;
- численно установить зависимость сигналов сканирования от формы и сечения острия зонда;
- полномасштабно представить влияние формы и сечения острия зонда на распределение электромагнитного поля в апертуре с объектом;
- предложить физическую интерпретацию взаимосвязи ПРС и контрастности изображений, обеспечивающую возможность оценки перспектив улучшения этих параметров ЗСММ.

1. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ

В предыдущих работах [6-8] нами была обоснована целесообразность использования модели конусного коаксиального резонаторного зонда для построения основ теории ЗСММ. Схематичное изображение такого зонда представлено на рис. 1 с приведенными сведениями о конкретных размерах, для которых получены обсуждаемые ниже результаты.

Такой резонаторный зонд имеет резонансную частоту 7,8 ГГц на низшем ТЕМ виде колебаний при условии его четвертоволновости. Ненагруженная добротность при исполнении РЗ из меди имеет величину порядка $2 \cdot 10^3$ и слабо уменьшается при уменьшении сечения острия R_{1r} .

Численные исследования выполняются с использованием решения уравнения Гельмгольца для электродинамической системы «РЗ –

исследуемый объект полубесконечной формы». Решение осуществляется методом конечных элементов с учетом потерь в стенках и граничных условий на бесконечности. Реальные размеры объекта для учета этих условий обоснованы в [9]. Предполагается, что воздушный зазор между острием зонда и объектом отсутствует. Ранее было показано [10], что такой подход обеспечивает хорошее совпадение с экспериментом и сходимость решений не хуже 0,01%. Время одного расчета значений добротности и резонансной частоты с промежуточным выделением распределения поля в системе не превышает 5 мин.

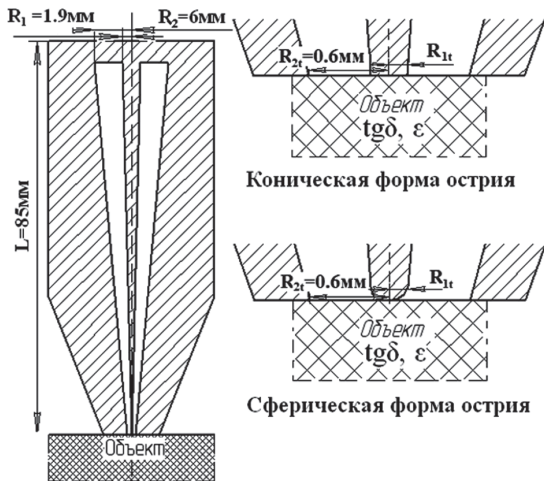


Рис. 1. Схематическое изображение конусного коаксиального резонаторного зонда

Сигналы сканирования представляются в виде значений добротности Q и резонансной частоты f , а также их изменения относительно значений для РЗ без объекта

$$\Delta\left(\frac{1}{Q}\right) = \frac{1}{Q} - \frac{1}{Q_0}; \quad \frac{\Delta f}{f} = \frac{f - f_0}{f}. \quad (1)$$

Одним из ключевых моментов анализа полученных результатов численного исследования является их соответствие теории малых возмущений. В соответствии с этой теорией между сигналами ΔQ^{-1} и $\Delta f/f$ должна существовать корреляция, выражаемая соотношением [11]:

$$\Delta\left(\frac{1}{Q}\right) = \text{tg}\delta \frac{2\varepsilon}{\varepsilon - 1} \frac{\Delta f}{f}. \quad (2)$$

Как показано неоднократно в работах по резонаторным методам контроля параметров диэлектриков и полупроводников, это соотношение выполняется при условии существенного преобладания СВЧ потерь в объекте над потерями в стенках резонатора и на излучение, а также при условии, что объект не влияет на запасаемую энергию в остальной части электродинамической системы.

2. ПОЛУЧЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ИХ АНАЛИЗ

В первую очередь представим в полной мере систематизированные результаты исследования влияния формы и сечения острия зонда на распределение поля в объекте с однородным

распределением электрических свойств, характеризующимся определенным значением ε и $\text{tg}\delta$. Как известно [11], такое распределение для коаксиальной апертуры представляется вкладом нормальной и тангенциальной к плоскости объекта составляющих, которое зависит от формы и радиуса сечения острия. Так, для острия сферической формы вклад нормальной компоненты существенно локализуется непосредственно под острием, а для тангенциальной распределен по сечению коаксиала. Функционально важное для ЗСММ ближнее поле оказывается формируемым нормальной компонентой, а распределение его по радиусу носит квазигансовый характер.

При форме острия в виде усеченного конуса ближнее поле локализуется по периферии острия с переходом нормальной составляющей в тангенциальную при $r = R_{1t}$. В итоге распределение полного ближнего поля зонда носит трубчатый характер с резким переходом от нормальной к объекту поляризации к тангенциальной на периферии острия.

Зависимость описанного распределения полного поля от радиуса R_{1t} для сферической и конической формы острия представлена на рис. 2.

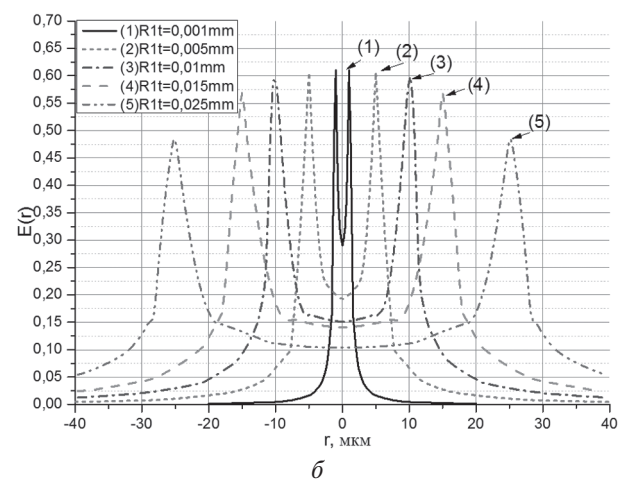
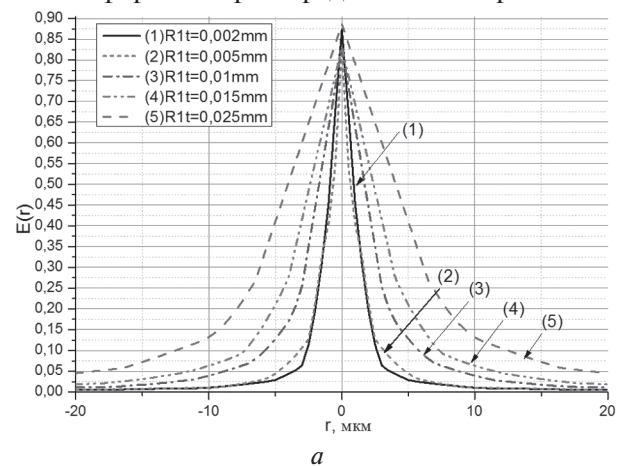


Рис. 2. Зависимость распределения поля РЗ от радиуса острия сферической (а) и конической (б) формы

Детализацию распределения поля по компонентам можно уяснить, воспользовавшись данными работы [10].

Руководствуясь формулой теории малых возмущений:

$$\frac{\Delta\pi}{\omega} = \frac{\int \Delta\varepsilon E_0 E_1^* dv}{\int \varepsilon_0 E_0 E_1^* dv}, \quad (3)$$

можно видеть, что зависимость чувствительности РЗ с конусной формой острия должна существенно отличаться от «геометрических» представлений о вносимой объектом комплексной емкости [5] и ее зависимости от R_{1r} .

Для сферической формы острия такой вывод далеко не очевиден. В целом, можно заключить, что необходимо конкретно исследовать зависимость сигналов Q , ΔQ^{-1} , $\Delta f/f$ от R_{1r} .

На рис. 3 представлены эти зависимости для различных форм острия.

Обращает на себя внимание близкая к линейной зависимость сигналов $\Delta f/f$ и ΔQ^{-1} от R_{1r} , что не соответствует «геометрическому» представлению о вносимой объектом в РЗ емкости. Квазилинейность зависимости сигналов как для сферической, так и для конической формы острия позволяет допускать аналогичную их экстраполяцию в область более малых значений $R_{1r} < 10^{-3}$ мм. (Хотя вопрос поведения сигналов при сверхмалых сечениях острия требует отдельного уточнения.)

Вместе с тем, следует отдельно рассмотреть вопрос корреляции рассматриваемых зависимостей с теорией малых возмущений. С этой целью на рис. 3в представлены пунктиром графики

$\Delta\left(\frac{1}{Q}\right) = \varphi(R_{1r})$, полученные по формуле (2), соответствующей данной теории, на основе рассчитанных значений $\Delta f/f$, а сплошными линиями – графики на основе прямого вычисления значения ΔQ^{-1} .

Четко видно, что с увеличением R_{1r} и $\text{tg}\delta$ объекта теория малых возмущений не соответствует точным вычислениям при разных формах острия. Объяснение этому факту можно искать, предполагая, что сигнал $\Delta f/f$ кроме непосредственного накопления энергии в объекте связан еще и с перераспределением поля объектом в области апертуры. Такое предположение особо аргументируется зависимостью отклонения от $\text{tg}\delta$ объекта.

Для полноты физической картины на рис. 4 приведены зависимости характеристик преобразования РЗ по сигналам, связанным с изменением его добротности, от радиуса сечения сферического и конусного острия. Они хорошо иллюстрируют справедливость сделанных выше выводов в широком диапазоне значений $\text{tg}\delta$ объектов. Аналогичное заключение можно сделать и по диапазону значения диэлектрической проницаемости.

Отдельно следует отметить тот факт, что ПРС и контрастность физически скорее связаны соотношением инвариантности их произведения к радиусу острия, нежели его уменьшением с увеличением ПРС. Фактически такой вывод сделан в работе [5] по результатам экспериментальных

исследований и более приближенных физических оценок.

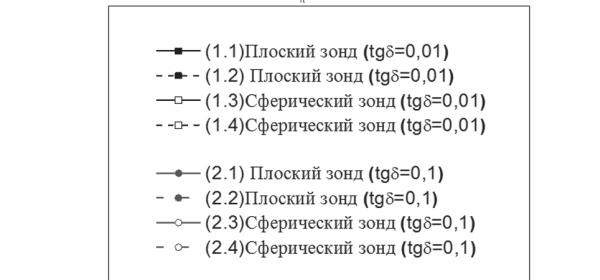
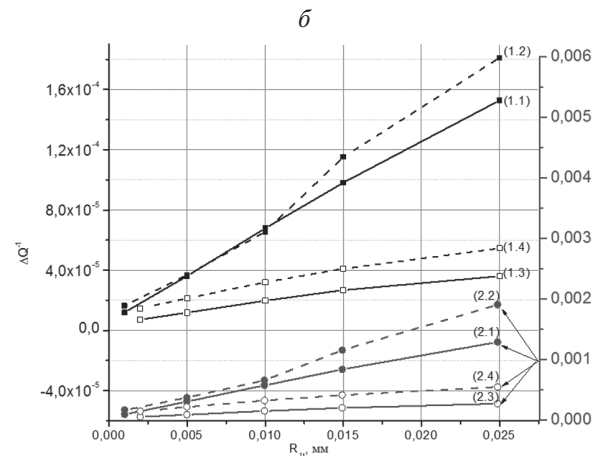
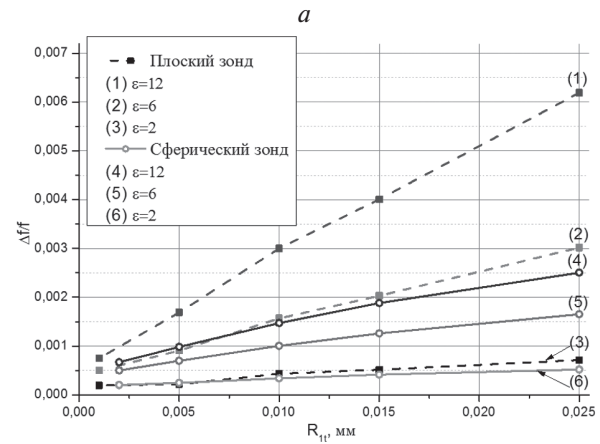
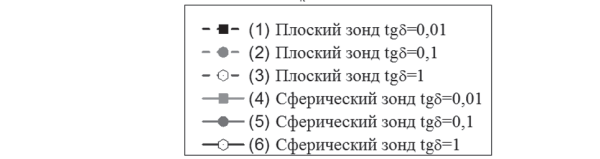
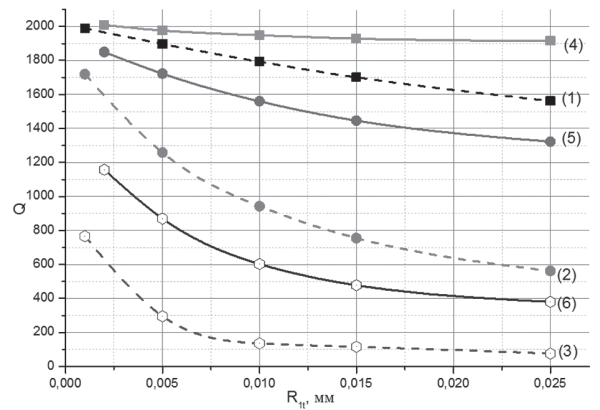


Рис. 3. Графики зависимости величин Q , $\Delta f/f$, ΔQ^{-1} от R_{1r} для различных форм острия

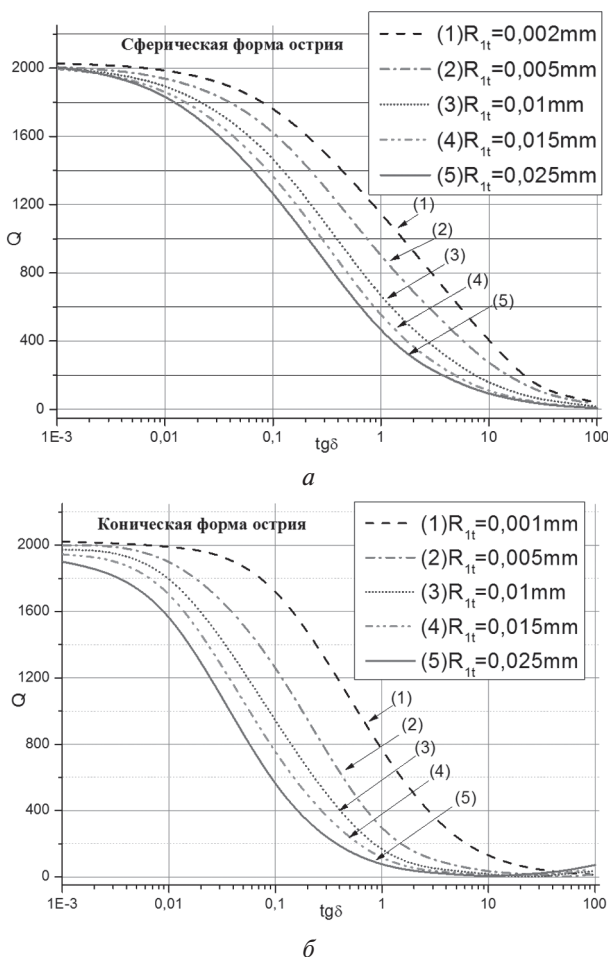


Рис. 4. Графики зависимости добротности Q для различных значений радиуса острия сферической (а) и конической (б) формы

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате проведенных системных исследований распределения поля в апертурной области резонаторных зондов для ЗСММ и зависимости формируемых с их помощью сигналов сканирования от формы и радиуса сечения острия можно сделать следующие выводы:

— для острия в форме усеченного конуса характерна «трубчатость» распределения поля в апертуре, зауживающаяся по мере уменьшения радиуса R_{it} . При сферичной форме острия «трубчатость» отсутствует, а энергия ближнего поля зонда локализуется в объекте непосредственно под острием. Сечение области локализации оказывается меньше R_{it} .

— зависимость сигналов сканирования от радиуса острия R_{it} носит квазилинейный характер, что существенно ослабляет проблему одновременного повышения ПРС и контрастности ЗСММ. Физическая интерпретация этого экспериментально подтверждаемого факта связана с концентрацией поля под острием зонда, что особенно проявляется при его сферической форме.

— количественная оценка сигналов сканирования показывает неприемлемость использования теории малых возмущений для интерпретации и реконструкции изображений в технике

ЗСММ. Для выполнения этих процедур необходимо применять прямые численные методы анализа с последующей аналитической аппроксимацией результатов при решении обратных задач.

Литература

- [1] Scanning probe microscopy: electrical and electromechanical phenomena at the nanoscale / edited by S. V. Kalinin, A. Gruverman. New York: Springer-Verlag. 2007. 980 p.
- [2] Anlage S. M., Steinhauer D. E., Feenstra B. J. at al. Near-field microwave microscopy of materials properties // Microwave Superconductivity / edited by H. Weinstock, M. Nisenoff. Netherlands: Rlumer Academic Publishers, 2001. P. 239-269.
- [3] Tabib-Azar M., Akinwande D., Ponchak G. E., LeClair S. R. Evanescent microwave probes on high-resistivity silicon and its application in characterization of semiconductors // Rev. Sci. Instrum. 1999. V. 70, №7. — P. 3083-3086.
- [4] Gao C., Wei T., Duerwer F. High spatial resolution quantitative microwave impedance microscopy by a scanning tip microwave near-field microscope // Appl. Phys. Lett. 1997. V. 71. — P. 1872-1874.
- [5] Imtiaz A., Anlage Effect of tip geometry on contrast and spatial resolution of the near-field microwave microscope // Journal of Applied Physics. 2006. V. 100. P. 1-8.
- [6] Гордиенко Ю.Е., Ларкин С.Ю., Яцкив А.М. Ближнеполевой СВЧ датчик на основе конусного коаксиального резонатора // Радиотехника, Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. X. : ХНУРЭ, 2009. — № 159. — С. 309-314.
- [7] Гордиенко Ю.Е., Камышан А.А., Ларкин С.Ю. Сравнительный анализ характеристик резонаторных зондов для СММ // Радиотехника и информатика. 2011. — № 1.
- [8] Гордиенко Ю.О., Ларкин С.Ю., Лепих Я.І. та інші. Теоретичні аспекти моделювання та проектування резонаторних зондів для скануючої мікрохвильової мікроскопії // Sensor Electronics and Microsystem Technologies. 2011. Т/2, №8.
- [9] Гордиенко Ю.Е., Ларкин С.Ю., Сорока А.С. Радиационные эффекты в ближнеполевой микроволновой микроскопии // Радиотехника, Всеукр. межвед. научн.-техн. сб. X.: ХНУРЭ, 2011. — № 164.
- [10] Gordienko Yu. E., Larkin S. U., and Prokaza A. M. Electromagnetic Properties of Resonator Microprobe for the Scanning Microwave Microscopy // Telecommunications and Radio Engineering, 2011, vol. 70. P. 1333-1342.
- [11] Лепих Я. І., Гордиенко Ю. О., Дзядевич С. В. та інші. Інтелектуальні системи на основі мікроелектронних датчиків нового покоління: [монографія].: Одеса, Астропринт, 2011. — С. 176-246.

Поступила в редколлегия 23.05.2012



Гордиенко Юрий Емельянович, доктор физ.-мат. наук, профессор, заведующий кафедрой микроэлектроники, электронных приборов и устройств ХНУРЭ.



Ларкин Сергей Юрьевич, канд. техн. наук, генеральный директор ПАО «НПК Наука» Киев.



Шиян Оксана Павловна, инженер кафедры микроэлектроники, электронных приборов и устройств ХНУРЭ.

УДК 537.533.35

Кількісний аналіз роздільної здатності зондової скануючої мікрохвильової мікроскопії / Ю.О. Гордієнко, С.Ю. Ларкін, О.П. Шиян // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2012. — Том 11. № 3. — С. 426–430.

У роботі наводяться результати чисельного дослідження залежності розподілу ближнього поля резонаторних зондів у скануючій мікрохвильовій мікроскопії від розміру вістря зонда і впливу цього параметра на

величину сигналів сканування. Отримані результати дозволяють зробити висновок про те, що просторова роздільна здатність і контрастність мікроскопії з використанням зазначених зондів практично лінійно залежать від радіуса вістря. Це спрощує вирішення проблеми одночасного підвищення контрастності і роздільної здатності скануючої мікрохвильової мікроскопії.

Ключові слова: зондова скануюча мікрохвильова мікроскопія (ЗСММ), резонаторний зонд (РЗ), просторова роздільна здатність (ПРЗ).

Л. 04. Бібліогр.: 11 найм.

UDC 537.533.35

Quantitative analysis of the resolution of scanning probe microwave microscopy / Yu.E. Gordienko, S.Yu. Larkin, O.P. Shiyana // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2012. Vol. 11. № 3. — P. 426–430.

The paper gives results of numerical study of dependence distribution of the near field of resonator probes in scanning microwave microscopy (SMM) on the size of a probe tip and influence of this parameter on the value of scanning signals. The results obtained allow to make a conclusion that the spatial resolution and microscopy contrast with the use of the said probes are almost linearly dependent on the tip radius. This simplifies the solution of the problem of simultaneous contrast enhancement and SMM resolution.

Keywords: scanning probe microwave microscopy, resonator probe, spatial resolution.

Fig. 04. Ref.: 11 items.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ВЫЧИСЛЕНИЙ НА БАЗЕ ТЕХНОЛОГИИ CUDA ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ ПТШ

Э.Э. АСАНОВ, С.А. ЗУЕВ, Г.В. КИЛЕССА, Н.И. СЛИПЧЕНКО

В работе представлены основные теоретические положения, на основе которых построена реализация численной модели ПТШ на GaAs, проведены исследования характеристик ПТШ. Для увеличения производительности модели отдельные этапы вычисления проводились на GPU с использованием технологии NVIDIA CUDA.

Ключевые слова: полевой транзистор с затвором Шоттки, моделирование методом макрочастиц, параллельные вычисления на базе CUDA.

ВВЕДЕНИЕ

Наиболее существенным недостатком существующих в настоящее время численных моделей вакуумных и полупроводниковых приборов являются скорость и, соответственно, время вычислений. Особенно это актуально для моделей, использующих кинетические подходы при моделировании. Большинство численно-аналитических моделей электронных приборов были разработаны достаточно давно, но и в настоящее время они широко эксплуатируются для исследования физических процессов, оптимизации характеристик приборов и т.д. Основной причиной низкой скорости вычислений является использование архитектуры SISD (Single instruction – single data). В настоящее время широкое применение для ускорения процессов моделирования находят методы параллельных вычислений.

Целью данной работы является демонстрация возможности и опыта использования параллельных вычислений на базе технологии CUDA (Compute Unified Device Architecture [1]) в модели полевого транзистора с затвором Шоттки.

ИСХОДНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Для построения достоверной модели процессов, происходящих в активной области транзистора, необходимо рассчитать движение свободных носителей заряда этой области во внешнем поле и полях зарядов внутренней области. В кинетическом приближении эволюция ансамбля частиц описывается уравнением Больцмана [2]:

$$\frac{\partial f}{\partial t} + \sum_i \frac{\partial f}{\partial \vec{r}_i} \frac{d\vec{r}_i}{dt} + \sum_i \frac{\partial f}{\partial \vec{p}_i} \frac{d\vec{p}_i}{dt} = S, \quad (1)$$

где f – функция распределения, \vec{r}_i и \vec{p}_i – радиус-векторы и импульсы свободных носителей заряда, S – интеграл столкновений.

Данное уравнение решается методом макрочастиц, при этом система (1) сводится к решению системы уравнений движения для макрочастиц в кристалле с учетом механизмов рассеяния:

$$\frac{d\vec{r}}{dt} = \frac{1}{\hbar} \frac{d\epsilon_k}{d\vec{k}} \quad \text{и} \quad \frac{d\vec{k}}{dt} = \frac{1}{\hbar} \frac{\vec{F}}{m^*}, \quad (2)$$

где ϵ_k , m^* – энергия и эффективная масса носителя заряда, соответственно, \vec{F} – действующая на него внешняя сила.

Для определения силы в (2), решается уравнение Пуассона:

$$\Delta\varphi = \frac{4\pi e}{\epsilon\epsilon_0} \left[\sum_i \int f_i d\vec{k} - N \right], \quad (3)$$

где $N = N(r)$ – распределение ионизированных атомов в решетке, ϵ – диэлектрическая проницаемость кристалла.

Интеграл столкновений в правой части кинетического уравнения Больцмана (1) интерпретируется через вероятности рассеяния на различных центрах. В модели учтены следующие механизмы рассеяния [2]:

- рассеяние на акустических фононах;
- рассеяние на оптических фононах;
- электрон-электронное рассеяние;
- рассеяние на нейтральных примесях;
- рассеяние на ионах примеси.

Каждый процесс рассеяния описывается правилами: алгоритмом для расчета нового волнового вектора \vec{k}' из предыдущего его значения \vec{k} и формулой для вычисления вероятности процесса рассеяния.

Если полная интенсивность рассеяния для всех процессов является постоянной, скажем Γ [с⁻¹], то время свободного пробега электрона между двумя рассеяниями равно [3]:

$$\delta t = -\frac{\ln(1-r)}{\Gamma}, \quad (4)$$

где r – случайное число из однородного вероятностного распределения в диапазоне [0,1).

Для реальных процессов полная интенсивность рассеяния не является постоянной, поэтому используется дополнительный (фиктивный) механизм «саморассеяния», который не дает изменений волнового вектора частицы, а его интенсивность при любой энергии выбирается такой, чтобы привести интенсивность рассеяния к выбранной постоянной Γ .

По истечению времени свободного пробега выбор процесса рассеяния проводится с помощью случайной величины r^* , равномерно распределенной в интервале $0 \leq r^* < \Gamma$.

Процесс рассеяния с номером m выбирается из следующего условия:

$$\sum_{i=1}^{m-1} \lambda_i(k) \leq r^* < \sum_{i=1}^m \lambda_i(k), \quad (5)$$

где $\lambda_i(k)$ – вероятность рассеяния для i -го процесса.

РЕАЛИЗАЦИЯ ЧИСЛЕННОЙ МОДЕЛИ

Численная модель ПТШ написана на языке C++ с использованием технологии объектно-ориентированного программирования. Структурная схема базовых классов приведена на рис. 1.

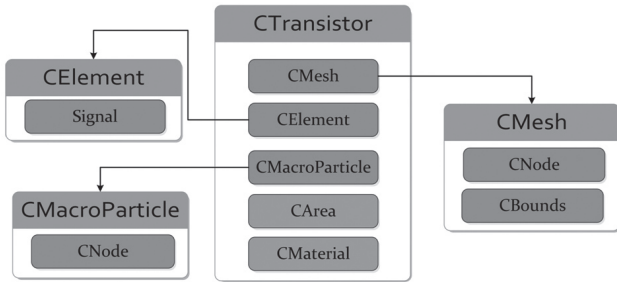


Рис. 1. Структурная схема базовых классов модели ПТШ

Класс CTransistor – это основной класс, отвечающий за взаимодействие отдельных составляющих модели. CElement реализует модель контакта, а также содержит в себе сигнал, подаваемый на этот контакт. Сигнал создается классом Signal и представляет собой периодическую дискретную функцию $U = U(t)$, где $t = t_0, t_1 \dots t_N$, с периодом T . CMesh содержит в себе дискретное множество узлов, составляющих сетку, наложенную на область моделирования ПТШ. Каждый узел – это экземпляр класса CNode, который содержит следующие параметры: плотность заряда, потенциал, концентрацию примесей, а также температуру. CMesh включает в себя и класс CBounds, который отвечает за задание граничных условий. Моделируемая область прибора разбивается пользователем на зоны (класс Area) с различными значениями концентрации основных носителей заряда. Кроме этого в CTransistor хранится список макрочастиц, представленных экземплярами класса CMarcoParticle. CMarcoParticle кроме основных параметров (заряд, масса, позиция, волновой вектор и энергия) содержит в себе указатель на верхний левый узел ячейки, в которой он находится. Это позволяет сократить время, затрачиваемое на вычисления при размазывании заряда, т.к. не приходится определять, в какой ячейке находится макрочастица. CMaterial – абстрактный класс, который содержит в себе характеристики материала моделируемого прибора, а также абстрактные функции рассеяния. Классы, наследуемые от CMaterial, реализуют эти функции в соответствии с формулами для частот рассеяния для данного материала.

Общая блок-схема, демонстрирующая алгоритм работы модели, приведена на рис. 2.



Рис. 2. Общая блок-схема работы модели

Как видно из рис. 2, после запуска программы пользователю необходимо задать параметры исследуемого ПТШ, после чего происходит инициализация объекта типа CTransistor. После создания экземпляра класса CTransistor модель находится в режиме ожидания и только при вызове функции CTransistor::Update() происходит обновление на одну итерацию. Вызов функции CTransistor::Update() осуществляет Управляющий класс, который также отвечает за создание окна для вывода результатов работы и визуализирует текущее состояние. Процесс «Обновление на шаг DT» является основным в модели. Именно на этом этапе выполняются такие функции, как размазывание зарядов, расчет потенциалов, рассеивание частиц. Развернутая блок-схема данной процедуры приведена на рис. 3.

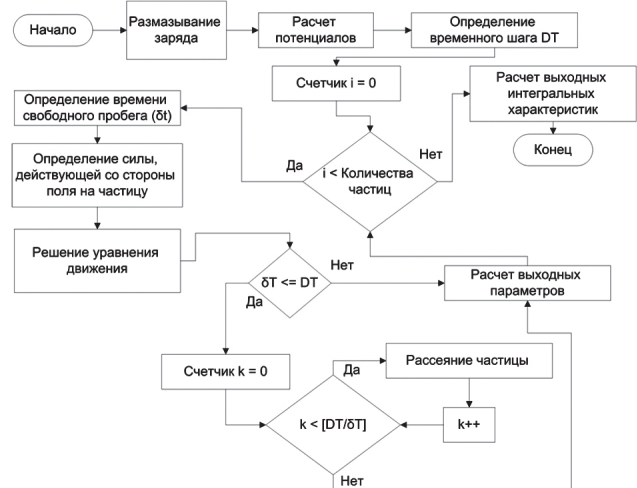


Рис. 3. Блок-схема процесса «Обновление на шаг DT»

Первым шагом алгоритма является размазывание заряда, необходимое для того, чтобы получить более гладкую функцию распределения. Затем решается уравнение Пуассона, в результате чего мы получаем значение потенциалов в узлах сетки. После расчета потенциалов происходит определение временного шага DT, т.е. временной шаг не является постоянной величиной, задаваемой пользователем или вычисляемой при инициализации прибора. DT определяется из следующего условия: носитель заряда с наибольшей

скоростью за время равное временному шагу должен пролетать не более одной ячейки.

На следующем этапе запускается цикл и для каждой макрочастицы определяется время свободного пробега, силы, действующие со стороны поля, и решаются уравнения движения. После чего сравнивается время свободного пробега с временным шагом ΔT и, если оно меньше или равно ΔT , то выполняется рассеяние этой макрочастицы (количество рассеяний может быть более одного) с выбором механизма рассеяния по методу Монте-Карло. По завершению цикла происходит расчет выходных интегральных характеристик (например, таких как токи, протекающие через контакты и др.).

РАСПАРАЛЛЕЛИВАНИЕ ВЫЧИСЛЕНИЙ

Для получения результатов с приемлемой точностью необходимы большие временные затраты, даже при выполнении расчета на мощном компьютере. При использовании одного CPU достичь высокой скорости расчета основных параметров ПТШ не представляется возможным, поэтому необходимо распараллелить вычислительные процессы при реализации модели. Для выполнения параллельных вычислений используется Graphics Processing Unit (GPU) с применением технологии CUDA [1].

На начальном этапе был проведен анализ алгоритма и выявлены участки программного кода, которые могут быть легко распараллелены. Критерием выбора служило то, что выполняемая процедура могла быть легко реализована с использованием архитектуры SIMD (Single instruction – multiple data) [4]. Анализ процесса вычислений показывает, что целесообразно распараллелить операции, которые выполняются на каждом шаге моделирования и занимают значительную часть вычислительного времени – «Расчет потенциалов» и «Рассеяние электрона». Данный выбор позволяет достичь максимального ускорения в вычислениях. В дальнейшем возможна разработка алгоритмов параллельных вычислений для остальных процедур, приведенных на рис. 3 (решение уравнения движения, рассеяние частиц).

Рассмотрим алгоритм расчета потенциалов. Как упоминалось выше, для нахождения потенциалов необходимо решить уравнение Пуассона (3). Для его решения был выбран метод FACR (Fourier Analysis and Cyclic Reduction) [5]. В Фурье-анализе рассчитывается большое количество сумм, следовательно, можно предположить, что, распараллелив эту часть алгоритма, мы получим большой выигрыш по времени. Разработанный алгоритм для выполнения Фурье-анализа на GPU представлен на рис. 4.

По мере формирования матрицы плотностей зарядов с соответствующими граничными условиями (процедура «Размазывание заряда» на рис. 3) CPU отдает команду на ее копирование из

DRAM в GPU DRAM (на рис. 4 команда «Copy in GPU»). После того, как копирование завершится, CPU подает следующую команду GPU – запуск ядра («launch»), а далее вызывается специальная функция `cudaThreadSynchronize`, необходимая для синхронизации работы CPU и GPU. Как только на GPU поступит команда «launch», он начнет выполнять расчет («execution») над данными, находящимися в GPU DRAM, т.е. будет выполнять ядро, в то время как CPU будет ожидать «ответа» от GPU, который поступит («return») после того, как завершится выполнение ядра. Получив возможность выполнять программу дальше, следующим шагом CPU отдает команду («Copy from GPU DRAM») копирование данных из GPU DRAM в DRAM (если не вызывать функцию `cudaThreadSynchronize`, то CPU после команды «launch» сразу же даст команду «Copy from GPU DRAM», т.е. еще до завершения расчета («execution») данные скопируются из GPU DRAM в DRAM).

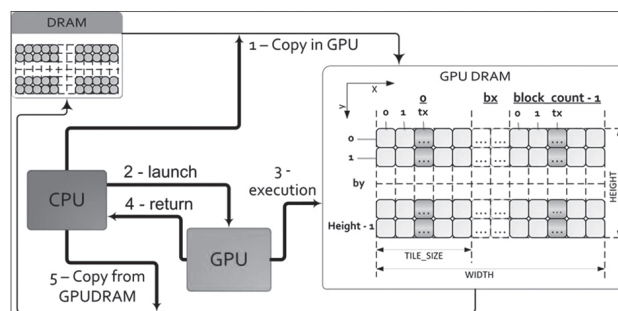


Рис. 4. Алгоритм для выполнения Фурье-анализа на GPU

ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

В качестве примера был промоделирован прибор с геометрией (в мкм), приведенной на рис. 5.

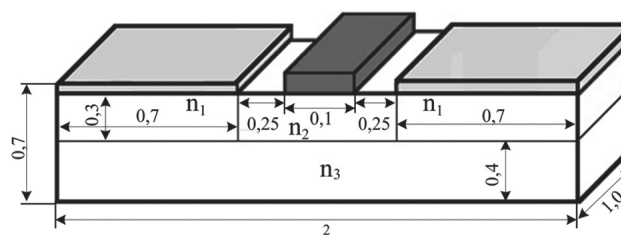


Рис. 5. Геометрия моделируемого ПТШ (размеры приведены в мкм)

Значения концентраций были заданы следующие: n_1 – контактный слой – $2 \cdot 10^{23} \text{ м}^{-3}$, n_2 – канал – 10^{21} м^{-3} , n_3 – $2 \cdot 10^{19} \text{ м}^{-3}$.

Для получения выходных характеристик ($I_C = I_C(U_C)$, при $U_3 = const$) на сток подавалось постепенно возрастающее напряжение, и после того как устанавливался «стационарный» режим, снимались значения I_C . Для получения сток-затворной характеристики ($I_C = I_C(U_3)$, при $U_C = const$), на затвор подавалось постепенно возрастающее напряжение при фиксированном напряжении на стоке.

Полученные ВАХ транзистора (рис. 6) имеют традиционный для полевых транзисторов вид.

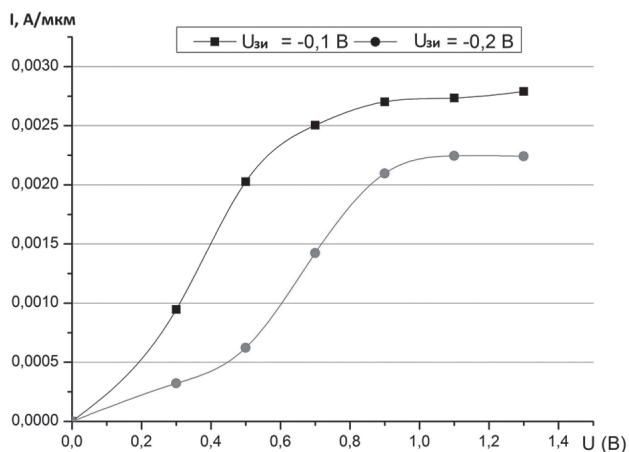


Рис. 6. ВАХ ПТШ с длиной затвора 100 нм (зависимость тока стока $I_C = I_C(U_C) U_3 = const$)

Как видно из рис. 6, разработанная модель адекватно описывает реальные приборы ПТШ. При росте модуля управляющего напряжения наблюдается уменьшение тока насыщения, т.е. запираение канала. Из приведенных зависимостей также видно, что ток насыщения при $U = 0$ В примерно равен 47 мА. Напряжение отсечки примерно равно -2 В. Таким образом, задавая различные значения концентраций и (или) геометрических размеров можно добиться необходимых расчетных параметров ПТШ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Построенная и реализованная модель с использованием параллельных вычислений ПТШ достоверно описывает процессы, происходящие в активной области транзистора. Разработанная модель позволяет получать как дифференциальные характеристики ПТШ (плотности зарядов, токов и т.п.), так и практически все интегральные характеристики, такие как ВАХ, АЧХ, предельные частотные характеристики. Переход на SIMD архитектуру (с реализацией на GPU и применением технологии CUDA) позволил получить ощутимый прирост в скорости счета. За счет распараллеливания расчетов достигнуто ускорение выполнения отдельных процедур в 300–350 раз и общее ускорение моделирования в 2,5–2,7 раза.

Литература

- [1] NVIDIA CUDA C Programming Guide. Version 3.2, 2010. – 183 p.
- [2] Шалимова К.В. Физика полупроводников. – М.: «Энергоатомиздат», 1985. – 392 с.

- [3] Реклайтис А.С., Мицкявичус Р.В. Новое в жизни, науке, технике: Метод Монте-Карло в физике полупроводников. – Москва: Знание, 1988. – 38 с.
- [4] David B.Kirk, Wen-mei W. Hwu. Programming Massively Parallel Processors. 2010 – 279 p.
- [5] Хокни Р., Иствуд Д. Численное моделирование методом частиц. – М.: Мир, 1987. – 638 с.
- [6] Поммер Д. Вычислительные методы в физике. – М.: Мир, 1975. – 392 с.

Поступила в редколлегию 31.05.2012

Асанов Эрнест Эдемович, фото и сведения об авторе см. на с. 382.

Зуев Сергей Александрович, фото и сведения об авторе см. на с. 382.

Килесса Григорий Владимирович, фото и сведения об авторе см. на с. 382.

Слипченко Николай Иванович, фото и сведения об авторе см. на с. 382.

УДК 621.382.323

Використання паралельних обчислень на базі технології CUDA при моделюванні ПТШ / Е.Е. Асанов, С.О. Зуев, Г.В. Килесса, Н.І. Слипченко // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. – Том 11. № 3. – С. 431–434.

У роботі подано основні теоретичні положення, на основі яких побудована реалізація чисельної моделі ПТШ на GaAs та проведені дослідження характеристик ПТШ. Для збільшення продуктивності моделі окремі етапи обчислення проводилися на GPU з використанням технології NVIDIA CUDA.

Ключові слова: польовий транзистор із затвором Шоткі, моделювання методом макрочастинок, паралельні обчислення на базі CUDA.

Іл. 06. Бібліогр.: 06 найм.

UDC 621.382.323

Using parallel calculations on the basis of the CUDA technology in Schottky FET modelling / E.E. Asanov, S.A. Zuev, G.V. Kilessa, N.I. Slipchenko // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 3. – P. 431–434.

The basic theoretical provisions on the basis of which the Schottky GaAs FET numerical model has been constructed are presented. The researches of Schottky FET characteristics are carried out. To increase the productivity of the model separate calculation stages have been carried out on GPU with NVIDIA CUDA technology use.

Keywords: field-effect transistor with Schottky gate, modelling by macroparticles method, parallel calculations on the basis of CUDA.

Fig. 06. Ref.: 06 items.

РЕЗОНАНСНЫЕ ЯВЛЕНИЯ В ТРЁХСЕКЦИОННОЙ СИСТЕМЕ С ЗАУЖЕННОЙ ЦЕНТРАЛЬНОЙ СЕКЦИЕЙ

И.В. ГРЫМАЛЮК

Представлен расчет частотных зависимостей коэффициентов отражения и передачи для трёхсекционной системы с зауженной центральной секцией. Приведены графики распределения модуля напряженности E_y , составляющей электрического поля вдоль продольной оси прямоугольного волновода с идеально проводящей металлической вставкой с резонансным окном. Рассмотрено поведение амплитуды электрического поля внутри вставки для трёх типов мод, а также ее зависимость от частоты.

Ключевые слова: трёхсекционная система, коэффициент отражения, запердельный волновод, частотная зависимость.

ВВЕДЕНИЕ

Рассмотрение процесса распространения электромагнитных волн через участки запердельных волноводов начинается ещё с самых ранних работ о волноводах [1]. В работе [1] основное внимание уделено построению полосовых фильтров путем внесения в запердельный волновод локальных неоднородностей. Дальнейшее развитие эта тема получила в последующих работах [2-4], причем, как и в ранней работе [1], основное внимание уделялось частотным характеристикам коэффициентов отражения или передачи. В другой серии работ [5-7] (отечественная школа В.П. Шестопалова и А.А. Кириленко) акцент преимущественно делался на изучении резонансных явлений в волноводных отрезках, содержащих диафрагмы с разнообразным профилем и конфигурацией. Однако вопрос о структуре электромагнитного поля в отрезках волновода с уменьшенными размерами по сравнению со стандартными или вообще не затрагивался, или освещался недостаточно.

Целью настоящей работы является исследование особенностей поведения электромагнитного поля в трёхсекционной системе с зауженной центральной частью. Объектом рассмотрения являются резонансные явления в волноводной системе, представляющей собой сочленение стандартных отрезков волновода с волноводной секцией, имеющей размеры поперечного сечения значительно меньшие по сравнению со стандартными. При этом основной упор делается на случай, когда геометрическая длина этой секции сравнима с длиной электромагнитной волны в волноводе или превосходит ее.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В качестве метода решения данной электродинамической задачи будем использовать метод частичных областей. Сущность этого метода состоит в разбиении сложной геометрической области на простые области, в каждой из которых существует решение уравнений Максвелла. Дальнейшая процедура сводится к удовлетворению граничных условий для тангенциальных

составляющих электрического и магнитного полей на границах соответствующих простых областей.

Схематическое изображение рассматриваемой системы представлено на рис. 1 а, б.

Для данной задачи в соответствии с рис. 1а, б эти области описываются следующими соотношениями:

I область $-\infty \leq z \leq L, 0 \leq x \leq a_1, 0 \leq y \leq b_1$;

II область $L \leq z \leq L+d, \Delta \leq x \leq a_2, \delta \leq y \leq b_2$;

III область $L+d \leq z \leq +\infty, 0 \leq x \leq a_1, 0 \leq y \leq b_1$.

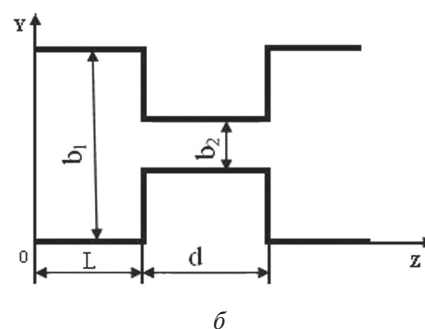
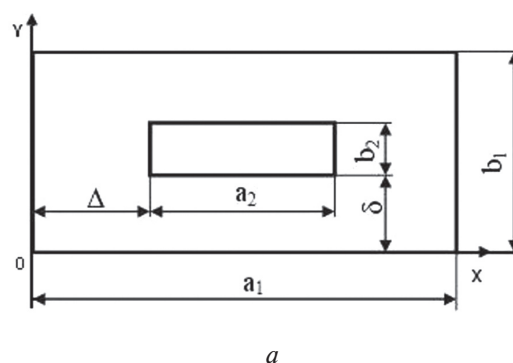


Рис. 1. Поперечное (а) и продольное (б) сечения прямоугольного резонатора с зауженной центральной частью $\left(\Delta = \frac{a_1 - a_2}{2}, \delta = \frac{b_1 - b_2}{2} \right)$

При выборе набора типов волн, описывающих поведение электромагнитного поля в рассматриваемой системе, будем исходить из соотношения геометрических размеров стандартного и зауженного волноводов. Очевидно, что

в зауженном волноводе доминирующим типом волны будет H_{10} , имеющий две тангенциальные составляющие E_y и H_x . Искажение структуры электромагнитного поля из-за краевых эффектов в плоскостях сочленений стандартных и зауженного волноводов может быть учтено в первом приближении минимальным набором высших типов волн в стандартных волноводах, а именно: H_{30} , H_{12} и E_{12} , исходя из симметрии в поперечном сечении. При выборе других наборов мод, например (H_{10} , H_{30} , H_{50} , H_{12} , E_{12} , H_{32} , E_{32}) и (H_{10} , H_{30} , H_{50} , H_{70} , H_{12} , E_{12} , H_{32} , E_{32} , H_{52} , E_{52}), можно получить второе и третье приближения соответственно.

С учетом вышесказанного составляющие электромагнитного поля (далее будет рассматриваться первое приближение) для каждой из выделенных областей запишутся в следующем виде (1-8):

$$E_y^{(1)} = \left(e^{-\gamma_{10}^{(1)}(z-L)} + R_{10}^{(1)h} \cdot e^{\gamma_{10}^{(1)}(z-L)} \right) \times \sin\left(\frac{\pi}{a_1} \cdot x\right) + R_{30}^{(1)h} \cdot \sin\left(\frac{3\pi}{a_1} \cdot x\right) \cdot e^{\gamma_{30}^{(1)}(z-L)} + \left(R_{12}^{(1)h} + R_{12}^{(1)e} \right) \sin\left(\frac{\pi}{a_1} \cdot x\right) \times \cos\left(\frac{2\pi}{b_1} \cdot y\right) \cdot e^{\gamma_{12}^{(1)}(z-L)}; \quad (1)$$

$$E_x^{(1)} = \left(-2 \frac{a_1}{b_1} R_{12}^{(1)h} + \frac{b_1}{2 \cdot a_1} R_{12}^{(1)e} \right) \times \cos\left(\frac{\pi}{a_1} \cdot x\right) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{b_1} \cdot y\right) \cdot e^{\gamma_{12}^{(1)}(z-L)}; \quad (2)$$

$$H_x^{(1)} = -\frac{\gamma_{10}^{(1)}}{j\omega\mu} \left(e^{-\gamma_{10}^{(1)}(z-L)} - R_{10}^{(1)h} \cdot e^{\gamma_{10}^{(1)}(z-L)} \right) \times \sin\left(\frac{\pi}{a_1} \cdot x\right) + \frac{\gamma_{30}^{(1)}}{j\omega\mu} \cdot R_{30}^{(1)h} \cdot \sin\left(\frac{3\pi}{a_1} \cdot x\right) \cdot e^{\gamma_{30}^{(1)}(z-L)} + \left(\frac{\gamma_{12}^{(1)}}{j\omega\mu} \cdot R_{12}^{(1)h} + \frac{j\omega\epsilon}{\gamma_{12}^{(1)}} \cdot R_{12}^{(1)e} \right) \times \sin\left(\frac{\pi}{a_1} \cdot x\right) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{b_1} \cdot y\right) \cdot e^{\gamma_{12}^{(1)}(z-L)}; \quad (3)$$

$$E_y^{(2)} = C_{10}^{(2)} \left(e^{-\gamma_{10}^{(2)}(z-L)} + R_{10}^{(2)h} \cdot e^{\gamma_{10}^{(2)}(z-L)} \right) \times \sin\left(\frac{\pi}{a_2} \cdot (x-\Delta)\right); \quad (4)$$

$$H_x^{(2)} = -\frac{\gamma_{10}^{(2)}}{j\omega\mu} C_{10}^{(2)} \left(e^{-\gamma_{10}^{(2)}(z-L)} - R_{10}^{(2)h} \cdot e^{\gamma_{10}^{(2)}(z-L)} \right) \times \sin\left(\frac{\pi}{a_2} \cdot (x-\Delta)\right); \quad (5)$$

$$E_x^{(3)} = \left(-2 \frac{a_1}{b_1} T_{12}^{(3)h} + \frac{b_1}{2 \cdot a_1} T_{12}^{(3)e} \right) \times \cos\left(\frac{\pi}{a_1} \cdot x\right) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{b_1} \cdot y\right) \cdot e^{-\gamma_{12}^{(3)}(z-L-d)}; \quad (6)$$

$$E_y^{(3)} = T_{10}^{(3)h} \cdot e^{-\gamma_{10}^{(3)}(z-L-d)} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{a_1} \cdot x\right) + T_{30}^{(3)h} \cdot \sin\left(\frac{3\pi}{a_1} \cdot x\right) \cdot e^{-\gamma_{30}^{(3)}(z-L-d)} + \left(T_{12}^{(3)h} + T_{12}^{(3)e} \right) \times \sin\left(\frac{\pi}{a_1} \cdot x\right) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{b_1} \cdot y\right) \cdot e^{-\gamma_{12}^{(3)}(z-L-d)}; \quad (7)$$

$$H_x^{(3)} = -\frac{\gamma_{10}^{(3)}}{j\omega\mu} T_{10}^{(3)h} \cdot e^{-\gamma_{10}^{(3)}(z-L-d)} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{a_1} \cdot x\right) - \frac{\gamma_{30}^{(3)}}{j\omega\mu} \times T_{30}^{(3)h} \cdot \sin\left(\frac{3\pi}{a_1} \cdot x\right) \cdot e^{-\gamma_{30}^{(3)}(z-L-d)} - \left(\frac{\gamma_{12}^{(3)}}{j\omega\mu} T_{12}^{(3)h} + \frac{j\omega\epsilon}{\gamma_{12}^{(3)}} T_{12}^{(3)e} \right) \times \sin\left(\frac{\pi}{a_1} \cdot x\right) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{b_1} \cdot y\right) \cdot e^{-\gamma_{12}^{(3)}(z-L-d)}; \quad (8)$$

где γ_{nm}^p — постоянная распространения p -й области; ϵ, μ — диэлектрическая и магнитная проницаемости среды, заполняющей волноводную систему; $R_{nm}^{(p)q}$ и $T_{nm}^{(p)q}$ — комплексные коэффициенты отражения и передачи соответствующих типов волн в плоскостях скачка поперечных сечений волноводов, а индекс q указывает на принадлежность к H и E волнам; j — мнимая единица.

Поскольку в выбранном наборе типов волн отсутствует E_x составляющая в зауженном волноводе, то можно потребовать, чтобы эта составляющая для волн H_{12} и E_{12} в плоскостях скачка поперечных сечений волноводов была равна нулю: $E_x^{(1)} = E_x^{(1)h} + E_x^{(1)e} = 0$, при $z = L$ и $E_x^{(3)} = E_x^{(3)h} + E_x^{(3)e} = 0$, при $z = L + d$. Это дает возможность установить связь (9) между коэффициентами $R_{12}^{(1)h}$, $R_{12}^{(1)e}$ и $T_{12}^{(3)h}$, $T_{12}^{(3)e}$:

$$R_{12}^{(1)e} = 4 \left(\frac{a_1}{b_1} \right)^2 \cdot R_{12}^{(1)h} \quad \text{и} \quad T_{12}^{(3)e} = 4 \left(\frac{a_1}{b_1} \right)^2 \cdot T_{12}^{(3)h}. \quad (9)$$

Граничные условия для электрических составляющих $E_y^{(1)}$ и $E_y^{(2)}$ в плоскости $z = L$ имеют вид:

$E_y^{(1)} = E_y^{(2)}$ для $\Delta \leq x \leq a_2$, $\delta \leq y \leq b_2$ и $E_y^{(1)} = 0$ для остальной поверхности.

Приравнявая электрические $E_y^{(1)}$ и $E_y^{(2)}$ составляющие в плоскости $z = L$, получим выражения, приведенные в (10):

$$\begin{aligned} & \left(1 + R_{10}^{(1)h} \right) \sin\left(\frac{\pi}{a_1} \cdot x\right) + R_{30}^{(1)h} \sin\left(\frac{3\pi}{a_1} \cdot x\right) + \\ & + \left(R_{12}^{(1)h} + R_{12}^{(1)e} \right) \sin\left(\frac{\pi}{a_1} \cdot x\right) \cos\left(\frac{2\pi}{b_1} \cdot y\right) = \\ & = C_{10}^{(2)} \left(1 + R_{10}^{(2)h} \right) \sin\left(\frac{\pi}{a_2} \cdot (x-\Delta)\right). \quad (10) \end{aligned}$$

Для того, чтобы исключить зависимость от переменной x , воспользуемся ортогональностью

тригонометрических функций, для чего умножим левую и правую части равенства поочередно на $\sin\left(\frac{\pi}{a_1}x\right)$, $\sin\left(\frac{3\pi}{a_1}x\right)$ и $\sin\left(\frac{\pi}{a_1}x\right)\cos\left(\frac{2\pi}{b_1}y\right)$, затем проинтегрируем по поперечному сечению. В результате получим систему равенств (11):

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}a_1b_1(1+R_{10}^{(1)h}) &= a_{11}b_2C_{10}^{(2)}(1+R_{10}^{(2)h}), \\ \frac{1}{2}a_1b_1R_{30}^{(1)h} &= a_{13}b_2C_{10}^{(2)}(1+R_{10}^{(2)h}), \\ \frac{1}{4}a_1b_1(1+R_{10}^{(2)h}) &= a_{11}b_{12}(R_{12}^{(1)h}+R_{12}^{(1)e}), \end{aligned} \quad (11)$$

где
$$a_{1n} = \int_{\Delta}^{\Delta+a_2} \sin\left(\frac{n\pi}{a_1}x\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{a_2}(x-\Delta)\right) dx,$$

$$b_{12} = \int_{\delta}^{\delta+b_2} \cos\left(\frac{2\cdot\pi}{b_1}y\right) dy.$$

Граничные условия для магнитных составляющих $H_x^{(1)}$ и $H_x^{(2)}$ в плоскости $z=L$ имеют вид: $H_x^{(1)} = H_x^{(2)}$ для $\Delta \leq x \leq a_2$, $\delta \leq y \leq b_2$. Умножив правую и левую части на $\sin\left(\frac{\pi}{a_2}(x-\Delta)\right)$ и проинтегрировав по поперечному сечению, получим следующее равенство (12):

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}a_2b_2\gamma_{10}^{(2)}C_{10}^{(2)}(1-R_{10}^{(2)h}) &= a_{11}b_2\gamma_{10}^{(1)}(1-R_{10}^{(1)h}) - \\ &- a_{13}b_2\gamma_{30}^{(1)}R_{30}^{(1)h} - \gamma_{12}^{(1)}\left(R_{12}^{(1)h} - \frac{k^2}{(\gamma_{12}^{(1)})^2}R_{12}^{(1)e}\right). \end{aligned} \quad (12)$$

Проделав аналогичные операции с составляющими электромагнитного поля в плоскости $z=L+d$, можно систему равенств (11) и (12) дополнить системой равенств (13):

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}a_1b_1T_{10}^{(3)h} &= a_{11}b_2C_{10}^{(2)}\left(e^{-\gamma_{10}^{(2)}\cdot d} + R_{10}^{(2)h} \cdot e^{\gamma_{10}^{(2)}\cdot d}\right), \\ \frac{1}{2}a_1b_1T_{30}^{(3)h} &= a_{13}b_2C_{10}^{(2)}\left(e^{-\gamma_{10}^{(2)}\cdot d} + R_{10}^{(2)h} \cdot e^{\gamma_{10}^{(2)}\cdot d}\right), \\ \frac{1}{4}a_1b_1(T_{12}^{(3)h} + T_{12}^{(3)e}) &= \\ &= a_{11}b_{12}C_{10}^{(2)}\left(e^{-\gamma_{10}^{(2)}\cdot d} + R_{10}^{(2)h} \cdot e^{\gamma_{10}^{(2)}\cdot d}\right), \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}a_2b_2\gamma_{10}^{(2)}C_{10}^{(2)}\left(e^{-\gamma_{10}^{(2)}\cdot d} - R_{10}^{(2)h}e^{\gamma_{10}^{(2)}\cdot d}\right) &= a_{11}b_2\gamma_{10}^{(3)}T_{10}^{(3)h} + \\ &+ a_{13}b_2\gamma_{30}^{(3)}T_{30}^{(3)h} + a_{11}b_{12}\gamma_{12}^{(3)}\left(T_{12}^{(3)h} - \frac{k^2}{(\gamma_{12}^{(1)})^2}T_{12}^{(3)e}\right). \end{aligned}$$

Разрешая равенства (11–13) относительно $R_{10}^{(1)h}$ и $T_{10}^{(3)h}$ с учетом (9), окончательно выражения для коэффициентов отражения и передачи принимают вид (14):

$$\begin{aligned} R_{10}^{(1)h} &= \frac{1-q}{1+q}, \\ T_{10}^{(3)h} &= (1+R_{10}^{(1)h}) \cdot \frac{e^{-\gamma_{10}^{(2)}\cdot d} + R_{10}^{(2)h} \cdot e^{\gamma_{10}^{(2)}\cdot d}}{1+R_{10}^{(2)h}}, \end{aligned} \quad (14)$$

где

$$q = \frac{a_1 \cdot b_1 \cdot a_2}{4 \cdot a_{11}^2 \cdot b_2} \cdot \frac{1 - R_{10}^{(2)h}}{1 + R_{10}^{(2)h}} \cdot \frac{\gamma_{10}^{(2)}}{\gamma_{10}^{(1)}} + \frac{w}{\gamma_{10}^{(1)}},$$

$$R_{10}^{(2)h} = \frac{g-1}{g+1} \cdot e^{-2\cdot\gamma_{10}^{(2)}\cdot d},$$

$$g = \frac{a_1 \cdot b_1 \cdot a_2 \cdot \gamma_{10}^{(2)}}{4 \cdot a_{11}^2 \cdot b_2 \cdot (\gamma_{10}^{(1)} + w)},$$

$$w = \gamma_{30}^{(1)} \cdot \frac{a_{13}^2}{a_{11}^2} + 2 \cdot \gamma_{12}^{(1)} \cdot \frac{b_{12}^2}{b_2^2} \times$$

$$\times \left[1 - 4 \cdot \left(\frac{a_1}{b_1}\right)^2 \cdot \frac{k_0^2}{(\gamma_{12}^{(1)})^2} \right] \cdot \frac{1}{1 + 4 \cdot \left(\frac{a_1}{b_1}\right)^2}.$$

Для $\gamma_{nm}^{(p)} = \pm j \cdot \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{n \cdot \pi}{a_p}\right)^2 - \left(\frac{m \cdot \pi}{b_p}\right)^2}$ знаки

«+» и «-» используются, если подкоренное выражение является соответственно положительным или отрицательным. Поскольку волноводы большего размера областей 1 и 3 имеют одинаковые размеры, то в дальнейшем $\gamma_{nm}^{(1)} = \gamma_{nm}^{(3)}$.

2. ЧИСЛЕННЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Были рассмотрены случаи для тонких и толстых вставок разных размеров. На рис. 2, 3 изображены данные частотной зависимости модулей коэффициентов отражения и передачи, которые были получены при помощи описанного метода, и их сравнение с ранее полученными результатами [3, 8].

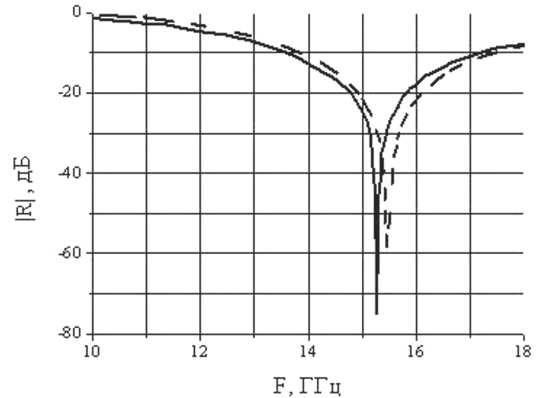


Рис. 2. Сравнение частотных зависимостей коэффициентов отражения вставки с размерами $22,86 \times 10,16 \times 1$ мм с прямоугольным окном $11,43 \times 5,08 \times 1$ мм, которая рассчитана по данной методике (сплошная линия) и которую рассчитано в [8] (пунктир)

Далее на рис. 4 и 5 изображены характер распределения электрического поля вдоль оси симметрии прямоугольного волновода для разных резонансных частот и влияние частоты на распределение модуля напряженности электрического поля соответственно. Как видно, из рис. 4 для всех трёх мод в плоскости скачка поперечного сечения наблюдается максимальная напряжённость поля.

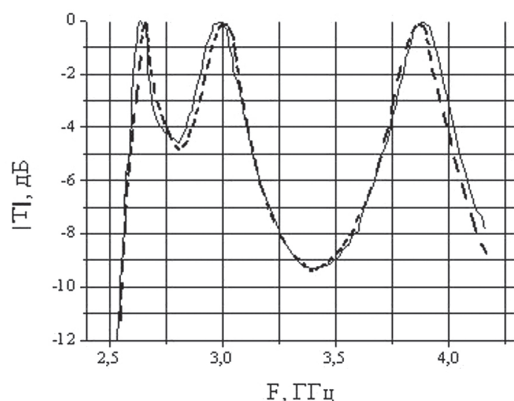


Рис. 3. Сравнение частотных зависимостей коэффициентов передачи вставки с размерами $72,136 \times 34,036 \times 101,6$ мм с прямоугольным окном $56,896 \times 5,08 \times 101,6$ мм, которая рассчитана по данной методике (сплошная линия) и которая рассчитана в [3] (пунктир)

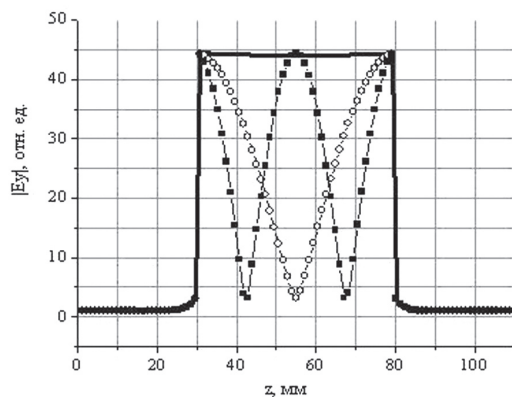


Рис. 4. Распределение модуля напряженности E_y составляющей электрического поля вдоль оси симметрии прямоугольного волновода $23 \times 10 \times 110$ мм с идеально проводящей металлической вставкой $23 \times 10 \times 50$ мм, имеющей прямоугольное окно $15 \times 0,3 \times 50$ мм. (Сплошная линия – резонансная частота – 10011 МГц, \circ – 10430 МГц, \blacksquare – 11640 МГц)

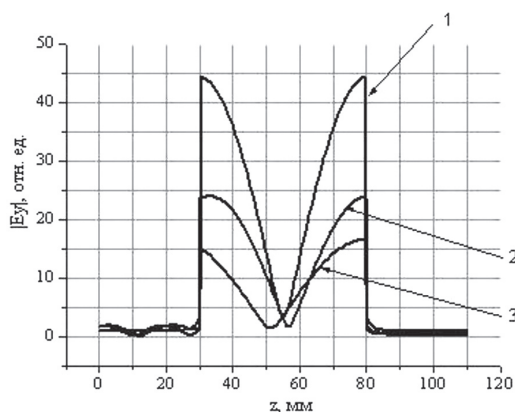


Рис. 5. Влияние частоты (1 – 10430 МГц, 2 – 10325 МГц, 3 – 10490 МГц) электромагнитного поля на распределение модуля напряженности E_y составляющей электрического поля вдоль оси симметрии прямоугольного волновода $23 \times 10 \times 110$ мм с идеально проводящей металлической вставкой $23 \times 10 \times 50$ мм, имеющей прямоугольное окно $15 \times 0,3$ мм

При уходе частоты от резонансной (не зависимо от того, частота выше или ниже резонансной) модуль напряженности E_y составляющей электрического поля уменьшается внутри вставки прямоугольного волновода. Это подтверждает резонансные свойства рассматриваемой системы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные в данной работе результаты расчетов частотных зависимостей коэффициентов отражения и передачи с помощью метода частичных областей подтвердили известные результаты, ранее опубликованные в научной литературе. Расхождение численных расчетов с помощью приведенного метода и результатов, полученных в [3,8], не превышает 1–2 процента. При этом выбранный набор типов волн в первом приближении позволяет достаточно просто получить расчётные формулы при минимальном количестве мод, что является важным критерием для использования данной методики в инженерных расчетах.

Первый тип мод (H_{100}), для которого исследуется распределение модуля E_y составляющей электрического поля, преимущественно определяется размерами широкой стенки прямоугольного окна внутри металлической вставки. Длина волноводной вставки определяет резонансные частоты мод H_{101} и H_{102} .

Характер поведения электрического поля внутри длинной вставки в прямоугольном волноводе позволяет определять расположение диэлектрика внутри вставки. Такие системы могут использоваться не только для определения параметров диэлектриков, а также применяться в различных структурах фильтров.

Автор искренне признателен своему научному руководителю профессору кафедры прикладной и компьютерной радиофизики Днепрпетровского национального университета им. О. Гончара Дробахину О. О. за постановку задачи и обсуждение результатов.

Литература

- [1] Craven G. F. Waveguide band-pass filters using evanescent modes // Electron. Lett. 1966. — Vol. 2, № 7. — P. 251-252.
- [2] Craven G. F., Mok C. K. The Design of Evanescent Mode Waveguide Band-pass Filters for a Prescribed Insertion Loss Characteristic // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1971. — Vol.19, №. 3. — P. 295-308.
- [3] Luebbers R. J., Munk B. A. Analysis of Thick Rectangular Waveguide Windows With Finite Conductivity // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1973. — Vol. MTT-21, № 7. — P. 461-468.
- [4] Yu S. Y., Bornemann J. Evanescent-mode filters with arbitrarily positioned ridges in circular waveguide Communications, Computers and Signal Processing // IEEE Pacific Rim Conference. 2011. — P. 504-508.
- [5] Резонансное рассеяние волн. Т. 2. Волноводные неоднородности / В. П. Шестопалов, А. А. Кириленко, Л. А. Рудь. — Киев: Наук. думка, 1986. — 216 с.

- [6] Мосьпан Л. П. П-образная резонансная диафрагма в прямоугольном волноводе // Радиофизика и электроника: Сб. научн. тр. Харьков: ИРЭ НАН Украины, 1996. — Т. 1. — С. 34–40.
- [7] Kirilenko A., Rud. L., Tkachenko. V., Kulik D. Evanescent-mode bandpass filters based on ridged waveguide sections and inductive strips // Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S. — 2001. — P. 1317-1320.
- [8] Stevanovic I., Crespo-Valero P., Mosig J. R. An Integral-Equation Technique for Solving Thick Irises in Rectangular Waveguides // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 2006. — Vol. 54, № 1. — P. 189-197.

Поступила в редколлегию 11.06.2012



Грымалюк Ирина Васильевна, инженер, Институт технической механики НАН и НКА Украины, область научных интересов: физика и техника СВЧ.

УДК 621.372.852

Резонансні явища в трьохсекційній системі зі звуженою центральною частиною / І.В. Грымалюк // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2012. — Том 11. № 3. — С. 435–439.

Представлено розрахунок частотних залежностей коефіцієнтів відбиття і передачі для трьохсекційної системи зі звуженою центральною секцією. Наведені графіки розподілу модуля напруженості E_y складової електричного поля вздовж поздовжньої осі прямокутного хвилеводу з ідеально провідною металеву вставкою з резонансним вікном. Розглянуто поведінку амплітуди електричного поля всередині вставки для трьох типів мод, а також її залежність від частоти.

Ключові слова: трьохсекційна система, коефіцієнт відбиття, поза межний хвилевід, частотна залежність.

Л. 5. Бібліогр.: 9 найм.

UDC 621.372.852

Resonance phenomena in the three-section system with narrowed center section / I.V. Grymalyuk // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2012. Vol. 11. № 3. — P. 435–439.

Calculating the frequency dependences of reflection and transmission coefficients in a three-section system with a narrowed center section is presented. The diagrams of the distribution of the electric field strength module of the E_y component along the longitudinal axis of a rectangular waveguide with an ideal conductive metal insert with a resonance window are presented. The frequency dependence and the behavior of the electric field amplitude inside the insert for three modes are considered.

Keywords: three-section system, reflection coefficient, below cutoff waveguide, frequency dependence.

Fig. 5. Ref.: 9 items.

ОБ УЛУЧШЕНИИ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ КРЕМНИЕВЫХ ФОТОСЕНСОРОВ*В.П. КОСТЫЛЕВ, Т.В. СЛУСАР, А.В. СУШИЙ, В.В. ЧЕРНЕНКО*

В работе исследованы возможности улучшения характеристик кремниевых фотосенсоров классической конструкции. Экспериментально установлено, что тонкий поверхностный слой сильнолегированного эмиттера в таких сенсорах имеет нарушенную структуру с высоким уровнем рекомбинационных потерь. В результате этого фотосенсоры имеют большие величины обратных темновых токов, низкую коротковолновую чувствительность, недостаточно высокие значения фотоэлектрических параметров. Показано, что удаление нарушенного слоя посредством применения циклов травливания-выращивания слоя окисла на поверхности эмиттера в процессе изготовления фотосенсоров является эффективным методом уменьшения рекомбинационных потерь и позволяет существенно повысить их коротковолновую и пороговую чувствительность.

Ключевые слова: фотосенсор, фоточувствительность, рекомбинационные потери, спектральная характеристика, обратный темновой ток.

ВВЕДЕНИЕ

Повышение фоточувствительности и улучшение пороговой чувствительности кремниевых фотосенсоров (ФС) остается актуальной задачей уже в течение довольно длительного времени. Одним из основных путей достижения этого является уменьшение рекомбинационных потерь в таких приборах, для чего необходимо минимизировать скорости объемной рекомбинации в их эмиттерной и базовой областях, а также поверхностной рекомбинации на фотоприемной и тыльной поверхностях. Так, для ФС классической конструкции (в которых сильнолегированная эмиттерная область сформирована возле фотоприемной поверхности прибора, а базовая область с умеренным уровнем легирования и противоположным типом проводимости расположена между эмиттерной областью и тыльным контактом) уменьшение рекомбинационных потерь на фотоприемной поверхности и в эмиттерной области приводит к повышению коротковолновой фоточувствительности и к расширению спектрального диапазона фоточувствительности в область более коротких длин волн, а уменьшение рекомбинационных потерь в базовой области и на тыльной поверхности – к повышению длинноволновой фоточувствительности. Известно, что для уменьшения скорости объемной рекомбинации необходимо обеспечить высокие значения времени жизни неравновесных носителей заряда в готовом ФС (что обычно достигается использованием кремниевого материала с высоким значением времени жизни и применением таких операций технологического процесса изготовления, которые позволяют сохранить достаточно высокие значения этого параметра в активных областях изготовленного сенсора), а для уменьшения негативного влияния поверхностной рекомбинации на характеристики ФС широко применяется пассивация поверхности кремния. Уменьшение рекомбинационных потерь также уменьшает величину обратного темнового тока, что приводит к улучшению пороговой чувствительности ФС [1-6].

При изготовлении кремниевых ФС описанной выше классической конструкции с базой *p*-типа было замечено, что начальные этапы окисления поверхности созданного путем диффузии фосфора сильнолегированного эмиттерного *n*⁺-слоя таких приборов протекают значительно быстрее по сравнению с типичными скоростями окисления поверхности монокристаллического кремния. Проведенные дополнительные исследования с последующим анализом показали, что тонкая приповерхностная область эмиттерного слоя имеет рыхлую пористообразную структуру, а изготовленные ФС имеют невысокую пороговую чувствительность и недостаточно высокие значения фотоэлектрических параметров, в частности, тока короткого замыкания и напряжения холостого хода, обусловленные, как показали проведенные исследования темновых вольт-амперных характеристик (ВАХ) и спектральных характеристик изготовленных ФС, относительно высокими значениями их темновых обратных токов и невысокой спектральной чувствительностью в коротковолновой области спектра вследствие повышенных рекомбинационных потерь в эмиттерном слое.

Целью данной работы было исследование возможностей улучшения характеристик таких ФС за счет уменьшения рекомбинационных потерь в их эмиттерной *n*⁺-области.

1. МЕТОДИКА ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Экспериментальные исследования были проведены на образцах ФС классической конструкции толщиной около 380 мкм и площадью 5×5 мм² с базой *p*-типа, изготовленных на основе кремния марки КДБ-9 с удельным сопротивлением $\rho \approx 9$ Ом·см и со сформированной путем диффузии фосфора *n*⁺-эмиттерной областью. Для пассивации и уменьшения оптических потерь на освещаемую фронтальную поверхность ФС было нанесено двухслойное покрытие SiO₂+Si₃N₄. На тыльной поверхности ФС был сформирован сплошной алюминиевый контакт,

а на фронтальной – алюминиевый контакт в виде сетки, которая представляла собой совокупность узких «пальцев», замкнутых на более широкую центральную шину.

Для исследования возможностей улучшения характеристик таких ФС за счет уменьшения рекомбинационных потерь в их n^+ -области фронтальная фотоприемная поверхность эмиттерного слоя при изготовлении в одном технологическом процессе различных групп ФС подвергалась разному количеству циклов стравливания-выращивания слоя окисла (от 1 до 3) с целью перевести тонкий нарушенный приповерхностный слой кремния в слой двуокиси кремния и затем последующим травлением удалить его. Выращивание слоя окисла проводилось в хлорной среде (в парах HCl) при температуре 1050°C в течении 40 мин, а его стравливание – в плавиковой кислоте, после чего образцы тщательно промывались в деионизированной воде. При этом значительное снижение с последующей стабилизацией значения скорости протекания процесса окисления поверхности эмиттера указывает на окончательное удаление приповерхностного нарушенного слоя. После завершения процесса изготовления для экспериментальных образцов ФС различных групп проводились следующие исследования:

- световых ВАХ (энергетическая освещенность $P_L = 1360$ Вт/м², температура $T = 25^\circ\text{C}$) и полученных из них основных фотоэлектрических параметров;

- спектральных зависимостей тока короткого замыкания в диапазоне длин волн 400 ÷ 1200 нм, измеренных в режиме автоматического поддержания постоянного уровня энергетической освещенности;

- темновых ВАХ и определенных из них величин обратных токов при разных величинах приложенного напряжения.

Полученные результаты сравнивались с аналогичными характеристиками и параметрами, полученными для образцов ФС базовой группы, которая была изготовлена в том же технологическом процессе, но без применения указанных циклов стравливания-выращивания слоя окисла на их фотоприемной поверхности. При этом каждая группа изготовленных ФС состояла из 8-10 образцов.

Исследование световых ВАХ позволяет изучить, в частности, поведение тока короткого замыкания ФС, величина которого определяется эффективностью собирания фотогенерированных носителей заряда, а при помощи анализа спектральных зависимостей тока короткого замыкания можно установить особенности протекания рекомбинационных процессов, которые, в свою очередь, влияют на эффективность собирания неравновесных носителей заряда в ФС. Определение величин темновых обратных токов при разных величинах приложенного

напряжения также позволяет провести сравнение уровней рекомбинационных потерь в изготовленных ФС различных групп. Кроме того, чем ниже значения темновых токов, тем выше пороговая чувствительность ФС, которая для приборов такого класса является очень важной характеристикой. Следует добавить, что измерения световых ВАХ и спектральных зависимостей проводились на установке фототехнических испытаний солнечных элементов и на установке для определения относительных спектральных характеристик фотопреобразователей в аттестованном органами Госпотребстандарта Украины Центре испытаний фотопреобразователей и батарей фотоэлектрических Института физики полупроводников им. В.Е. Лашкарева НАН Украины [7, 8].

2. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

Измерение световых ВАХ проводились на экспериментальных образцах ФС всех групп, начиная с базовой группы (группа № 0), образцы которой не подвергались удалению окисла, сформированного на эмиттерном n^+ -слое в процессе изготовления ФС, и на образцах групп №№ 1, 2, 3, прошедших определенное количество циклов стравливания-выращивания слоя SiO₂ на их фронтальной поверхности (номер группы соответствует количеству указанных циклов). Значения фотоэлектрических параметров экспериментальных образцов ФС различных групп, определенных из этих световых ВАХ, приведены в табл. 1.

Таблица 1

Влияние разного количества циклов стравливания-выращивания слоя SiO₂ на фотоэлектрические параметры экспериментальных образцов ФС различных групп

№ группы	Количество циклов	$I_{кз}$, мА	$V_{хх}$, мВ
0	0	5,7÷5,8	590÷595
1	1	6,3÷6,4	605÷615
2	2	5,1÷5,9	575÷600
3	3	5,7÷6,4	595÷610

Как видно из данных табл. 1, после проведения одного цикла стравливания-выращивания слоя окисла на фронтальной поверхности ФС значения тока короткого замыкания $I_{кз}$ на образцах группы 1 по сравнению с образцами базовой группы 0 выросли примерно на 10% (с 5,7 ÷ 5,8 мА до 6,3 ÷ 6,4 мА), а значение напряжения холостого хода $V_{хх}$ – примерно на 3% (с 590 ÷ 595 мВ до 605 ÷ 615 мВ). Проведение 2 и 3 циклов стравливания-выращивания слоя окисла не приводит к дальнейшему росту значений фотоэлектрических параметров по сравнению с образцами группы 1, а наоборот, наблюдается некоторое ухудшение фотоэлектрических параметров, что может быть связано с образованием объемных рекомбинационных центров при больших суммарных

временах проведения высокотемпературных обработок в процессе окисления [5, 9-10].

Как показали проведенные исследования спектральных зависимостей тока короткого замыкания $I_{кз}$, величина спектральной фоточувствительности в диапазоне длин волн 400-800 нм для экспериментальных образцов ФС группы 1, которые изготавливались с применением одного цикла стравливания-выращивания слоя окисла на их фронтальной поверхности, значительно повысилась по сравнению с величиной спектральной фоточувствительности, полученной для экспериментальных образцов ФС базовой группы 0, которые были изготовлены без проведения такого цикла стравливания-выращивания, рис. 1.

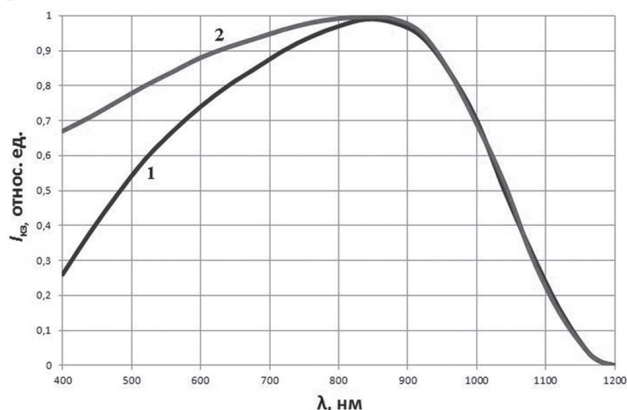


Рис. 1. Типичные нормированные на постоянное число квантов и на 1 в максимуме спектральные зависимости тока короткого замыкания $I_{кз}$, полученные для экспериментальных образцов ФС группы 0 (кривая 1) и группы 1 (кривая 2)

В частности, на длине волны 400 нм величина $I_{кз}$ увеличилась примерно в 2,5 раза. Такое повышение фоточувствительности обусловлено понижением уровня рекомбинационных потерь за счет удаления приповерхностного нарушенного слоя эмиттера путем стравливания-выращивания слоя окисла. Применение большего количества таких циклов стравливания-выращивания слоя окисла (2 или 3) не приводит к дальнейшему повышению фоточувствительности экспериментальных образцов ФС групп 2 и 3 по сравнению с образцами группы 1, что также может быть связано с образованием объемных рекомбинационных центров при больших суммарных временах проведения высокотемпературных обработок. Но образцы групп 2 и 3 все же имели значительно более высокую фоточувствительность в диапазоне длин волн 400-800 нм, чем образцы группы 0. При этом величина фоточувствительности на длине волны 400 нм для образцов групп 2 и 3 была в 1,5-2 раза больше, чем для образцов базовой группы (данные экспериментальных образцов ФС групп 2 и 3 на рис. 1 не приведены).

Как уже отмечалось, определение величин темновых обратных токов при разных величинах приложенного напряжения позволяет провести

сравнительные исследования уровней рекомбинационных потерь в изготовленных ФС различных групп. Измеренные на исследуемых образцах ФС значения темновых обратных токов при разных величинах приложенных напряжений (0,01, 1 и 5 В) приведены на рис. 2.

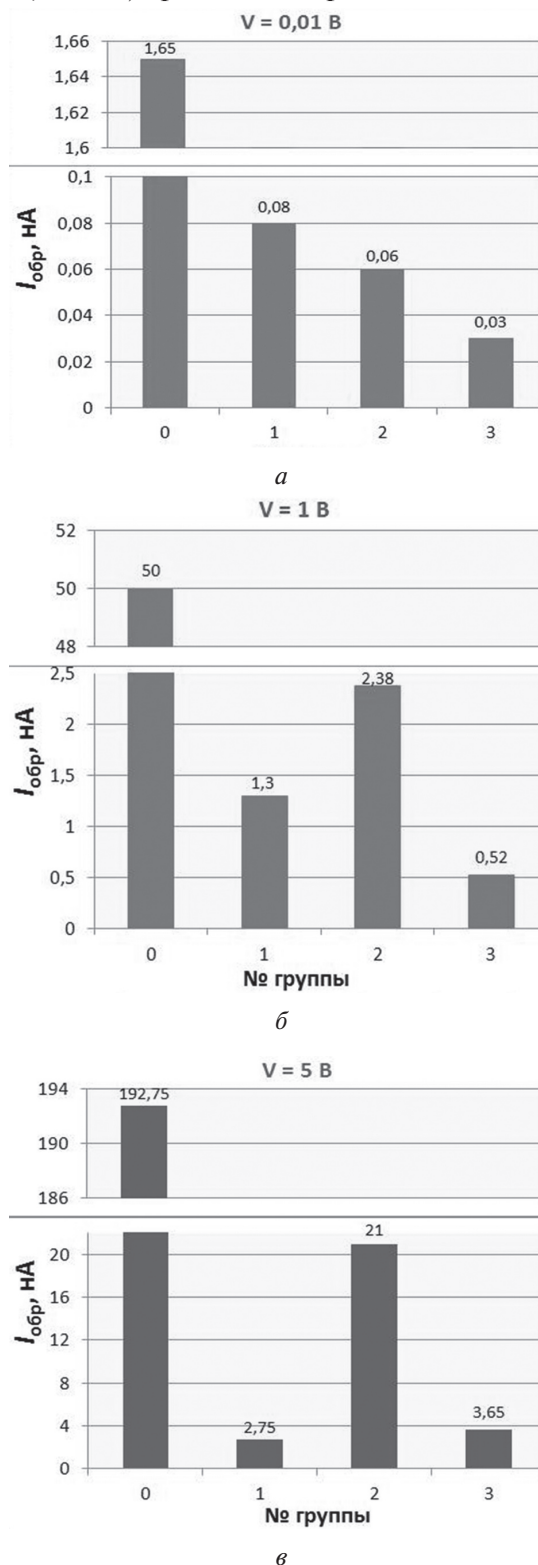


Рис. 2. Влияние количества проведенных циклов стравливания-выращивания слоя SiO₂ на усредненную величину обратных темновых токов $I_{обр}$ экспериментальных образцов ФС разных групп в зависимости от величины приложенного напряжения, *а* – $V=0,01$ В; *б* – $V=1$ В; *в* – $V=5$ В

Из анализа данных рис. 2 видно, что средние значения обратных темновых токов для экспериментальных образцов ФС группы 1 уменьшаются не менее чем на порядок по сравнению со значениями, полученными для экспериментальных образцов ФС базовой группы 0. Проведение большего количества циклов травливания-выращивания окисного слоя на поверхности эмиттера не при всех значениях приложенных напряжений приводит к монотонному уменьшению величин обратных темновых токов, но, следует отметить, что при проведении 3 циклов травливания-выращивания величины обратных темновых токов экспериментальных образцов ФС уменьшаются уже примерно на 2 порядка по сравнению со значениями, полученными для образцов базовой группы. Подводя итоги, отметим, что применение от 1 до 3 циклов травливания-выращивания слоя окисла на поверхности эмиттера значительно уменьшает уровень рекомбинационных потерь в исследованных образцах ФС и существенно улучшает пороговую чувствительность кремниевых ФС.

ВЫВОДЫ

В результате проведенных исследований установлено, что на поверхности созданного путем диффузии сильнолегированного эмиттерного слоя существует тонкая нарушенная приповерхностная область с рыхлой пористообразной структурой, приводящая к значительным рекомбинационным потерям, которые существенно уменьшают как фоточувствительность ФС в коротковолновой области спектра (область длин волн 400–800 нм), так и величины его тока короткого замыкания и напряжения холостого хода. Высокий уровень рекомбинационных потерь подтверждается большими величинами темновых обратных токов и обуславливает невысокую пороговую чувствительность ФС. Экспериментально показано, что применение циклов травливания-выращивания слоя окисла на поверхности эмиттера при изготовлении ФС является эффективным методом уменьшения рекомбинационных потерь, что происходит за счет удаления пористообразного нарушенного слоя и позволяет существенно повысить фоточувствительность ФС, а также увеличить эффективность их действия. Кроме того, в результате применения операций травливания-выращивания слоя окисла значительно улучшаются пороговые характеристики ФС: их пороговая чувствительность возрастает не менее чем на порядок величины при применении одного цикла травливания-выращивания слоя окисла на поверхности эмиттера и примерно на два порядка величины при использовании трех таких циклов травливания-выращивания.

Литература

- [1] Про порогову фоточутливість кремнієвих МДН фотосенсорів з нерівноважним виснаженням / Горбань А.П., Саченко А.В., Костильов В.П. та ін. // Сенсорна електроніка і мікросистемні технології. — 2005. — № 1. — С.46-51
- [2] Silicon photodiodes covered with diamond-like carbon films as sensors for UV radiation / Klyui N.I., Kostylyov V.P., Litovchenko V.G. et al. // Міжнародна наук.-техн. конф. „Сенсорна електроніка і мікросистемні технології (СЕМСТ-1)”. Україна, Одеса, 1-5 червня 2004 р.
- [3] Литовченко В.Г., Горбань А.П. Основы физики микроэлектронных систем металл-диэлектрик-полупроводник. — Киев.: Наукова думка, 1978. — 316 с.
- [4] Green M.A. Silicon solar cells: evolution, high-efficiency design and efficiency enhancement // Semicond. Sci. Technol. — 1993. — Vol. 8, № 1. — P.1-12.
- [5] Горбань А.П., Костыльов В.П., Черненко В.В. Генезис генерационных и зарядовых характеристик системы Si-SiO₂ в процессе изготовления КМОП БИС // Оптоэлектроника и полупроводниковая техника. — 1992. — Вып. 24. — С. 61-66.
- [6] Swanson R.M. Approaching the 29% limit efficiency of silicon solar cells. — Proc. 20th European Photovoltaic Solar Energy Conf. — Barcelona, Spain, 2005. — P. 584-589.
- [7] Свідоцтво про атестацію Центру випробувань фотоперетворювачів та батарей фотоелектричних Інституту фізики напівпровідників ім. В.Є. Лашкарьова НАН України, №ПТ-102/10. Видане 1 квітня 2010 року Державним підприємством Всеукраїнський державний науково-виробничий центр стандартизації, метрології, сертифікації та захисту прав споживачів (ДП “Укрметрестандарт”).
- [8] Клюй М.І., Костильов В.П., Макаров А.В., Черненко В.В. Метрологічні аспекти випробувань фотоелектричних перетворювачів сонячної енергії // Складні системи і процеси. — 2007. — № 1. — С. 42-50.
- [9] Effect of heat treatment on the minority carrier lifetime in oxygen-containing silicon / Glinchuk K.D., Litovchenko N.M., Salnik Z.A. et al. // Phys. Status Solidi A. — 1983. — Vol. 79, № 7. — P. 159-163.
- [10] Глинчук К.Д., Литовченко Н.М., Скрыль С.И. Рекомбинационные центры в термообработанном кремнии // Оптоэлектроника и полупроводниковая техника. — 1985. — Вып. 7. — С. 58-66.

Поступила в редколлегию 20.06.2012

Костыльов Віталій Петрович, доктор фізико-математических наук, старший научний співробітник, завідує відділом фізико-технічних основ напівпровідникової фотоенергетики Інституту фізики напівпровідників ім. В.Є. Лашкарьова НАН України (г. Київ). Область наукових інтересів: фізика напівпровідників і напівпровідникових пристроїв, фотоенергетика, сенсорика, метрологія.



Слусар Татяна Владимировна, аспірантка Національного авіаційного університету (г. Київ). Область наукових інтересів: напівпровідникове матеріалознавство, фізика напівпровідників і напівпровідникових пристроїв, сенсорика.





Суший Андрей Владимирович, инженер по качеству 1 кат. отдела контроля качества изготовления фотоэлектрических преобразователей и модулей ПАО «КВАЗАР» (г. Киев). Область научных интересов: физика полупроводниковых приборов, фотоэнергетика, сенсорика.



Черненко Владимир Васильевич, кандидат физико-математических наук, старший научный сотрудник, старший научный сотрудник отдела физико-технических основ полупроводниковой фотоэнергетики Института физики полупроводников им. В.Е. Лашкарёва НАН Украины (г. Киев). Область научных интересов: физика полупроводников и полупроводниковых приборов, фотоэнергетика, сенсорика, метрология.

УДК 621.315.592

Про покращення чутливості кремнієвих фотосенсорів / В.П. Костилюв, Т.В. Слусар, А.В. Суший, В.В. Черненко // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 3. – С. 440-444.

У статті досліджено можливості покращення характеристик кремнієвих фотосенсорів класичної конструкції. Показано, що застосування циклів травлення-виращування шару окислу на поверхні емітера під час виготовлення сенсорів є ефективним методом зменшення рекомбінаційних втрат і підвищення порогової чутливості, що дозволяє суттєво підвищити їх короткохвильову фоточутливість та ефективність роботи.

Ключові слова: фотосенсор, фоточутливість, рекомбінаційні втрати, спектральна характеристика, зворотний темновий струм.

Табл. 01. Іл. 02. Бібліогр.: 10 найм.

UDC 621.315.592

Improvements of silicon photosensors sensitivity / V.P. Kostylyov, T.V. Slusar, A.V. Sushiy, V.V. Chernenko // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 3. – P. 440-444.

The possibilities of improving of classic design silicon photosensor characteristics are investigated in the paper. It is shown that the effective method to reduce recombination losses and increase threshold sensitivity is using cycles of etching-growing of the oxide layer from the emitter surface during the production of photosensors, which allows to substantially increase short-wavelength photo sensitivity and operation efficiency.

Keywords: photosensor, photosensitivity, recombination losses, spectral characteristic, reverse dark current.

Tab. 01. Fig. 02. Ref.: 10 items.

STATISTICAL SYNTHESIS OF MICROWAVE SCANNING RADIOMETER

V.V. PAVLIKOV

This paper presents a synthesis of algorithms of optimum and quasioptimum signal processing of its own thermal radiation of spatially distributed objects in radiometers with a scanning pattern. It is shown that the optimal algorithm contains the following operations: multiplication of an observation by the function describing the antenna pattern at the current moment of time, decorrelation, convolutions with inverse uncertainty function of the radiometer, square-law detection, integration and compensations of power of the internal radiometer noise which is measured at the calibration phase. The block-diagram corresponding to the synthesized algorithm is developed which, unlike the known compensation scheme, contains operations of multiplying an observation by the operation describing the antenna pattern at the current moment of time, decorrelation and convolutions with the inverse uncertainty function of the radiometer.

Keywords: optimum microwave scanning radiometer, estimation of brightness temperature of spatially-distributed objects.

INTRODUCTION

Radiometric systems are widely used in problems of remote sensing and radioastronomy. The power estimate of own signals of objects at the output of such systems can be converted to brightness temperature. If available the corresponding mathematical model of its own thermal radiation the brightness temperature can be counted in the evaluation of electrodynamic, physico-chemical and statistical characteristics of objects [1]. The quality of estimates depends on the radiometer type. The analysis showed that the empirical approach usually used for the construction of modern radiometric systems. In order to estimate the closeness of these and optimal systems is necessary to solve the synthesis problem of radiometric system by using the modern theory of optimal estimation of signal parameters [1] and the methods of functional analysis [2, 3]. Important results of the statistical synthesis of radiometric systems were obtained in [1, 4-5]. However, in these works is not enough attention given to the question of observation processing in the scanning radiometers.

The contribution of this paper is statistical synthesis of optimum and quasioptimum algorithms of brightness temperature or power estimation of the spatially-distributed objects in the scanning radiometer and development of their block diagrams.

1. FORMULATION OF OPTIMIZATION PROBLEMS. THE OBSERVATION EQUATION

In the currently t is necessary to give the optimum estimate (in terms of selected quality criteria) of the spectral-angular power density $B(f, \theta)$, which is a radiometric image as a function of direction cosines θ .

It is assume that the antenna boresight θ_0 varies with time, i.e. $\theta_0(t)$. The signal $s(t, \theta_0(t))$ at the antenna output is mixed with the internal noise $n(t)$ in a predetection section of the receiver which characterized by amplitude-frequency response $\dot{K}(j2\pi f)$. Additive regularizing noise $n_p(t)$ is introduced in the observation equation. It is white

zero-mean Gaussian noise with a low spectral power density N_p . This addition eliminates singularities of integral equations solution. The observation equation has the following form:

$$u(t, \theta_0(t)) = [s(t, \theta_0(t)) + n(t)] \otimes h(t) + n_p(t), \quad (1)$$

where

$$\begin{aligned} s(t, \theta_0(t)) \otimes h(t) &= s_h(t, \theta_0(t)) = \\ &= \int_{\theta} \int_{D'} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{A}(f, \theta) \dot{I}(f, \vec{r}') \dot{K}(j2\pi f) \times \\ &\times \exp\{j2\pi f(t - \vec{r}'(\theta - \theta_0(t))c^{-1})\} df d\vec{r}' d\theta \end{aligned}$$

is the useful signal at the output of the predetection section of the radiometer; $\dot{A}(f, \theta)$ denotes the spectral-angular density of the complex amplitude of the radiation source; $\dot{I}(f, \vec{r}')$ denotes the amplitude-phase distribution in antenna aperture, $\vec{r}' = (x', y') \in D'$ is the coordinates of the receiving antenna aperture; θ is the direction cosines; $\theta_0(t)$ denotes antenna boresight as function of the time t ; c is the velocity of wave propagation in free space;

$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}(j2\pi f) \exp\{j2\pi f t\} df$ denotes the impulse response of the predetection section of the radiometer; \otimes denotes the convolution operator;

$$n_h(t) = n(t) \otimes h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} n(\tau) h(t - \tau) d\tau$$

is the internal noise at the output of the predetection section of the radiometer.

All processes in observation equation are mutually independent zero-mean white Gaussian noise. It is assumed that the following condition is true [1]

$$\langle \dot{A}(f_1, \theta_1) \dot{A}^*(f_2, \theta_2) \rangle = B(f_1, \theta_1) \delta(f_1 - f_2) \delta(\theta_1 - \theta_2), \quad (2)$$

i.e. $\dot{A}(f, \theta)$ is uncorrelation in frequency domain and in angular coordinates. Here $\langle \cdot \rangle$ is the expectation value. The spectral-angular density of power $B(f, \theta)$ in equation (2) must be found.

In solving optimization problems by the maximum likelihood methods requires a knowledge

of the correlation function of the observation (1). The preliminary assumptions is being entered. First of one, it is assumed that the antenna is a frequency-independent ($\dot{F}(f, \theta) = \dot{F}(f_0, \theta)$). Second, the function $B(f, \theta)$ is monotone in frequency domain, so is used the mean value theorem and will be considered the value of the spectral brightness as constant within the radiometer bandwidth, i.e. $B(f, \theta) = B(f_0, \theta)$. Then the correlation function of observation (1) has the following form:

$$R_u(t_1, t_2, \lambda(\theta)) = 0,5 [B_\psi(f_0, \theta_0(t_1), \theta_0(t_2)) + N_0] \times \times R_h(t_1 - t_2) + 0,5 N_p \delta(t_1 - t_2), \quad (3)$$

where

$$B_\psi(f_0, \theta_0(t_1), \theta_0(t_2)) = \text{Re} \int_0 B(f_0, \theta) \dot{F}(f_0, \theta - \theta_0(t_1)) \dot{F}^*(f_0, \theta - \theta_0(t_2)) d\theta;$$

$$R_h(t_1 - t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \exp\{j2\pi f(t_1 - t_2)\} df.$$

In deriving (3) was used the expression (2).

It is assumed that the amplitude-frequency response $\dot{K}(j2\pi f)$ of the predetection section is ultrawideband, then the expression (3) can be written as ($t_1 - t_2 = \tau$)

$$R_u(t_1, t_1 - \tau, \lambda(\theta)) = 0,5 [B_\psi(f_0, \theta_0(t_1)) + N_0] R_h(\tau) + 0,5 N_p \delta(\tau), \quad (4)$$

where

$$B_\psi(f_0, \theta_0(t_1)) = \int_0 B(f_0, \theta) |\dot{F}(f_0, \theta - \theta_0(t_1))|^2 d\theta.$$

Spectrogram is given by the equation [7]

$$G(f, t_1, \lambda(\theta)) = 0,5 \{ [B_\psi(f_0, \theta_0(t_1)) + N_0] |\dot{K}(j2\pi f)|^2 + N_p \}. \quad (5)$$

2. SOLUTION OF OPTIMIZATION PROBLEM

The optimization problem can be solved by the maximum likelihood method:

$$\delta \ln p[u(t, \theta_0(t)) | \lambda(\theta)] / \delta \lambda(\theta) \Big|_{\hat{\lambda}(\theta) = \lambda_{opt}(\theta)} = 0, \quad (6)$$

where $\lambda(\theta) = B(f_0, \theta)$; $\hat{\lambda}(\theta)$ and $\lambda_{opt}(\theta)$ are estimated and the optimum parameters;

$$p[u(t, \theta_0(t)) | \lambda(\theta)] = k(\lambda(\theta)) \exp\{-0,5 \int_0^t \int_0^t u(t_1, \theta_0(t_1)) \times \times W_u(t_1, t_2, \lambda(\theta)) u(t_2, \theta_0(t_2)) dt_1 dt_2\}$$

is the likelihood functional; $W_u(t_1, t_2, \lambda(\theta))$ denotes the inverse of the correlation function found from the following integral equation

$$\int R_u(t_1, t_2, \lambda(\theta)) W_u(t_2, t_3, \lambda(\theta)) dt_2 = \delta(t_1 - t_3); \quad (7)$$

$k(\lambda(\theta))$ denotes a parameter that depends on $\lambda(\theta)$; $\delta / \delta \lambda(\theta)$ denotes the variational derivative.

Solution of equation (7) in the time domain is difficult. To equation (6) is being applied the Fourier

transform and is being calculated the variational derivatives [2, 3]. The solution is given by

$$\int_0^t \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{F}(f_0, \theta - \theta_0(t_1))|^2 |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \times \times G^{-1}(f, t_1, \hat{\lambda}(\theta)) df dt_1 = \int_0^t \int_0^{t_1} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{F}(f_0, \theta - \theta_0(t_1))|^2 \times \times |\dot{K}(j2\pi f)|^2 G^{-2}(f, t_1, \hat{\lambda}(\theta)) \exp\{j2\pi f \tau\} df d\tau dt_1. \quad (8)$$

The left-hand side of equation (8) multiply and divide by $G(f, t_1, \lambda(\theta))$. Then the equation (8) can be given by the following relation

$$0,5 \int_0 B(f_0, \theta') \Psi_{FG}(f_0, \theta' - \theta, \hat{\lambda}(\theta')) d\theta' + N_0 C(\theta, \hat{\lambda}(\theta)) + N_p C_W(\theta, \hat{\lambda}(\theta)), \quad (9)$$

where

$$\Psi_{FG}(f_0, \theta' - \theta, \hat{\lambda}(\theta)) = 2 \int_0^{t_1} |\dot{F}(f_0, \theta' - \theta_0(t_1))|^2 \times \times |\dot{F}(f_0, \theta - \theta_0(t_1))|^2 \Delta F(t_1, \hat{\lambda}(\theta)) dt_1 \quad (10)$$

is the radiometric uncertainty functions;

$$2\Delta F(t_1, \hat{\lambda}(\theta)) = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^4 G^{-2}(f, t_1, \hat{\lambda}(\theta)) df = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 |\dot{K}_W(j2\pi f, t_1, \hat{\lambda}(\theta))|^2 df$$

is the bandwidth of the predetection section of the radiometer after matched and decorrelation filters;

$$|\dot{K}_W(j2\pi f, t_1, \hat{\lambda}(\theta))|^2 = |\dot{K}(j2\pi f)|^2 G^{-2}(f, t_1, \hat{\lambda}(\theta))$$

is the frequency response of the decorrelation filter;

$$2\Delta F_W(t_1, \hat{\lambda}(\theta)) = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 G^{-2}(f, t_1, \hat{\lambda}(\theta)) df = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}_W(j2\pi f, t_1, \hat{\lambda}(\theta))|^2 df$$

is the bandwidth of the decorrelation filter;

$$C(\theta, \hat{\lambda}(\theta)) = 2 \int_0^{t_1} |\dot{F}(f_0, \theta - \theta_0(t_1))|^2 \Delta F(t_1, \hat{\lambda}(\theta)) dt_1 \quad (11)$$

and

$$C_W(\theta, \hat{\lambda}(\theta)) = 2 \int_0^{t_1} |\dot{F}(f_0, \theta - \theta_0(t_1))|^2 \Delta F_W(t_1, \hat{\lambda}(\theta)) dt_1. \quad (12)$$

The right-hand side of equation (8) has the following form

$$\int_0^t \int_0^{t_1} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{F}(f_0, \theta - \theta_0(t_1)) \dot{F}^*(f_0, \theta - \theta_0(t_2)) \times \times |\dot{K}(j2\pi f)|^2 G^{-2}(f, t_1, \hat{\lambda}(\theta)) u(t_2, \theta_0(t_2)) \times \times u(t_1, \theta_0(t_1)) \exp\{j2\pi f(t_1 - t_2)\} df dt_1 dt_2. \quad (13)$$

For the wideband frequency response of the predetection section we have the following relation

$$G^2(f, t_1, \hat{\lambda}(\theta)) \approx G(f, t_1, \hat{\lambda}(\theta)) G(f, t_2, \hat{\lambda}(\theta)). \quad (14)$$

Then the equation (13) is being written

$$\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f) \int_0^t \dot{F}(f_0, \theta - \theta_0(t)) G^{-1}(f, t, \hat{\lambda}(\theta)) \times u(t, \theta_0(t)) \exp\{-j2\pi f t\} dt|^2 df = \quad (15)$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f) \dot{U}_{IFG}(f, \theta)|^2 df = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}_{IFW}(f, \theta)|^2 df,$$

where

$$\dot{U}_{IFG}(f, \theta) = \int_0^t \dot{F}(f_0, \theta - \theta_0(t)) G^{-1}(f, t, \hat{\lambda}(\theta)) \times u(t, \theta_0(t)) \exp\{-j2\pi f t\} dt,$$

$$\dot{U}_{IFW}(f, \theta) = \dot{K}(j2\pi f) \dot{U}_{IFG}(f, \theta).$$

Using the Parseval theorem, we then deduce

$$\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}_{IFW}(f, \theta)|^2 df = \int_0^t u_{Fd}^2(t, \theta) dt, \quad (16)$$

where

$$u_{Fd}(t, \theta) = F^{-1}[\dot{U}_{IFW}(f, \theta)] \quad (17)$$

and $F^{-1}[\cdot]$ denotes the operator of the inverse Fourier transformation.

Using equations (9) and (17), we then deduce the solving of equation (16) in the following form

$$0,5 \int_0^t \hat{B}(f_0, \theta') \Psi_{FG}(f_0, \theta' - \theta, \hat{\lambda}(\theta')) d\theta' = \quad (18)$$

$$= \int_0^t u_{Fd}^2(t, \theta) dt - 0,5 [N_0 C(\theta, \hat{\lambda}(\theta)) - N_p C_w(\theta, \hat{\lambda}(\theta))].$$

The left-hand side of expression (18) has a smooth by the uncertainty function $\Psi(\theta' - \theta)$ estimate of radio brightness as a function of angular coordinates $\hat{B}(f_0, \theta')$. To restore $\hat{B}(f_0, \theta')$ assume that there is an inverse function $\Psi_{FG}^{-1}(f_0, \theta' - \theta, \hat{\lambda}(\theta))$ which satisfies the integral equation

$$\int \Psi_{FG}(f_0, \theta' - \theta, \hat{\lambda}(\theta)) \times \Psi_{FG}^{-1}(f_0, \theta'' - \theta, \hat{\lambda}(\theta)) d\theta = \delta(\theta' - \theta'').$$

Multiplying both sides of expression (18) on $\Psi_{FG}^{-1}(f_0, \theta'' - \theta, \hat{\lambda}(\theta))$ and integrate over θ can be obtain the following optimal algorithm

$$\frac{\hat{B}(f_0, \theta'')}{2} = \int_0^t \Psi_{FG}^{-1}(f_0, \theta'' - \theta, \hat{\lambda}(\theta)) \int_0^t u_{Fd}^2(t, \theta) dt d\theta - \quad (19)$$

$$- 0,5 N_0 R(\theta'', \hat{\lambda}(\theta'')) - 0,5 N_p R(\theta'', \hat{\lambda}(\theta'')),$$

where

$$R(\theta'', \hat{\lambda}(\theta'')) = \int_0^t \Psi_{FG}^{-1}(f_0, \theta'' - \theta, \hat{\lambda}(\theta)) C(\theta, \hat{\lambda}(\theta)) d\theta, \quad (20)$$

$$R_w(\theta'', \hat{\lambda}(\theta'')) = \int_0^t \Psi_{FG}^{-1}(f_0, \theta'' - \theta, \hat{\lambda}(\theta)) C_w(\theta, \hat{\lambda}(\theta)) d\theta. \quad (21)$$

The algorithm (19) gives the optimum estimate of brightness temperature of a spatially-distributed object.

For practical implementation it is expedient to make some simplifications in the algorithm (19). Assume that the decorrelation filters are not adaptive, but depend on some average value $\hat{\lambda}$. Then the half-width of the bands appearing in (19) are equal

$\Delta F(t_1, \hat{\lambda}(\theta)) \approx \Delta F(\hat{\lambda})$ and $G(f, t, \hat{\lambda}(\theta)) = G(f, \hat{\lambda})$ and the expression (10) will have the following form:

$$\Psi_{FG}(f_0, \theta' - \theta, \hat{\lambda}) = 2\Delta F(\hat{\lambda}) \int_0^t |\dot{F}(f_0, \theta' - \theta_0(t_1))|^2 \times \quad (22)$$

$$\times |\dot{F}(f_0, \theta - \theta_0(t_1))|^2 dt_1 = 2\Delta F(\hat{\lambda}) \Psi_F(f_0, \theta' - \theta),$$

$$\Psi_{FG}^{-1}(f_0, \theta' - \theta, \hat{\lambda}(\theta)) = 0,5 \Delta F^{-1}(\hat{\lambda}) \Psi_F^{-1}(f_0, \theta' - \theta) \quad (23)$$

and

$$\int \Psi_{FG}(f_0, \theta' - \theta, \hat{\lambda}(\theta)) \Psi_{FG}^{-1}(f_0, \theta'' - \theta, \hat{\lambda}(\theta)) d\theta = \quad (24)$$

$$= \int \Psi_F(f_0, \theta' - \theta) \Psi_F^{-1}(f_0, \theta'' - \theta) d\theta = \delta(\theta' - \theta'').$$

Using equations (22) – (24), we then deduce:

$$C(\theta, \hat{\lambda}) = 2\Delta F(\hat{\lambda}) \int_0^t |\dot{F}(f_0, \theta - \theta_0(t_1))|^2 dt_1,$$

$$C_w(\theta, \hat{\lambda}) = 2\Delta F_w(\hat{\lambda}) \int_0^t |\dot{F}(f_0, \theta - \theta_0(t_1))|^2 dt_1,$$

$$R(\theta'') = \int_0^t \int_0^t \Psi_F^{-1}(f_0, \theta'' - \theta) |\dot{F}(f_0, \theta - \theta_0(t_1))|^2 d\theta dt_1,$$

$$R_w(\theta'', \hat{\lambda}) = \Delta F_w(\hat{\lambda}) \Delta F^{-1}(\hat{\lambda}) R(\theta''),$$

and the quasioptimum algorithm has the following form

$$\hat{B}(f_0, \theta'') = \Delta F^{-1}(\hat{\lambda}) \int_0^t \Psi_F^{-1}(f_0, \theta'' - \theta) \int_0^t u_{Fd}^2(t, \theta) dt d\theta - \quad (25)$$

$$- N_0 R(\theta'') - N_p \Delta F_w(\hat{\lambda}) \Delta F^{-1}(\hat{\lambda}) R(\theta'').$$

Using the Nyquist theorem, we then deduce (expression (25) is being multiplied on $\Delta F(\hat{\lambda})$)

$$\hat{P}(\theta'') = \int_0^t \Psi_F^{-1}(f_0, \theta'' - \theta) \int_0^t u_{Fd}^2(t, \theta) dt d\theta - \quad (26)$$

$$- P_0(\hat{\lambda}) R(\theta''),$$

where $\hat{P}(\theta'') = \hat{B}(f_0, \theta'') \Delta F(\hat{\lambda})$, $P_0(\hat{\lambda}) = N_0 \Delta F(\hat{\lambda})$, $P_p(\hat{\lambda}) = N_p \Delta F_w(\hat{\lambda})$ and was being considered the assumption $P_0(\hat{\lambda}) \ll P_p(\hat{\lambda})$.

The unknown power $P_0(\hat{\lambda})$ of the radiometer internal noise is calculated during the system calibration.

The quasi-optimal algorithm (26) has the following operations: multiplication of observation to the antenna pattern, decorrelation of the input sequence and quadratic detection, convolution with an inverse uncertainty function and the compensation of power of the internal receiver noise.

The block diagram satisfying to the quasioptimum algorithm (26) is being created. The quasioptimum algorithm (26) is being written in following form

$$\hat{P}(\theta'') = \int_0^t \Psi_F^{-1}(f_0, \theta'' - \theta) \times \quad (27)$$

$$\times \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f) G^{-1}(f, \hat{\lambda}) \int_0^t \dot{F}(f_0, \theta - \theta_0(t)) \times u(t, \theta_0(t)) \exp\{-j2\pi f t\} dt|^2 df d\theta -$$

$$P_0(\hat{\lambda}) \int_0^t \int_0^t \Psi_F^{-1}(f_0, \theta'' - \theta) |\dot{F}(f_0, \theta - \theta_0(t_1))|^2 d\theta dt_1.$$

The block diagram corresponding to (27) is shown in Fig. 1.

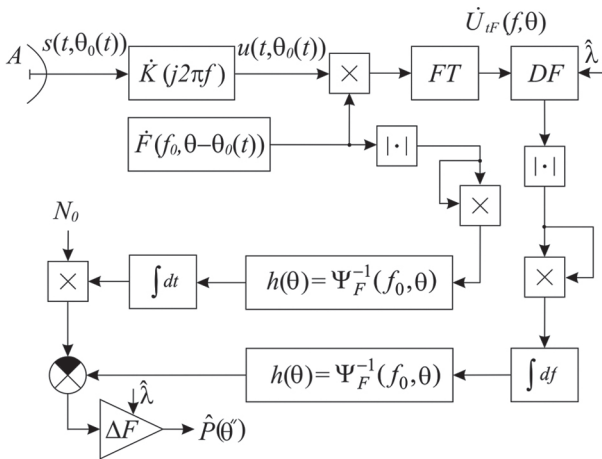


Fig. 1. The block diagram of quasioptimum signal processing in the microwave scanning radiometer

The observation $u(t, \theta_0(t))$ is being multiplied with the antenna pattern $\dot{F}(f_0, \theta - \theta_0(t))$ and after that arrives on the block of Fourier transformation (FT). This subcircuit describes the following part of optimum processing:

$$\dot{U}_{IF}(f, \theta) = \int_0^t \dot{F}(f_0, \theta - \theta_0(t)) u(t, \theta_0(t)) \exp\{-j2\pi f t\} dt.$$

The signal $\dot{U}_{IF}(f, \theta)$ is being processed in the decorrelation filter (DF) with amplitude-frequency characteristic $\dot{K}_W(j2\pi f, \hat{\lambda}) = \dot{K}(j2\pi f) G^{-1}(f, \hat{\lambda})$ (we assume that $G(f, t, \hat{\lambda}(\theta)) = G(f, \hat{\lambda})$) and after that in the following blocks: magnitude $|\cdot|$, square-law detector and integrator. Output signal is angular function and it has the following form

$$\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}_{IF}(f, \theta)|^2 df = 0,5 \int_0^t \hat{B}(f_0, \theta') \Psi_{FG}(f_0, \theta' - \theta, \hat{\lambda}) d\theta' + 0,5 N_0 C(\theta, \hat{\lambda}) + 0,5 N_p C_W(\theta, \hat{\lambda}) = \int_0^t u_{Fd}^2(t, \theta) dt.$$

After that this signal enters into the block with the following impulse response

$$h(\theta) = \Psi_F^{-1}(f_0, \theta, \hat{\lambda}),$$

where

$$\Psi_F(f_0, \theta, \hat{\lambda}) = \int_0^t |\dot{F}(f_0, \theta - \theta_0(t_1))|^2 |\dot{F}(f_0, \theta_0(t_1))|^2 dt_1.$$

Output signal has narrower autocorrelation function and it can be given by the following relation

$$\Delta F^{-1}(\hat{\lambda}) \int_0^t \Psi_F^{-1}(f_0, \theta'' - \theta, \hat{\lambda}) \times \int_0^t u_{Fd}^2(t, \theta) dt d\theta = \hat{B}(f_0, \theta'') + N_0 R(\theta'') + N_p \Delta F_W(\hat{\lambda}) \Delta F^{-1}(\hat{\lambda}) R(\theta''). \quad (28)$$

After the block with the impulse

$$h(\theta) = \Psi_F^{-1}(f_0, \theta, \hat{\lambda})$$

is. On the secondary input of subtractor is the following signal

$$N_0 R(\theta'') = N_0 \int_0^t \int_0^t \Psi_F^{-1}(f_0, \theta'' - \theta) |\dot{F}(f_0, \theta - \theta_0(t_1))|^2 d\theta dt_1.$$

This signal is being formed from the function $\dot{F}(f_0, \theta - \theta_0(t_1))$, which describe the antenna pattern. For this purpose function pass through following

blocks: calculation of the module of function, the square-law detector, the block with the impulse response $h(\theta) = \Psi_F^{-1}(f_0, \theta, \hat{\lambda})$, integrator and multiply with N_0 .

Assume that the condition $N_p \ll N_0$ is true and then last summand in expression (28) can be neglected. Using the amplifier with gain constant $\Delta F(\hat{\lambda})$ we obtain the power estimate as angular function in following form

$$\hat{P}(\theta'') = \int_0^t \Psi_F^{-1}(f_0, \theta'' - \theta) \int_0^t u_{Fd}^2(t, \theta) dt d\theta - N_0 \Delta F(\hat{\lambda}) \int_0^t \int_0^t \Psi_F^{-1}(f_0, \theta'' - \theta) |\dot{F}(f_0, \theta - \theta_0(t_1))|^2 d\theta dt_1. \quad (29)$$

The prior knowledge about the measurable parameter $\hat{\lambda}$ is necessary for calculation of decorrelation filter and its bandwidth $\Delta F(\hat{\lambda})$ therefore we enter $\hat{\lambda}$ on the secondary inputs of the decorrelation filter and amplifier.

CONCLUSION

In this paper, the algorithms of optimum and quasioptimum signal processing in the scanning radiometers have been synthesized. The quasioptimum algorithm has the following operations: multiplication of observation to the antenna pattern, decorrelation, convolutions with inverse uncertainty function of radiometer, square-law detection, integration and compensations of power of internal radiometer noise which measured at the calibration phase.

The block diagram satisfying to optimum algorithm has been developed. This block diagram, in contrast to known compensation scheme, contains following operation: multiplication of observation to the antenna pattern, decorrelation and convolutions with inverse uncertainty function of radiometer.

References

- [1] *Volosyuk V.K. and V.F. Kravchenko*, Statistical theory of radiotechnical systems of remote sensing and radar.: Fizmatlit, Moscow, 2008. — 704 p. (in Russian).
- [2] *Kljatskin V. I.* The stochastic equations by eyes of the physicist.: Fizmatlit, Moscow, 2001. — 528 p. (in Russian).
- [3] *Dubkov A.A.* Modern methods of the statistical analysis of transport processes in biological systems.: Nizhni Novgorod, 2007. — 92 p. (in Russian).
- [4] *Antufeev V.I. and A.S. Sultanov* “The optimal structure and potential sensitive of radiometer with instability of the gain”, *Izv. VUZov. Radiophysik: Sci. Mag.*, vol. 31, No 2, pp. 142-148, 1988 (in Russian).
- [5] *Pavlikov V.V.* Statistical synthesis of optimal structure of ultrawideband radiometer of modulation-compensating type // *Physical Base of Instrumentation: Sci. Mag.*, No 1, 132-142, 2011. (in Russian).
- [6] *V.K. Volosyuk, V.V. Pavlikov and S.S. Zhyla*, “Parameter estimation for UWB signals in the radiometric systems of modulation type with fluctuating gain input path”, *Proc. International Conference, Kharkiv, Ukraine, 2011*, pp. 237-240. (in Russian).
- [7] *Levin B.R. Theoretical bases of statistical radio engineering*, Sov. radio, Moscow, Vol. 1, 1966. (in Russian).

Manuscript received May, 28, 2012



Pavlikov Vladimir Vladimirovich, Candidate of Technical Science, National aerospace university 'Kharkov Aviation Institute'. Scientific interests: statistical theory of passive location.

УДК 621.396

Статистический синтез микроволнового сканирующего радиометра / В.В. Павликов // Прикладная радиоэлектроника: науч.-техн. журнал. – 2012. – Том 11. № 3. – С. 445–449.

В работе синтезированы алгоритмы оптимальной и квазиоптимальной обработки сигналов собственного радиотеплового излучения пространственно распределенных объектов в радиометрах со сканирующей диаграммой направленности. Показано, что оптимальный алгоритм содержит следующие операции: умножение наблюдения на функцию, описывающую диаграмму направленности антенны в текущий момент времени, декорреляцию, свертки с функцией, обратной функции неопределенности радиометра, квадратичного детектирования, интегрирования и компенсации мощности внутренних шумов радиометра, которую измеряют на этапе калибровки системы. Разработана соответствующая структурная схема радиометра, которая, в отличие от схемы компенсационного радиометра, содержит операции умножения наблюдения на функцию, описывающую диаграмму направленности антенны в текущий момент времени, декорреляции и свертки с функцией, обратной функции неопределенности радиометра.

Ключевые слова: оптимальный сканирующий радиометр, оценка яркостной температуры пространственно-протяженных объектов.

Ил. 01. Библиогр.: 7 назв.

УДК 621.396

Статистичний синтез мікрохвильового сканувального радіометра / В.В. Павліков // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. – Том 11. № 3. – С. 445–449.

У роботі синтезовані алгоритми оптимальної і квазіоптимальної обробки сигналів власного радіотеплового випромінювання просторово розподілених об'єктів у радіометрах зі сканувальною діаграмою спрямованості. Показано, що оптимальний алгоритм включає такі операції: перемноження спостереження на функцію, яка описує діаграму спрямованості антени в поточний момент часу, декорреляцію, згортання з функцією, яка є зворотною до функції невизначеності радіометра, квадратичного детектування, інтегрування та компенсації потужності внутрішніх шумів радіометра, яку вимірюють на етапі калібрування системи. Розроблено відповідну структурну схему радіометра, яка, на відміну від схеми компенсаційного радіометра, включає операції перемноження спостереження на функцію, яка описує діаграму спрямованості антени в поточний момент часу, декорреляції та згортання з функцією, яка є зворотною до функції невизначеності радіометра.

Ключові слова: оптимальний сканувальний радіометр, оцінка яскравісної температури просторово розподілених об'єктів.

Іл. 01. Бібліогр.: 7 найм.

СИНТЕЗ КВАДРАТУРНОГО РЕГУЛЯТОРА КОМПЛЕКСНОГО КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ СВЧ ДИАПАЗОНА

И.Ю.КРАВЦОВ, В.М.КИЧАК, Ю.И.КРАВЦОВ

Данная работа направлена на исследование возможности построения биполярного аттенюатора для создания квадратурного регулятора комплексных коэффициентов передачи СВЧ диапазона. Исследование заключается в построении и анализе соответствующей качественной модели, которая позволяет создать модель биполярного аттенюатора, что даст возможность оценить возможные схемы построения квадратурного регулятора комплексных коэффициентов передачи СВЧ диапазона.

Ключевые слова: биполярный аттенюатор, коэффициент передачи, делитель мощности СВЧ, квадратурный регулятор.

ВВЕДЕНИЕ

Квадратурный регулятор комплексных коэффициентов передач в СВЧ диапазона занимает важное место в построении систем обработки сигналов в адаптивных антенных решетках на несущей частоте. Использование биполярного аттенюатора СВЧ диапазона позволит уменьшить число управляемых элементов, мощность управляющего сигнала, габариты системы, повысить надежность, уменьшить количество и упростит форму управляющего сигнала квадратурным регулятором комплексных коэффициентов передачи СВЧ диапазона.

Классическая схема квадратурного регулятора комплексного коэффициента передачи СВЧ диапазона описана в [1].

К основным недостаткам данной схемы следует отнести большое число управляемых элементов (до 20 элементов на один канал), обусловленное малым вносимым затуханием, приходящимся на один элемент, а также значительную мощность управляющего сигнала, обусловленную большим числом управляемых элементов, синхронизацию управления аттенюатором и фазовым манипулятором. Большое число управляемых элементов также увеличивает габаритные размеры блока.

Целью настоящей работы является исследование возможности построения биполярного аттенюатора, основанного на взаимном вычитании сигналов, для создания квадратурного регулятора комплексных коэффициентов передачи СВЧ диапазона.

1. МОДЕЛЬ ПОСТРОЕНИЯ БИПОЛЯРНОГО АТТЕНЮАТОРА

Как предпосылку для создания биполярного аттенюатора рассмотрим принцип построения развязанных делителей мощности, упрощенная схема которого показана на рис. 1.

Развязка между плечами 1 и 2 достигается следующим образом. Сигнал, возбуждаемый в плече 1, поступает в плечо 2 по двум путям через сосредоточенное сопротивление R_2 и отрезок линии, равный $\lambda/2$ (предполагается, что все входы идеально согласованы). Таким образом, в плечо 2

приходят два сигнала в противофазе. При соответствующем выборе R_2 можно добиться их полной компенсации. Не углубляясь в анализ, подробно приведенный в [2, 3], запишем условия идеального согласования и идеальной развязки.

$$\rho_1 = \rho_0 \sqrt{2}, \quad (1)$$

$$R_2 = 2\rho_0, \quad (2)$$

где: ρ_0 — волновое сопротивление подводящих линий; ρ_1 — волновое сопротивление четвертьволновых отрезков линий; R_2 — развязывающее сопротивление.

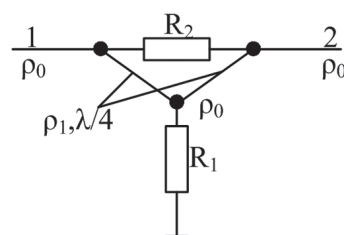


Рис. 1. Упрощенная схема биполярного аттенюатора

В зависимости от соотношения сопротивлений R_1 и R_2 могут быть осуществлены как полная передача сигнала из плеча 1 в плечо 2, так и развязка между ними.

Проанализируем зависимости модуля коэффициента передачи обоих плеч схемы от значения этих сопротивлений.

Модуль коэффициента передачи, последовательно включенного в передающую линию сопротивления:

$$|S_{12}| = \frac{2}{\sqrt{4+r^2}}, \quad (3)$$

где $r = R/Z_0$; Z_0 — характеристическое сопротивление линии.

Модуль коэффициента передачи, параллельно включенного в передающую линию сопротивления:

$$|S_{12}| = \frac{2}{\sqrt{4+g^2}}, \quad (4)$$

где: $g = G/y_0$; $G = 1/R$ — проводимость; $y_0 = 1/Z$ — характеристическая проводимость линии.

Зависимость модуля коэффициента передачи плеч от изменения сопротивления R_1 (кривая S_{122}), R_2 (кривая S_{121}) соответственно и при их одновременном изменении (кривая S_1) показаны на рис. 2.

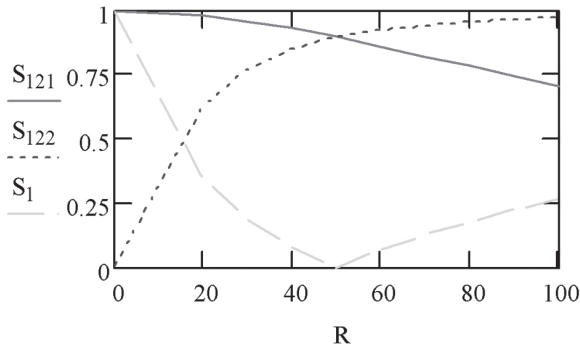


Рис. 2. Зависимость модуля коэффициента передачи плеч от изменения сопротивления R_1, R_2

Анализируя полученные зависимости, можно сделать вывод, что при одновременном изменении сопротивлений R_1 и R_2 , модуль коэффициента передачи может изменяться в широких пределах [4]. Рассмотрим поведение фазы выходного сигнала в схеме (рис. 2) относительно фазы входного сигнала при изменении сопротивлений R_1 и R_2 .

При малых сопротивлениях практически весь входной сигнал проходит через плечо резистора R_1 , фаза выходного сигнала будет совпадать с фазой входного сигнала. При увеличении сопротивлений резисторов R_1 и R_2 в момент, когда модули коэффициента передачи обоих плеч будут равны, то выходной сигнал будет равен нулю, а фаза изменит свою полярность на 180° . При дальнейшем увеличении сопротивлений резисторов R_1 и R_2 входной сигнал проходит в основном через резистор R_2 , а фаза остается неизменной. Таким образом, при одновременном увеличении сопротивлений до порогового значения фаза выходного сигнала остается постоянной и совпадает с фазой входного сигнала, после чего скачком изменяется на 180° относительно фазы входного сигнала и при дальнейшем увеличении сопротивлений остается постоянной. Таким образом, появляется возможность плавного управления амплитудой выходного сигнала при противоположных значениях полярности фазы, т.е. биполярного управления амплитудой.

2. РЕАЛИЗАЦИЯ УСТРОЙСТВА ДЛЯ БИПОЛЯРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АМПЛИТУДОЙ

Для реализации биполярного аттенюатора была использована схема СВЧ фазового манипулятора 0° - 180° на диодах [5].

Экспериментальная характеристика изменения амплитуды и фазы выходного сигнала от управляющего напряжения и соответствующего ему тока диодов при значении $R_1 = 120$ Ом показана на рис. 3.

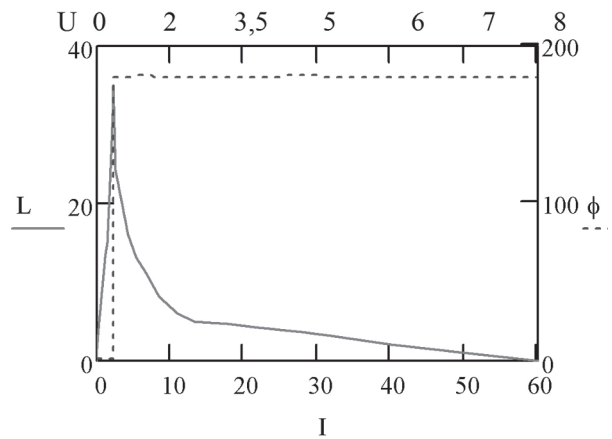


Рис. 3. Экспериментальная характеристика изменения амплитуды и фазы выходного сигнала от управляющего напряжения и соответствующего ему тока диодов

Как следует из рис. 3, левая часть характеристики затухания, соответствующая малым управляющим токам, имеет достаточно большую крутизну, в то время как ее правая часть растянута. Большое затухание (40...60 дБ) вносится в очень узком диапазоне токов управления, что создает нелинейность характеристик управления системы.

Большая крутизна левой части характеристики объясняется крутизной нелинейной зависимости сопротивления диода (соответствующая вносимому затуханию) от напряжения и соответственно тока управления. Эта зависимость может быть описана эмпирической формулой, Ом:

$$R = \frac{M}{I_{упр}^{0,87}}, \quad (5)$$

где M – параметр, зависящий от типа диода.

Для исследуемого диода $M = 1,5$. В диапазоне частот $\frac{W}{W_0} \leq 0,4$ активное сопротивление р-и-п диода можно принять равным дифференциальному.

Для реализации симметричного управления биполярным аттенюатором по напряжению необходимо регулировать ток диода.

3. МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УПРАВЛЯЮЩЕГО УСТРОЙСТВА ДЛЯ СИММЕТРИЧНОГО УПРАВЛЕНИЯ, ПО НАПРЯЖЕНИЮ, БИПОЛЯРНЫМ АТТЕНЮАТОРОМ

Для получения симметричной характеристики вносимого затухания от напряжения управления необходимо устройство управления, позволяющее получить линейную зависимость между управляющим напряжением и дифференциальным сопротивлением диода. Из условия симметрии характеристики вносимого затухания

$$U_{max} = 2U_I, \quad (6)$$

где U_I – напряжение, при котором перебрасывается фаза входного сигнала.

Линейная зависимость между током управления и дифференциальным сопротивлением диода, которую необходимо получить, исходя из поставленных условий, описывается так:

$$R = K(I_{\max} - I_{\text{упр}}), \quad (7)$$

где K – определяется значением дифференциального сопротивления диода в выключенном состоянии, при $I_{\text{упр}} = 0$, $K = \frac{R}{I_{\max}}$. Задачей построения является нахождение такой функции, для которой выполняется условие:

$$x = \left[\frac{M}{I_{\text{упр}}^{0,87}} \right] = K(I_{\max} - I_{\text{упр}}), \quad (8)$$

Искомая зависимость между управляющим током и дифференциальным сопротивлением диода имеет вид:

$$R = K(I_{\max} - I_{\text{упр}}) / \frac{M}{I_{\text{упр}}^{0,87}}. \quad (9)$$

Найдем соответствующую ей вольтамперную характеристику, для чего проинтегрируем это выражение по $I_{\text{упр}}$:

$$U = \int \frac{K(I_{\max} - I_{\text{упр}})}{\frac{M}{I_{\text{упр}}^{0,87}}} dI_{\text{упр}} = \frac{KI_{\max} I_{\text{упр}}^{0,87}}{M \cdot 1,87} - \frac{KI_{\text{упр}}^{2,87}}{2,87}. \quad (10)$$

Вольтамперная характеристика управления без управляющего устройства (кривая I_1) и требуемая вольтамперная характеристика для симметричной зависимости вносимого затухания от напряжения управления приведена на рис. 4 (кривая I_2).

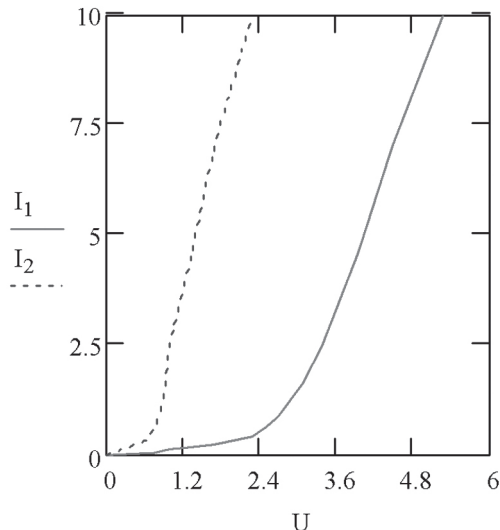


Рис. 4. Вольтамперная характеристика управления

4. РЕАЛИЗАЦИЯ УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ

Вольтамперная характеристика симметричного управления, биполярным аттенуатором, по напряжению, может быть реализована схемой с параллельным включением регулятора тока и порогового устройства. Используя в качестве порогового устройства полупроводниковый

стабилитрон, а в качестве регулятора тока полевой транзистор, получим схему стабилизирующего устройства.

Биполярный аттенуатор с устройством управления и стабилизации показан на рис. 5.

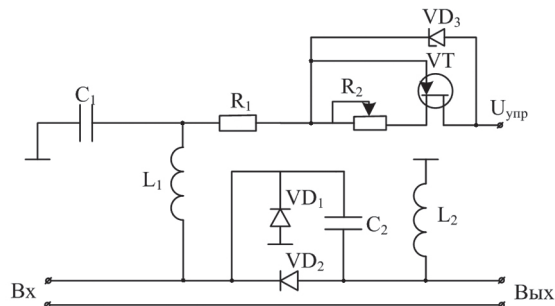


Рис. 5. Биполярный аттенуатор с устройством управления

Данная схема работает следующим образом. При значениях управляющего напряжения, меньших напряжения стабилизации стабилитрона, схема работает в режиме стабилизации тока. При этом значениям управляющих напряжений без устройства управления соответствуют меньшие токи управления, протекающие через диоды D_1 и D_2 , следовательно, максимальное значение вносимого затухания и перебор фазы будет получен при напряжении $U_{n2} > U_{n1}$. Левая часть характеристики, описывающей зависимость вносимого затухания от управляющего напряжения, будет более пологой. Когда управляющее напряжение достигает напряжения стабилизации стабилитрона, происходит его пробой, и ток управления диодами D_1 и D_2 протекает через стабилитрон. В результате возрастает крутизна правой части характеристики управления, и она становится близкой к симметричной.

Экспериментальная характеристика изменения амплитуды и фазы выходного сигнала от управляющего напряжения при значении $R_1 = 120$ Ом со стабилизирующим устройством, схема которого собрана на элементах VD: КС-147, VT: КП-303, показана на рис. 6.

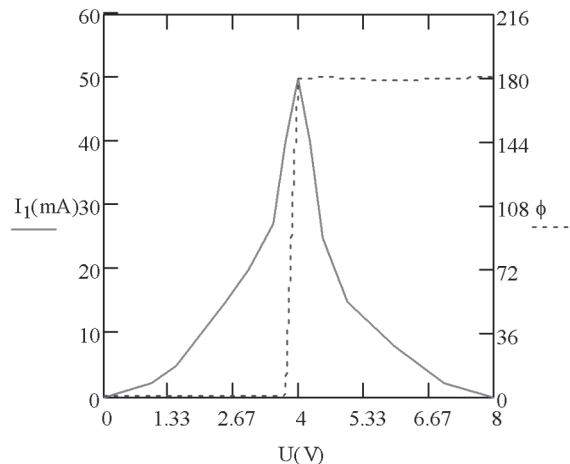


Рис. 6. Экспериментальная характеристика изменения амплитуды и фазы выходного сигнала от управляющего напряжения

Выбирая параметры стабилитрона и полевого транзистора, можно менять диапазон управления по напряжению биполярным аттенуатором.

Таким образом, введение предложенного устройства позволяет получить симметричную характеристику управления амплитудой СВЧ сигнала по напряжению с поворотом фазы на 180° в точке максимального затухания. Устройство с такой характеристикой может быть использовано в схеме квадратурного регулятора комплексного коэффициента передачи СВЧ диапазона.

5. КВАДРАТУРНЫЙ РЕГУЛЯТОР КОМПЛЕКСНОГО КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ

На рис. 7 показана электрическая схема разработанного квадратурного регулятора комплексного коэффициента передачи СВЧ диапазона.

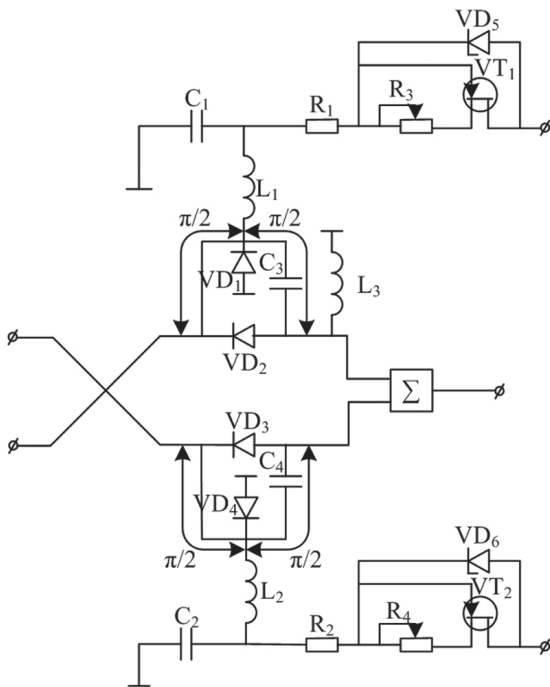


Рис. 7. Электрическая схема разработанного квадратурного регулятора комплексного коэффициента передачи СВЧ диапазона

Схема содержит 3-децибельный направленный ответвитель для создания синфазного и квадратурного канала, сумматор и биполярные аттенуаторы в каждом канале.

Работает квадратурный регулятор комплексных коэффициентов передачи СВЧ диапазона следующим образом:

Входной сигнал 3-децибельным направленным ответвителем разделяется на две составляющие, одна из составляющих сдвигается относительно другой по фазе, на 90° . Обе составляющие сигнала проходят через биполярные аттенуаторы. Выходной сигнал образуется суммированием составляющих сигнала на сумматоре Σ . При изменении амплитуд составляющих сигнала с помощью биполярного аттенуатора изменяется

амплитуда выходного сигнала и его фаза в пределах одного квадранта. При поочередном изменении полярности составляющих сигнала с помощью биполярных аттенуаторов фаза выходного сигнала переходит в другой квадрант.

СВЧ блок квадратурного регулятора комплексного коэффициента передачи показан на рис. 8.

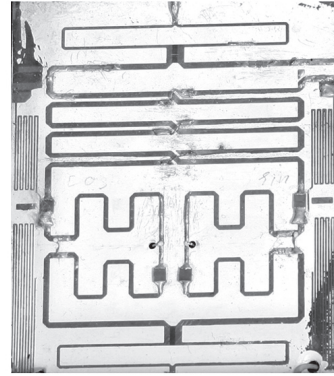


Рис. 8. СВЧ блок квадратурного регулятора комплексного коэффициента передачи

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

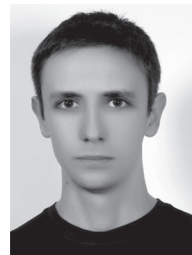
Использование биполярных аттенуаторов, выполненных по разработанной схеме, способствует значительному упрощению схемы управления квадратурным регулятором комплексного коэффициента передачи. Практически линейно изменяя два управляющих напряжения относительно пороговых значений, предложенная схема позволяет плавно управлять амплитудой в пределах до 60 дБ и фазой выходного сигнала в диапазоне $0...360^\circ$.

С использованием биполярных аттенуаторов в схеме достигается максимальное вносимое затуханием, при КСВ по входу и выходу не более 1,2, значительное снижение потребляемой мощности и более чем в 2 раза уменьшение габаритных размеров и массы.

Литература.

- [1] Труды ТИАР, 1973, т.61, №6.
- [2] Малорацкий Л.Г. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ. — Москва: «Советское радио», 1976. — 216 с.
- [3] Бова Н.В. Микроэлектронные устройства. — Киев: «Техніка», 1984. — 184 с.
- [4] Веселов Г.И. Микроэлектронные устройства СВЧ. — Москва: «Высшая школа», 1988. — 280 с.
- [5] Чернушенко А.М. Конструирование экранов и СВЧ-устройств. — Москва: «Радио и связь», 1990.

Поступила в редколлегию 06.06.2012



Кравцов Иван Юрьевич, аспирант кафедры ТКСТБ ВНТУ. Область научных интересов: обработка сигналов в телекоммуникационных системах.



Кичак Василий Мартынович, доктор технических наук, профессор, директор ИнРТЗП ВНТУ. Область научных интересов: цифровая обработка информации с использованием частотно-импульсного представления.



Кравцов Юрий Иванович, старший преподаватель кафедры ПКТА ВНТУ. Область научных интересов: пространственная обработка сигналов СВЧ. Разработка устройств СВЧ.

УДК 621.372.85

Синтез квадратурного регулятора комплексного коэффициента передачи НВЧ диапазону / I.Yu. Kravtsov, V.M. Kichak, Yu.I. Kravtsov // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. – Том 11. № 3. – С. 450–454.

У статті було розглянуто підхід до побудови біполярного атенюатора. На основі розробленого

біполярного атенюатора був побудований квадратурний регулятор комплексних коефіцієнтів передачі. Даний пристрій має менші габаритні розміри, менше енергоспоживання за рахунок зменшення кількості керованих елементів і просту характеристику управління.

Ключові слова: біполярний атенюатор, коефіцієнт передачі, подільник потужності НВЧ, квадратурний регулятор.

Л. 10. Бібліогр.: 03 найм.

UDC 621.372.85

Synthesis of the quadrature regulator of complex microwave transmission gain / I.Yu. Kravtsov, V.M. Kichak, Yu.I. Kravtsov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 3. – P. 450–454.

The paper presents a study of possibilities of constructing a bipolar attenuator for creating a quadrature regulator of complex microwave transmission gains. The study consists in constructing and analyzing a corresponding qualitative model that allows to create a bipolar attenuator model, which will make it possible to estimate possible diagrams of constructing a quadrature regulator of complex microwave transmission gains.

Keywords: bipolar attenuator, gain, microwave power divider, quadrature regulator.

Fig. 10. Ref.: 03 items.

ОПТИМИЗАЦИЯ ОБЪЕМА ГЕРМЕТИЧНЫХ БЛОКОВ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Н.П. ГАПОНЕНКО, О.В. СИРОТЮК, Е.В. ОГРЕНИЧ, Ю.А. ЛОПАТКА, Е.К. АРЕШКИН

Оптимизируется объём герметичного блока этажерочной конструкции. Тепловой режим моделируется с использованием программных средств инженерного анализа. Сходимость итерационного процесса обеспечивается отображением параметров в область обратных величин. Используется метод касательных гиперплоскостей.

Ключевые слова: герметичный блок, этажерочная конструкция, оптимизация объёма, тепловой режим, инженерный анализ, отображение параметров.

ВВЕДЕНИЕ

При проектировании бортовой радиоэлектронной аппаратуры актуальной задачей является разработка несущих конструкций с минимальным объёмом блоков [1, 2]. Особенно остро эта задача возникает при проектировании герметичных блоков этажерочной конструкции. Минимизация объёма таких блоков производится на этапе их компоновки, когда выбираются расстояния между платами и габаритные размеры блока. Поскольку эти параметры влияют на тепловой режим электрорадиоэлементов [3, 4], то компоновка блока производится в первую очередь при условии обеспечения теплового режима.

До недавнего времени сведения о реальном распределении температур в сложных радиоэлектронных устройствах можно было получить только в результате экспериментальных исследований. Теперь существует возможность отказаться от дорогостоящих и длительных экспериментов и проводить моделирование процессов теплопередачи в радиоэлектронных аппаратах с помощью программных средств инженерного анализа [5, 6]. Использование этих средств оказалось эффективным не только для анализа тепловых режимов, но и при оптимизации теплоотводящих элементов [7, 8].

Целью работы является разработка метода оптимизации объёмов герметичных радиоэлектронных аппаратов этажерочной конструкции с использованием современных программных средств инженерного анализа. Для решения этой задачи необходимо:

- создать тепловую модель герметичных блоков этажерочной конструкции;
- разработать метод оптимизации объёма герметичных блоков этажерочной конструкции с ограничениями по тепловому режиму;
- рассмотреть особенности применения метода.

Решение этой задачи возможно с использованием для моделирования распределения температур трехмерных моделей герметичных блоков, созданных с помощью средств инженерного проектирования CAD / CAM / CAE.

1. ТЕПЛОВАЯ МОДЕЛЬ ГЕРМЕТИЧНОГО БЛОКА

Блоки радиоэлектронной аппаратуры имеют большое количество конструктивных элементов, в том числе: печатные платы с электрорадиоэлементами, элементы крепления печатных плат, соединители, элементы объемного монтажа и т.д. Размеры этих элементов могут отличаться в сотни и тысячи раз. Обеспечить достаточную точность моделирования тепловых процессов в таких конструкциях современные компьютерные средства не могут. Поэтому при моделировании создаются тепловые модели путем исключения:

- конструктивных элементов, которые не влияют на распределение температур в блоке;
- локальных возмущений температур в печатных платах вблизи электрорадиоэлементов;
- элементов крепления блоков в аппаратуре.

Это позволяет в тепловой модели не учитывать элементы объемного монтажа, соединители и рассматривать равномерное распределение мощности по поверхности печатной платы. Влияние металлизации в печатной плате на тепловые процессы учитывается анизотропным коэффициентом теплопроводности. Указанные допущения приводят к теплообмену между блоком и внешней средой только конвекцией и излучением. На распределение температур внутри блока влияет также теплопередача теплопроводностью.

Тепловая модель герметичного блока с принятыми допущениями показана на рис. 1, где 1 – крышка корпуса; 2 – печатная плата; 3 – стойка; 4 – основание корпуса. На рис. 1 также обозначено: L_1 , L_2 та L_3 – ширина, длина и высота блока; l_1 и l_2 – длина и ширина печатной платы; $d_{п}$, d_0 и $d_{к}$ – толщина печатной платы, основания и крышки корпуса; a и b – расстояние от боковых стенок крышки корпуса до плат; h_i и $h_{к}$ – расстояние между платами и расстояние от верхней платы до крышки корпуса.

Объём герметичного блока с такими размерами определяется с помощью соотношений:

$$V = L_1 \cdot L_2 \cdot L_3, \quad (1)$$

где $L_1 = l_1 + 2a + 2d_k$; $L_2 = l_2 + 2b + 2d_k$;

$$L_3 = d_0 + d_k + nd_{\text{п}} + h_k + \sum_{i=0}^{n-1} h_i$$

печатных плат.

При исследовании теплового режима блока задавался коэффициент теплопроводности основания, крышки корпуса и стоек 140 Вт/м·К; печатной платы 3 и 40 Вт/м·К соответственно в аксиальном и радиальном направлениях.

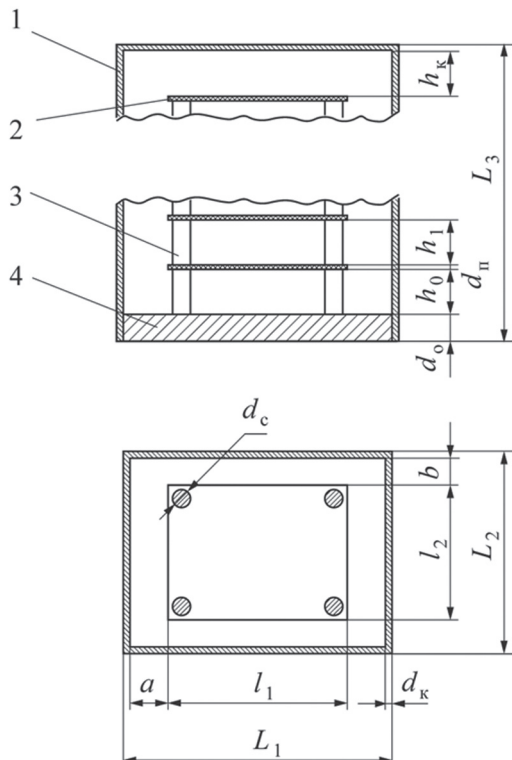


Рис. 1. Тепловая модель герметичного блока

Моделирование теплового режима блока при размерах плат $l_1 \times l_2 = 115 \times 115$, мм², расстояниях между платами $h_i = 10$ мм, температуре окружающей среды 50 °С и мощностях рассеивания на каждой плате 2 Вт показало, что максимальная температура наблюдается в центре средних плат и достигает 74,8 °С, что не обеспечивало тепловой режим некоторых электрорадиоэлементов. В этих условиях тепловой режим элементов может обеспечиваться выбором оптимальных расстояний между печатными платами и другими элементами конструкции герметичного корпуса.

2. ОПТИМИЗАЦИОННЫЕ СООТНОШЕНИЯ

При оптимизации объема блока решается оптимизационная задача:

$$V(H) \rightarrow \min; \quad \vartheta \leq \vartheta_{\text{доп}}, \quad (2)$$

где $V(H)$ – целевая функция (объем блока); $H = \{a, b, h_0, h_1, \dots, h_n, h_k\}$ – множество параметров, которые подлежат оптимизации; $\vartheta = t - t_c$ –

максимальный перепад температуры между платой и окружающей средой; t и t_c – максимальная температура на платах и температура окружающей среды; $\vartheta_{\text{доп}}$ – максимально допустимый перепад температуры между платами и окружающей средой.

При решении оптимизационной задачи использовалась линейная математическая модель зависимости температуры от параметров элементов:

$$\vartheta = a_0 + \sum_{i=0}^{n+2} a_i x_i, \quad (3)$$

где $a_i = \left. \frac{\partial \vartheta}{\partial x_i} \right|_{X_r}$ – линейные коэффициенты разложения ограничивающей функции в ряд Тейлора; $X_r = \{x_{r0}, \dots, x_{r(n+2)}\}$ – множество параметров блока, при которых определяются параметры модели; $a_0 = \vartheta_r - \sum_{i=0}^{n+2} a_i x_{ri}$; ϑ_r – максимальный перепад температуры между платами и окружающей средой при значениях параметров X_r ; $x_i = \frac{1}{h_i}$, ($i = \overline{0, n-1}$); $x_n = \frac{1}{h}$; $x_{n+1} = \frac{1}{a}$; $x_{n+2} = \frac{1}{b}$ – обратные параметры элементов конструкции.

Для улучшения сходимости алгоритмов оптимизации линейная модель (3) преобразуется в эллипсоидную:

$$\vartheta = \sum_{i=0}^{n+2} c_i x_i^2, \quad (4)$$

где c_i – коэффициенты модели.

Коэффициенты c_i определяются из условия тождественности касательных гиперплоскостей моделей (3) и (4). Касательная к модели (4) записывается в виде:

$$\frac{1}{\vartheta_r} \sum_{i=0}^{n+2} c_i x_{ri} x_i = 1. \quad (5)$$

Сравнение выражений (3) и (5) приводит к соотношению:

$$c_i = \frac{\vartheta_r}{\vartheta_r - a_0} \frac{a_i}{x_{ri}}, \quad (i = \overline{0, n+2}). \quad (6)$$

С целью упрощения оптимизационных соотношений используется гиперболическая модель целевой функции задачи (2):

$$V(X) = \sum_{i=0}^{n+2} \frac{g_i}{x_i}, \quad (7)$$

где g_i – коэффициенты модели.

Коэффициенты модели определяются по условиям тождеств касательных к функциям (1) и (7). Уравнение касательной к функции (1) записывается в виде:

$$\frac{1}{V_r - b_0} \sum_{i=0}^{n+2} b_i x_i = 1, \quad (8)$$

где V_r – значение объема блока при множестве параметров X_r ; $b_i = \left. \frac{\partial V}{\partial x_i} \right|_{X_r}$ – коэффициент разложения функции (1) в ряд Тейлора; $b_0 = V_r - \sum_{i=0}^{n+2} b_i x_{ri}$.

Уравнение касательной к функции (7) описывается соотношением:

$$\frac{1}{V_r} \sum_{i=0}^{n+2} \frac{g_i x_i}{x_i^2} = 1. \quad (9)$$

Касательные (8) и (9) тождественны, если выполняются условия:

$$g_i = \frac{V_r}{V_r - b_0} b_i x_i^2, \quad (i = \overline{0, n+2}). \quad (10)$$

Оптимизация объема блока проводилась методом множителей Лагранжа. Для этого создавалась вспомогательная функция:

$$L(\lambda) = V(X) + \lambda \sum_{i=0}^{n+2} c_i x_i^2, \quad (11)$$

где λ – множитель Лагранжа.

Оптимальные значения параметров блока достигаются при выполнении условий:

$$\frac{\partial L(\lambda)}{\partial x_i} = 0, \quad (i = \overline{0, n+2}). \quad (12)$$

С учетом соотношений (7) система (12) преобразуется к виду:

$$-\frac{g_i}{x_i^2} + 2\lambda c_i x_i = 0, \quad (i = \overline{0, n+2}). \quad (13)$$

Множитель Лагранжа определяется при дополнении системы (13) уравнением (4), что с учетом условий задачи (2) приводит к оптимальным значениям параметров:

$$x_i = \left(\frac{g_i}{c_i} \right)^{1/3} \left(\frac{\vartheta_{доп}}{\sum_{i=0}^{n+2} c_i^{1/3} g_i^{2/3}} \right)^{1/2}, \quad (i = \overline{0, n+2}). \quad (14)$$

Обратные параметры (14) пересчитываются к линейным размерам элементов конструкции с помощью соотношений (3).

3. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА

Параметры, определенные с помощью соотношения (14), содержат коэффициенты моделей, которые имеют нелинейную зависимость от условий теплового режима. Поэтому при оптимизации объема блока используется итерационный алгоритм:

Шаг 1. Проводится компоновка блока по определенному количеству функциональных узлов (плат) и минимально допустимыми расстояниями между платами, между платами и корпусом (минимальная компоновка). При определении допустимых расстояний учитывается высота электрорадиоэлементов, размер соединителей и элементы объемного монтажа.

Шаг 2. Создается трехмерная модель, проводится моделирование тепловых процессов в блоке и проверяются условия обеспечения теплового режима (2) с учетом локальных перепадов температуры, обусловленных электрорадиоэлементами. Если условия (2) выполняются для всех электрорадиоэлементов, алгоритм завершается с выводами о нецелесообразности проведения оптимизации.

Шаг 3. Проводится компоновка, создается трехмерная модель блока по определенному количеству функциональных узлов и максимально целесообразными расстояниями между платами, между платами и корпусом (максимальная компоновка). Проводится моделирование тепловых процессов в блоке и проверяемого условия (2) обеспечения теплового режима всех электрорадиоэлементов. Если условия (2) не выполняются, алгоритм завершается с выводами о необходимости интенсификации механизмов охлаждения блока.

Шаг 4. Проводится моделирование при измененных параметрах и определяются параметры математической модели области работоспособности. Используются соотношения (3) и (6).

Шаг 5. Определяются параметры модели целевой функции и оптимальные параметры элементов. Используются соотношения (8), (10) и (14).

Шаг 6. Проверяется соблюдение конструктивных ограничений на параметры элементов. Элементы с нарушенными ограничениями исключаются из оптимизационной процедуры путем назначения минимально допустимых значений.

Шаг 7. Проводится моделирование тепловых процессов в блоке с оптимизированными значениями параметров. Проверяется условие:

$$\left| \frac{\vartheta - \vartheta_{доп}}{\vartheta_{доп}} \right| \leq \varepsilon, \quad (15)$$

где ε – погрешность расчетов.

Выполнение условия (15) приводит к завершению алгоритма с определенными размерами оптимальной компоновки. Иначе происходит переход к шагу 4.

Результаты применения предложенного алгоритма приведены в табл.1 для герметичного блока с количеством печатных плат $n = 3$. Обеспечивалась точность вычислений $\varepsilon = 2,5 \cdot 10^{-3}$. Максимально допустимая температура задавалась значением $\vartheta_{доп} = 70^\circ\text{C}$. Другие тепловые нагрузки блока такие же, как в разделе 1. Объем блока составлял 1,09; 2,93 и 1,61 л при минимальной, максимальной и оптимальной компоновках.

Таблица 1

Результаты применения алгоритма

Компоновка	Параметры, мм					t, °C
	a=b	h ₀	h ₁	h ₂	h _к	
Минимальная	5	20	10	10	10	74,8
Максимальная	5	40	40	40	40	66,6
Оптимальная	5	20	25,8	25	10	70,05

В процессе оптимизации назначены минимально допустимые по конструктивным ограничениям параметры $a = b$, h_0 и $h_к$, поскольку их оптимальные значения меньше минимально допустимых.

Оптимизационная процедура позволила уменьшить объем блока на 82% по сравнению с максимальной компоновкой. При одинаковой тепловой нагрузке расстояния между платами почти не отличались.

ВЫВОДЫ

Предложенный метод оптимизации габаритных размеров герметичных блоков использует программные средства моделирования тепловых процессов, что позволяет отказаться от длительных и кропотливых экспериментальных исследований. Оптимальные значения размеров элементов конструкции получены с использованием метода касательных гиперплоскостей при создании моделей границы области работоспособности и целевой функции. В связи с нелинейной зависимостью параметров моделей от условий процессов теплопередачи оптимальные соотношения определялись в итерационном алгоритме.

Разработанный алгоритм оптимизации учитывает конструктивные ограничения на размеры элементов конструкции и проводит проверку целесообразности и возможности проведения оптимизационной процедуры. Применение алгоритма позволяет уменьшить объем герметичных блоков на десятки процентов. В случае невозможности проведения оптимизационных процедур делается вывод о необходимости использования механизмов интенсификации процессов теплообмена.

Литература

- [1] Лутченков Л. С. Автоматизированное проектирование несущих конструкций радиоэлектронных средств. – М.: Радио и связь, 1991. – 204 с., ил.
- [2] Овсицер П.И., Голованов Ю.В. Несущие конструкции радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Радио и связь, 1988. – 232 с., ил.
- [3] Дульнев Г. Н. Тепло- и массообмен в радиоэлектронной аппаратуре. – М.: Высш. шк., 1984. – 247 с., ил.
- [4] Роткоп Л.Л., Спокойный Ю.Е. Обеспечение тепловых режимов при конструировании радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Сов. радио, 1976. – 232 с., ил.
- [5] Гончаров П.С., Ельцов М.Ю., Корщиков С.Б. и др. NX для конструктора-машиностроителя. – М.: ДМК Пресс, 2010. – 504 с., ил.
- [6] Алямовский А. А. SolidWorks 2007/2008. Компьютерное моделирование в инженерной практике. – СПб.: БХВ-Петербург, 2008. – 1040 с., ил.
- [7] Шило Г.Н., Огренич Е.В., Гапоненко Н.П. Проектирование радиаторов с оптимальными массогабаритными параметрами // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2011. № 1-2. – С. 30 – 33.
- [8] Гапоненко Н.П., Марухняк М.С., Огренич Е.В. Проектирование штыревых радиаторов с оптимальными массогабаритными параметрами // Прикладная радиоэлектроника. – 2012. №1. – С. 112–115.

Поступила в редколлегию 12.06.2012



Гапоненко Николай Прокофьевич, доцент кафедры ИТЭС ЗНТУ, канд. техн. наук. Область научных интересов: тепловые режимы и допусковое проектирование электронных аппаратов.



Сиротюк Оксана Валентиновна, аспирантка кафедры ИТЭС ЗНТУ. Область научных интересов: проектирование несущих конструкций радиоэлектронной аппаратуры.



Огренич Евгений Викторович, ассистент кафедры ИТЭС ЗНТУ. Область научных интересов: автоматизация конструирования электронной аппаратуры.



Лопатка Юлия Анатолиевна, студентка кафедры ИТЭС ЗНТУ. Область научных интересов: конструирование радиоэлектронной аппаратуры.



Арешкин Евгений Константинович, студент кафедры ИТЭС ЗНТУ. Область научных интересов: конструирование радиоэлектронной аппаратуры.

УДК 621.396.6

Оптимізація об'єму герметичних блоків радіоелектронної апаратури / М.П. Гапоненко, О.В. Сиротюк, Є.В. Огренич, Ю.А. Лопатка, Є.К. Арешкін // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. Том 11. № 3. – С. 455–458.

Оптимізується об'єм герметичного блоку етажерної конструкції. Тепловий режим моделюється з використанням програмних засобів інженерного аналізу. Збіжність ітераційного процесу забезпечується відображенням параметрів в область обернених величин. Використовується метод дотичних гіперплощин.

Ключові слова: герметичний блок, етажерна конструкція, оптимізація об'єму, тепловий режим, інженерний аналіз, відображення параметрів.

Табл. 1. Лл. 1. Бібліогр.: 8 найм.

UDC 621.396.6

Volume optimization of electronic equipment hermetic units / M.P. Gaponenko, O.V. Sirotyuk, E.V. Ogrenich, J.A. Lopatka, E.K. Arshkin // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 3. – P. 455–458.

The volume of a stack package sealed unit is optimized. Thermal mode is simulated by a computer-aided engineering system. Convergence of an iterative process is provided by the mapping of parameters into the region of inverse values. The method of tangent hyperplanes is used.

Keywords: sealed unit, stack package, volume optimization, thermal mode, computer-aided engineering system, mapping of parameters.

Tab. 1. Fig. 1. Ref.: 08 items.

ПРИКЛАДНАЯ РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

Научно-технический журнал

Ответственный секретарь

Е. Б. Исаева

Корректор

Н. В. Ерик

Перевод на английский язык

К. Т. Умяров

Компьютерный дизайн и верстка

Е. Б. Исаева

Рекомендовано засіданням Бюро Президії Академії наук прикладної радіоелектроніки
(протокол № 3 від 27.09.2012 р.).

Рекомендовано Вченою радою Харківського національного університету радіоелектроніки
(протокол № 14 від 28.09.2012 р.).

Свідоцтво про державну реєстрацію КВ № 6037 від 09.04.2002 р.

Журнал включений у список фахових видань ВАК України
з технічних наук
(постанова президії ВАК України № 1-05/2 от 10.03.2010),
з фізико-математичних наук (фізика)
(постанова президії ВАК України № 1-05/5 от 1.07.2010)

Підписано до друку 28.09.2012. Формат 60 × 84 ¹/₈.
Папір офсет. Друк офсет. Умов.-друк. арк. 17,2. Облік.-вид. арк. 17,0.
Тираж 300 прим. Ціна договірна.

Віддруковано в ТОВ «ДРУКАРНЯ МАДРИД»
61024, м. Харків, вул. Ольмінського, 8. Тел.: (057) 717-41-79
www.madrid.in.ua, e-mail: info@madrid.in.ua